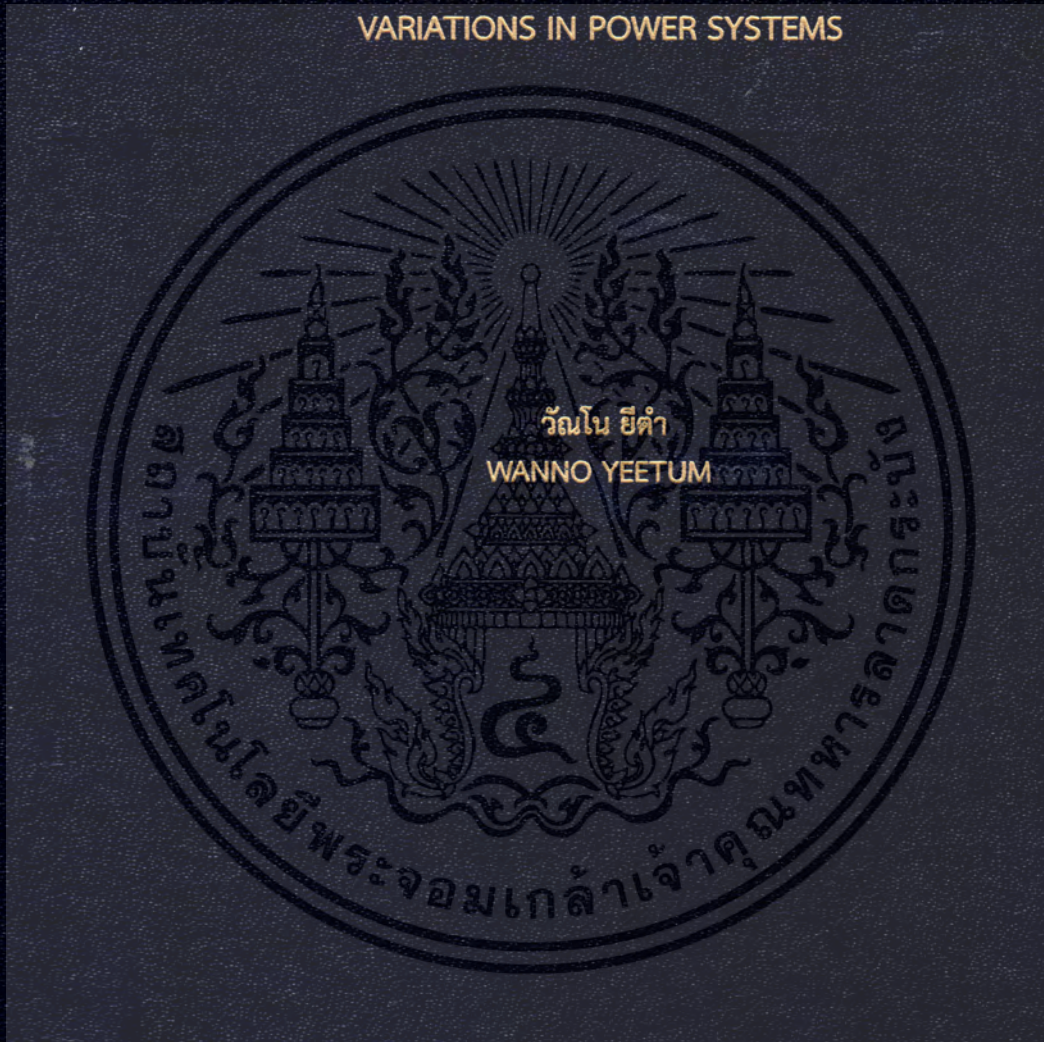


ตัวกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานด้วยการตรวจวัดกระแสแหล่งจ่ายสำหรับการ  
ป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ใน  
ระบบไฟฟ้า

PARALLEL ACTIVE POWER FILTER BASED ON SOURCE CURRENT DETECTION  
FOR ANTIPARALLEL RESONANCE WITH ROBUSTNESS TO PARAMETER  
VARIATIONS IN POWER SYSTEMS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-D-018-043

ตัวกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานด้วยการตรวจวัดกระแสแหล่งจ่ายสำหรับการ  
ป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ใน  
ระบบไฟฟ้า

PARALLEL ACTIVE POWER FILTER BASED ON SOURCE CURRENT DETECTION  
FOR ANTIPARALLEL RESONANCE WITH ROBUSTNESS TO PARAMETER  
VARIATIONS IN POWER SYSTEMS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-D-018-043

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARALLEL ACTIVE POWER FILTER BASED ON SOURCE CURRENT DETECTION  
FOR ANTIPARALLEL RESONANCE WITH ROBUSTNESS TO PARAMETER  
VARIATIONS IN POWER SYSTEMS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2018

KMITL-2018-EN-D-018-043

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018





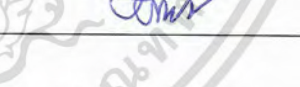
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยการตรวจวัดกระแสแหล่งจ่ายสำหรับการป้องกัน  
เรโซแนนซ์แบบขนานที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า  
Thesis Title Parallel Active Power Filter Based on Source Current Detection for  
Antiparallel Resonance with Robustness to Parameter Variations in Power  
Systems  
นักศึกษา นายวัฒน์ ยี่ตำ  
รหัสประจำตัว 53610115  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-043

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กฤษชนม์	ภูมิภิตติพิชญ์	
รศ.ดร.อานันท์วัฒน์	คุณากร	
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
รศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณ์านุสรณ์	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 9 กรกฎาคม พ.ศ. 2561 เวลา 14.00-16.00 น.  
สถานที่สอบ ณ ห้อง HM-402 อาคารเฉลิมพระเกียรติ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยื่นให้พิมพ์เอกสารนี้เป็นการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้าง คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์ มีการนำไปใช้

วันที่ 9 กรกฎาคม พ.ศ. 2561

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยการตรวจวัดกระแส แหล่งจ่ายสำหรับการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีความคงทน ต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า
นักศึกษา	นายวัฒน์ ยีตา
รหัสประจำตัว	53610115
ปริญญา	ดุสิตบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยอาศัยการตรวจวัดกระแสแหล่งจ่ายสำหรับการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์สำหรับระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้ใช้ตัวตรวจจับฮาร์มอนิกเพียงแคตัวเดียวและใช้วิธีการจัดสัญญาณวงรอบแบบเปิดสำหรับออกแบบตัวควบคุมให้ระบบมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายและการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันของตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่นำเสนอนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้ทั้งระบบไฟฟ้าขนาดใหญ่และระบบไฟฟ้าขนาดห้องปฏิบัติการโดยปราศจากการเปลี่ยนแปลงค่าแต่อย่างใด ผลการจำลองด้วยพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และการทดลองด้วยพารามิเตอร์มาตราส่วนห้องปฏิบัติการได้ยืนยันถึงความถูกต้องแม่นยำในการออกแบบ การมีสมรรถนะที่ดีในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานพร้อมกับการกำจัดฮาร์มอนิกและมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า

Thesis	Parallel Active Power Filter Based on Source Current Detection for Antiparallel Resonance with Robustness to Parameter Variations in Power Systems
Student	Mr. Wanno Yeetum
Student ID.	53610115
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

### ABSTRACT

This thesis presents the parallel active power filter based on source current detection for antiparallel resonance with robustness to parameter variations for power factor correction using capacitor banks. The proposed method employs only single harmonic detector and an open loop shaping design for robustness to variations of source impedance and a sudden change of capacitor bank values for power factor correction. The proposed anti-parallel resonance controller can be readily applied to both large-scale and laboratory-scale power systems without any change. The large-scale simulation and the laboratory-scale experiment results confirm the validity, the accuracy and good performance for antiparallel resonance, harmonic suppression, and robustness to parameter variations in power systems.

## กิติกรรมประกาศ

ด้วยพระนามของอัลลอฮ์ผู้ทรงกรุณาปรานีผู้ทรงเมตตาเสมอ

ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณพระองค์อัลลอฮ์ที่ได้ให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสิ้นได้ด้วยดีและได้ให้ความช่วยเหลือแก่ข้าพเจ้าในทุกๆ อย่างตลอดชีวิตของข้าพเจ้า

ข้าพเจ้าขอขอบคุณ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์นี้จนสำเร็จ ขอขอบคุณ เพื่อน พี่และน้องในห้องวิจัย PMC ที่ได้พูดคุย แลกเปลี่ยนความคิดและให้ความช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกๆ ท่านที่ได้อบรมสั่งสอนทั้งในด้านวิชาการและจริยธรรมให้แก่ข้าพเจ้า ตั้งแต่ระดับอนุบาลจนถึงระดับปริญญาเอก

ขอขอบคุณคณะกรรมการในการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่านที่ได้ให้การตรวจสอบ แนะนำและแก้ไขซึ่งทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครที่ได้ให้ทุนการศึกษาแก่ข้าพเจ้าตั้งแต่ปริญญาตรี ปริญญาโทตลอดจนถึงปริญญาเอก

ขอขอบคุณพี่ๆ ของข้าพเจ้าที่ได้ให้การสนับสนุนและให้ความช่วยเหลือที่ดีต่อข้าพเจ้าตลอดมา ขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้า คุณชุตีมา หลีหะหมุด ที่อดทนและอยู่เคียงข้างข้าพเจ้าตลอดมาไม่ว่าข้าพเจ้าจะเป็นอย่างไรก็ตาม

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบคุณ บิดาและมารดาของข้าพเจ้าที่ได้เลี้ยงดูข้าพเจ้ามาตั้งแต่เล็กจนโต และได้สั่งสอนข้าพเจ้าตลอดเวลาจนทำให้ข้าพเจ้ามีวันนี้ที่ดีในวันนี้ได้

วัลโน ยีดำ

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 เรโซแนนซ์แบบขนานที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง.....	7
2.1 บทนำ.....	6
2.2 แบบจำลองสมการทางคณิตศาสตร์ของเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	6
2.3 ระบบไฟฟ้ามาตรฐานขนาดใหญ่และมาตรฐานขนาดห้องปฏิบัติการ ที่ค่าพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง.....	9
2.3.1 องค์ประกอบที่ค่าพารามิเตอร์คงที่.....	10
2.3.1.1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า.....	10
2.1.1.2 โหลดประเภทเชิงเส้นคงที่.....	10
2.1.1.3 โหลดประเภทไม่เชิงเส้นคงที่.....	10
2.1.2 องค์ประกอบที่ค่าพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงค่าได้.....	11
2.1.2.1 อิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย.....	11
2.1.2.2 โหลดประเภทเชิงเส้นที่เปลี่ยนแปลงค่าได้.....	11
2.1.2.3 ตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง.....	11
2.4 การเปรียบเทียบขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน มาตรฐานขนาดใหญ่และฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานขนาดห้องปฏิบัติการ.....	11
2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของเรโซแนนซ์แบบขนานเมื่อพารามิเตอร์ ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง.....	13
บทที่ 3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	14
3.1 บทนำ.....	14
3.2 วิธีการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้า ไม่มีการเปลี่ยนแปลง.....	14
3.2.1 ตัวรอกกำลังแบบพาสซีฟ.....	14
3.2.2 ตัวเก็บประจุไฮบริด.....	16
3.2.3 ตัวรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา IV ะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3	วิธีการป้องกันการเกิดโรโซแนนซ์แบบขนานที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง.....	21
บทที่ 4	วิธีที่นำเสนอสำหรับการป้องกันโรโซแนนซ์แบบขนาน.....	26
4.1	บทนำ.....	26
4.2	การป้องกันโรโซแนนซ์แบบขนานด้วย PAPF ด้วยการตรวจวัดกระแสฮาร์โมนิกแหล่งจ่าย.....	26
4.3	บล็อกไดอะแกรมควบคุมสำหรับป้องกันโรโซแนนซ์แบบขนาน.....	26
4.4	การออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันโรโซแนนซ์แบบขนาน.....	28
4.5	สมรรถนะในการป้องกันโรโซแนนซ์แบบขนานและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า.....	35
บทที่ 5	โครงสร้างตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	36
5.1	บทนำ.....	36
5.2	การตรวจวัดฮาร์โมนิก.....	37
5.3	คำสั่งกระแสสำหรับป้องกันโรโซแนนซ์.....	39
5.4	การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	40
5.5	คำสั่งกระแสรวมของ PAPF.....	44
5.6	ตัวควบคุมกระแสของ PAPF.....	45
บทที่ 6	การจำลองและการทดลอง.....	46
6.1	บทนำ.....	46
6.2	กรณีศึกษาที่ 1: กรณีปกติ.....	47
6.3	กรณีศึกษาที่ 2: อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีค่าเพิ่มขึ้นพร้อมกับตัวเก็บประจุที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน.....	51
6.4	กรณีศึกษาที่ 3: อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีค่าลดลงพร้อมกับตัวเก็บประจุที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน.....	54
บทที่ 7	สรุปและแนวทางในการพัฒนา.....	57
7.1	สรุป.....	57
7.2	แนวทางในการพัฒนา.....	57
	เอกสารอ้างอิง.....	59
	ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	62
	ประวัติผู้เขียน.....	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา V. จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามาตราส่วนขนาดใหญ่และมาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ.....	10
4.1 สูตรการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันรีโซแนนซ์แบบขนาน.....	33
4.2 ค่าเฟื้อเฟสและค่าเฟื้ออัตราขยายของ $G_L(s)$ เมื่อพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง.....	35
5.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ของ PAPFC.....	37
6.1 ค่า DPF และ PF สำหรับ LSS.....	50
6.2 ค่า DPF และ PF สำหรับ LSE.....	50
6.3 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSS ของกรณีที่ 2.....	52
6.4 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSE ของกรณีที่ 2.....	53
6.5 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSS ของกรณีที่ 3.....	55
6.6 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSE ของกรณีที่ 3.....	56



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VI จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ.....	1
2.1 ระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ.....	6
2.2 วงจรสมมูลต่อเฟสของระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ.....	7
2.3 วงจรสมมูลต่อเฟสของเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	8
2.4 ระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามารถเปลี่ยนแปลงได้.....	9
2.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามารถเปลี่ยนแปลงได้.....	9
2.6 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ $G_{oi}(s)$ สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ.....	12
2.7 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ $G_{oi}(s)$ เมื่อพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง....	13
3.1 วงจรตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ.....	14
3.2 วงจรสมมูลต่อเฟสของวงจรตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ.....	15
3.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวิธีตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ.....	16
3.4 วงจรตัวเก็บประจุไฮบริดในงานวิจัยของ P. Jintakosonwit และคณะ.....	17
3.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของวงจรตัวเก็บประจุไฮบริด.....	17
3.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวิธีตัวเก็บประจุไฮบริด.....	18
3.7 วงจรตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานในงานวิจัยของ Xinwen Chen และคณะ.....	19
3.8 วงจรสมมูลต่อเฟสของวงจรตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	19
3.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวิธีตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	21
3.10 การป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานด้วยวิธีค่าความนำที่เปลี่ยนแปลงแบบเลือกค่าได้ในงานวิจัยของ Chen Xu และคณะ.....	21
3.11 กระแสชดเชยรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเพื่อการตรวจจับความถี่เรโซแนนซ์.....	22
3.12 ขั้นตอนการตรวจจับความถี่เรโซแนนซ์.....	22
3.13 การทำงานเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์.....	23
4.1 วิธีการที่นำเสนอเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	25
4.2 วงจรสมมูลต่อเฟสของวิธีการที่นำเสนอเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	25
4.3 บล็อกไดอะแกรมควบคุมสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	27
4.4 เงื่อนไขที่ต้องการของ $G_L(s)$ .....	30
4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของ $G_C(s)$ .....	32
4.6 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ $G_S(s)$ .....	34
4.7 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ $G_T(s)$ .....	34
4.8 ขนาดและมุมเฟสของ $G_L(s)$ .....	34
4.9 ขนาดของ $G_{oi}(s)G_S(s)$ เมื่อประยุกต์ใช้ตัวควบคุม $G_C(s)$ ในขณะที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง.....	35
5.1 โครงสร้างทั้งหมดของ PAPFC $G_L(s)$ .....	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VII ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2 ไดอะแกรมการตรวจวัดฮาร์โมนิก.....	37
5.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	41
5.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	41
5.5 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุตด้วยฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วย.....	43
5.6 โพลพล็อตของ $G_{OL}(s)$ .....	43
6.1 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดลองในห้องปฏิบัติการ.....	46
6.2 รูปคลื่นของ LSS สำหรับกรณีที่ 1.....	48
6.3 สเปกตรัมของ LSS สำหรับกรณีที่ 1.....	48
6.4 รูปคลื่นของ LSE สำหรับกรณีที่ 1.....	49
6.5 สเปกตรัมของ LSE สำหรับกรณีที่ 1.....	49
6.6 รูปคลื่นของ LSS สำหรับกรณีที่ 2.....	52
6.7 รูปคลื่นของ LSE สำหรับกรณีที่ 2.....	53
6.8 รูปคลื่นของ LSS สำหรับกรณีที่ 3.....	55
6.9 รูปคลื่นของ LSE สำหรับกรณีที่ 3.....	56



# บทที่ 1

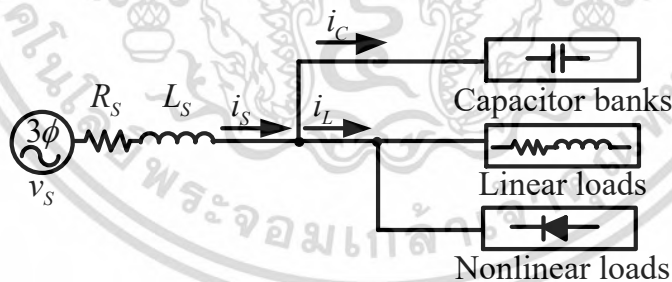
## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์

อุปกรณ์ที่เป็นโหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในอุตสาหกรรมได้แก่ บัลลาสต์แกนเหล็กสำหรับระบบส่องสว่าง ปั๊มน้ำ เครื่องทำความเย็น หรือเครื่องมืออุปกรณ์ใดๆ ที่มีมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นส่วนประกอบ อุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ล้วนต้องการกำลังรีแอกทีฟ (Reactive power) ที่ใช้ไปในการสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อให้เกิดการทำงาน ซึ่งตัวเลขที่เป็นตัวบ่งชี้ว่าระบบไฟฟ้าใดๆ มีค่ากำลังรีแอกทีฟมากน้อยเพียงใดคือ ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor, PF) ซึ่งค่า PF มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 โดยที่ระบบไฟฟ้าที่มีค่า PF ต่ำๆ ซึ่งก็คือเข้าใกล้ 0 แสดงว่าระบบไฟฟ้านั้นมีค่ากำลังรีแอกทีฟมาก ซึ่งข้อเสียของระบบที่มีค่า PF ต่ำ คือ

1. ทำให้เกิดกำลังสูญเสีย (Power loss) ในหม้อแปลงสูง
2. ทำให้กำลังสูญเสียในสายส่งสูง
3. ทำให้ค่ากำลังรีแอกทีฟมีค่าที่สูงกว่าที่ทางการไฟฟ้ากำหนดจะต้องถูกจ่ายค่าปรับในส่วนที่เกิน
4. กำลังรีแอกทีฟที่สูงขึ้นทำให้หม้อแปลงสามารถจ่ายกำลังงานแอกทีฟ (Active power) ได้น้อยลง

เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้พลังงานในอุตสาหกรรมจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องแก้ไขข้อเสียดังกล่าวด้วยการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Correction, PFC) ให้สูงขึ้น ซึ่งวิธีการที่นิยมในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังคือการใช้ตัวเก็บประจุ (Capacitor) ต่อขนานกับระบบไฟฟ้า ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 ระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 1.1 ระบบไฟฟ้า 3 เฟส จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับระบบโดยผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งได้ถูกจำลองให้เป็นอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย  $L_s$  และ  $R_s$  โดยที่หม้อแปลงไฟฟ้านี้จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด 2 ประเภทคือ ประเภทแรกโหลดประเภทเชิงเส้น (Linear load) ซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งตัวเหนี่ยวนำนี้เป็นสาเหตุหลักทำให้ค่า PF ต่ำ และโหลดประเภทที่สองคือโหลดประเภทไม่เชิงเส้น (Nonlinear load) ซึ่งโหลดประเภทนี้ได้แก่ วงจรเรียงกระแส 3 เฟส (3-phase rectifier) ซึ่งจะพบบ่อยในตัวปรับ

ความเร็วรอบของมอเตอร์ (Variable speed drive) และแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง (Switching power supply) เป็นต้น ส่วนอุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับปรุงค่า PF ให้สูงขึ้นในระบบไฟฟ้าคือ ตัวเก็บประจุ

ในระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ ค่าความเหนี่ยวนำของแหล่งจ่าย และค่าความจุของตัวเก็บประจุจะเป็นเหตุให้เกิดเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel resonance) เมื่อในระบบไฟฟ้ามีกระแสฮาร์โมนิกที่มาจากโหลดประเภทไม่เชิงเส้น มันจะนำไปสู่การขยายของแรงดันและกระแสฮาร์โมนิก ซึ่งถ้าการขยายนั้นมีค่ามากจนเกินไป อาจทำให้หม้อแปลงไฟฟ้าหรือตัวเก็บประจุที่อยู่ในระบบไฟฟ้าเกิดการระเบิดสร้างความเสียหายต่อกระบวนการผลิตของโรงงานอุตสาหกรรมหรืออาจจะทำให้เกิดการดำเนินงานที่ผิดพลาดต่ออุปกรณ์ที่มีความไวต่อสิ่งรบกวนหรืออาจจะไปรบกวนระบบสื่อสารในโรงงานอุตสาหกรรม [1]

ได้มีแนวทางการแก้ไขเพื่อป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าได้แก่ ตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ (Passive power filters) [2]-[3], ตัวเก็บประจุไฮบริด (Hybrid capacitor) [4]-[7] ตัวกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน (Parallel active power filter, PAPF) [8]-[10] และตัวกรองกำลังแบบผสม (Hybrid filters) [1], [11] ในทามกลางวิธีการเหล่านั้น PAPF เป็นวิธีที่มีความยืดหยุ่นที่สุดสำหรับระบบไฟฟ้าที่มีการใช้ตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

โดยทั่วไปสำหรับการป้องกันเรโซแนนซ์ PAPF จะถูกควบคุมให้เป็นค่าความต้านทานหรือค่าความนำเสมือน (Virtual resistance or conductance) สำหรับหยุดยั้งการเกิดเรโซแนนซ์ซึ่งจะอาศัยการตรวจวัดแรงดันฮาร์โมนิกที่จุดต่อร่วม (Point of common coupling, PCC) ของระบบไฟฟ้า [8], [9] และได้มีงานวิจัยที่มีการเพิ่มตัวตรวจวัดกระแสฮาร์โมนิกเพื่อเพิ่มสมรรถนะในการกำจัดฮาร์โมนิกและกำจัดเรโซแนนซ์พร้อมๆ ในเวลาเดียวกัน [12], [13] แต่อย่างไรก็ตามพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าอาจจะมีการเปลี่ยนแปลงไปจากค่าที่ใช้ในการออกแบบเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์โดยมันจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance frequency) เลื่อนไปจากเดิมซึ่งทำให้สมรรถนะในการป้องกันเรโซแนนซ์ลดลงและมากไปกว่านั้นมันอาจจะเป็นเหตุให้ระบบไฟฟ้าสูญเสียเสถียรภาพส่งผลให้ระบบไฟฟ้าหยุดการทำงานได้

จากที่ผู้วิจัยได้ทำค้นคว้ามีเพียงงานวิจัยของ Chen Xu และคณะ [14] ที่มีการวิจัยเกี่ยวกับการป้องกันเรโซแนนซ์ในสถานะที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงซึ่งพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงคือตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง งานวิจัยนี้ได้นำเสนอว่า PAPF ควรจะทำงานเป็นค่าความนำที่เปลี่ยนแปลงแบบเลือกค่าได้ (Selective variable conductance) รอบๆ ความถี่เรโซแนนซ์เพื่อยับยั้งเรโซแนนซ์แบบขนานเพื่อให้มีประสิทธิภาพที่ดีในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะถูกตรวจวัดด้วยตัวตรวจวัดเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งมันจะเปลี่ยนแปลงค่าตามการเปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง แต่อย่างไรก็ตามวิธีการที่นำเสนอนี้ใช้ทรัพยากรสำหรับการคำนวณเป็นจำนวนมาก ระบบควบคุมมีความซับซ้อนและยังใช้ตัวตรวจวัดฮาร์โมนิกมากถึง 4 ตัวด้วยกันและอีกประการก็คืออัลกอริทึมสำหรับตัวตรวจวัดเรโซแนนซ์แบบขนานต้องใช้เวลาจำนวนหนึ่งเพื่อคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้ระบบไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงเรโซแนนซ์แบบขนานได้อย่างฉับพลัน

ในวิทยานิพนธ์นี้ในส่วนของการตรวจวัดตัวแปรเพื่อควบคุมเรโซแนนซ์แบบขนาน ตัวแปรซึ่งเป็นตัวบ่งชี้ที่ดีสำหรับการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานและสำหรับการกำจัดฮาร์โมนิกที่มีอยู่ในระบบไฟฟ้าพร้อมๆ ในเวลาเดียวกันคือกระแสแหล่งจ่าย (Source current) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้การตรวจวัดฮาร์โมนิก

เพียงแค่ตัวเดียวเท่านั้นเพื่อตรวจวัดกระแสฮาร์โมนิกของแหล่งจ่าย ซึ่งวิธีการนี้เป็นวิธีการที่ใหม่ในประเด็น การป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่พารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงซึ่งนี้เป็นคุณประโยชน์แรกของ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้สามารถลดค่าใช้จ่ายในการสร้าง PAPF สำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบ ขนานและโครงสร้างของตัวควบคุมเรโซแนนซ์แบบขนานจะไม่ซับซ้อน

ในส่วนของ การออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน (Antiparallel resonance controller, APRC) ได้ใช้วิธีการจัดสัญญาณวงรอบแบบเปิด (Open loop shaping design, OLS) [15] เพราะวิธีการนี้อยู่บนพื้นฐานการวิเคราะห์ด้วยผลตอบสนองทางความถี่ซึ่งสอดคล้องกับการเกิดเรโซแนนซ์ แบบขนานซึ่งอยู่บนพื้นฐานของผลตอบสนองทางความถี่เช่นเดียวกัน ซึ่งผลจากการออกแบบตัวควบคุมได้ค่า เมื่อมุมเฟส (Phase margin) และค่าเผื่ออัตราขยาย (Gain margin) ซึ่งมีค่าสูงทั้งคู่ ส่งผลให้ระบบมีความ คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า โดยวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถคงทนต่อการเปลี่ยนแปลง ของค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายพร้อมกับการเปลี่ยนแปลงค่าความจุของตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุงค่าตัว ประกอบกำลังซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันได้พร้อมๆ ในเวลาเดียวกัน ซึ่งครอบคลุมในย่านความถี่เร- โซแนนซ์ที่กว้างเมื่อพารามิเตอร์ของระบบได้เปลี่ยนแปลงไป และนี่ก็เป็นคุณประโยชน์ที่สองของวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้ คุณประโยชน์นี้ส่งผลให้เกิดความรวดเร็วและความยืดหยุ่นในการหาอุปกรณ์ที่จะมาทดแทนในการซ่อม บำรุงระบบไฟฟ้าในโรงงานอุตสาหกรรมซึ่งทำให้กระบวนการผลิตในอุตสาหกรรมมีความต่อเนื่องส่งผลให้เป็นการ เพิ่มกำไรในภาคอุตสาหกรรม มากไปกว่านั้น APRC สามารถถูกประยุกต์ใช้งานร่วมกันได้โดยไม่ต้องมีการ เปลี่ยนแปลงค่าใดๆ ทั้งในพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่สำหรับระบบไฟฟ้าจริงและพารามิเตอร์มาตรา ส่วนขนาดเล็กสำหรับทดลองในห้องปฏิบัติการ ซึ่งนี้เป็นคุณประโยชน์ที่สามของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงขอแนะนำเสนอตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานด้วยการตรวจวัดฮาร์โมนิก กระแสแหล่งจ่ายสำหรับการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ใน ระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ

## 1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อให้ได้วิธีที่สามารถป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งสามารถคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ ภายในระบบไฟฟ้า
2. เพื่อให้ได้วิธีที่ใช้ตัวตรวจวัดสัญญาณที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในประเด็นงานวิจัย เดียวกัน
3. เพื่อให้ได้ระบบควบคุมที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนเมื่อเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในประเด็นงานวิจัย เดียวกัน

## 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เพื่อให้บรรลุจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาที่ต้องการใช้ตัวตรวจจับน้อยที่สุดในการป้องกัน เรโซแนนซ์แบบขนาน หลักการพื้นฐานคือจะต้องเลือกสัญญาณที่เป็นตัวบ่งชี้การเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานใน ระบบไฟฟ้าเพียงแค่สัญญาณเดียวเท่านั้น ซึ่งจากการศึกษาพบว่าสัญญาณกระแสแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้านั้น

เป็นสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดเพราะสัญญาณกระแสแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณผลรวมของกระแสทุกๆ กระแสที่มีอยู่ในระบบไฟฟ้า

ส่วนในประเด็นเพื่อให้บรรลุจุดมุ่งหมายของการศึกษาในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งสามารถคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในระบบไฟฟ้า จากการศึกษาและค้นคว้าได้พบว่าวิธีการจัดสัญญาณวงรอบแบบเปิดซึ่งเป็นวิธีที่อยู่บนพื้นฐานการวิเคราะห์ด้วยผลตอบสนองทางความถี่ เป็นวิธีการที่เหมาะสมสำหรับการวิจัยในครั้งนี้เพราะระบบที่กำลังศึกษาคือเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่อยู่บนพื้นฐานการวิเคราะห์ด้วยผลตอบสนองทางความถี่ด้วยเช่นกัน และประการที่สำคัญคือวิธีการจัดสัญญาณวงรอบแบบเปิดยังให้ค่าเผื่อมูมเฟสและค่าเผื่ออัตราขยายซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงเสถียรภาพของระบบว่ามีมากน้อยเพียงใดซึ่งสอดคล้องกับจุดมุ่งหมายที่ต้องการความถี่คือเสถียรภาพต่อความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในระบบไฟฟ้า

#### 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ขอบเขตของการวิจัยการป้องกันการเกิดรีโซแนนซ์แบบขนานที่คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์โดยใช้ตัวกรองกำลังแบบขนานสำหรับระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลังโดยตัวเก็บประจุ มีดังนี้คือ

1. ระบบไฟฟ้าที่ทำการศึกษเป็นระบบไฟฟ้าแรงดันต่ำ 3 เฟส, 50 Hz แรงดันไม่เกิน 400 V, พิกัดกำลังของระบบทดลองในห้องปฏิบัติการมีขนาดประมาณ 3 kVA
2. การวิจัยนี้ศึกษาเฉพาะเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าเท่านั้น ซึ่งเป็นผลมาจากลิ่งรบกวนในระบบไฟฟ้าคือกระแสฮาร์โมนิกโหด
3. พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงคือ อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายซึ่งมีการเปลี่ยนแปลง 3 ระดับคือ 50%, 100% และ 200% และตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลังซึ่งมีการเปลี่ยนแปลง 3 ระดับคือ 50%, 100% และ 150%
4. มีการยืนยันถึงความถูกต้องและสมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอโดยการจำลองด้วยพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่เปรียบเทียบกับกรทดลองด้วยพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดเล็กในห้องปฏิบัติการ

#### 1.5 ขั้นตอนการศึกษา

เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้บรรลุจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ได้แบ่งขั้นตอนการศึกษาออกเป็นบทต่างๆ ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมา ความสำคัญของงานวิจัยและเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องก่อนหน้านี้ ในหัวข้อของงานวิจัยการป้องกันการเกิดรีโซแนนซ์แบบขนานที่คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์

บทที่ 2 กล่าวถึงรายละเอียดและแบบจำลองสมการทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่เกิดเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

บทที่ 3 กล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องก่อนหน้านี้ในหัวข้อการป้องกันการเกิดรีโซแนนซ์แบบขนานที่คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงรายละเอียดการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า

บทที่ 5 กล่าวถึงโครงสร้างทั้งหมดของตัวรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน

บทที่ 6 กล่าวถึงการจำลองการทำงานด้วยพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดใหญ่เปรียบเทียบกับ การทดลองด้วยพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดเล็กในห้องปฏิบัติการเพื่อยืนยันถึงความถูกต้องแม่นยำและสมรรถนะที่ดีของวิธีการที่นำเสนอ

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและแนวทางในการพัฒนางานวิจัยให้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น



## บทที่ 2

# เรโซแนนซ์แบบขนานที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

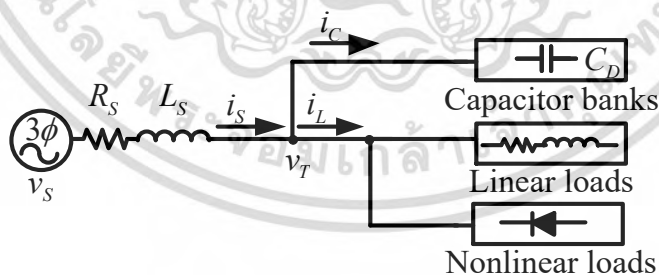
### 2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองสมการทางคณิตศาสตร์ของการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ ซึ่งจะเริ่มต้นด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์ของระบบไม่มีการเปลี่ยนแปลง ต่อจากนั้นจะนำเสนอระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์ภายในระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงซึ่งจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของระบบเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยพารามิเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงในวิทยานิพนธ์นี้คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและค่าตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง

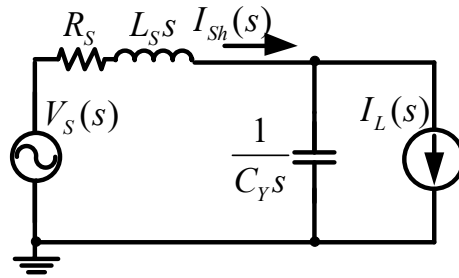
วิทยานิพนธ์นี้ยังได้มีการนำเสนอการวิเคราะห์และเปรียบเทียบการทำงานด้วยพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดใหญ่ซึ่งเป็นค่าจริงที่ได้จากข้อมูลผู้ผลิตอุปกรณ์ซึ่งมีพิกัดกำลังสูง (1000 kVA) และพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดเล็กซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับห้องปฏิบัติการซึ่งมีพิกัดกำลังต่ำ (3.3 kVA) โดยพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดใหญ่จะใช้สำหรับการจำลองการทำงานและพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดเล็กห้องปฏิบัติการจะใช้สำหรับการทดลองการทำงาน ซึ่งทั้งสองจะได้ทำการเปรียบเทียบกันในการจำลองและการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ในหัวข้อถัดไปจะเป็นรายละเอียดต่างๆ ของแต่ละหัวข้อดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

### 2.2 แบบจำลองสมการทางคณิตศาสตร์ของเรโซแนนซ์แบบขนาน



รูปที่ 2.1 ระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ



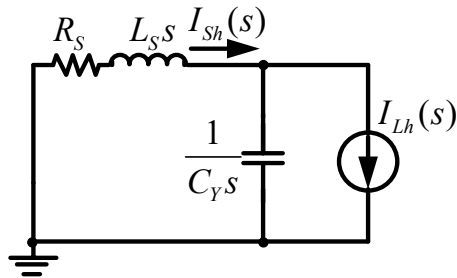
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลต่อเฟสของระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 2.1 และ รูปที่ 2.2 กำหนดให้

- $v_S$  คือ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 3 เฟส
- $v_T$  คือ แรงดันที่จุดต่อร่วม
- $i_S$  คือ กระแสแหล่งจ่าย
- $i_L$  คือ กระแสโหลด
- $i_C$  คือ กระแสตัวเก็บประจุ
- $V_S(s)$  คือ ตัวแปรลาปลาซแรงดันแหล่งจ่าย
- $I_S(s)$  คือ ตัวแปรลาปลาซกระแสแหล่งจ่าย
- $I_L(s)$  คือ ตัวแปรลาปลาซกระแสโหลด
- $L_S$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแหล่งจ่าย
- $R_S$  คือ ค่าความต้านทานแหล่งจ่าย
- $C_D$  คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ต่อแบบเดลต้า
- $C_Y$  คือ ค่าความจุสมมูลต่อเฟสของตัวเก็บประจุ โดยที่  $C_Y = 3C_D$

รูปที่ 2.1 แสดงโครงข่ายของระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ ซึ่งประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า 3 เฟส  $v_S$  โดยมีค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายคือค่าความเหนี่ยวนำแหล่งจ่าย  $L_S$  อนุกรมกับค่าความต้านทานแหล่งจ่าย  $R_S$  โดยโหลดจะประกอบไปด้วยโหลดเชิงเส้นซึ่งเป็นโหลดที่ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำและโหลดไม่เชิงเส้นซึ่งเป็นโหลดที่ทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า เพื่อให้เกิดความสะดวกในการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุม รูปที่ 2.1 จะถูกแปลงเป็นวงจรสมมูลหนึ่งเฟสซึ่งอยู่ในรูปของผลการแปลงลาปลาซดังรูปที่ 2.2

เมื่อพิจารณาเฉพาะผลของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลด ก็จะได้วงจรสมมูลต่อเฟสดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลต่อเฟสของเรโซแนนซ์แบบขนาน

จากรูปที่ 2.3 กำหนดให้

$I_{Sh}(s)$  คือ ตัวแปรลาปลาซกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่าย

$I_{Lh}(s)$  คือ ตัวแปรลาปลาซกระแสฮาร์มอนิกโหลด

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.3 เมื่อพิจารณาจากทางด้านกระแสฮาร์มอนิกโหลด อิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย และตัวเก็บประจุจะต่อขนานกัน ซึ่งจะเป็นสาเหตุให้เกิดเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้า โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสฮาร์มอนิกโหลด  $I_{Lh}(s)$  และกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่าย  $I_{Sh}(s)$  สามารถหาได้โดยการใช้สูตรวงจรแบ่งกระแสได้ดังนี้

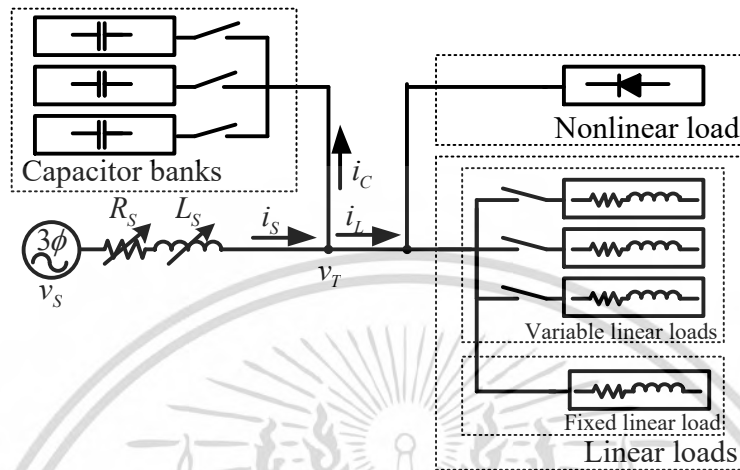
$$I_{Sh}(s) = \frac{\frac{1}{C_Y s}}{R_S + L_S s + \frac{1}{C_Y s}} I_{Lh}(s) \quad (2.1)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (2.1) ใหม่ให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ได้ดังนี้

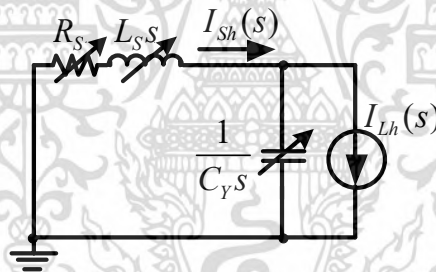
$$G_{oi}(s) = \frac{I_{Sh}(s)}{I_{Lh}(s)} = \frac{1}{L_S C_Y s^2 + R_S C_Y s + 1} \quad (2.2)$$

โดยที่  $G_{oi}(s)$  จะถูกเรียกว่าฟังก์ชันถ่ายโอนเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่ง  $G_{oi}(s)$  นี้จะถูกนำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานในบดถัดไป

## 2.3 ระบบไฟฟ้ามาตรฐานขนาดใหญ่และมาตรฐานขนาดเล็กห้องปฏิบัติการที่ค่าพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 2.4 ระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามารถเปลี่ยนแปลงได้



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามารถเปลี่ยนแปลงได้

รูปที่ 2.4 แสดงระบบไฟฟ้าซึ่งค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามารถเปลี่ยนแปลงได้ซึ่งมีวงจรสมมูลต่อเฟสดังรูปที่ 2.5 ตารางที่ 2.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าพิกัดกำลังมาตรฐานขนาดใหญ่และขนาดห้องปฏิบัติการ พารามิเตอร์มาตรฐานขนาดใหญ่จะถูกใช้สำหรับการจำลองการทำงานของระบบ และพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดเล็กห้องปฏิบัติการจะถูกใช้สำหรับการทดลองระบบจริงในห้องปฏิบัติการ โดยการหาค่าพารามิเตอร์มาตรฐานขนาดเล็กห้องปฏิบัติการนี้สามารถหาได้โดยการประยุกต์ใช้งานวิจัย [16] และงานวิจัย [17] โดยระบบไฟฟ้างดรูปที่ 2.4 ประกอบด้วยองค์ประกอบ 2 ส่วนคือ

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามาตราส่วนขนาดใหญ่และมาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ

องค์ประกอบ	รายละเอียด	มาตราส่วนขนาดใหญ่	มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ
พิกัดหม้อแปลง	3-phase, 380 V, 50 Hz	1000kVA	3.3kVA
อิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย	ค่าความเหนี่ยวนำแหล่งจ่าย $L_s$	29.76 $\mu$ H(5.85%)	9mH(6.42%)
	ค่าความต้านทานแหล่งจ่าย $R_s$	2.16m $\Omega$ (1.35%)	0.9 $\Omega$ (2.04%)
โหลดเชิงเส้นคงที่	ตัวต้านทานขนานตัวเหนี่ยวนำ ต่อแบบเดลต้า	140kW 90kVAR	465 W 300 VAR
โหลดเชิงเส้นเปลี่ยน แปลงค่าได้	1 เซ็ต: ตัวต้านทานอนุกรมตัวเหนี่ยวนำ ต่อแบบเดลต้า	16kW 116kVAR	16kW 387 VAR
โหลดไม่เชิงเส้น	วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบเต็มคลื่นโหลดตัวต้านทาน	260kW	870 W
ตัวเก็บประจุ	1 เซ็ต: 14.5% ของพิกัดหม้อแปลง	126kVAR ( $C_D = 1050 \mu$ F)	420 VAR ( $C_D = 3.5 \mu$ F)

### 2.3.1 องค์ประกอบที่ค่าพารามิเตอร์คงที่

องค์ประกอบในส่วนนี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ตลอดการทดลอง ซึ่งจะประกอบไปด้วย

#### 2.3.1.1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า

เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส แรงดันไฟฟ้าขนาด 380 V ความถี่ 50 Hz

#### 2.1.1.2 โหลดประเภทเชิงเส้นคงที่

เป็นโหลดตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำต่อแบบเดลต้า ซึ่งมีค่ากำลังแอกทีฟเท่ากับ 140 kW และกำลังรีแอกทีฟ 90 kVAR สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และมีค่ากำลังแอกทีฟเท่ากับ 465 W และกำลังรีแอกทีฟ 300 VAR สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ

#### 2.1.1.3 โหลดประเภทไม่เชิงเส้นคงที่

เป็นวงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบเต็มคลื่นโดยที่มีโหลดตัวต้านทาน ซึ่งมีค่ากำลังแอกทีฟเท่ากับ 260 kW สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และมีค่ากำลังแอกทีฟเท่ากับ 870 W สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ

## 2.1.2 องค์ประกอบที่ค่าพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงค่าได้

องค์ประกอบในส่วนนี้พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าสามารถเปลี่ยนแปลงได้เพื่อใช้ในการจำลองและทดลองความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้า ซึ่งจะประกอบไปด้วย

### 2.1.2.1 อิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย

อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายประกอบด้วยค่าความต้านทานแหล่งจ่าย  $R_s$  และค่าความเหนี่ยวนำแหล่งจ่าย  $L_s$  ซึ่งสอดคล้องกับค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง พิกัดกำลังของหม้อแปลงคือ 1000 kVA สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และ 3.3 kVA สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ พิกัดกำลังของหม้อแปลงสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่จะใหญ่กว่าพิกัดกำลังของหม้อแปลงสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการประมาณ 300 เท่า ค่าพารามิเตอร์ปกติ (100%) ของ  $L_s$  และ  $R_s$  คือ  $29.76 \mu\text{H}$  (5.85%) และ  $2.16 \text{m}\Omega$  (1.35%) ตามลำดับสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และ  $9 \text{mH}$  (6.42%) และ  $0.9 \Omega$  (2.04%) ตามลำดับสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ โดยที่ค่า  $L_s$  และ  $R_s$  สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่จะเป็นพารามิเตอร์จริงของหม้อแปลงพิกัดกำลัง 1000 kVA [18]

ค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายนี้สามารถเปลี่ยนแปลงค่าให้ลดหรือเพิ่มได้ในการจำลองและการทดลองการทำงานเพื่อพิสูจน์ความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้าของวิธีที่นำเสนอในการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนาน ในงานวิจัยนี้ค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายนี้สามารถลดค่าได้ 50% จากค่าปกติ นั่นคือ  $L_s$  และ  $R_s$  คือ  $14.88 \mu\text{H}$  และ  $1.08 \text{m}\Omega$  ตามลำดับสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และ  $4.5 \text{mH}$  และ  $0.45 \Omega$  ตามลำดับสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ และสามารถเพิ่มค่าได้ 200% จากค่าปกติ นั่นคือ  $L_s$  และ  $R_s$  คือ  $59.52 \mu\text{H}$  และ  $4.32 \text{m}\Omega$  ตามลำดับสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และ  $18 \text{mH}$  และ  $1.8 \Omega$  ตามลำดับสำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ

### 2.1.2.2 โหลดประเภทเชิงเส้นที่เปลี่ยนแปลงค่าได้

จากรูปที่ 2.4 โหลดประเภทเชิงเส้นที่เปลี่ยนแปลงค่าได้จะมีอยู่ด้วยกันทั้งหมด 3 เซ็ต ซึ่งแต่ละเซตประกอบด้วยตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำต่อแบบเดลต้า ซึ่งมีค่ากำลังแอกทีฟเท่ากับ 14 kW และกำลังรีแอกทีฟ 116 kVAR สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และมีค่ากำลังแอกทีฟเท่ากับ 54 W และกำลังรีแอกทีฟ 387 VAR สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ

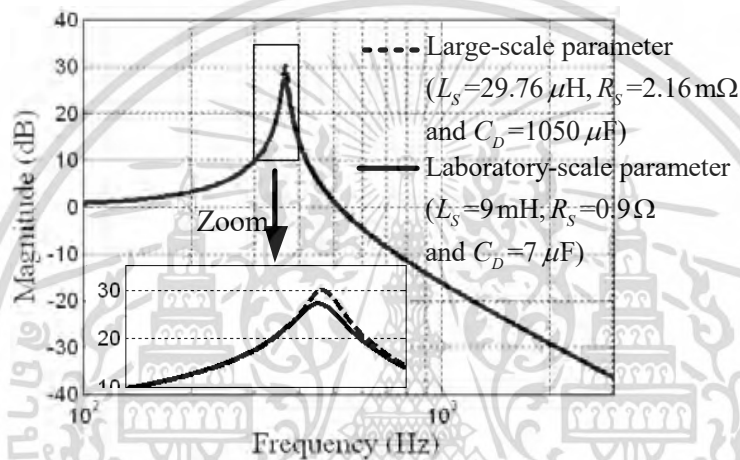
### 2.1.2.3 ตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง

เนื่องมาจากโหลดเชิงเส้นประเภทตัวเหนี่ยวนำทำให้ค่า PF มีค่าต่ำ ตัวเก็บประจุจะถูกต่อเข้าไปในระบบไฟฟ้าเพื่อปรับปรุงค่า PF ให้สูงขึ้น จากรูปที่ 2.4 ตัวเก็บประจุจะมีอยู่ด้วยกันทั้งหมด 3 เซ็ต ซึ่งแต่ละเซตจะถูกต่อเข้าสู่ระบบไฟฟ้าให้สอดคล้องกับโหลดประเภทเชิงเส้นที่เปลี่ยนแปลงค่าได้เพื่อปรับปรุงค่า PF ให้ใกล้เคียง 1 ซึ่ง 1 เซ็ตจะประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุขนาด  $126 \text{kVAR}$  ( $C_D = 1050 \mu\text{F}$  ต่อแบบเดลต้า) สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และ  $420 \text{VAR}$  ( $C_D = 3.5 \mu\text{F}$ ) สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วน

ขนาดห้องปฏิบัติการ ซึ่งคำนวณคิดเป็น 14.5% ของพิกัดหม้อแปลง ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุที่สามารถเป็นไปได้เมื่อต่อ 1 เซ็ต 2 เซ็ต และ 3 เซ็ต เข้าสู่ระบบไฟฟ้าคือ  $1050 \mu\text{F}$ ,  $2100 \mu\text{F}$  และ  $3150 \mu\text{F}$  ตามลำดับ

## 2.4 การเปรียบเทียบขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนมาตราส่วนขนาดใหญ่และฟังก์ชันถ่ายโอนมาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ

เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ ซึ่งสามารถแสดงได้โดยการแทนค่า  $L_s, R_s$  ที่ 100% และ  $C_D$  ที่ 100% (2 เซ็ต) ลงในสมการที่ (2.2) แล้วพล็อตขนาดผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 2.6



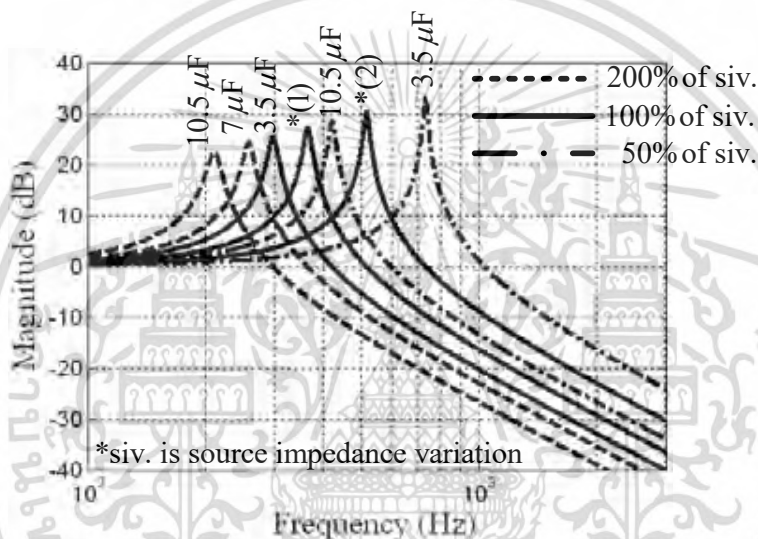
รูปที่ 2.6 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_{oi}(s)$  สำหรับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่และพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าขนาดของทั้งสองมีความใกล้เคียงกันมากตลอดย่านความถี่แตกต่างเพียงเล็กน้อยตรงความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นจึงสามารถเลือกฟังก์ชันถ่ายโอนของพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่หรือฟังก์ชันถ่ายโอนของพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการตัวใดก็ได้เพื่อนำไปออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์ในบดถัดไป ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกฟังก์ชันถ่ายโอนของพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการเพื่อนำไปออกแบบระบบควบคุม และจากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ามีอยู่หนึ่งความถี่ที่ขนาดของผลตอบสนองมีขนาดสูงที่สุด ณ ความถี่นี้จะถูกเรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance frequency,  $f_r$ ) ซึ่งสามารถประมาณค่าได้จาก

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_D}} \quad (2.3)$$

## 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของเรโซแนนซ์แบบขนานเมื่อพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมุ่งเน้นการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ จากรูปที่ 2.4 เมื่ออิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงหรือตัวเก็บประจุเพื่อปรับปรุงค่า PF มีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอน  $G_{oi}(s)$  มีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย เมื่ออิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงจาก 100% ลดลงเหลือ 50% และเพิ่มขึ้น 200% พร้อมกับตัวเก็บประจุเปลี่ยนแปลงจาก 1 เซ็ต (50%) เป็น 2 เซ็ต (100%) และ 3 เซ็ต (150%) ขนาดของผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นดังรูปที่ 2.7



- \* (1) line for 200% of source impedance variation with  $10.5 \mu\text{F}$  and 100% of source impedance variation with  $7 \mu\text{F}$  capacitor  $C_D$  are coincide)
- \* (2) line for 100% of source impedance variation with  $10.5 \mu\text{F}$  and 50% of source impedance variation with  $7 \mu\text{F}$  capacitor  $C_D$  are coincide)

รูปที่ 2.7 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_{oi}(s)$  เมื่อพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าความถี่เรโซแนนซ์ของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงจาก 211 Hz จนถึง 732 Hz ความถี่เรโซแนนซ์ที่มีช่วงความถี่ที่แตกต่างกันมากนี้ทำให้ยากต่อการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดย่านความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งเป็นความท้าทายและเป็นประเด็นหลักในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

# บทที่ 3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

## 3.1 บทนำ

ในหัวข้อนี้จะเป็นการกล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ โดยได้มีการอธิบายถึงหลักการทำงาน ไดอะแกรมการทำงาน วงจรสมมูลต่อเฟสที่ใช้ในการวิเคราะห์ห้ระบบ ผลตอบสนองทางความถี่ของระบบ รวมทั้งข้อดีและข้อด้อยในแต่ละวิธี ซึ่งได้แบ่งออกเป็น 2 หัวข้อย่อยด้วยกันคือ

1. วิธีการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งมีอยู่ด้วยกันทั้งหมด 3 วิธี คือ

- ตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ
- ตัวเก็บประจุไฮบริด
- ตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

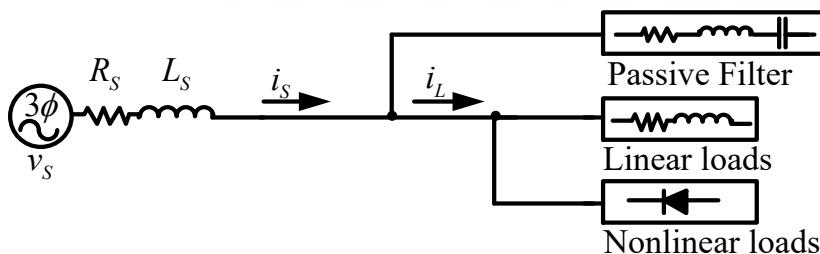
2. วิธีการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

ในหัวข้อถัดไปจะเป็นรายละเอียดต่างๆ ของแต่ละหัวข้อที่ได้กล่าวมาแล้ว

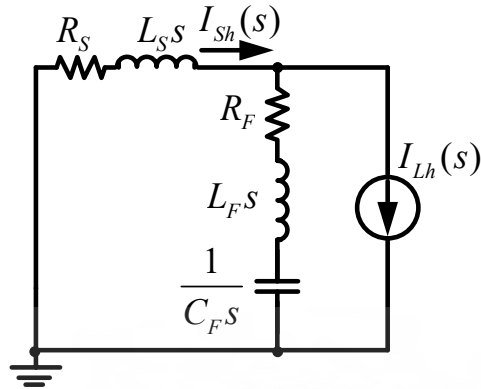
## 3.2 วิธีการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลง

### 3.2.1 ตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ

ตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟเป็นที่นิยมเป็นอย่างมากสำหรับการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ วิธีนี้จะต่อตัวเหนี่ยวนำและความต้านทานอนุกรมกับตัวเก็บประจุ เพื่อเลื่อนความถี่เรโซแนนซ์ของระบบไฟฟ้าไม่ให้ตรงกับความถี่ของกระแสฮาร์มอนิกที่มีอยู่ในระบบไฟฟ้า โดยการต่อตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟเข้ากับระบบไฟฟ้าจะเป็นดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีวงจรสมมูลต่อเฟสดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 วงจรตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลต่อเฟสของวงจรตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ

จากรูปที่ 3.1 และรูปที่ 3.2 กำหนดให้

$I_{Sh}(s)$  คือ กระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่าย

$I_{Lh}(s)$  คือ กระแสฮาร์มอนิกโหลด

$L_S$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแหล่งจ่าย

$R_S$  คือ ค่าความต้านของแหล่งจ่าย

$C_F$  คือ ค่าเก็บประจุตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ

$L_F$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ

$R_F$  คือ ค่าความต้านทานตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ

สมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสฮาร์มอนิกของโหลด  $I_{Lh}(s)$  ที่มีต่อกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่าย  $I_{Sh}(s)$  คือ

$$I_{Sh}(s) = \frac{R_F + L_F s + \frac{1}{C_F s}}{R_S + L_S s + R_F + L_F s + \frac{1}{C_F s}} I_{Lh}(s) \quad (3.1)$$

จัดรูปสมการที่ (3.1) ใหม่เพื่อให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสฮาร์มอนิกของโหลด  $I_{Lh}(s)$  ที่มีต่อกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่าย  $I_{Sh}(s)$  ได้ดังนี้

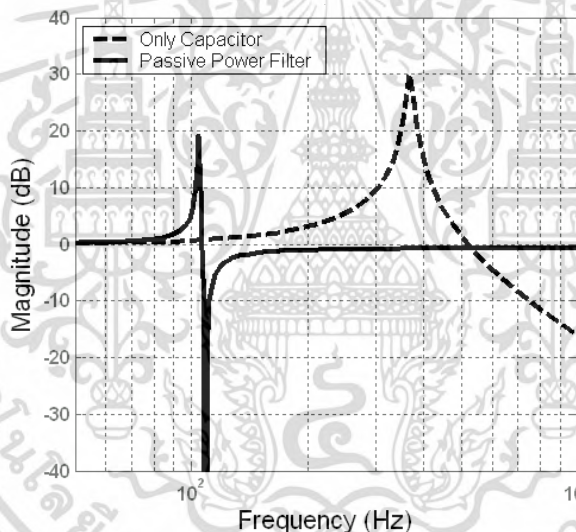
$$\frac{I_{Sh}(s)}{I_{Lh}(s)} = \frac{L_F C_F s^2 + R_F C_F s + 1}{(L_F C_F + L_S C_F) s^2 + (R_F C_F + R_S C_F) s + 1} \quad (3.2)$$

รูปที่ 3.3 เป็นผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ต่อตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียวดังรูปที่ 2.1 โดยใช้สมการที่ (2.2) และระบบที่ต่อตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟดังรูปที่ 3.1 โดยใช้

สมการที่ (3.2) ซึ่งจะเห็นได้ว่าตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟจะเลื่อนความถี่เรโซแนนซ์ของระบบมาอยู่ที่ประมาณ 100 Hz ซึ่งต่ำกว่าระบบที่มีตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียวโดยมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ประมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 (350 Hz) ซึ่งโดยปกติตรงบริเวณความถี่ 100 Hz จะไม่มีกระแสฮาร์มอนิกไหลต่ออยู่สูงผลทำให้ไม่เกิดการขยายกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายในระบบไฟฟ้า

แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้ก็ยังมีข้อด้อยอยู่หลายประการด้วยกันคือ

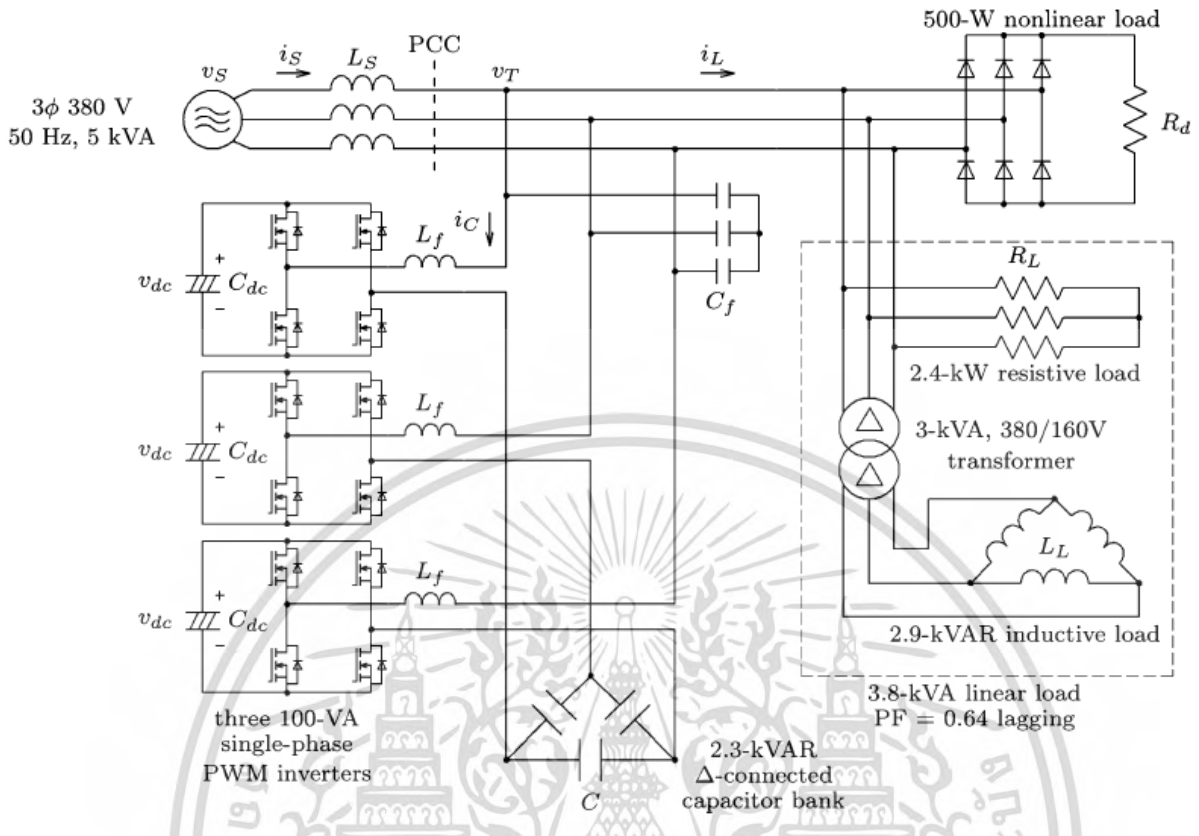
1. หากพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง เรโซแนนซ์แบบขนานอาจจะเกิดขึ้นอีกได้ ถึงแม้ว่าจะมีการต่อตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟก็ตาม ซึ่งในบางสถานการณ์จะทำให้มีค่าใช้จ่ายที่สูงและต้องใช้งานทางด้านวิศวกรรมที่มีความซับซ้อนสูงเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหานี้ [4]
2. ความถี่เรโซแนนซ์ที่ยังคงหลงเหลืออยู่ของตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ อาจจะก่อให้เกิดความเสียหายขึ้นมาได้เมื่อมีสิ่งรบกวนที่คาดการณ์ไม่ได้มากระตุ้นในย่านความถี่นั้น [12]
3. ตัวเก็บประจุที่ใช้ในวิธีการนี้ต้องการอัตราการทนแรงดันไฟฟ้าที่สูงกว่าค่าแรงดันของระบบไฟฟ้า [19]



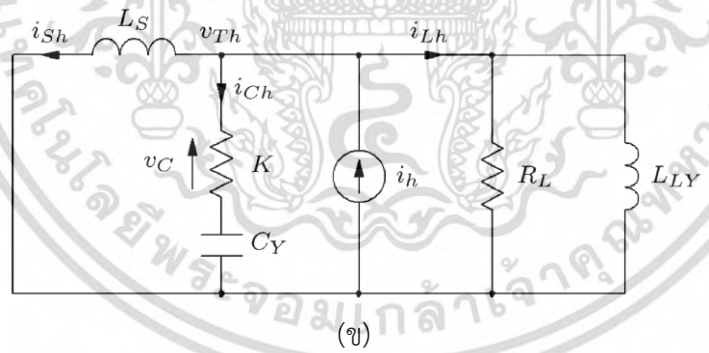
รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวิธีตัวกรองกำลังแบบพาสซีฟ

### 3.2.2 ตัวเก็บประจุไฮบริด

ตัวเก็บประจุไฮบริดได้ถูกนำเสนอในงานวิจัย [4]-[7] สำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน ตัวเก็บประจุไฮบริดคือการใช้ตัวกรองกำลังแบบแอคทีฟอนุกรมกับตัวเก็บประจุ รูปที่ 3.4 เป็นงานวิจัยของ P. Jintakosonwit และคณะ [4] ในการประยุกต์ใช้ตัวเก็บประจุไฮบริดสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งมีวงจรสมมูลคือรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 วงจรตัวเก็บประจุไฮบริดในงานวิจัยของ P. Jintakosonwit และคณะ



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของวงจรตัวเก็บประจุไฮบริด

จากรูปที่ 3.5 กำหนดให้

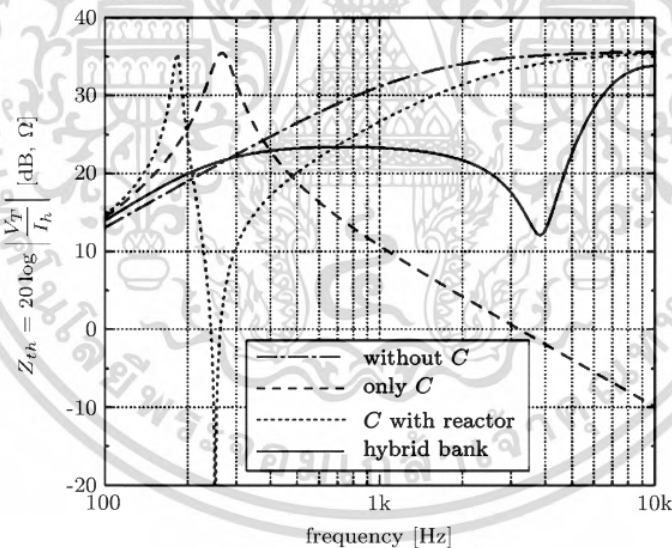
- $v_C$  คือ แรงดันตัวกรองกำลังแอกทีฟ
- $i_{Ch}$  คือ กระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในตัวเก็บประจุ
- $i_h$  คือ กระแสฮาร์มอนิกไหล
- $K$  คือ ค่าความต้านทานเสมือน

หลักการงานพื้นฐานของวิธีนี้สำหรับการป้องกันโรโซแนนซ์แบบขนานคือ อินเวอร์เตอร์ที่อยู่ในระบบไฟฟ้าจะถูกควบคุมให้เป็นความต้านทานเสมือนที่อนุกรมอยู่กับตัวเก็บประจุ โดยจะมีค่าเป็นศูนย์สำหรับความถี่หลักมูลและจะมีค่าความต้านทานสูงสำหรับสำหรับความถี่ฮาร์มอนิก เมื่ออินเวอร์เตอร์ถูกสั่งให้ทำงาน  $v_c$  สามารถทำได้จาก

$$v_c = Ki_{Ch} \quad (3.3)$$

ถ้าค่า  $K$  มีค่าสูงที่เพียงพอและไม่มีทางหน่วงเวลาที่เกิดขึ้นจากตัวควบคุม สมการที่ (3.3) ก็จะสามารถปฏิบัติตามที่ต้องการซึ่งจะทำให้ไม่มีกระแสฮาร์มอนิกไหลเข้าไปในตัวเก็บประจุ ในขณะที่กระแสหลักมูลยังคงสามารถไหลได้ตามปกติเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของระบบไฟฟ้า ดังนั้นตัวเก็บประจุไฮบริดนี้สามารถชดเชยกำลังรีแอกทีฟโดยปราศจากฮาร์มอนิกโรโซแนนซ์

รูปที่ 3.6 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของกระแสฮาร์มอนิกโหลดที่ส่งผลต่อแรงดันที่จุดต่อร่วมเมื่อเปรียบเทียบกับระบบไม่มีการต่อตัวเก็บประจุ ระบบที่ต่อตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว ระบบที่ต่อตัวเก็บประจุอนุกรมกับรีแอกเตอร์และตัวเก็บประจุไฮบริด ซึ่งจะเห็นได้ว่าวิธีการนี้มีสมรรถนะที่ดีในการลดการขยายของฮาร์มอนิกที่ความถี่โรโซแนนซ์

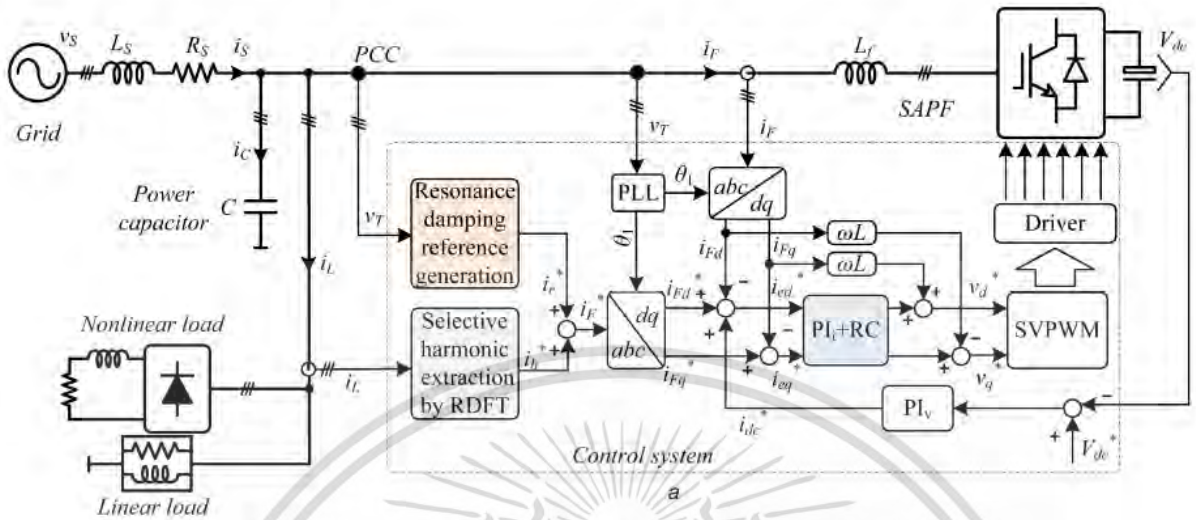


รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวิธีตัวเก็บประจุไฮบริด

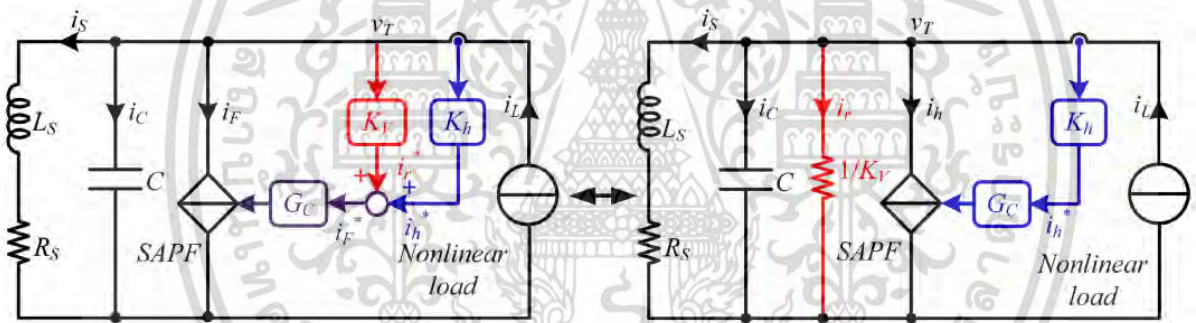
แต่อย่างไรก็ตามจากรายละเอียดดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นวิธีการนี้มีข้อด้อยดังนี้คือ

1. วิธีนี้เหมาะกับตัวเก็บประจุที่มีค่าไม่สูงมากนักเนื่องจากสำหรับระบบที่ต้องการตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงมาก พิกัดกระแสของตัวกรองกำลังแอกทีฟที่ต้องมากตามขนาดของตัวเก็บประจุ ทำให้ราคาของตัวกรองกำลังแอกทีฟจะสูงมากตามไปด้วย
2. จากผลตอบสนองทางความถี่ดังรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่ามันมีการขยายฮาร์มอนิกมากกว่าเดิมในความถี่ที่สูงกว่า 400 Hz เป็นต้นไป

3.2.3 ตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน



รูปที่ 3.7 วงจรตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานในงานวิจัยของ Xinwen Chen และคณะ



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลต่อเฟสของวงจรตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

จากรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8 กำหนดให้

- $i_L$  คือ กระแสโหลด
- $i_h^*$  คือ กระแสอ้างอิงชดเชยฮาร์มอนิก
- $i_h$  คือ กระแสชดเชยฮาร์มอนิก
- $i_r^*$  คือ กระแสอ้างอิงเพื่อยับยั้งเรโซแนนซ์
- $i_r$  คือ กระแสยับยั้งเรโซแนนซ์
- $K_v$  คือ ค่าความนำเสมือน
- $K_h$  คือ อัตราขยายชดเชยฮาร์มอนิก
- $G_C$  คือ อัตราขยายของ PAPF

อีกวิธีการหนึ่งที่ได้รับคามนิยมในการนำ APF ไปประยุกต์ในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่มีการปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุคือการนำ APF ต่อขนานกับระบบไฟฟ้า [8]-[10] รูปที่ 3.7 เป็นงานวิจัยของ Xinwen Chen และคณะ [13] ในการนำเอา PAPF มาประยุกต์ใช้ในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งมีวงจรมูลต่อเฟสดังรูปที่ 3.8

หลักการทํางานพื้นฐานของวิธีนี้สำหรับการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานคือ PAPF จะถูกควบคุมให้เป็นค่าความนำเสมือนที่ขนานอยู่กับระบบไฟฟ้า ซึ่งกระแสอ้างอิงเพื่อยับยั้งเรโซแนนซ์  $i_r^*$  สามารถหาได้จาก

$$i_r^* = K_V \cdot v_{Th} \quad (3.4)$$

โดยค่า  $K_V$  นี้สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้โดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI ดังนี้

$$K_V = (THD_V^* - THD_V) \left( K_{pr} + \frac{K_{ir}}{s} \right) \quad (3.5)$$

โดยที่

$THD_V^*$  คือ ค่า THD เป้าหมายของแรงดันที่จุด PCC

$THD_V$  คือ ค่า THD ของแรงดันที่จุด PCC

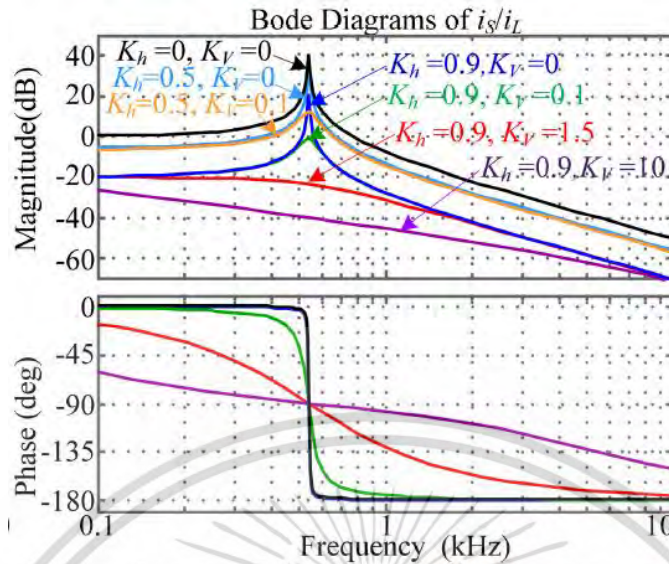
$K_{pr}$  คือ อัตราขยายสัดส่วน

$K_{ir}$  คือ อัตราขยายอินทิเกรต

จากรูปที่ 3.8 ฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $i_L$  ที่ส่งผลต่อ  $i_S$  จะเป็นดังนี้

$$\frac{i_S}{i_L} = \frac{1 - G_C K_h}{L_S C s^2 + (R_S C + G_C K_V L_S) s + 1 + G_C K_V R_S} \quad (3.6)$$

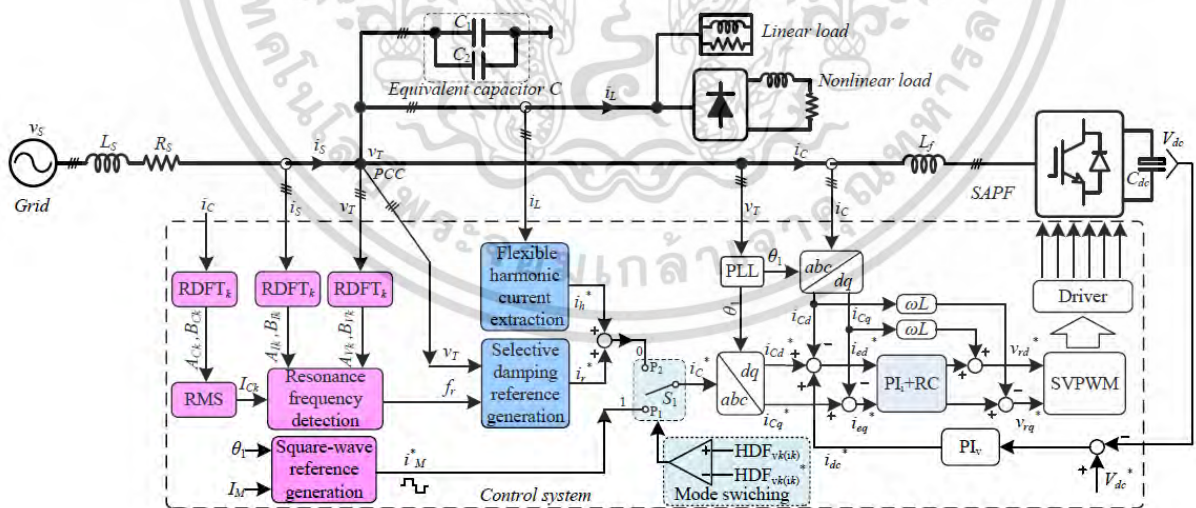
รูปที่ 3.9 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของกระแส  $i_L$  ที่ส่งผลต่อ  $i_S$  ที่ได้จากการพล็อตสมการที่ (3.6) ซึ่งจะเห็นได้ว่าวิธีการนี้สามารถลดขนาดที่มีค่าสูงมากตรงบริเวณความถี่เรโซแนนซ์ลงได้เป็นอย่างมาก แสดงให้เห็นว่าวิธีการนี้มีสมรรถนะที่ดีในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน



รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวิธีตัวกรองกำลังแอดทีฟแบบขนาน

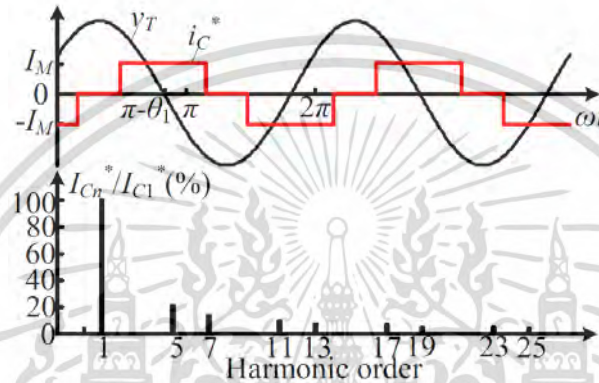
แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้ยังไม่ได้มีการออกแบบและวิเคราะห์ในประเด็นเมื่อพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ในระบบไฟฟ้า

### 3.3 วิธีการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

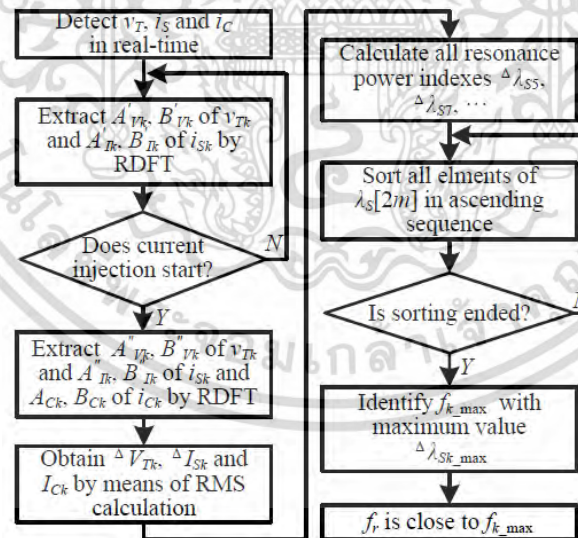


รูปที่ 3.10 การป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานด้วยวิธีค่าความนำที่เปลี่ยนแปลงแบบเลือกค่าได้ในงานวิจัยของ Chen Xu และคณะ

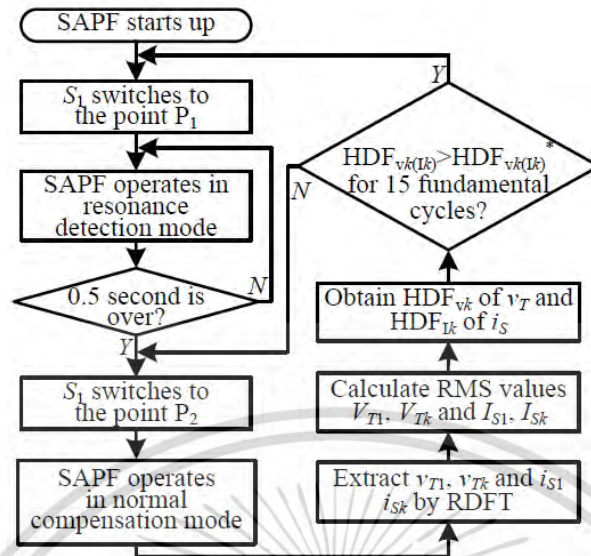
จากหัวข้อที่ผ่านมาคือวิธีการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลง หากพารามิเตอร์ภายในระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมที่ได้ออกแบบไว้ อาจจะทำให้สมรรถนะในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานมีความสามารถลดลงหรือเลวร้ายไปกว่านั้นอาจจะทำให้ระบบไฟฟ้าสูญเสียเสถียรภาพได้ ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์ต่างๆ ที่ต่อรวมอยู่กับระบบไฟฟ้าเกิดความเสียหายหรือจะทำให้ระบบป้องกันไฟฟ้าตัดวงจรไฟฟ้าทำให้กระบวนการผลิตหยุดการทำงานซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียรายได้เป็นอย่างมากในภาคอุตสาหกรรม



รูปที่ 3.11 กระแสชดเชยรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเพื่อการตรวจวัดความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 3.12 ขั้นตอนการตรวจวัดความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 3.13 การทำงานเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์

จากที่ได้ทำการค้นคว้าข้อมูลพบว่า มีเพียงงานวิจัยของ Chen Xu และคณะ [14] ที่ได้นำเสนอวิธีการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง โดยงานนี้ได้วิจัยต่อจากงานวิจัย [13] ซึ่งมีไดอะแกรมการทำงานดังรูปที่ 3.10 ซึ่งพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงคือ  $C_1$  และ  $C_2$

ในงานวิจัยนี้มีการนำเสนอว่า PAPF ควรจะทำงานเป็นค่าความนำที่เปลี่ยนแปลงแบบเลือกค่าได้ (Selective variable conductance) รอบๆ ความถี่เรโซแนนซ์เพื่อยับยั้งเรโซแนนซ์แบบขนานเพื่อให้มีประสิทธิภาพที่ดีในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะถูกตรวจวัดด้วยตัวตรวจวัดเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งมันจะเปลี่ยนแปลงค่าตามการเปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุสำหรับปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง

ขั้นตอนในการทำงานของงานวิจัยนี้เพื่อให้ระบบสามารถป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานในสภาวะที่พารามิเตอร์ของระบบมีการเปลี่ยนแปลงมีขั้นตอนดังนี้คือ

1. ระบบควบคุมจะสั่งให้ PAPF ทำงานในโหมดการตรวจจับความถี่เรโซแนนซ์ ( $S_1$  สวิตช์ไปที่  $P_1$ ) โดยการป้อนกระแสชดเชย  $i_c$  ซึ่งเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเข้าสู่ระบบไฟฟ้าดังรูปที่ 3.11
2. ระบบควบคุมจะทำการวัดค่าแรงดันที่จุด PCC ซึ่งคือ  $v_T$  กระแสแหล่งจ่าย  $i_S$  และกระแสชดเชย  $i_c$  จากนั้นจะทำการคำนวณตามขั้นตอนดังรูปที่ 3.12 เพื่อตรวจวัดความถี่เรโซแนนซ์ของระบบไฟฟ้า โดยในส่วนการตรวจวัดความถี่เรโซแนนซ์นี้ใช้เวลาประมาณ 0.5 วินาทีในการตรวจวัดความถี่เรโซแนนซ์
3. ระบบควบคุมจะทำการควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์ ( $S_1$  สวิตช์ไปที่  $P_2$ ) โดยจะสร้างกระแสอ้างอิงเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์  $i_r^*$  ให้มีความเหมาะสมกับความถี่เรโซแนนซ์ ณ ปัจจุบันของระบบที่สามารถตรวจวัดได้ดังรูปที่ 3.13

4. ถ้าหากค่าตัวประกอบความเพี้ยนฮาร์มอนิก (Harmonic distortion factor) ของแรงดันที่ PCC ( $HDF_{Vx}$ ) มีค่าเกินค่าที่ได้กำหนดไว้ ให้ระบบกลับไปคำนวณหาความถี่เรโซแนนซ์ใหม่

แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาจากข้อมูลทั้งหมดแล้วจะเห็นว่าวิธีการนี้มีข้อด้อยบางประการ ดังนี้คือ

1. ใช้เซ็นเซอร์วัดแรงดัน 1 ตัว เพื่อวัดแรงดันที่ PCC และใช้เซ็นเซอร์วัดกระแส 3 ตัว เพื่อวัดสัญญาณกระแสแหล่งจ่าย กระแสโหลดและกระแสชดเชย รวมจำนวนเซ็นเซอร์ทั้งหมดเป็น 4 ตัว
2. ใช้ตัวตรวจวัดฮาร์มอนิกทั้งหมด 4 ตัว เพื่อตรวจวัดฮาร์มอนิกของแรงดัน PCC กระแสแหล่งจ่าย กระแสโหลดและกระแสชดเชย
3. ขั้นตอนการทำงานและโครงสร้างทั้งหมดของตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานค่อนข้างมีความซับซ้อน
4. ระบบที่นำเสนอไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงเรโซแนนซ์แบบขนานได้อย่างฉับพลันได้เป็นเพราะว่าตัวตรวจจับความถี่เรโซแนนซ์ใช้เวลา 0.5 วินาทีในการตรวจจับความถี่เรโซแนนซ์
5. พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงในระบบไฟฟ้าของระบบที่นำเสนอนี้คือค่าความจุของตัวเก็บประจุเท่านั้น แต่ไม่ได้มีการออกแบบและวิเคราะห์เมื่ออิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงหรือแตกต่างกันไปจากค่าที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งเป็นเหตุการณ์ที่อาจเกิดขึ้นได้ในระบบไฟฟ้า



จากรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 กำหนดให้

$i_F$  คือ กระแสของ PAPF

$I_{Fh}(s)$  คือ ตัวแปรลาปลาซกระแสฮาร์มอนิก PAPF

$L_F$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำกรองกระแสของ PAPF

$C_{dc}$  คือ ตัวเก็บประจุไฟฟ้ากระแสตรงของ PAPF

$v_{dc}$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของ PAPF

$G_C(s)$  คือ ตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน

วิธีการที่นำเสนอคือติดตั้ง PAPF ขนานกับระบบไฟฟ้าและอาศัยการตรวจวัดกระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน รูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 แสดงไดอะแกรมเส้นเดี่ยวของวงจรกำลังและวงจรสมมูลต่อเฟสของวิธีการที่นำเสนอตามลำดับ ฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสฮาร์มอนิกของ PAPF  $I_{Fh}(s)$  กับกระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่าย  $I_{Sh}(s)$  จะเป็นรูปแบบเดียวกันกับ  $G_{oi}(s)$  เพราะ  $I_{Fh}(s)$  และ  $I_{Lh}(s)$  เป็นแหล่งจ่ายกระแสเช่นเดียวกันที่กระทำต่อ  $I_{Sh}(s)$  ดังนั้นจะได้

$$\frac{I_{Sh}(s)}{I_{Fh}(s)} = G_{om}(s) = G_{oi}(s) \quad (4.1)$$

โดยที่

$G_{om}(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนพลานต์ (Plant transfer function)

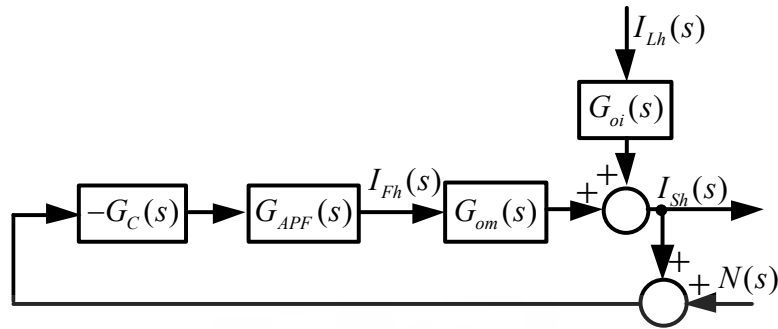
จากรูปที่ 4.2 สามารถประยุกต์ใช้ทฤษฎีบทการทับซ้อน (Superposition theorem) เพื่อหา  $I_{Sh}(s)$  ที่เป็นเหตุมาจาก  $I_{Fh}(s)$  และ  $I_{Lh}(s)$  ได้ดังนี้

$$I_{Sh}(s) = G_{om}(s)I_{Fh}(s) + G_{oi}(s)I_{Lh}(s) \quad (4.2)$$

สมการที่ (4.2) จะถูกนำไปสร้างเป็นบล็อกไดอะแกรมควบคุมสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานในส่วนถัดไป

### 4.3 บล็อกไดอะแกรมควบคุมสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการสร้างบล็อกไดอะแกรมควบคุมสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งสามารถสร้างได้จากสมการที่ (4.2) และรูปที่ 4.2 ผลที่ได้คือรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมควบคุมสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน

จากรูปที่ 4.3 กำหนดให้

$G_{APF}(s)$  คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของ PAPF

$N(s)$  คือ สัญญาณรบกวนจากการวัด

จากบล็อกไดอะแกรมควบคุมดังรูปที่ 4.3 สามารถหา  $I_{Fh}(s)$  ได้จาก

$$I_{Fh}(s) = -G_C(s)G_{APF}(s)(I_{Sh}(s) + N(s)) \quad (4.3)$$

เพื่อเป็นการลดความซับซ้อนในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน  $G_{APF}(s)$  จะถูกกำหนดให้เป็น 1 แล้วแทนสมการที่ (4.3) ลงในสมการที่ (4.2) จะได้

$$I_{Sh}(s) = G_{om}(s)(-G_C(s)(I_{Sh}(s) + N(s))) + G_{oi}(s)I_{Lh}(s) \quad (4.4)$$

จัดรูปสมการที่ (4.4) ใหม่เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์จะได้

$$I_{Sh}(s) = \frac{G_{oi}(s)}{1 + G_C(s)G_{om}(s)} I_{Lh}(s) - \frac{G_C(s)G_{om}(s)}{1 + G_C(s)G_{om}(s)} N(s) \quad (4.5)$$

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วิธีการจัดสัญญาณวงรอบแบบเปิด (Open-loop shaping design, OLS) เพื่อออกแบบตัวควบคุมสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน ดังนั้นจึงต้องจัดรูปสมการ (4.5) ใหม่เพื่อให้สอดคล้องกับการนำไปใช้งานกับวิธี OLS ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้คือ

- ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open-loop transfer function)

$$G_L(s) = G_C(s)G_{om}(s) \quad (4.6)$$

เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่ต้องการ เพื่อให้ได้คุณสมบัติและสมรรถนะตามจุดมุ่งหมายที่ต้องการ

- ฟังก์ชันถ่ายโอนความไว (Sensitivity transfer function)

$$G_S(s) = \frac{1}{1 + G_L(s)} \quad (4.7)$$

เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงถึงความสามารถในการกำจัดสิ่งรบกวนจากภายนอกที่เข้ามาในระบบ ควรพิจารณาขนาดของผลตอบสนองทางความถี่ที่ต่ำมากๆ บริเวณความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งเมื่อไปรวมกับ  $G_{oi}(s)$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนเรโซแนนซ์แบบขนานก็จะทำให้เกิดการหักล้างกันจนทำให้ขนาดของผลตอบสนองทางความถี่ ณ ความถี่เรโซแนนซ์มีขนาดลดลงจนไม่เกิดการขยาย ซึ่งนั่นหมายถึงความสามารถที่จะยับยั้งการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานได้นั่นเอง

- ฟังก์ชันถ่ายโอนเติมเต็มความไว (Complementary transfer function)

$$G_T(s) = \frac{G_L(s)}{1 + G_L(s)} \quad (4.8)$$

เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงถึงความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการวัดในระบบ ควรพิจารณาขนาดของผลตอบสนองทางความถี่ที่มีค่าต่ำมากๆ ที่ความถี่สูงเนื่องจากสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการวัดนั้นมักจะเกิดที่ความถี่สูง

แทนค่าสมการ (4.6), (4.7) และ (4.8) ลงใน (4.5) จะได้

$$I_{Sh}(s) = G_S(s)G_{oi}(s)I_{Lh}(s) - G_T(s)N(s) \quad (4.9)$$

ในส่วนถัดไปสมการ (4.9) นี้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานด้วยวิธี OLSD ต่อไป

#### 4.4 การออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน  $G_C(s)$  โดยใช้วิธีการจัดสัญญาณวงรอบแบบเปิด [12] ซึ่งขั้นตอนในการออกแบบด้วยวิธีการนี้เริ่มจากการเลือกฟังก์ชันถ่ายโอนพลาเน็ต  $G_{om}(s)$  เพื่อออกแบบ  $G_C(s)$  แต่เนื่องจากพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงจึงทำให้  $G_{om}(s)$  มีหลายฟังก์ชันถ่ายโอนดังรูปที่ 2.7 ซึ่งขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานให้ครอบคลุมในทุกๆ พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงนั้น จะต้องเลือกใช้  $G_{om}(s)$  ซึ่งมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่

บริเวณกึ่งกลางของความถี่เรโซแนนซ์ทั้งหมด ซึ่งจากรูปที่ 2.7 คือ  $G_{om}(s)$  ที่ได้จากอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เท่ากับ 100% และตัวเก็บประจุเท่ากับ  $7 \mu F$  เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด ต่อจากนั้นจะนำเอา  $G_{om}(s)$  ไป ออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานโดยผ่านสมการ (4.6) เพื่อให้  $G_L(s)$  มีค่าส่วนเฟส (Phase margin) และส่วนเผื่ออัตราขยาย (Gain margin) ให้มีค่าสูงทั้งคู่ ซึ่งผลที่ได้คือจะทำให้ระบบที่ได้รับ การออกแบบนี้สามารถป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานได้โดยมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ใน ส่วนที่เหลือทั้งหมดด้วย

คุณสมบัติที่ต้องการจากตัวควบคุมเรโซแนนซ์แบบขนานในวิทยานิพนธ์นี้มีอยู่ด้วยกัน 3 ประการ คือ

1. ตัวควบคุมจะต้องสามารถป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานและกำจัดฮาร์มอนิกที่มีอยู่เดิม ภายในระบบไฟฟ้า
2. ตัวควบคุมจะต้องมีเสถียรภาพที่ดี คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในระบบไฟฟ้า
3. ตัวควบคุมจะต้องไม่ไวต่อสัญญาณรบกวนจากการวัดที่อาจจะเกิดขึ้นได้ภายในระบบไฟฟ้า

เพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการทั้ง 3 ข้อ จะอาศัยสมการที่ (4.6), (4.7), (4.8) และ (4.9) ในการ วิเคราะห์เพื่อนำไปสู่การออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งมีขั้นตอนในการวิเคราะห์ ดังต่อไปนี้

1. การป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานและกำจัดฮาร์มอนิกที่มีอยู่เดิม

ระบบจะต้องสามารถกำจัดเรโซแนนซ์แบบขนานในช่วงความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) และกำจัดฮาร์มอนิก ที่มีอยู่เดิม (ฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 ( $f_{h5}$ ) (ซึ่งจะอธิบายเพิ่มเติมในส่วนถัดไป)) ซึ่งจากสมการที่ (4.9) จะเห็นได้ ว่าหากต้องการให้  $I_{Lh}(s)$  ไม่ส่งผลกระทบต่อ  $I_{Sh}(s)$  จะต้องทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_S(s)$  มีค่า เป็น

$$|G_S(s)| \ll 1 \quad (4.10)$$

ในช่วงความถี่  $f_r$  และ  $f_{h5}$  (เครื่องหมาย  $\ll$  หมายถึง น้อยกว่ามากๆ) ซึ่งจาก (4.7) สามารถทำได้โดยให้

$$|G_L(s)| \gg 1 \quad (4.11)$$

2. มีเสถียรภาพที่ดี คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า

เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในระบบไฟฟ้าจะต้อง ออกแบบให้

$$|G_S(s)| \text{ และ } |G_T(s)| \approx 1 \quad (4.12)$$

ตรงบริเวณความถี่อัตราขยายตัดข้าม (Gain crossover frequency,  $f_m$ ) ของ  $G_L(s)$  ซึ่งจะอยู่ในช่วงความถี่ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) กับความถี่ของสัญญาณรบกวนจากการวัด ( $f_n$ ) ซึ่งสามารถทำได้โดยออกแบบให้  $G_L(s)$  มีค่าส่วนเฟื่อเฟส ( $p_m$ ) ที่มากเพียงพอต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้า ซึ่งค่าที่เหมาะสมคือ

$$p_m \geq 45^\circ \quad (4.13)$$

### 3. ระบบไม่ไวต่อสัญญาณรบกวน

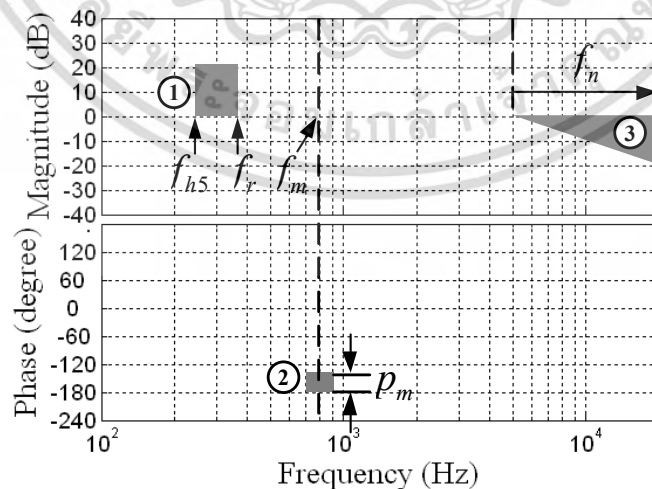
ระบบจะต้องไม่ไวต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งปกติสัญญาณรบกวนมักจะเกิดที่ช่วงความถี่สูง ( $f_n$ ) จากสมการที่ (4.9) จะเห็นได้ว่าหากต้องการให้  $N(s)$  ไม่ส่งผลกระทบต่อ  $I_{Sh}(s)$  สามารถทำได้โดย

$$|G_T(s)| \ll 1 \quad (4.14)$$

จากสมการที่ (4.8) สามารถทำได้โดยให้

$$|G_L(s)| \ll 1 \quad (4.15)$$

ดังนั้นเพื่อให้ได้ตามคุณสมบัติทั้ง 3 ข้อดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถทำได้โดยการออกแบบให้  $G_L(s)$  มีคุณสมบัติเป็นไปตามสมการที่ (4.11), (4.13) และ (4.15) ซึ่งสามารถนำสมการที่ (4.11), (4.13) และ (4.15) มาเขียนเป็นเส้นร่าง (Asymptotes) ของขนาด ( $20 \log |G_L(s)|$  dB) และมุมเฟสได้ดังรูปที่ 4.4 ซึ่งจะต้องออกแบบให้เส้นร่างของขนาดให้อยู่เหนือพื้นที่แรเงาให้ช่วงความถี่หมายเลข ①, พร้อมกับมุมเฟสอยู่เหนือพื้นที่แรเงาให้ช่วงความถี่หมายเลข ② และขนาดให้อยู่ใต้พื้นที่แรเงาให้ช่วงความถี่หมายเลข ③



รูปที่ 4.4 เงื่อนไขที่ต้องการของ  $G_L(s)$

การออกแบบให้  $G_L(s)$  เป็นดังรูปที่ 4.4 ได้นั้นจะต้องอาศัยสมการ (4.6) โดยการออกแบบตัวควบคุม  $G_C(s)$  จนกระทั่งได้  $G_L(s)$  ดังรูปที่ 4.4 โดยตัวควบคุมเพื่อให้ได้ในแต่ละเงื่อนไขได้ถูกสรุปไว้แล้วในตารางที่ 4.1 ซึ่งมีรายละเอียดในการออกแบบตัวควบคุมดังต่อไปนี้

### 1. การป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานและกำจัดฮาร์มอนิกที่มีอยู่เดิม

เพื่อเป็นการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน ขนาดของ  $G_L(s)$  จะต้องมีความมากกว่า 1 มากๆ ที่ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  ซึ่งขนาดของ  $G_{om}(s)$  ที่  $f_r$  มีค่ามากกว่า 1 มากๆ อยู่แล้ว ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องมีตัวควบคุมเพื่อชดเชยในส่วนนี้

สำหรับสมรรถนะทางด้านกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ขนาดของ  $G_L(s)$  จะต้องมีความมากกว่า 1 มากๆ ที่ฮาร์มอนิกที่ต้องการกำจัด ซึ่งฮาร์มอนิกลำดับที่ 5  $f_{h5}$  (250 Hz) ได้ถูกเลือกในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพราะขนาดกระแสของมันมีค่ามากที่สุดเมื่อเทียบกับฮาร์มอนิกอื่นๆ และฮาร์มอนิกลำดับที่ 7 ได้ถูกชดเชยแล้วที่บริเวณความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งตัวควบคุมสำหรับสมรรถนะนี้คือ  $G_{C1}(s)$  โดยที่ขนาดของ  $G_{C1}(s)$  จะต้องมีความมากกว่า 1 มากๆ ที่ตรงฮาร์มอนิกที่ต้องการกำจัดและจะต้องมีค่าน้อยกว่า 1 มากๆ ที่บริเวณความถี่อื่นๆ มุมเฟสของ  $G_{C1}(s)$  จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงไม่มากที่ฮาร์มอนิกที่ต้องการกำจัดและมันจะต้องมีค่าประมาณ 0 องศาที่บริเวณความถี่อื่นๆ ซึ่งขนาดและมุมเฟสของ  $G_{C1}(s)$  ที่ต้องการดังกล่าวนี้จะไม่ส่งผลต่อบริเวณความถี่อื่นๆ ส่งผลดีต่อเสถียรภาพของระบบเมื่อพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเมื่อเลือกค่า  $\zeta_1 = 0.5$  และ  $\zeta_1 = 0.05$   $G_{C1}(s)$  จะให้ขนาดสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกที่ความถี่ที่ถูกเลือกซึ่งคือ  $f_{h5}$  และมุมเฟสจะเปลี่ยนแปลงไม่มากตรงบริเวณ  $f_{h5}$  ซึ่งส่งผลดีต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าเมื่อพารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง

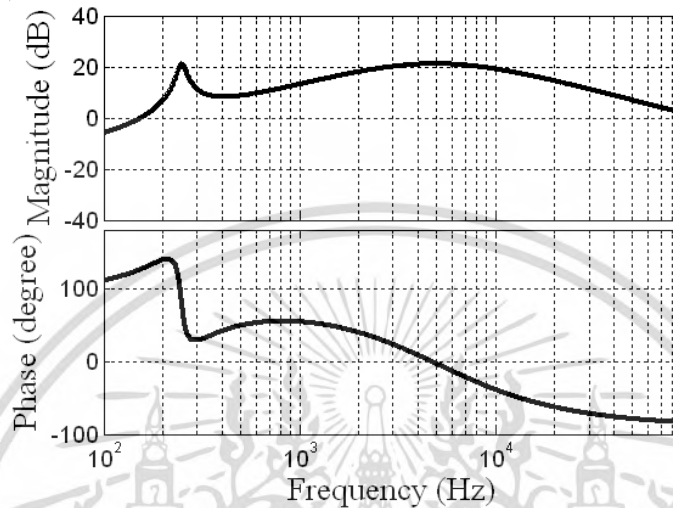
### 2. ความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้า

สมรรถนะนี้สามารถทำได้โดยการให้ส่วนเฟื่อเฟส  $p_m$  ของ  $G_L(s)$  มีค่ามากกว่า  $45^\circ$  ซึ่งตัวควบคุมสำหรับสมรรถนะนี้คือ  $G_{C2}(s)$  ซึ่ง  $G_{C2}(s)$  จะไปเพิ่มมุม  $90^\circ$  ให้กับ  $G_L(s)$  ตลอดย่านความถี่ โดยค่าความถี่ตัดข้าม  $f_c$  ที่เหมาะสมของ  $G_{C2}(s)$  คือ 220 Hz ซึ่งค่าความถี่นี้จะทำให้ขนาดของ  $G_L(s)$  มีค่าน้อยจนเกินไปที่บริเวณความถี่  $f_{h5}$  และ  $f_r$  และส่วนเฟื่อเฟสของ  $G_L(s)$  มีค่ามากกว่า  $45^\circ$  และมากไปกว่านั้น ผลพลอยได้จากการเพิ่ม  $G_{C2}(s)$  คือมันจะไปเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กับ  $G_L(s)$  ส่งผลให้ผลตอบสนองทางเวลาเร็วเพิ่มขึ้นกว่าเดิม

### 3. ผลตอบสนองไม่ไวต่อสัญญาณรบกวน

ขนาดของ  $G_L(s)$  จะต้องน้อยกว่า 1 มากๆ ที่บริเวณความถี่ของสัญญาณรบกวน  $f_n$  ซึ่งสัญญาณรบกวนในงานวิจัยนี้มีเหตุมาจากการสวิตช์ของ PAPF ซึ่งมีค่าประมาณ 5 kHz ตัวควบคุมเพื่อไม่ให้ระบบไวต่อสัญญาณรบกวนคือตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน  $G_{C3}(s)$  ซึ่งมีความถี่ตัดอยู่ที่  $f_n$

ตัวควบคุมรวมเพื่อป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนาน  $G_C(s)$  สามารถหาได้โดยการรวมกันของ  $G_{C1}(s)$ ,  $G_{C2}(s)$  และ  $G_{C3}(s)$  ดังสมการที่ (4.16) ซึ่งได้ผลดังสมการที่ (4.17) โดยผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_C(s)$  เป็นดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_C(s)$

รูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 แสดงขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_S(s)$  และ  $G_T(s)$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าสอดคล้องกับสมการที่ (4.10) และสมการที่ (4.14) ตามลำดับ และขนาดของ  $G_S(s)$  และ  $G_T(s)$  มีขนาดประมาณ 1 (0 dB) ที่บริเวณความถี่  $f_m$  ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (4.12) ซึ่งจากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดทำให้ได้  $G_L(s)$  ดังรูปที่ 4.8

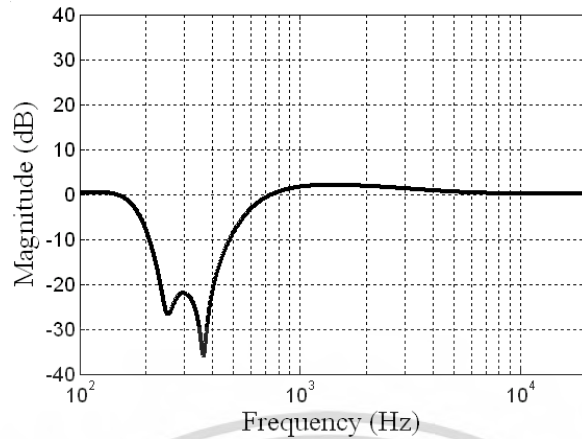
รูปที่ 4.8 แสดง  $G_L(s)$  ซึ่งได้รับการชดเชยด้วย  $G_C(s)$  ซึ่ง  $G_L(s)$  ที่ได้นี้ได้เป็นไปตามเงื่อนไขดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.4 ทุกประการ ซึ่งได้ส่วนเฟสคือ  $58.1^\circ$  ซึ่งมามีค่ามากกว่าที่ต้องการคือ  $45^\circ$  ซึ่งส่งผลดีทำให้ระบบยิ่งมีเสถียรภาพมากกว่าที่ได้กำหนดเอาไว้ ยิ่งไปกว่านั้นค่าส่วนเฟสอัตรายาย ( $g_m$ ) ยังมีค่าเท่ากับ 23.6 dB ซึ่งเป็นการสนับสนุนว่าระบบที่ได้รับการออกแบบนี้มีเสถียรภาพที่ดีต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า

ตารางที่ 4.1 สรุปการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน

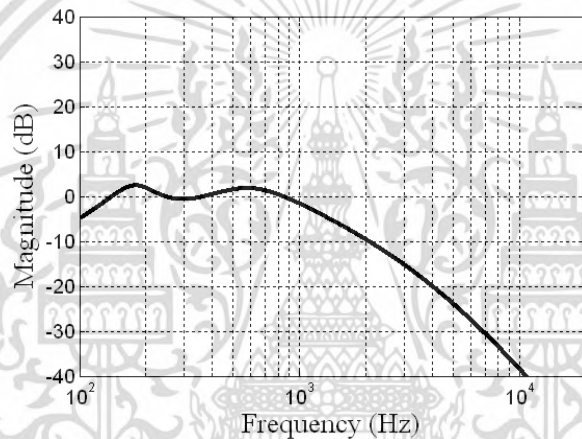
วัตถุประสงค์ที่ต้องการ	เงื่อนไขของ $G_L(s)$	ช่วงความถี่ของ $G_L(s)$	ตัวควบคุม	พารามิเตอร์ตัวควบคุม
1. ป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานและกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า	$ G_L(s)  \gg 1$	$f_{hs}$ to $f_r$	$G_{C1}(s) = \frac{\left(\frac{s}{2\pi f_{hs}}\right)^2 + \frac{2\zeta_1}{2\pi f_{hs}}s + 1}{\left(\frac{s}{2\pi f_{hs}}\right)^2 + \frac{2\zeta_2}{2\pi f_{hs}}s + 1}$	$f_{hs} = 250\text{Hz}$ $\zeta_1 = 0.5$ $\zeta_2 = 0.05$
2. คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์	$p_m > 45^\circ$	$f_m$	$G_{C2}(s) = \frac{s}{2\pi f_c}$	$f_c = 220\text{Hz}$
3. ไม่ไวต่อสัญญาณรบกวน	$ G_L(s)  \ll 1$	$f_n \geq 5\text{kHz}$	$G_{C3}(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{2\pi f_n} + 1\right)^2}$	$f_n = 5\text{kHz}$

$$G_C(s) = G_{C1}(s)G_{C2}(s)G_{C3}(s) \quad (4.16)$$

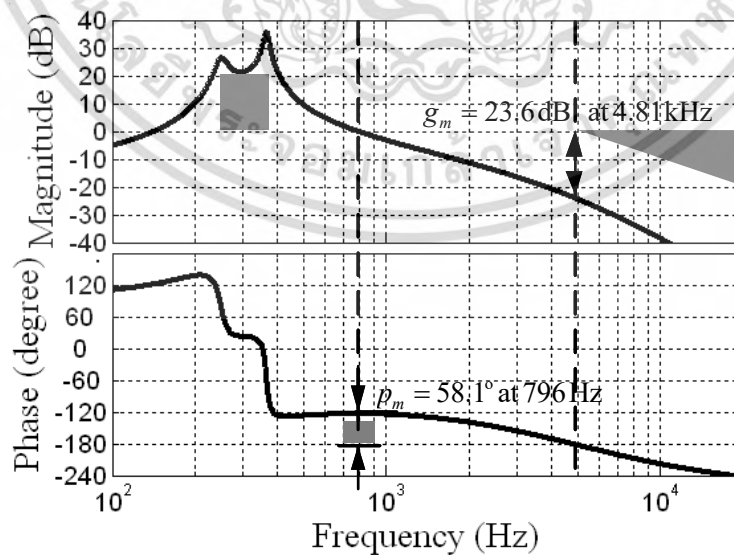
$$G_C(s) = \frac{2.93 \times 10^{-10} s^3 + 4.60 \times 10^{-7} s^2 + 7.23 \times 10^{-4} s}{4.10 \times 10^{-16} s^4 + 2.59 \times 10^{-11} s^3 + 4.14 \times 10^{-7} s^2 + 1.91 \times 10^{-4} s + 1} \quad (4.17)$$



รูปที่ 4.6 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_S(s)$



รูปที่ 4.7 ขนาดผลตอบสนองทางความถี่ของ  $G_T(s)$

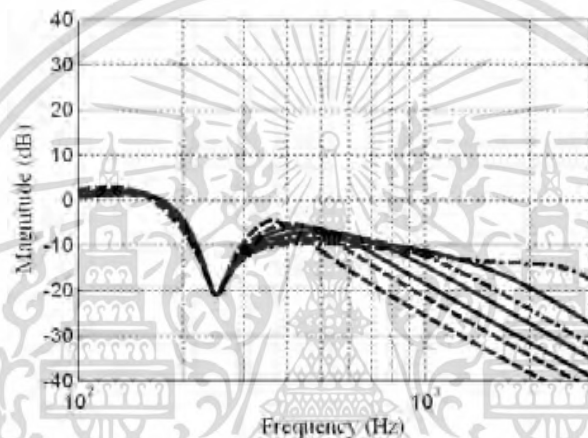


รูปที่ 4.8 ขนาดและมุมเฟสของ  $G_L(s)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 สมรรถนะในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า

เพื่อเป็นการแสดงว่าวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานได้อย่างมีประสิทธิภาพ  $G_C(s)$  จะถูกประยุกต์ใช้กับพารามิเตอร์ทั้งหมดที่มีการเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 2.7 ผลที่ได้คือ รูปที่ 4.9 ซึ่งสามารถเห็นได้ว่า ณ ตำแหน่งฮาร์มอนิกที่สำคัญ ขนาดของ  $G_{oi}(s)G_S(s)$  จะมีค่าต่ำกว่า 0 dB ในทุกๆ พารามิเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งบ่งบอกว่าตัวควบคุม  $G_C(s)$  ที่นำเสนอนี้สามารถยับยั้งการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าที่พารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงได้ทั้งหมดซึ่งครอบคลุมความถี่เรโซแนนซ์ระหว่าง 211 Hz จนถึง 732 Hz



รูปที่ 4.9 ขนาดของ  $G_{oi}(s)G_S(s)$  เมื่อประยุกต์ใช้ตัวควบคุม  $G_C(s)$  ในขณะที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าเฟสและค่าเอตราบายของ  $G_L(s)$  ซึ่งพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าทั้งค่าส่วนเฟสและค่าส่วนเอตราบายมีค่าเป็นบวกที่มากเพียงพอซึ่งหมายความว่าระบบที่ได้รับการออกแบบด้วยวิธีที่นำเสนอมีเสถียรภาพที่ดีและคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า

ตารางที่ 4.2 ค่าเฟสและค่าเอตราบายของ  $G_L(s)$  เมื่อพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

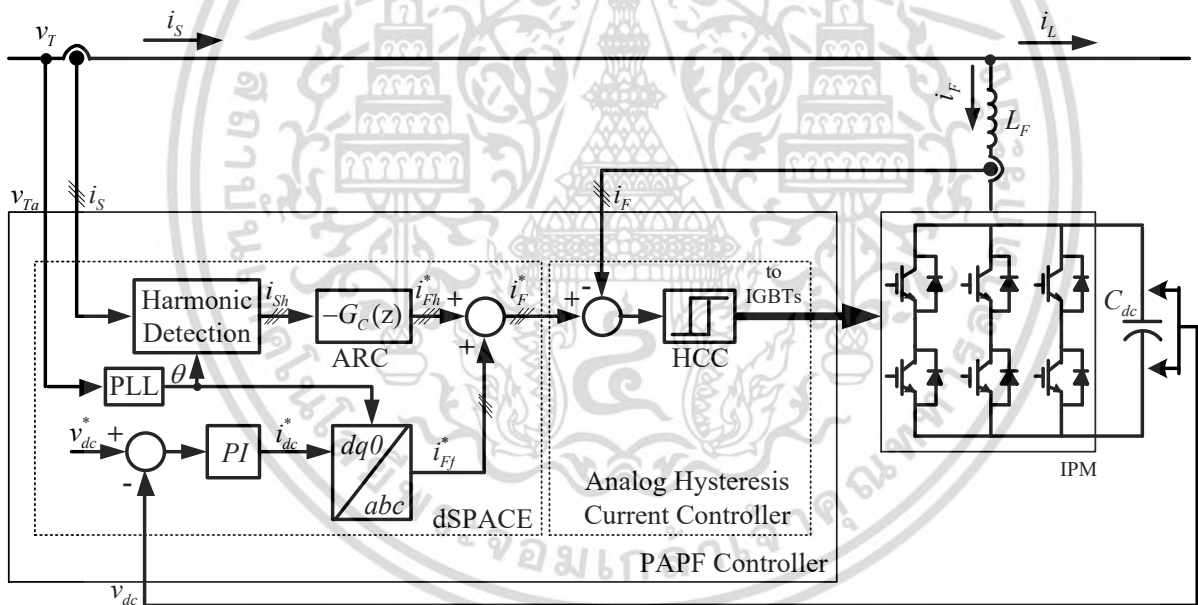
	อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายเพิ่มขึ้น 200%			อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายไม่เปลี่ยนแปลง			อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายลดลง 50%		
$C_D$ ( $\mu\text{F}$ )	3.5	7	10.5	3.5	7	10.5	3.5	7	10.5
$p_m$ (องศา)	58.1	54.8	49.7	51.8	58.1	57.2	36.5	51.8	56.7
$g_m$ (dB)	23.5	29.6	33.1	17.5	23.5	27.1	11.3	17.5	21.0

## บทที่ 5

# โครงสร้างตัวกรองกำลังแอคทีฟแบบขนาน

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะอธิบายรายละเอียดโครงสร้างของตัวควบคุมตัวกรองกำลังแบบขนาน (Parallel active power filter controller, PAPFC) โดย  $G_c(s)$  ซึ่งได้รับการออกแบบในบทที่ผ่านมาจะถูกบรรจุลงใน PAPFC องค์ประกอบของ PAPFC จะประกอบไปด้วย ตัวตรวจวัดฮาร์มอนิก กระแสคำสั่งสำหรับป้องกัน เรโซแนนซ์แบบขนาน ส่วนควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง กระแสคำสั่งรวมของ PAPF และตัวควบคุมกระแสของ PAPF ซึ่งโครงสร้างของ PAPFC แสดงดังรูปที่ 5.1 โดยอัลกอริทึมสำหรับการคำนวณส่วนต่างๆ ได้ถูกจัดสร้างโดยใช้ DS1104, dSPACE [20] ซึ่งพารามิเตอร์ของ PAPFC ได้ถูกแสดงไว้ในตารางที่ 5.1 โดยรายละเอียดขององค์ประกอบต่างๆ จะถูกอธิบายในหัวข้อถัดไป



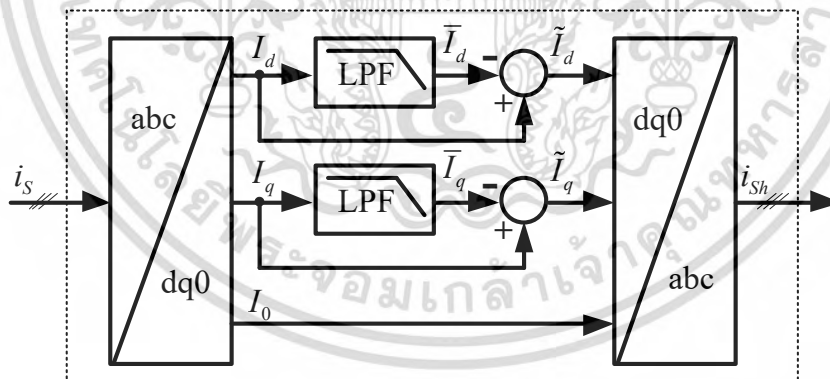
รูปที่ 5.1 โครงสร้างทั้งหมดของ PAPFC

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ของ PAPFC

พารามิเตอร์	มาตราส่วนขนาดใหญ่	มาตราส่วนขนาดห้องปฏิบัติการ
เวลาในการซึกค่าสัญญาณ $T_s$	$50 \mu s$	$50 \mu s$
ค่าความเหนี่ยวนำของตัวกรองกระแส $L_F$	$33.3 \mu H$	10mH
ตัวเก็บประจุแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $C_{dc}$	33mF	$110 \mu F$
ค่าเป้าหมายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $v_{dc}^*$	700 V	700 V
อัตราขยายสัดส่วน $K_p$	0.044	$1.46 \times 10^{-4}$
อัตราขยายอินทิกรัล $K_I$	$1.27 \times 10^{-4}$	$4.23 \times 10^{-7}$
ช่วงกระแสฮิสเตอร์รีซิส	$\pm 15 A$	$\pm 0.05 A$

## 5.2 การตรวจวัดฮาร์มอนิก

การตรวจวัดกระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายได้ใช้พื้นฐานวิธีกรอบอ้างอิง dq0 ซึ่งโครนัสกับความถี่หลักมูล (Synchronously fundamental dq0 reference frame) [21] ซึ่งมีไดอะแกรมดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ไดอะแกรมการตรวจวัดฮาร์มอนิก

จากรูปที่ 5.2 กำหนดให้

- $i_s$  คือ กระแสแหล่งจ่าย
- $i_{sh}$  คือ กระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่าย
- $I_d$  คือ กระแสตามแนวแกน (direct) ในแกนอ้างอิง dq0
- $I_q$  คือ กระแสตั้งฉาก (quadrature) ในแกนอ้างอิง dq0

$I_0$	คือ กระแสลำดับศูนย์ (zero sequence) ในแกนอ้างอิง dq0
$\bar{I}_d$	คือ องค์ประกอบกระแสตรงตามแนวแกน
$\bar{I}_q$	คือ องค์ประกอบกระแสตรงตั้งฉาก
$\tilde{I}_d$	คือ องค์ประกอบกระแสสลับตามแนวแกน
$\tilde{I}_q$	คือ องค์ประกอบกระแสสลับตั้งฉาก

การตรวจวัดกระแสฮาร์มอนิกเริ่มจากกระแสแหล่งจ่าย  $i_s$  จะถูกแปลงแกนจากแกนอ้างอิง abc เป็นแกนอ้างอิง dq0 ซึ่งมีสมการการแปลงแกนคือ

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

โดยที่

- $i_a$  คือ กระแสเฟส a ของ  $i_s$  ในแกนอ้างอิง abc
- $i_b$  คือ กระแสเฟส b ของ  $i_s$  ในแกนอ้างอิง abc
- $i_c$  คือ กระแสเฟส c ของ  $i_s$  ในแกนอ้างอิง abc
- $\theta$  คือ มุมอ้างอิงซึ่งได้รับจากจากเฟสล็อกคูลูป (Phase lock loop, PLL) ซึ่งซิงโครไนซ์ (Synchronize) กับแรงดันไฟฟ้าที่เฟส a ในแกนอ้างอิง abc

ผลที่ได้จากการแปลงคือ  $I_d$ ,  $I_q$  และ  $I_0$  ซึ่งกระแส  $I_d$  และ  $I_q$  จะประกอบด้วยองค์ประกอบสองส่วนคือ องค์ประกอบกระแสตรง (dc component) และองค์ประกอบกระแสสลับ (ac component) โดยสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$I_d = \bar{I}_d + \tilde{I}_d \quad (5.2)$$

$$I_q = \bar{I}_q + \tilde{I}_q \quad (5.3)$$

โดยองค์ประกอบกระแสตรงในแกนอ้างอิง dq0 นั้นคือองค์ประกอบความถี่หลักมูลในแกนอ้างอิง abc และองค์ประกอบกระแสสลับในแกนอ้างอิง dq0 นั้นคือองค์ประกอบฮาร์มอนิกในแกนอ้างอิง abc ดังนั้นหากต้องการองค์ประกอบของฮาร์มอนิกก็สามารถทำได้โดยนำ  $I_d$  และ  $I_q$  ผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งจะทำให้ได้  $\bar{I}_d$  และ  $\bar{I}_q$  ตามลำดับ โดยเลือกความถี่ตัด (Cutoff frequency) ของตัวกรองอยู่ที่ 50 Hz ซึ่งเป็นค่าที่

เหมาะสมทั้งทางด้านความเร็วในการเข้าสู่สภาวะคงตัวและมีการกระเพื่อม (Ripple) ของสัญญาณน้อย จากนั้นนำค่า  $\bar{I}_d$  และ  $\bar{I}_q$  ที่ได้ลบออกจาก  $I_d$  และ  $I_q$  ก็จะได้ค้ประกอบกระแสลับดังนี้

$$\tilde{I}_d = I_d - \bar{I}_d \quad (5.4)$$

$$\tilde{I}_q = I_q - \bar{I}_q \quad (5.5)$$

ฮาร์มอนิกแหล่งจ่าย  $i_{sh}$  ในแกนอ้างอิง abc สามารถหาได้จากการนำ  $\tilde{I}_d$  และ  $\tilde{I}_q$  แปลงกลับจากแกนอ้างอิง dq0 เป็นแกนอ้างอิง abc ดังนี้

$$i_{sh} = \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_d \\ \tilde{I}_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

### 5.3 กระแสคำสั่งสำหรับป้องกันเรโซแนนซ์

เพื่อให้ PAPF สามารถป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน PAPF จะถูกควบคุมด้วย  $G_C(s)$  ซึ่งได้รับการออกแบบมาแล้วจากบทที่ผ่านมา อย่างไรก็ตามเมื่อ  $G_C(s)$  ต้องถูกจัดสร้างในรูปแบบตัวควบคุมแบบดิจิทัล  $G_C(z)$  ซึ่งอยู่ในรูปแบบโดเมน  $s$  ( $s$ -domain) จะต้องถูกแปลงเป็นโดเมน  $z$  ( $z$ -domain) ซึ่งสามารถแปลงได้โดยใช้คำสั่งในโปรแกรม MATLAB<sup>®</sup> ดังนี้

```
>> c2d(SYSC, Ts, METHOD)
```

โดยที่

SYSC คือ  $G_C(s)$

$T_s$  คือ เวลาในการซีกค่าสัญญาณ

METHOD คือ วิธีในการทำให้ไม่ต่อเนื่อง (Discretization) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วิธีการคงค่าอันดับหนึ่ง (first-order hold)

ซึ่งผลที่ได้จากการแปลงเป็นโดเมน  $z$  คือ

$$G_C(z) = \frac{6.917z^4 - 17.73z^3 + 12.5z^2 + 0.5812z - 2.268}{z^4 - 2.394z^3 + 1.85z^2 - 0.4948z + 0.0425} \quad (5.7)$$

จากรูปที่ 5.1 กระแสคำสั่งเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน  $i_{Fh}^*$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$i_{Fh}^* = -G_C(z)i_{Sh} \quad (5.8)$$

#### 5.4 การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

PAPF ต้องการตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรักษาระดับแรงดันให้คงที่ ซึ่งตัวควบคุม PI แบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete time Proportional-Integral) ได้ถูกใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เพื่อสร้างสัญญาณกระแสคำสั่งสำหรับรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ สัญญาณกระแสคำสั่งสำหรับรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $i_{Vdc}^*$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$i_{Vdc}^* = K_P(v_{dc}^* - v_{dc}) + K_I \frac{T_S}{z-1}(v_{dc}^* - v_{dc}) \quad (5.9)$$

โดยที่

$v_{dc}$	คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
$v_{dc}^*$	คือ ค่าเป้าหมายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
$K_P$	คือ อัตราขยายสัดส่วน
$K_I$	คือ อัตราขยายอินทิกรัล
$T_S$	คือ เวลาในการซีกคำสั่งสัญญาณ

จากสมการที่ (5.9)  $i_{Vdc}^*$  เป็นตัวแปรในแกน d (d-axis) ของแกนอ้างอิง dq0 อย่างไรก็ตามกระแสคำสั่งที่ต้องการจะต้องอยู่ในกรอบอ้างอิง abc ซึ่งสามารถแปลงกรอบอ้างอิงได้ดังนี้

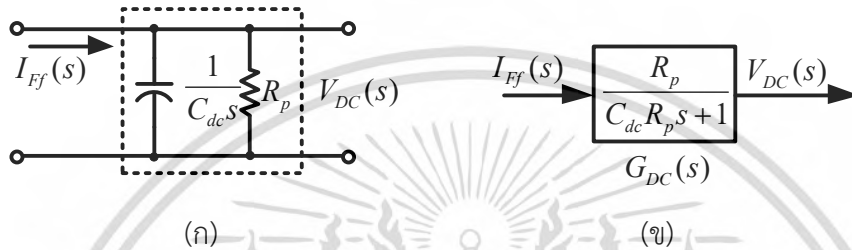
$$i_{Ff}^* = \begin{bmatrix} i_{Ffa}^* \\ i_{Ffb}^* \\ i_{Ffc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Vdc}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

โดยที่

$\theta$	คือ มุมอ้างอิงที่ได้มาจาก PLL
$i_{Ff}^*$	คือ กระแสคำสั่งสำหรับรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงรวมของเฟส abc
$i_{Ffa}^*$	คือ กระแสคำสั่งสำหรับรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเฟส a

- $i_{Ffb}^*$  คือ กระแสคำสั่งสำหรับรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเฟส b  
 $i_{Ffc}^*$  คือ กระแสคำสั่งสำหรับรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเฟส c

จากสมการที่ (5.9) จะเห็นได้ว่าตัวควบคุม PI ต้องการค่า  $K_p$  และ  $K_I$  เพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้วิธีการสังเคราะห์โดยตรง (Direct Synthesis, DS) [22] เพื่อหาค่าพารามิเตอร์  $K_p$  และ  $K_I$



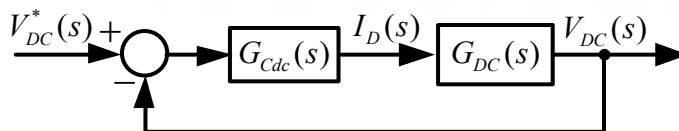
รูปที่ 5.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (ก) วงจรสมมูลแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (ข) บล็อกไดอะแกรมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 5.3 กำหนดให้

- $C_{dc}$  คือ ตัวเก็บประจุแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  
 $R_p$  คือ ค่าความต้านทานของตัวต้านทานสำหรับวงจรวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  
 $I_{Ff}(s)$  คือ กระแสที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  
 $V_{DC}(s)$  คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต

ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $G_{DC}(s)$  ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตซึ่งคือ  $I_D(s)$  และเอาต์พุตซึ่งคือ  $V_{DC}(s)$  จะเป็นดังสมการที่ (5.11)

$$G_{DC}(s) = \frac{V_{DC}(s)}{I_D(s)} = \frac{R_p}{C_{dc} R_p s + 1} \quad (5.11)$$



รูปที่ 5.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

รูปที่ 5.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยที่  $G_{Cdc}(s)$  คือตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง การออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวิธี DS ตัวควบคุม  $G_{Cdc}(s)$  สามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$G_{Cdc}(s) = \frac{1}{G_{DC}(s)} \frac{1}{\tau_c s} \quad (5.12)$$

โดยที่

$\tau_c$  คือ ค่าคงตัวทางเวลาของระบบควบคุมวงปิดที่ต้องการ

แทนค่า  $G_{DC}(s)$  ในสมการที่ (5.11) ลงในสมการที่ (5.12) จะได้

$$G_{Cdc}(s) = \frac{C}{\tau_c} + \frac{1}{R_p \tau_c} \frac{1}{s} \quad (5.13)$$

จากสมการที่ (5.13) จะเห็นได้ว่ารูปแบบของสมการจะเป็นรูปแบบเดียวกันกับรูปแบบทั่วไปของตัวควบคุม PI คือ

$$G_{Cdc}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (5.14)$$

เปรียบเทียบสมการที่ (5.13) และสมการที่ (5.14) จะได้

$$K_p = \frac{C}{\tau_c} \quad (5.15)$$

$$K_I = \frac{1}{R_p \tau_c} \quad (5.16)$$

โดยความสัมพันธ์ระหว่างเวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัว (Setting time,  $t_s$ ) สำหรับการติดตามสัญญาณอ้างอิงและ  $\tau_c$  คือ

$$t_s = 4\tau_c \quad (5.17)$$

ซึ่งค่า  $t_s$  นี้คือค่าที่ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเข้าสู่ 98% ของค่าสุดท้ายของมัน ซึ่งค่าที่ต้องการในงานวิจัยนี้คือ 10 ms ดังนั้นจะได้  $\tau_c$  เท่ากับ 2.5 ms ต่อจากนั้นแทนค่า  $C_{dc}$ ,  $R_p$  และ  $\tau_c$  ลงในสมการที่ (5.15) และ (5.16) จะได้

$$K_p = 0.044 \quad (5.18)$$

$$K_I = 1.27 \times 10^{-4} \quad (5.19)$$

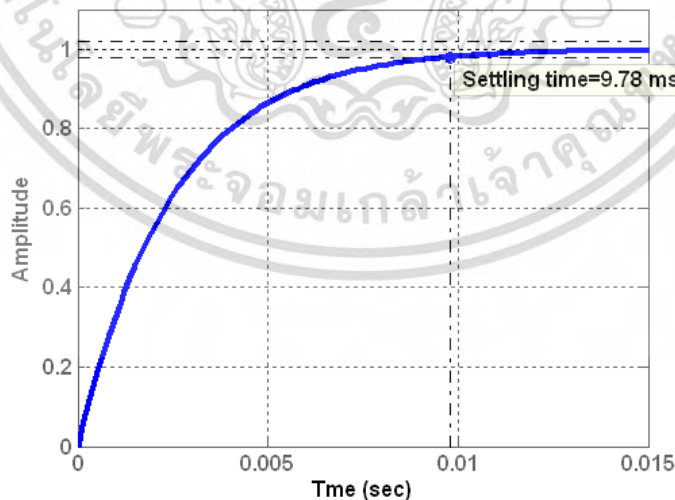
จากรูปที่ 5.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดสามารถหาได้ดังนี้

$$G_{CL}(s) = \frac{G_{Cdc}(s)G_{DC}(s)}{1 + G_{Cdc}(s)G_{DC}(s)} \quad (5.20)$$

แทนค่า  $G_{Cdc}(s)$  และ  $G_{DC}(s)$  ลงใน (5.20) จะได้

$$G_{CL}(s) = \frac{1}{0.0025s + 1} \quad (5.21)$$

เพื่อที่จะแสดงให้เห็นว่าการออกแบบการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในครั้งนี้มีค่า  $t_s$  ตามที่ต้องการสามารถแสดงได้โดยการป้อนสัญญาณอินพุตแบบฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วย (Unit step function) ให้กับ  $G_{CL}(s)$  ซึ่งได้ผลดังรูปที่ 5.5



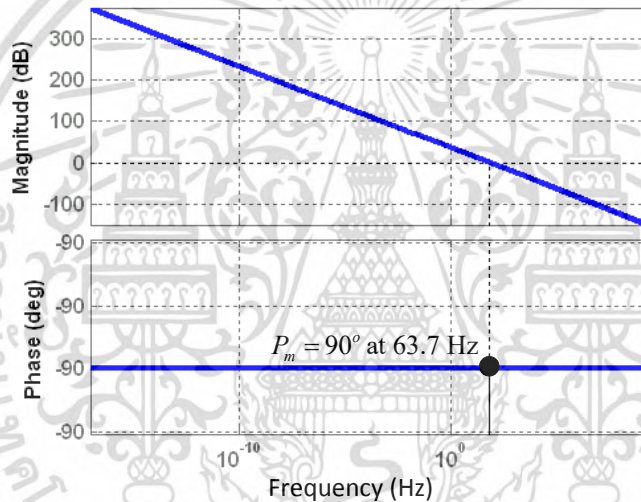
รูปที่ 5.5 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อป้อนอินพุตด้วยฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วย

จากรูปที่ 5.5 จะเห็นได้ว่าค่า  $t_s$  เท่ากับ 9.78 ms ซึ่งสอดคล้องกับค่า  $t_s$  ที่ต้องการคือ 10 ms และเพื่อเป็นการแสดงว่าระบบนี้มีเสถียรภาพที่ดีสามารถแสดงได้โดยการหาค่าเฟื่ออัตราขยายและค่าเฟื่อเฟสของระบบวงเปิดของรูปที่ 5.4 ซึ่งรูปที่ 5.4 มีฟังก์ชันถ่ายโอนระบบวงเปิด  $G_{OL}(s)$  คือ

$$G_{OL}(s) = G_{Cdc}(s)G_{DC}(s) \quad (5.22)$$

แทนค่า  $G_{Cdc}(s)$  และ  $G_{DC}(s)$  ลงใน (5.22) จะได้

$$G_{OL}(s) = \frac{400}{s} \quad (5.23)$$



รูปที่ 5.6 โบดีพล็อตของ  $G_{OL}(s)$

รูปที่ 5.6 แสดงโบดีพล็อตของ  $G_{OL}(s)$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบมีค่าเฟื่ออัตราขยายเท่ากับอนันต์และมีค่าเฟื่อเฟสเท่ากับ  $90^\circ$  ที่ความถี่เท่ากับ 63.7 Hz ซึ่งทั้งสองมีค่าเป็นบวกที่ค่ามากทั้งคู่บ่งบอกว่าระบบนี้มีเสถียรภาพที่ดีซึ่งจะทำให้ระบบมีความคงทนไม่สูญเสียเสถียรภาพได้ง่ายหากพารามิเตอร์ของระบบมีการเปลี่ยนแปลงไปจากค่าที่ได้ออกแบบไว้

## 5.5 กระแสคำสั่งรวมของ PAPF

กระแสคำสั่งรวมทั้งหมดของ PAPF  $i_F^*$  สามารถหาได้จากการรวมกันของกระแสคำสั่งสำหรับการป้องกันเรโซแนนซ์  $i_{Fh}^*$  ซึ่งมีเฉพาะองค์ประกอบฮาร์มอนิกและกระแสคำสั่งสำหรับควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $i_{Ff}^*$  ซึ่งมีเฉพาะองค์ประกอบความถี่หลักมูลดังนี้

$$i_F^* = i_{Ff}^* + i_{Fh}^* \quad (5.24)$$

## 5.6 ตัวควบคุมกระแสของ PAPF

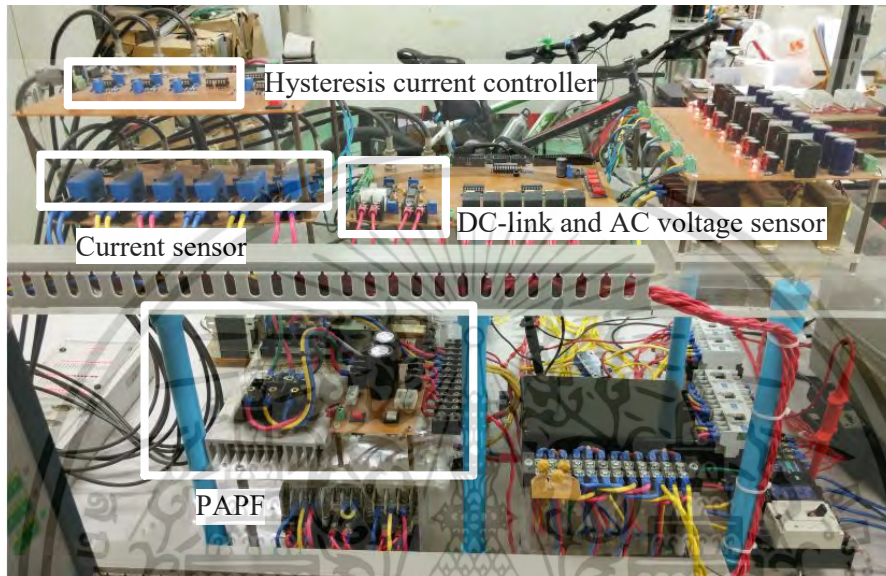
เพื่อที่จะสร้างกระแสของ PAPF  $i_F$  ให้สามารถติดตามกระแสคำสั่ง  $i_F^*$  ได้นั้น PAPF จำเป็นต้องมีตัวควบคุมกระแส ซึ่งตัวควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis current controller) ได้ถูกใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เพราะโครงสร้างของตัวควบคุมนี้ง่ายและมันสามารถติดตามกระแสคำสั่งได้อย่างรวดเร็ว [23] ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติที่ต้องการเมื่อได้มีการประมาณค่าฟลักซ์อินของ PAPF เป็นหนึ่งซึ่งได้กำหนดไว้ในบทการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนาน อีกประการหนึ่งก็คือตัวควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิสนี้ได้ถูกจัดสร้างด้วยวงจรแบบแอนะล็อก (Analog circuit) เพราะต้องการหลีกเลี่ยงการเกิดการพุ่งเกินของกระแสที่เกิดจากตัวควบคุมฮิสเทอรีซิสแบบดิจิทัลที่มีการซึกค่าสัญญาณที่ต่ำ [24]



# บทที่ 6

## การจำลองและการทดลอง

### 6.1 บทนำ



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.1 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดลองในห้องปฏิบัติการ (ก) ด้านหน้า (ข) ด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อพิสูจน์ว่าวิธีการที่นำเสนอนี้มีสมรรถนะที่ดีทั้งในด้านการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานพร้อมกับการกำจัดฮาร์มอนิกและมีเสถียรภาพที่คงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้าซึ่งสามารถแสดงได้โดยการจำลองด้วยพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่ (Large-scale simulation, LSS) และการทดลองด้วยพารามิเตอร์มาตราส่วนห้องปฏิบัติการ (Laboratory-scale experiment, LSE) โดย LSS จะทำการจำลองการทำงานโดยใช้ SimPowerSystems<sup>TM</sup> ซึ่งอยู่ในโปรแกรม MATLAB<sup>®</sup> & Simulink<sup>®</sup> [25] ส่วน LSE จะทำการทดลองโดยมีการติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดลองดังรูปที่ 6.1 ซึ่งไดอะแกรมสำหรับ LSS และ LSE จะเป็นดังรูปที่ 4.1 และพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 2.1 และตารางที่ 5.1

โดย LSS และ LSE ได้ถูกจำลองและทดลองใน 3 กรณีด้วยกันคือ

**กรณีที่ 1:** กรณีปกติ (พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลง)

**กรณีที่ 2:** ค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีการเพิ่มขึ้นเป็น 200% และค่าตัวเก็บประจุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน

**กรณีที่ 3:** ค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีการลดลงเหลือ 50% และค่าตัวเก็บประจุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน

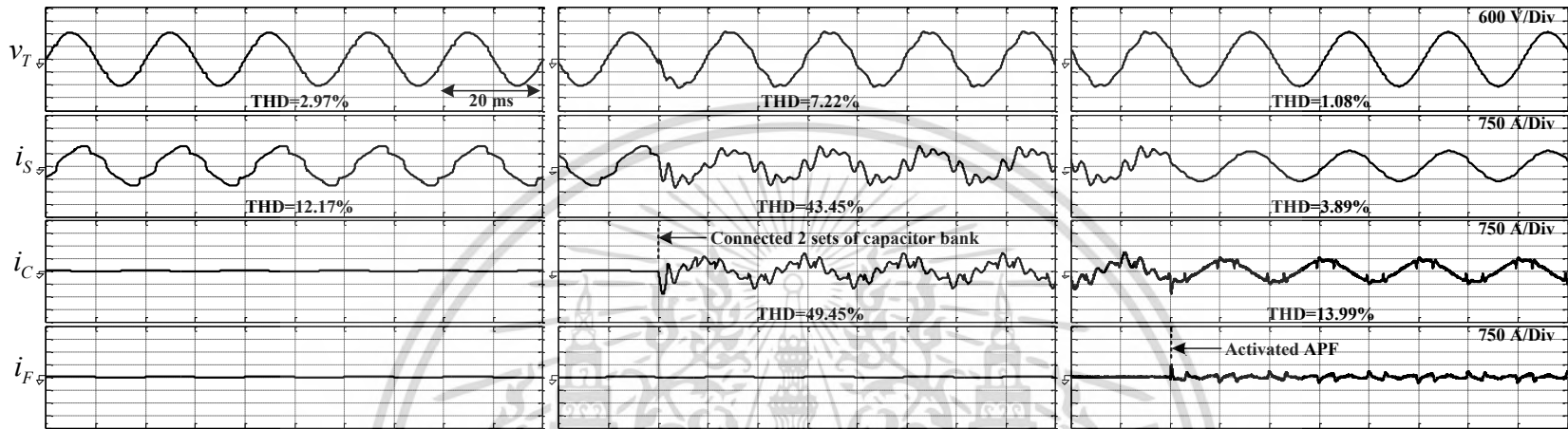
รายละเอียดต่างๆ ในการจำลองและการทดลอง ผลการจำลองและผลการทดลองในทุกกรณีจะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

## 6.2 กรณีที่ 1: กรณีปกติ

ในกรณีนี้ค่าของอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายและค่าตัวเก็บประจุที่ได้ถูกใช้ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งก็คือค่าที่ 100% สำหรับค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายและ 2 เซห์สำหรับตัวเก็บประจุที่ใช้สำหรับ LSS และ LSE

สำหรับผลการจำลองของ LSS จะถูกแสดงดังรูปที่ 6.2 ซึ่งเป็นผลรูปคลื่นของสัญญาณ รูปที่ 6.3 ซึ่งเป็นสเปกตรัมของรูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและตารางที่ 6.1 แสดงค่าตัวประกอบกำลังการขจัด (Displacement power factor, DPF) และ ค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor, PF) ส่วนผลการทดลองของ LSE จะถูกแสดงดังรูปที่ 6.4 ซึ่งเป็นผลรูปคลื่นของสัญญาณ รูปที่ 6.5 ซึ่งเป็นสเปกตรัมของรูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและตารางที่ 6.2 แสดงค่า DPF และ PF

ก่อนปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โหลดเชิงเส้นจำนวน 2 เซห์ได้ถูกต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า รูปคลื่นของ  $v_T$  และ  $i_S$  สำหรับ LSS และ LSE ได้ถูกแสดงดังรูปที่ 6.2(ก) และรูปที่ 6.4(ก) ตามลำดับ ค่า DPF และ PF

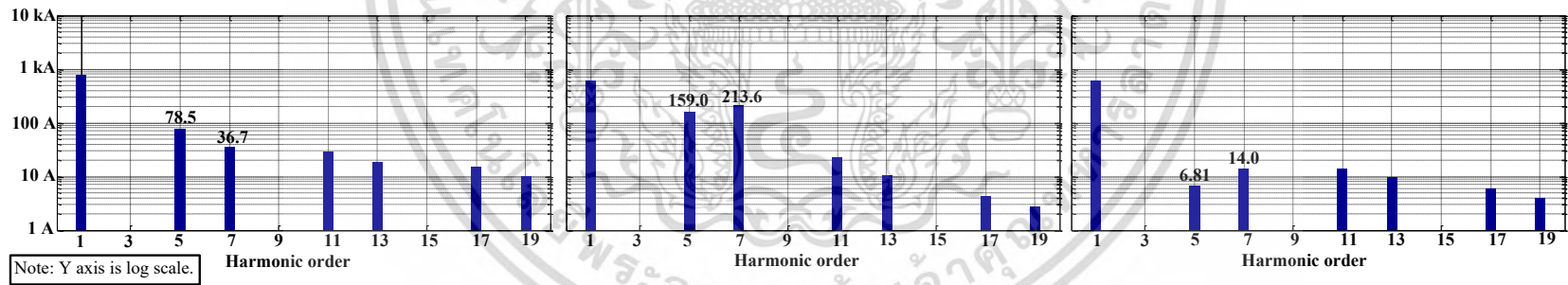


(ก)

(ข)

(ค)

รูปที่ 6.2 รูปคลื่นของ LSS สำหรับกรณีที่ 1 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAPF ทำงาน

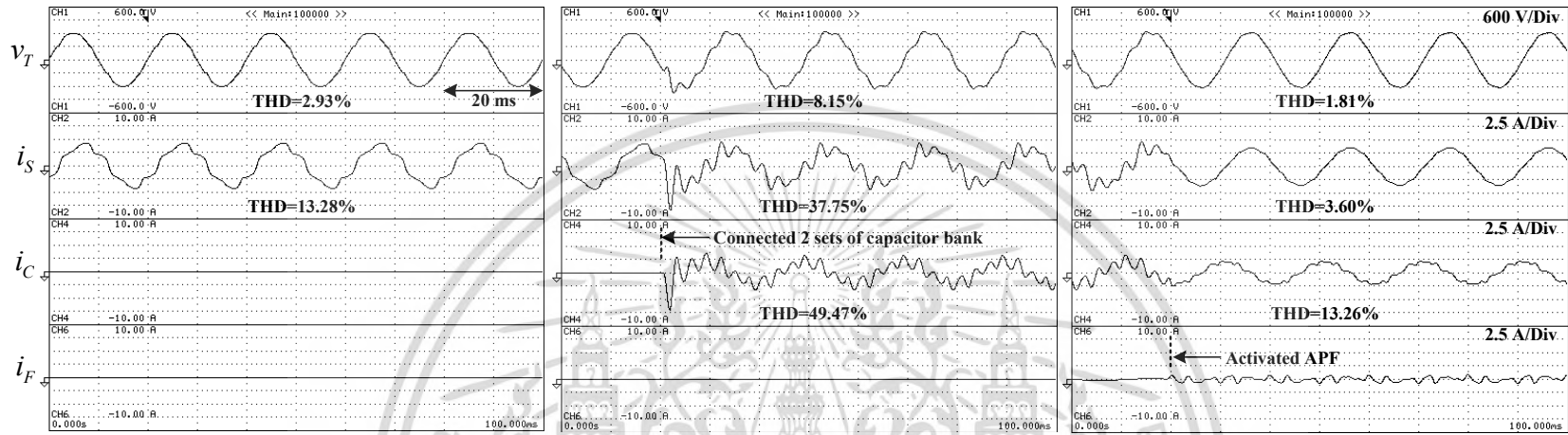


(ก)

(ข)

(ค)

รูปที่ 6.3 สเปกตรัมของ LSS สำหรับกรณีที่ 1 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAPF ทำงาน

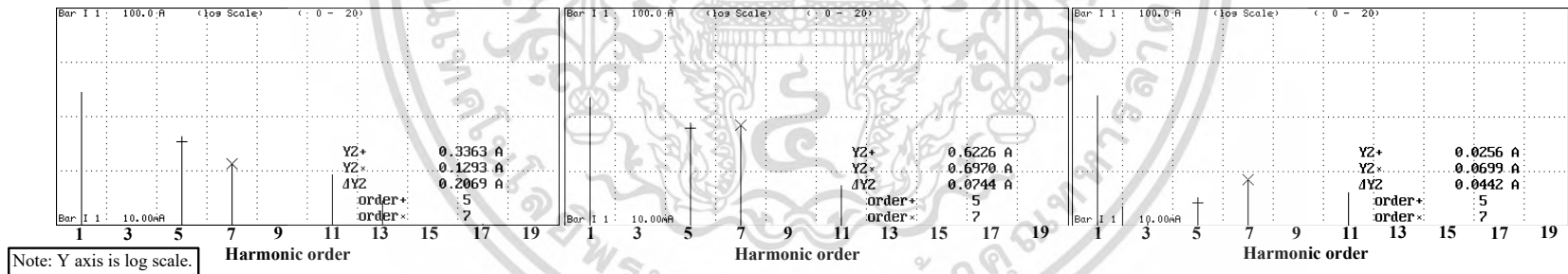


(ก)

(ข)

(ค)

รูปที่ 6.4 รูปคลื่นของ LSE สำหรับกรณีที่ 1 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAPF ทำงาน



(ก)

(ข)

(ค)

รูปที่ 6.5 สเปกตรัมของ LSE สำหรับกรณีที่ 1 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAPF ทำงาน

ของระบบไฟฟ้ามีค่าต่ำซึ่งมีค่า 0.76 กับ 0.75 ตามลำดับสำหรับ LSS และ 0.79 กับ 0.78 ตามลำดับสำหรับ LSE

ตารางที่ 6.1 ค่า DPF และ PF สำหรับ LSS

สถานการณ์	DPF	PF
ก่อนต่อตัวเก็บประจุ	0.76	0.75
หลังจากต่อตัวเก็บประจุ	0.99	0.91
PAPF ทำงาน	1.00	1.00

ตารางที่ 6.2 ค่า DPF และ PF สำหรับ LSE

สถานการณ์	DPF	PF
ก่อนต่อตัวเก็บประจุ	0.79	0.78
หลังจากต่อตัวเก็บประจุ	1.00	0.93
PAPF ทำงาน	1.00	1.00

เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ตัวเก็บประจุจำนวน 2 เซ็ตได้ถูกต่อเข้ากับระบบไฟฟ้าดังรูปที่ 6.2(ข) สำหรับ LSS และรูปที่ 6.4(ข) สำหรับ LSE โดยค่า DPF กับค่า PF ได้ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นเป็น 0.99 กับ 0.91 ตามลำดับสำหรับ LSS และเป็น 1.00 และ 0.93 ตามลำดับ สำหรับ LSE อย่างไรก็ตาม ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 และ 7 ของกระแสแหล่งจ่ายได้ถูกขยายให้มีค่าสูงขึ้นทั้ง LSS และ LSE ซึ่งเป็นผลมาจากการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าเมื่อมีการต่อตัวเก็บประจุเข้าไป ซึ่งฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 มีการขยายของขนาดมากที่สุดด้วยค่า 5.28 เท่า (นั่นคือ 213.6 A/36.7 A) สำหรับ LSS และ 5.39 เท่า (0.697 A/0.1293 A) สำหรับ LSE โดยอัตราขยายทั้ง 2 นั้นสอดคล้องกับกับขนาดของ  $G_{oi}(s)$  ดังรูปที่ 2.7 ซึ่ง ฮาร์มอนิกอันดับที่ 7 มีการขยายมากที่สุดเช่นกัน จากการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานนี้ทำให้ค่า THD ของ  $v_T$  และ  $i_S$  มีค่าที่เพิ่มขึ้นและ THD ของ  $i_C$  มีค่าที่สูงทั้งใน LSS และ LSE

เพื่อแก้ไขเรโซแนนซ์แบบขนานที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้า PAPF ซึ่งต่ออยู่กับระบบไฟฟ้าได้ถูกสั่งให้ทำงานดังรูปที่ 6.2(ค) สำหรับ LSS และ รูปที่ 6.4(ค) สำหรับ LSE จากรูปทั้ง 2 กระแสของ PAPF  $i_P$  สามารถแก้ไขเรโซแนนซ์แบบขนานได้อย่างรวดเร็วซึ่งสังเกตได้จากขนาดกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายอันดับที่ 5 และ 7 ได้ลดลงเป็นอย่างมากทั้ง LSS และ LSE นั้นหมายความว่าวิธีที่นำเสนอนี้สามารถป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานในระบบไฟฟ้าได้เป็นอย่างดี ยิ่งไปกว่านั้นวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถปรับปรุงให้ค่า PF มีค่าสูงขึ้นจนเป็น 1

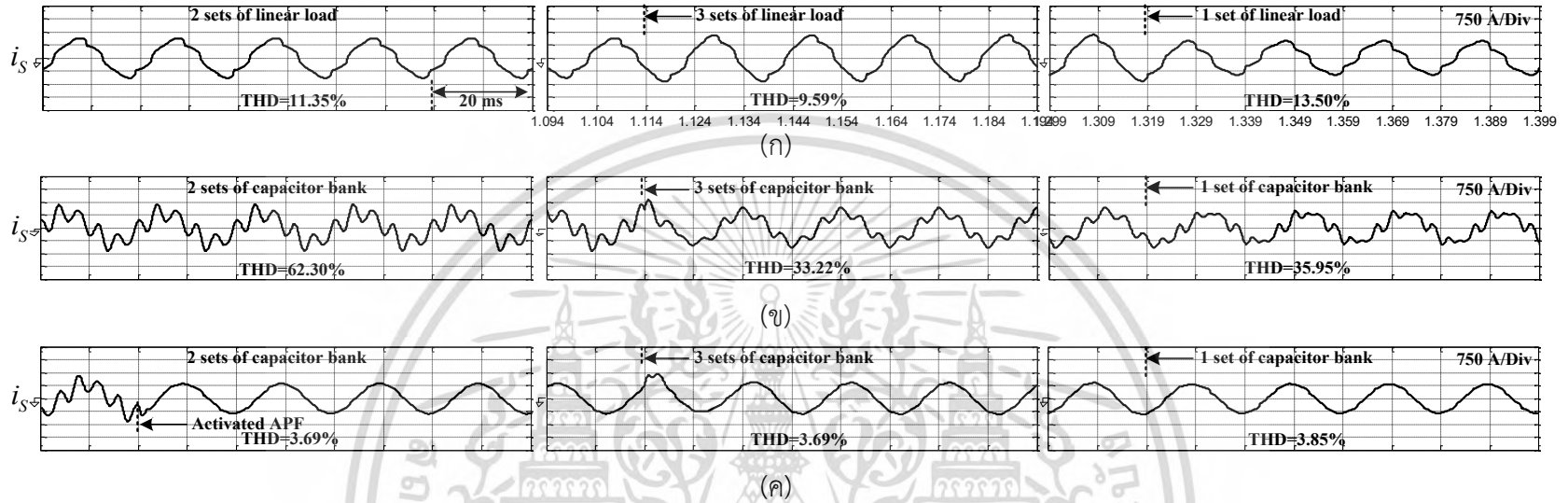
### 6.3 กรณีที่ 2: อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีค่าเพิ่มขึ้นพร้อมกับตัวเก็บประจุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน

เพื่อเป็นการยืนยันว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า ค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายจะถูกเพิ่มขึ้นเป็น 200% จากค่าปกติในขณะที่ตัวเก็บประจุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 2 เซห์ทเพิ่มเป็น 3 เซห์ทและลดลงเหลือเพียง 1 เซห์ททั้ง LSS และ LSE โดยที่ LSS มีผลดังแสดงในรูปที่ 6.6 และตารางที่ 6.3 และ LSE มีผลดังแสดงในรูปที่ 6.7 และตารางที่ 6.4

ก่อนปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โหลดเชิงเส้นจำนวน 2 เซห์ทได้ถูกต่ออยู่กับระบบไฟฟ้าต่อจากนั้นมันได้ถูกเพิ่มขึ้นเป็น 3 เซห์ทและต่อจากนั้นมันได้ถูกลดลงเหลือเพียง 1 เซห์ท ซึ่งรูปคลื่นของ  $i_s$  ได้ถูกแสดงในรูปที่ 6.6(ก) สำหรับ LSS และ รูปที่ 6.7(ก) สำหรับ LSE

เพื่อเป็นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ตัวเก็บประจุจะถูกต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า รูปคลื่นของ  $i_s$  เมื่อต่อตัวเก็บประจุ 2 เซห์ท 3 เซห์ทและ 1 เซห์ท ได้ถูกแสดงในรูปที่ 6.6(ข) สำหรับ LSS และรูปที่ 6.7(ข) สำหรับ LSE เมื่อต่อตัวเก็บประจุเข้ากับระบบไฟฟ้าค่า PF ได้ถูกปรับปรุงซึ่งสามารถสังเกตได้จากการลดลงของขนาดกระแสแหล่งจ่ายของความถี่หลักมูลในตารางที่ 6.3 และตารางที่ 6.4 สำหรับ LSS และ LSE ตามลำดับ อย่างไรก็ตามค่า THD ของ  $i_s$  ทั้ง LSS และ LSE มีค่าที่เพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งสังเกตได้จากการขยายขนาดของฮาร์มอนิกในบางอันดับ อันดับฮาร์มอนิกที่มีการขยายมากที่สุดมีการเปลี่ยนแปลงตามตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนไป เมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนจาก 2 เซห์ทเพิ่มเป็น 3 เซห์ทและลดลงเป็น 1 เซห์ท ฮาร์มอนิกลำดับที่ 5, 5 และ 7 ได้มีการขยายมากที่สุดตามลำดับด้วยอัตราขยาย 5.47, 3.01 และ 4.71 ตามลำดับสำหรับ LSS และด้วยอัตราขยาย 2.68, 1.29 และ 3.50 ตามลำดับสำหรับ LSE ซึ่งอัตราขยายทั้งหมดนี้สอดคล้องกับรูปที่ 2.7

เพื่อแก้ไขเรโซแนนซ์แบบขนาน PAPF ได้ถูกสั่งให้ทำงานดังรูปที่ 6.6(ค) สำหรับ LSS และรูปที่ 6.7(ค) สำหรับ LSE ซึ่งจากรูป PAPF สามารถแก้ไขปัญหาเรโซแนนซ์แบบขนานได้โดยสามารถสังเกตได้จากการลดลงเป็นอย่างมากของค่า THD ของ  $i_s$  ต่อจากนั้นเมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนจาก 2 เซห์ทเพิ่มเป็น 3 เซห์ทและลดลงเป็น 1 เซห์ท PAPF ยังคงสามารถแก้ไขปัญหาเรโซแนนซ์แบบขนานได้ดีซึ่งนั่นหมายความว่าวิธีที่นำเสนอนี้มีเสถียรภาพที่ดีสำหรับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายเพิ่มขึ้น 200% พร้อมกับการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันของตัวเก็บประจุในระบบไฟฟ้าทั้ง LSS และ LSE



รูปที่ 6.6 รูปคลื่นของ LSS สำหรับกรณีที่ 2 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAFP ทำงาน

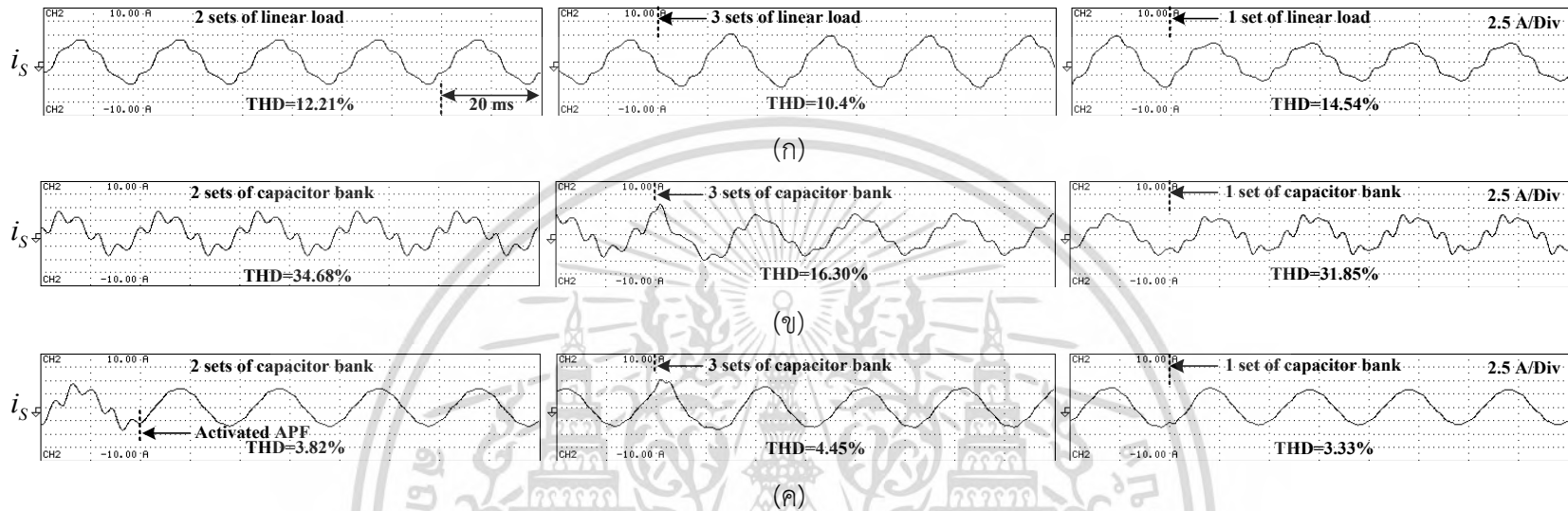
ตารางที่ 6.3 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSS ของกรณีที่ 2

Harmonic	โพลตเชิงเส้น 2 เซ็ต						โพลตเชิงเส้น 3 เซ็ต						โพลตเชิงเส้น 1 เซ็ต					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	887	53.4	24.9	19.6	12.4	10.4	1074	51.9	24.2	19.1	12.1	10.1	715	54.9	25.5	20.1	12.7	10.6
WC (A)	611	292	47.0	6.91	3.55	1.54	650	156	18.9	4.16	2.07	0.98	590	108	120	16.8	7.67	3.09
Gain	.689	<b>5.47</b>	1.89	.353	.286	.148	.605	<b>3.01</b>	.781	.218	.171	.097	.825	1.97	<b>4.71</b>	.836	.604	.292

หมายเหตุ: Gain=WC/WOC

โดยที่ WOC คือ ไม่มีตัวเก็บประจุ

WC คือ มีตัวเก็บประจุ



รูปที่ 6.7 รูปคลื่นของ LSE สำหรับกรณีที่ 2 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAPF ทำงาน

ตารางที่ 6.4 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSE ของกรณีที่ 2

Harmonic	โพลดเชิงเส้น 2 เซ็ต						โพลดเชิงเส้น 3 เซ็ต						โพลดเชิงเส้น 1 เซ็ต					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	2.69	.304	.110	.065	.020	.006	3.09	.297	.106	.064	.019	.006	2.31	.312	.114	.067	.020	.006
WC (A)	2.25	.815	.165	.030	.005	.001	2.40	.386	.086	.022	.002	0	2.13	.593	.399	.023	.008	.001
Gain	.837	<b>2.68</b>	1.50	.461	.250	.166	.777	<b>1.29</b>	.811	.343	.105	0	.921	1.90	<b>3.50</b>	.343	.400	.166

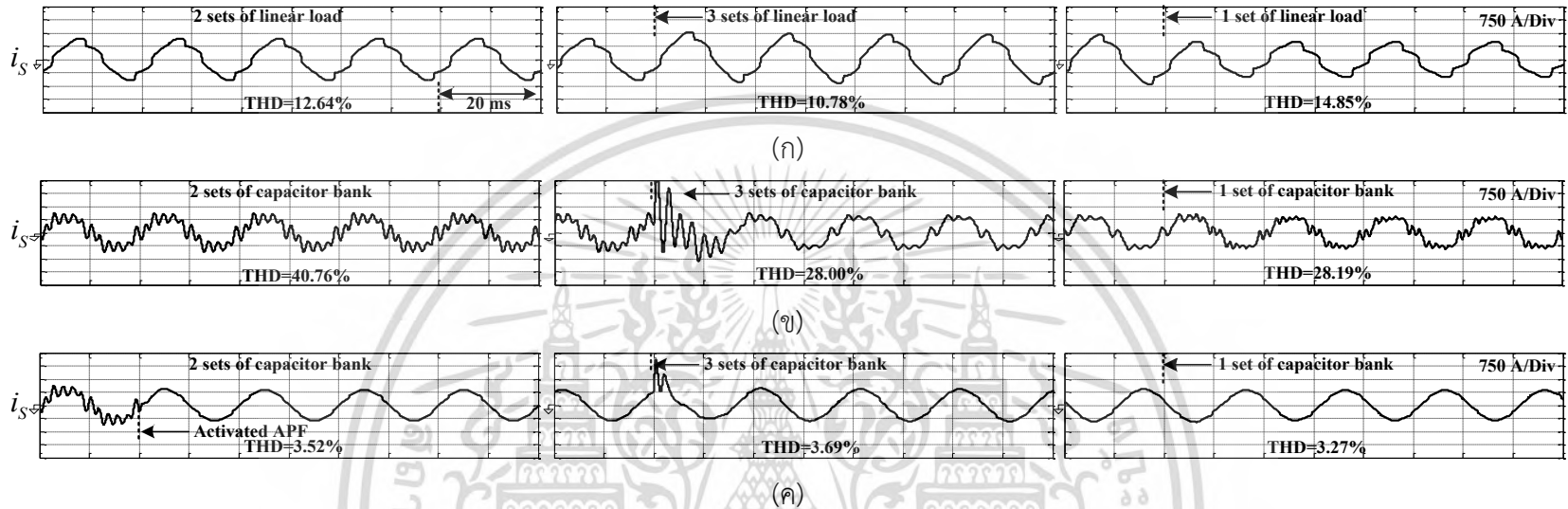
### 6.4 กรณีที่ 3: อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีค่าลดลงพร้อมกับตัวเก็บประจุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการยืนยันว่าวิธีการที่นำเสนอนี้มีเสถียรภาพที่ดีเมื่อค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายมีค่าที่ลดลงพร้อมกับตัวเก็บประจุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายจะลดลง 50% จากค่าปกติพร้อมๆ กับตัวเก็บประจุมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 2 เซ็ทเพิ่มขึ้น 3 เซ็ทและลดลงเป็น 1 เซ็ททั้ง LSS และ LSE โดยผลของ LSS จะถูกแสดงในรูปที่ 6.8 และตารางที่ 6.5 และผลของ LSE จะถูกแสดงในรูปที่ 6.9 และตารางที่ 6.6

ก่อนปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง โหลดเชิงเส้นจำนวน 2 เซ็ทได้ถูกต่ออยู่กับระบบไฟฟ้าต่อจากนั้นมันได้ถูกเพิ่มขึ้นเป็น 3 เซ็ทและต่อจากนั้นมันได้ถูกลดลงเหลือเพียง 1 เซ็ท ซึ่งรูปคลื่นของ  $i_s$  ได้ถูกแสดงในรูปที่ 6.8(ก) สำหรับ LSS และ รูปที่ 6.9(ก) สำหรับ LSE

เพื่อเป็นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ตัวเก็บประจุจะถูกต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า รูปคลื่นของ  $i_s$  เมื่อต่อตัวเก็บประจุ 2 เซ็ท 3 เซ็ทและ 1 เซ็ท ได้ถูกแสดงในรูปที่ 6.8(ข) สำหรับ LSS และรูปที่ 6.9 (ข) สำหรับ LSE เมื่อต่อตัวเก็บประจุเข้ากับระบบไฟฟ้าค่า PF ได้ถูกปรับปรุงซึ่งสามารถสังเกตได้จากการลดลงของขนาดกระแสแหล่งจ่ายของแอมพลิจูดในตารางที่ 6.5 และตารางที่ 6.6 สำหรับ LSS และ LSE ตามลำดับ อย่างไรก็ตามค่า THD ของ  $i_s$  ทั้ง LSS และ LSE มีค่าที่เพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งสังเกตได้จากการขยายขนาดของฮาร์โมนิกในบางอันดับ อันดับฮาร์โมนิกที่มีการขยายมากที่สุดมีการเปลี่ยนแปลงตามตัวเก็บประจุที่เปลี่ยนไป เมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนจาก 2 เซ็ทเพิ่มขึ้น 3 เซ็ทและลดลงเป็น 1 เซ็ท ฮาร์โมนิกลำดับที่ 11, 7 และ 13 ได้มีการขยายมากที่สุดตามลำดับด้วยอัตราขยาย 7.35, 3.06 และ 4.31 ตามลำดับสำหรับ LSS และด้วยอัตราขยาย 3.20, 4.64 และ 2.70 ตามลำดับสำหรับ LSE ซึ่งอัตราขยายทั้งหมดนี้สอดคล้องกับรูปที่ 2.7

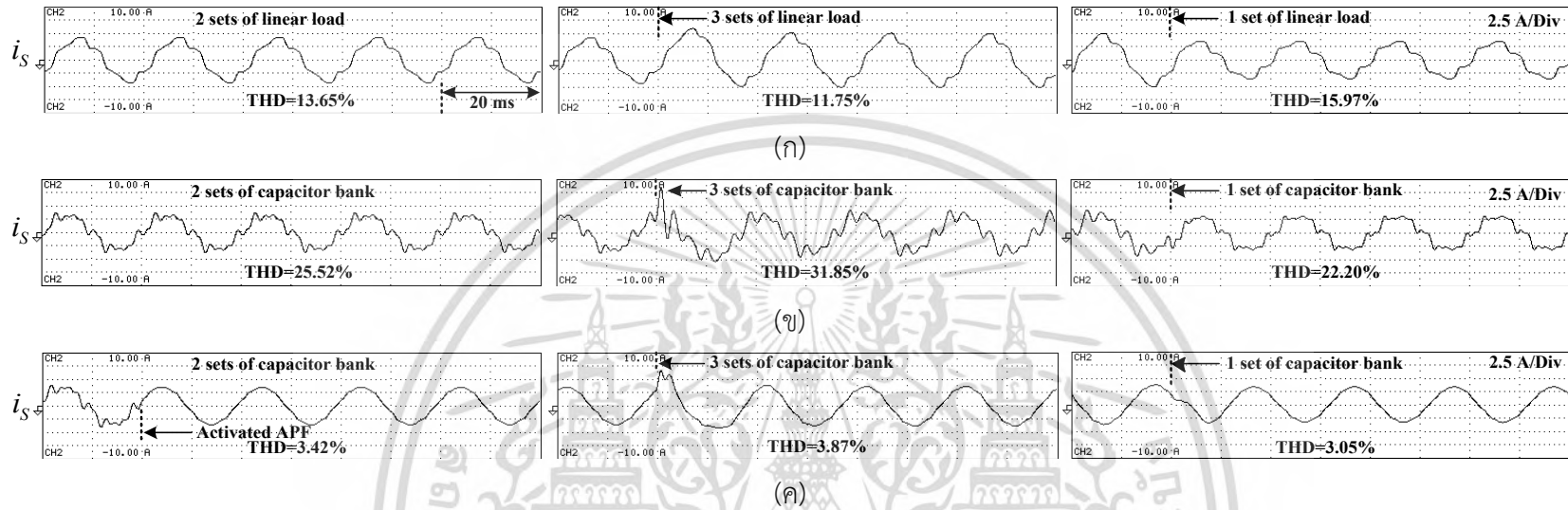
เพื่อแก้ไขเรโซแนนซ์แบบขนาน PAPF ได้ถูกสั่งให้ทำงานดังรูปที่ 6.8(ค) สำหรับ LSS และรูปที่ 6.9(ค) สำหรับ LSE ซึ่งจากรูป PAPF สามารถแก้ไขปัญหาเรโซแนนซ์แบบขนานได้โดยสามารถสังเกตได้จากการลดลงเป็นอย่างมากของค่า THD ของ  $i_s$  ต่อจากนั้นเมื่อตัวเก็บประจุเปลี่ยนจาก 2 เซ็ทเพิ่มขึ้น 3 เซ็ทและลดลงเป็น 1 เซ็ท PAPF ยังคงสามารถแก้ไขปัญหาเรโซแนนซ์แบบขนานได้ดีซึ่งนั่นหมายความว่าวิธีที่นำเสนอนี้มีเสถียรภาพที่ดีสำหรับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายลดลง 50% พร้อมกับการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันของตัวเก็บประจุในระบบไฟฟ้าทั้ง LSS และ LSE



รูปที่ 6.8 รูปคลื่นของ LSS สำหรับกรณี 3 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAFF ทำงาน

ตารางที่ 6.5 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSS ของกรณี 3

Harmonic	โหลดเชิงเส้น 2 เซ็ต						โหลดเชิงเส้น 3 เซ็ต						โหลดเชิงเส้น 1 เซ็ต					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	915	57.6	28.3	22.6	15.6	13.5	1120	57.2	28.1	22.4	15.5	13.4	730	58	28.5	22.7	15.7	13.6
WC (A)	621	75.8	50.8	166	33.2	8.78	654	88.4	85.9	34.8	12.6	4.84	598	66.2	37.2	52.7	67.6	40.9
Gain	.679	1.32	1.80	<b>7.35</b>	2.13	.650	.584	1.55	<b>3.06</b>	1.55	.813	.361	.819	1.14	1.31	2.32	<b>4.31</b>	3.01



รูปที่ 6.9 รูปคลื่นของ LSE สำหรับกรณีที่ 3 (ก) ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุ (ข) ต่อตัวเก็บประจุ (ค) PAPF ทำงาน

ตารางที่ 6.6 ค่า RMS ของกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายสำหรับ LSE ของกรณีที่ 3

Harmonic	โพลตเชิงเส้น 2 เซ็ต						โพลตเชิงเส้น 3 เซ็ต						โพลตเชิงเส้น 1 เซ็ต					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	2.78	.341	.142	.091	.033	.013	3.25	.345	.139	.090	.032	.012	2.34	.338	.141	.091	.034	.013
WC (A)	2.30	.423	.321	.292	.035	.006	2.42	.479	.645	.119	.011	.004	2.17	.371	.215	.225	.092	.027
Gain	.829	1.24	2.26	<b>3.20</b>	1.06	.461	.744	1.38	<b>4.64</b>	1.32	.343	.333	.925	1.09	1.52	2.47	<b>2.70</b>	2.07



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

# สรุปและแนวทางในการพัฒนา

### 7.1 สรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอตัวกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานซึ่งใช้การตรวจวัดกระแสแหล่งจ่ายสำหรับการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์สำหรับการปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลังด้วยตัวเก็บประจุ วิธีการที่นำเสนอได้ใช้ตัวตรวจวัดฮาร์มอนิกเพียงแค่หนึ่งตัวสำหรับตรวจวัดกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายซึ่งน้อยกว่างานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ก่อนหน้านี้ในการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานที่ระบบไฟฟ้ามีพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังมีการนำเสนอการเปรียบเทียบผลของการจำลองการทำงานโดยใช้พารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่กับการทดลองปฏิบัติจริงโดยใช้พารามิเตอร์มาตราส่วนเล็กสำหรับห้องปฏิบัติการ ซึ่งจากผลการจำลองและการทดลองสามารถสรุปได้ดังนี้

1) วิธีการที่นำเสนอให้ผลตอบสนองทางเวลาในการแก้ไขเรโซแนนซ์แบบขนานได้อย่างรวดเร็วภายในเวลา 10 ms ในทุกๆ การจำลองและการทดลองที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง

2) วิธีการที่นำเสนอสามารถกำจัดฮาร์มอนิกที่มีอยู่ก่อนการปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าน้อยลงกว่าเดิมในทุกๆ อันดับฮาร์มอนิก

3) จากการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานและการกำจัดฮาร์มอนิกที่มีอยู่เดิมทำให้คุณภาพของระบบไฟฟ้าดีขึ้นกว่าเดิมอย่างมีนัยสำคัญ

4) ตัวควบคุมการป้องกันเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งได้รับการออกแบบด้วยพารามิเตอร์มาตราส่วนห้องปฏิบัติการสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับพารามิเตอร์มาตราส่วนขนาดใหญ่ได้เลยโดยไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงค่าแต่อย่างใด ซึ่งมันแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอมีความสมเหตุสมผลและสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบไฟฟ้าจริงขนาดใหญ่ได้

5) ผลรูปคลื่นและค่าขนาดของฮาร์มอนิกที่ขยายสูงสุดของกรณีที่ 1, กรณีที่ 2 และกรณีที่ 3 ของทั้งการจำลองด้วยพารามิเตอร์ขนาดใหญ่และการทดลองด้วยพารามิเตอร์ขนาดห้องปฏิบัติการมีความคล้ายคลึงและสอดคล้องกันซึ่งแสดงถึงความถูกต้องของวิธีการที่นำเสนอ

6) วิธีการที่นำเสนอมีเสถียรภาพและสมรรถนะที่ดีในการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนาน ถึงแม้ว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายจะมีค่าที่เพิ่มขึ้นหรือลดลงพร้อมกับการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันของตัวเก็บประจุในระบบไฟฟ้า

ดังนั้นวิธีการที่นำเสนอจึงมีความยืดหยุ่นต่อการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์หรือการที่พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าได้เปลี่ยนแปลงซึ่งค่าพารามิเตอร์อาจจะแตกต่างจากที่ได้ออกแบบไว้

### 7.2 แนวทางในการพัฒนา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการออกแบบและวิเคราะห์การป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งเป็นผลมาจากฮาร์มอนิกของกระแสโหลดและการคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า แต่ยังไม่ได้มีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกแบบและวิเคราะห์ในส่วนของการเกิดเรโซแนนซ์แบบอนุกรมซึ่งเป็นผลมาจากฮาร์มอนิกแรงดันของแหล่งจ่าย โดยเป็นอีกหนึ่งปัญหาที่ทำให้เกิดการขยายตัวของฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าซึ่งเป็นอีกหนึ่งประเด็นที่เป็นแนวทางในการพัฒนาเพื่อแก้ปัญหาและเพิ่มคุณภาพของระบบไฟฟ้าให้ดียิ่งขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Lee, T.-L. et. al. 2015. "Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems," **IEEE Trans. Ind. Electron.** 62(2): 746–756.
- [2] Richards, G. G. et. al. 1987. "Cost-constrained power factor optimization with source harmonics using LC compensators," **IEEE Trans. Ind. Electron.** 34(2) : 266–270.
- [3] Zobaa, A. F. 2005. "Cost-effective applications of power factor correction for nonlinear loads," **IEEE Trans. Power Del.** 20(1) : 359–365.
- [4] Jintakosonwit, P. et. al. 2007. "Implementation and Performance of an Anti-Resonance Hybrid Delta-Connected Capacitor Bank for Power Factor Correction," **IEEE Trans. Power Electron.**, 22(6) : 2543-2551.
- [5] Nasiri, M. M. et. al. 2010. "Parallel and Series Harmonic Resonance Prevention by Anti-Resonance Hybrid Capacitor System for Power Factor Correction." 1023-1027. in **IEEE Conf Ind. Electron. Appl.** IEEE.
- [6] Nasiri, M. et. al. 2010. "New method for resonance elimination in capacitor banks." 764-768. in **IEEE Int. Energy Conf. and Exhibition.** IEEE.
- [7] Wu, J. et. al. 2004. "Power Converter-Based Method for Protecting Three-Phase Power Capacitor From Harmonic Destruction." **IEEE Trans. Power Deli.** 19(3) : 1434-1441.
- [8] Wada, K. et. al. 2002. "Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder," **IEEE Trans. Ind. Appl.** 38(4) : 1123–1130.
- [9] Fujita H. and Akagi H. 2007. "Voltage-regulation performance of a shunt active filter intended for installation on a power distribution system," **IEEE Trans. Power Electron.** 22(3) : 1046–1053.

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [10] Feng L. and Wang Y. 2017. “Modeling and resonance control of modular three level shunt active power filter,” **IEEE Trans. Ind. Electron.** 64(9) : 7478–7486.
- [11] Rahmani, S. et. al. 2014. “A combination of shunt hybrid power filter and thyristor-controlled reactor for power quality,” **IEEE Trans. Ind. Electron.** 61(5) : 2152–2164.
- [12] Zhuo, F. et. al. 2009. “Study on a control method of PAPF for resonance damping and harmonics compensation in power system.” 1161–1167. in **Proc. IEEE 6th Int. Power Electron. Motion Control Conf.** Wuhan, China : IEEE.
- [13] Chen, X. et. al. 2017. “Harmonic compensation and resonance damping for SAPF with selective closed-loop regulation of terminal voltage,” **IET Power Electron.** 10(6) : 619–629.
- [14] Xu, C. et. al. 2017. “Parallel resonance detection and selective compensation control for SAPF with square-wave current active injection,” **IEEE Trans. Ind. Electron.** 64(10) : 8066–8078.
- [15] วโรตม ตูจันดา. 2550. **การวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมทางวิศวกรรม.** กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์.
- [16] Yeetum W. and Kinnares V. 2016. “Simple identification of a parallel resonance transfer function in power systems using a frequency response technique,” **Scien. Research and Essays.** 11(11) : 117-25.
- [17] Yeetum W. and Kinnares V. 2018. “Parameters Identification for Series Resonance in Power Systems Using a Frequency Response Technique.” 53-56. in **Proc. The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress.** Krabi, Thailand : IEEE.

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [18] Ekarat Engineering Public Company Limited, Thailand. “**3Ph 50Hz Oil-immersed transformer Conservator Type.**” [Online]. Available: <https://www.ekarattransformer.com/public/upload/download/download0d38b1920916cb6bbd8f94741ec5f3c0.pdf>. Jan.17, 2018.
- [19] IEEE. 1992. **IEEE Guide for Application of Shunt Power Capacitors, IEEE Standard 1036-1992.** New York : IEEE.
- [20] dSPACE GmbH. 2007. **SDS1104 R&D Controller Board.** Padernorn, Germany : dSPACE GmbH.
- [21] Kuo, H.-H. et. al. 2001. “Novel analytical model for design and implementation of three-phase active power filter controller,” **IEE Proc., Electr. Power Appl.** 148(4) : 369–383.
- [22] Yeetum W. and Kinnares V. 2018. “PI Controller Based on Direct Synthesis Method for DC-Link Voltage Control of Active Power Filter.” 49-52. in **Proc. The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress.** Krabi, Thailand : IEEE.
- [23] Wu, F. et. al. 2015. “Sampling period online adjusting-based hysteresis current control without band with constant switching frequency,” **IEEE Trans. Ind. Electron.** 62(1) : 270–277.
- [24] Guñter S. and Fuchs F. W. 2014. “Switching time prediction for digital hysteresis control for high frequency current in grid impedance measurement application.” 1–8. in **Proc. 16<sup>th</sup> Eur. Conf. Power Electron. Appl.** Lappeenranta, Finland : IEEE.
- [25] Math Works. 2010. **SimPowerSystems User’s Guide.** Natick, MA : The Math Works, Inc.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

### วารสารวิชาการ

1. W. Yeetum and V. Kinnares, "Simple identification of a parallel resonance transfer function in power systems using a frequency response technique', Scientific Research and Essays, vol. 11, no. 11, Jun. 2016 pp. 117-25.
2. W. Yeetum and V. Kinnares, "Parallel Active Power Filter Based on Source Current Detection for Anti-Parallel Resonance with Robustness to Parameter Variations in Power Systems." IEEE Trans. on Indus. Electron., DOI 10.1109/TIE.2018.2831187, 2018.

### การประชุมวิชาการ

1. W. Yeetum and V. Kinnares, "PI Controller Based on Direct Synthesis Method for DC-Link Voltage Control of Active Power Filter", The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress, Krabi, Thailand, Mar. 2018, pp. 49-52.
2. W. Yeetum and V. Kinnares, "Parameters Identification for Series Resonance in Power Systems Using a Frequency Response Technique", The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress, Krabi, Thailand, Mar. 2018, pp. 53-56.

วารสารวิชาการ ฉบับที่ 1

W. Yeetum and V. Kinnares, "Simple identification of a parallel resonance transfer function in power systems using a frequency response technique", Scientific Research and Essays, vol. 11, no. 11, Jun. 2016 pp. 117-25.

# Scientific Research and Essays

Volume 11 Number 11 15 June 2016

ISSN 1992-2248



*Academic  
Journals*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ARTICLE**

Simple identification of a parallel resonance transfer function in power systems using a frequency response technique  
Wanno Yeetum and Vijit Kinnares

117



*Full Length Research Paper*

# Simple identification of a parallel resonance transfer function in power systems using a frequency response technique

Wanno Yeetum\* and Vijit Kinnares

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology  
Ladkrabang, Thailand.

Received 28 March, 2016; Accepted 23 May, 2016

**This paper proposes frequency response based identification of a parallel resonance transfer function in power systems including capacitor banks for power factor improvement. The proposed method is simple and easy to understand by finding undetermined coefficients. Only magnitudes of measured harmonic currents for some orders of both source and load are required. Validation of the proposed method is given in frequency domain and time domain by Bode plots and current waveforms, respectively. Simulation and experimental results are in good agreement. The proposed method is useful for a controller design of an active power filter in anti-parallel resonance.**

**Key words:** Transfer function, identification, parallel resonance, harmonic, frequency response.

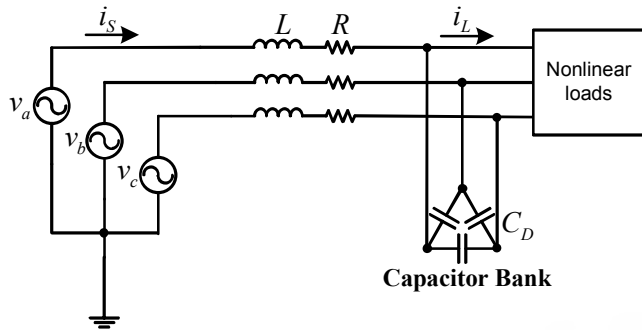
## INTRODUCTION

With increasing nonlinear loads associated with harmonics such as solid-state converters serving as energy conversion for various applications like adjustable speed drives, power supplies, power controller, etc., a decreasing power quality is seriously concerned (Saxena et al., 2014; Han et al., 2014; Nojeng et al., 2015; Yingkayun et al., 2012). Harmonic currents and harmonic voltages cause additional losses in motors, transformers, power cables and so on. In case of a serious problem sensitive loads may be damaged. Harmonic currents cause a severe problem such as resonance. In power systems with power factor improvement using capacitor banks, if the frequency of load harmonic current is in the

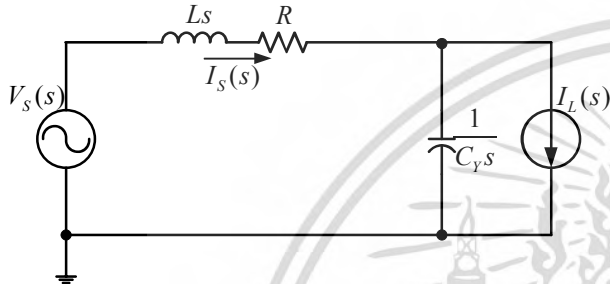
range of resonant frequency of the system, the source harmonic current is magnified. This is so called parallel resonance (Xu et al., 2005; Chaladying et al., 2015). As a consequence, equipment in the power system may be malfunctioned and damaged. Methods to prevent such problem are installations of either an active filter or a passive filter. The detuned passive filters (Kennedy et al., 2000; Detjen et al., 2001) consist of an additional inductor connected in series with the capacitor bank to shift resonance frequency of the power system away from the critical load harmonic current frequency. Disadvantages of this method are that when the system parameters change, redesign and reinstallation are required for the

\*Corresponding author. E-mail: [wanno.yeetum@gmail.com](mailto:wanno.yeetum@gmail.com).

Author(s) agree that this article remain permanently open access under the terms of the [Creative Commons Attribution License 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)



a. Three-phase power system



b. per-phase s-domain equivalence circuit

**Figure 1.** Power system with power factor correction using a capacitor bank.

changed resonance frequency. On the other hand, the active power filter is used for anti-parallel resonance (Kuo et al., 2007; Fang et al., 2009; Detjen et al., 2001; Wu et al., 2004; Jintakosonwit et al., 2007). The controller for the active filter can be designed to be robust for a variation of the system parameters. This method requires a transfer function of parallel resonance for the controller design.

In finding the transfer function of any system, there are 2 methods. The first method is based on a mathematical model using all known parameters of the system (Ogata, 1997). The second one is parameter identification with measured signals or known as empirical which is applied for this paper. Many methods for system identification such as genetic algorithms (Megherbi et al., 2010; Aliprantis et al., 2006; Biao and Yanliang, 2014), particle swarm optimization (Castillo et al., 2013; Li et al., 2011; Rashag et al., 2011), neural network (Wang and Chen 2006; Hsu et al., 2005; Hakim and Razak, 2011) are artificial intelligence identification. However, parameters tuning for the GA such as crossover, mutation, selection, fitness function, etc, which are tuned in order to get best solution, is trial and error. In particle swarm optimization algorithm, the disadvantages are that it is easy to fall into local optimum in high-dimensional space and has a low convergence rate in the iterative process (Li et al., 2014). The neural network needs many data points of input and output for training to achieve a correct solution which is a drawback of this method.

However, if we need a method which is not complicated, uses nominal data point of signal input and a well-known method, a frequency response technique (Nise, 2004) could be alternatively appropriate. Furthermore, the parallel resonance transfer function is on the basis of frequency response. Therefore, this paper proposes the parallel resonance transfer function identification in power systems using the frequency response technique. The paper is organized as follows. Firstly, mathematical modeling is presented for explaining parallel resonance in a power system. Next, the equations and procedure of the proposed identification of the parallel resonance transfer function is given in this section. Then, the parallel resonance transfer function is identified and verified. Finally the conclusion is given.

## MATHEMATICAL MODELING

This section describes a mathematical model for determining the parallel resonance transfer function. A three-phase power system with nonlinear loads and power factor correction is represented with a per-phase equivalent circuit. As a consequence, the parallel resonance equivalent circuit is achieved.

### Power system diagram

A three-phase power system with power factor correction using a capacitor bank is shown in Figure 1. It consists of a three-phase source ( $v_a, v_b, v_c$ ), source inductance  $L$ , source resistance  $R$ , delta-connected capacitor bank and nonlinear loads. The purpose of this paper is to find out the transfer function of the parallel resonance in s-domain. It is necessary to use Laplace transform for the power circuit in Figure 1(a) resulting in s-domain circuit as shown in Figure 1(b). Per-phase reactive power compensation capacitance is given as:

$$C_Y = 3C_D \quad (1)$$

$C_Y$  is star-connection equivalent capacitance.  $V_S(s)$ , and  $I_L(s)$  are per-phase Laplace transform variables of source voltage  $v_a$ , source current  $i_s$  and load current  $i_L$ , respectively.

### Parallel resonance transfer functions

When considering only an effect of the load current  $I_L(s)$  on the source current  $I_S(s)$ , a parallel resonance equivalent circuit can be illustrated in Figure 2 derived from Figure 1(b). From Figure 2, a transfer function which demonstrates the relation between  $I_L(s)$  and  $I_{SL}(s)$ , can be obtained as follows:

$$I_{SL}(s) = \frac{1}{C_Y s} \frac{I_L(s)}{Ls + R + \frac{1}{C_Y s}} \quad (2)$$

$$G_M(s) = \frac{I_{SL}(s)}{I_L(s)} = \frac{1}{LC_Y s^2 + RC_Y s + 1} \quad (3)$$

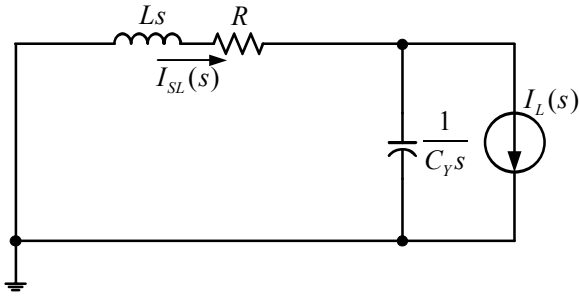


Figure 2. Parallel resonance equivalence circuit

Table 1. System parameters.

Parameters	Values
Capacitor ( $C_Y$ )	21 $\mu$ F
Source inductance ( $L$ )	8.2 mH
Source resistance ( $R$ )	1.8 $\Omega$

frequency can be calculated from:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_Y}} \tag{5}$$

From Figure 1b, the source current  $I_S(s)$  can be obtained by applying the super position theory as:

$$I_S(s) = I_{SL}(s) + I_{SV}(s) \tag{6}$$

Where  $I_{SV}(s)$  is the source current resulting from the voltage source (see Appendix). This equation (6) will be used to confirm the correctness of the identified parallel resonance transfer function in the next section.

**PARALLEL RESONANCE TRANSFER FUNCTION IDENTIFICATION**

The transfer function identification of the parallel resonance in this paper is based on a frequency response technique (Nise, 2004). In the previous Section, it can be seen that the mathematical parallel resonance transfer function  $G_M(s)$  is a second order system. Therefore, the identified parallel resonance transfer function,  $G_I(s)$  is also defined as a second order system as

$$G_I(s) = \frac{1}{Xs^2 + Ys + 1} \tag{7}$$

where  $X$  and  $Y$  are coefficients of  $s^2$  and  $s$ , respectively. By comparing between the equations (7) and (2), it can be seen that  $X = LC$  and  $Y = RC$ . The frequency response of  $G_I(s)$  is achieved by substituting  $s = j\omega$  in the equation (7). It can be written in the following form:

$$G_I(j\omega) = \frac{1}{X(j\omega)^2 + Y\omega j + 1} \tag{8}$$

Where  $\omega$  is an angle frequency (in radians per seconds). The magnitude of  $G_I(j\omega)$  that is a current gain  $a$  can be obtained as:

$$a = |G_I(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - X\omega^2)^2 + (Y\omega)^2}} \tag{9}$$

By reformatting the aforementioned equation to a general standard equation, it can be expressed as:

$$(1 - X\omega^2)^2 + (Y\omega)^2 = \frac{1}{a^2} \tag{10}$$

Where

$$a = \frac{I_{SLh}}{I_{Lh}} \tag{11}$$

$I_{SLh}$  and  $I_{Lh}$  are RMS values of individual harmonic currents of the source and load, respectively, which are measured from the experimental setup.

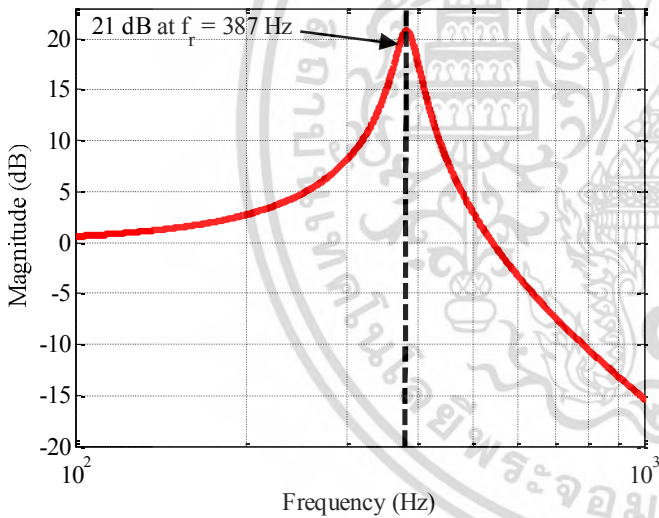


Figure 3. Amplitude-frequency characteristic of  $G_M(s)$

Where  $G_M(s)$  is a mathematical parallel resonance transfer function. In order to show frequency response of the parallel resonance, substituting circuit parameters in Table 1 obtained from the measurement into equation (3) gives:

$$G_M(s) = \frac{1}{1.722 \times 10^{-7} s^2 + 3.78 \times 10^{-5} s + 1} \tag{4}$$

Bode diagram which demonstrates a magnitude of  $G_M(s)$  is shown in Figure 3. In Figure 3, as can be seen, the peak magnitude of frequency response is 21 dB at frequency of 387 Hz of which this frequency is called resonance frequency  $f_r$ . The resonance

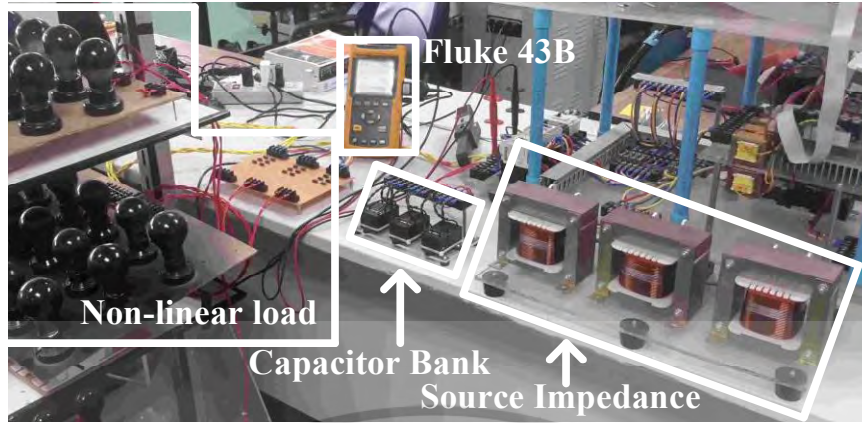


Figure 4. Photograph of hardware implementation

Equation 10 is a two-variable equation. Therefore, it needs two equations to solve for  $X$  and  $Y$ . Measured  $I_{SLh}$  and  $I_{Lh}$  with two significant harmonic orders of which  $I_{SLh}$  are most amplified in the range of resonance. In this paper, harmonic orders which are most amplified are 5<sup>th</sup>-order harmonic (250 Hz) and 7<sup>th</sup>-order harmonic (350 Hz). Then, measured rms harmonic currents of such order of the source and load are used to substitute in the equations 11 and 10. After that, the equation 10 is solved for evaluated  $X$  and  $Y$ . Finally, the identified parallel resonance transfer function  $G_i(s)$  is obtained by substituting  $X$  and  $Y$  into the equation 7. Detail for parallel resonance transfer function identification will be demonstrated in the next section.

## RESULTS

This section includes 2 parts. In the first part, the equation 10 is applied for the parallel resonance transfer function identification in frequency domain and the results of the first part will be verified in the second part for the time domain.

### Identification

This section gives descriptions of an experimental setup and testing for determining the parallel resonance transfer function. Figure 4 shows the experimental setup including a three-phase four wire 400 V, 50 Hz supply, three-sets of inductors representing source impedance, a three-phase diode bridge rectifier supplying pure resistors acting as nonlinear loads and capacitor banks. The source impedance and reactive power compensation capacitance are shown in Table 1. The harmonic currents are measured by a Fluke 43B power quality analyzer.

Procedure for identifying the parallel resonance transfer function commences with measuring load current and source. Current waveforms are shown in Figure 5a (below trace) and Figure 5c (below trace), respectively.

Corresponding harmonic spectra are shown in Figure 5b and d, respectively. The rms value of each harmonic current of the load current and the source current and the current gain (that is, equation 11) is shown in Table 2. Then, substituting the data of 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> harmonic order of Table 2 into equation 10 gives the following equations.

For 5<sup>th</sup> harmonic order:

$$\left(1 - X(2\pi(5)(50))^2\right)^2 + \left(Y(2\pi(5)(50))\right)^2 = \frac{1}{1.712^2} \quad (12)$$

For 7<sup>th</sup> harmonic order:

$$\left(1 - X(2\pi(7)(50))^2\right)^2 + \left(Y(2\pi(7)(50))\right)^2 = \frac{1}{1.712^2} \quad (13)$$

Solving the equations 12 and 13 to find  $X$  and  $Y$  variables yields:

$$\begin{aligned} A_1 : \{X = -1.698 \times 10^{-7}, Y = -8.235 \times 10^{-4}i\} \\ A_2 : \{X = -1.698 \times 10^{-7}, Y = 8.235 \times 10^{-4}i\} \\ A_3 : \{X = 1.698 \times 10^{-7}, Y = -3.526 \times 10^{-5}i\} \\ A_4 : \{X = 1.698 \times 10^{-7}, Y = 3.526 \times 10^{-5}i\} \end{aligned} \quad (14)$$

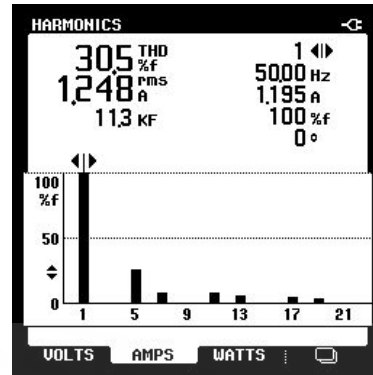
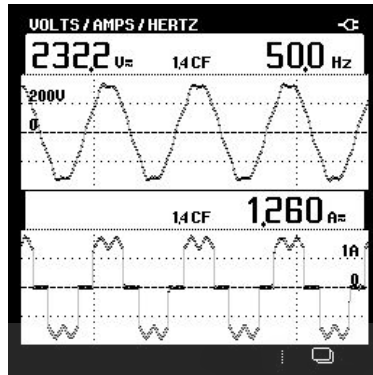
There are 4 solutions which are  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  and  $A_4$ . From equation 7, it can be seen that  $X$  and  $Y$  variables are both positive coefficients. Therefore, the correct solution is  $A_4$ . Finally, the identified parallel resonance transfer function  $G_i(s)$  can be obtained as follows:

$$G_i(s) = \frac{1}{1.698 \times 10^{-7} s^2 + 3.526 \times 10^{-5} s + 1} \quad (15)$$

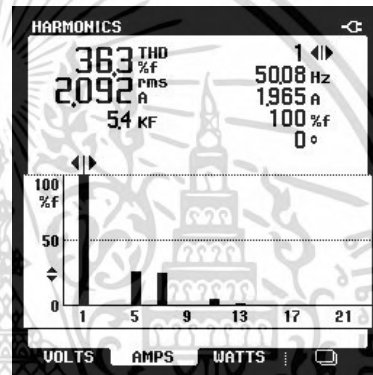
Figure 6 illustrates a comparison between frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Waveforms of load voltage (above) and load current (below) (b) Harmonic spectrum of load current



(c) Waveforms of source voltage (above) and source current (below) (d) Harmonic spectrum of source current

Figure 5. Waveforms and spectra of the signals.

Table 2. Load current, source current and current gain of each harmonic order.

Parameter	Harmonic order					
	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	19 <sup>th</sup>
$I_{SLh}$ (A)	0.512	0.486	0.100	0.040	0.012	0.007
$I_{Lh}$ (A)	0.299	0.095	0.096	0.072	0.064	0.049
$a$	1.712	5.116	1.042	0.556	0.187	0.143

response magnitudes of  $G_M(s)$ ,  $G_I(s)$  and experimental results (i.e.  $20\log(a)$ ). It can be seen that they are in a good agreement. However, the experimental results at the 17<sup>th</sup> and 19<sup>th</sup> harmonic frequency is slightly different from those for  $G_M(s)$  and  $G_I(s)$ . This could be the difficulty in the accurate measurement of small magnitudes of the higher harmonic order. According to the compared results, the proposed method provides the best representation of parallel resonance since the

frequency response is in accordance with others.

### Verification

In order to verify the correctness of the identified parallel resonance transfer function  $G_I(s)$  achieved from the previous section, a comparison in time domain between source current waveforms for experiment, power system simulation and the proposed method. The power system

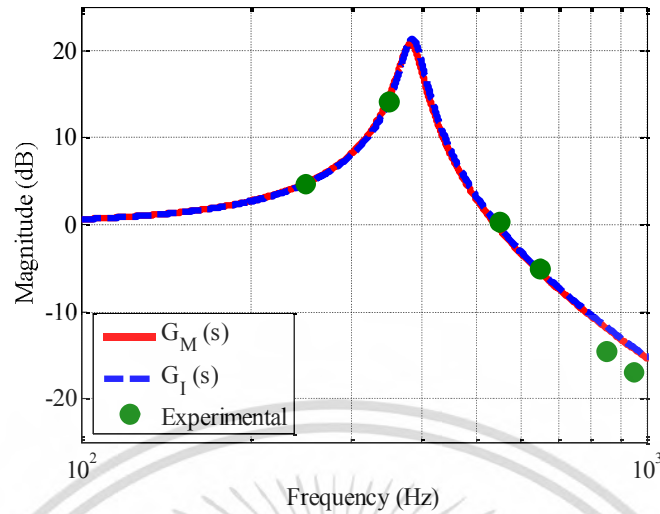
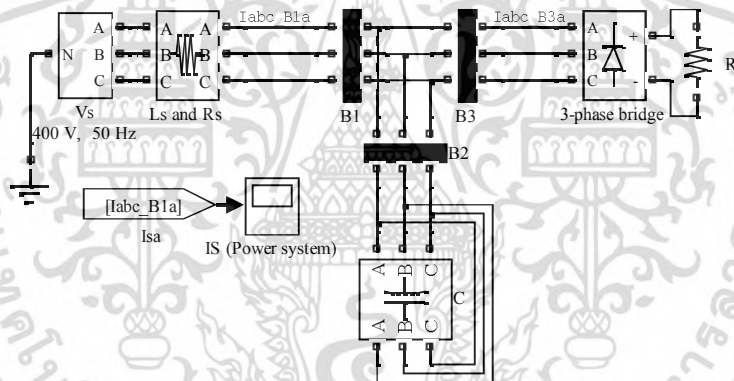
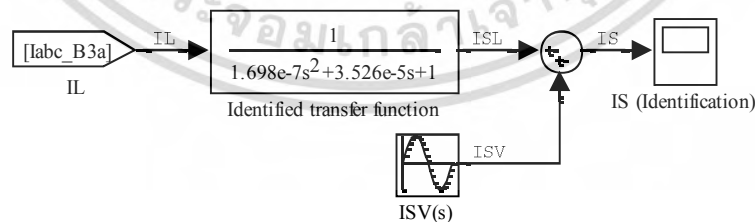


Figure 6. Magnitude of  $G_M(s)$ ,  $G_I(s)$  and experimental results in dB versus frequency



(a) Power system simulation diagram

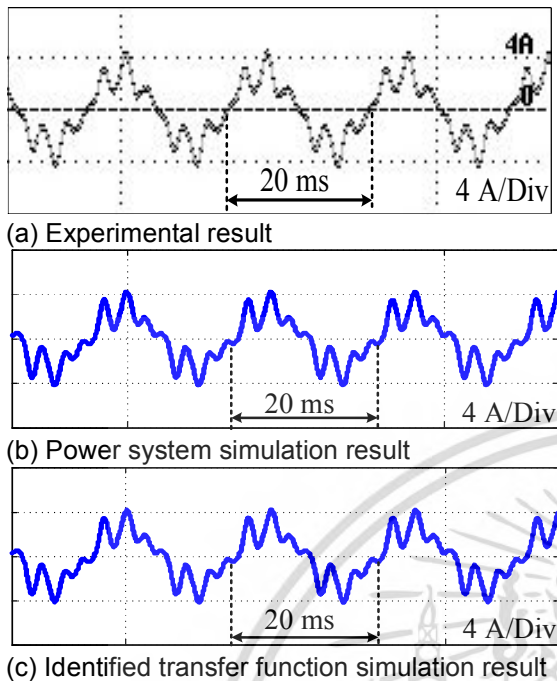


(b) Identified transfer function simulation block diagram

Figure 7. Simulation diagram for verification

simulation diagram is shown in Figure 7a using the parameters in Table 1. The identified transfer function simulation is shown in Figure 7b using the equation 6 (that is, superposition).  $I_{SL}$  is the output of the block of

the identified transfer function which the nonlinear load current  $I_L$  is input coming from Figure 7a whereas the source current  $I_{SV}$  is calculated as shown in Appendix. Figure 8 shows a comparison of time response between



**Figure 8.** Time response of source current

experimental results, power system simulation and identified transfer function which all results are almost identical. Therefore, according to these results, the proposed method is an alternatively appropriate method for parallel resonance transfer function identification.

## Conclusion

This paper has proposed simple identification of a parallel resonance transfer function based on frequency response in power systems including capacitor banks for power factor improvement. Initially, a mathematical model of parallel resonance transfer function which is a second order system is created with the known parameters. Procedure and equations for finding parallel resonance transfer function is described. Results of the identified parallel resonance transfer function are compared in magnitude (system gain) with the mathematical model and experimental results in frequency domain on Bode diagram and it is simulated to compare with power system simulation and experimental results in time domain. Both frequency domain and time domain simulation results are demonstrated to show that the proposed method is an alternatively appropriate method for parallel resonance transfer function identification.

## Conflict of Interests

The authors have not declared any conflict of interests.

## ACKNOWLEDGEMENTS

The authors gratefully acknowledge The Energy Policy and Planning office, Ministry of Energy of Thailand for research fund. Also the authors would like to thank Thailand Research Fund (TRF) for financial support.

## REFERENCES

- Aliprantis DC, Sudhoff SD, Kuhn BT (2006). Genetic Algorithm-Based Parameter Identification of a Hysteretic Brushless Exciter Model. *IEEE T. Ener. Conv.* 21(1):148-154.
- Biao Z, Yanliang D (2014). Parameters identification of passive force control system based on backstepping genetic algorithm. *IEEE 2014 11th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA)*. pp. 5846-5851.
- Castillo MYD Jr., Song H, Lee B (2013). Hybrid PSO-Complex Algorithm Based Parameter Identification for a Composite Load Model. *J. Elec. Eng. Technol.* 8(3):464-471.
- Chaladying S, Charlangsut A, Rugthachareon-cheep N (2015). Parallel Resonance Impact on Power Factor Improvement in Power System with Harmonic Distortion. *Proc. IEEE Reg 10 Conf.* pp. 1-5.
- Detjen D, Jacobs J, De Doncker RW, Mall HG (2001). A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment. *IEEE Trans. Pow. Elect.* 16(6):821-827.
- Fang Z, Longhui W, Zhe C, Xianwei W, Zhaoan W (2009). Study on a control method of PAPF for resonance damping and harmonics compensation in power system. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International* pp. 1161-1167.
- Hakim SJS, Razak HA (2011). Application of artificial neural network on vibration test data for damage identification in bridge girder. *Int. J. Phys. Sci.* 6(35):7991-8001.
- Han J, Lee K, Song CS, Jang G, Byeon G, Park C (2014). A New Assessment for the Total Harmonic Contributions at the Point of Common Coupling. *J. Elec. Eng. Technol.* 9(1):6-14.
- Hsu CF, Lin CM, Chen TY (2005). Neural-network-identification-based adaptive control of wing rock motions. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications* 152(1):65-71.
- Jintakosonwit P, Srianthumrong S, Jintagasonwit P (2007). Implementation and performance of an anti-resonance hybrid delta-connected capacitor bank for power factor correction. *IEEE Trans. Power Elect.* 22(6):2543-2551.
- Kennedy BW (2000). *Power Quality Primer*. McGraw-Hill, pp.27-66.
- Kuo S, Lee T, Chen C, Cheng P, Pan C (2007). Distributed Active Filters for Harmonic Resonance Suppression in Industrial Facilities. *Proc. Pow. Con. Conf.* pp. 391-397.
- Li M, Du W, Nian F (2014). An Adaptive Particle Swarm Optimization Algorithm Based on Directed Weighted Complex Network. *Math. Prob. Eng.* pp. 1-6.
- Li Q, Chen W, Wang Y, Liu S, Jia J (2011). Parameter Identification for PEM Fuel-Cell Mechanism Model Based on Effective Informed Adaptive Particle Swarm Optimization. *IEEE Trans. Ind. Elect.* 58(6):2410-2419.
- Megherbi AC, Megherbi H, Benmahamed K, Aissaoui AG and Tahour A (2010). Parameter Identification of Induction Motors using Variable-weighted Cost Function of Genetic Algorithms. *J. Elect. Eng. Technol.* 5(4):597-605.
- Nise NS (2004). *Control Systems Engineering*. Wiley, pp. 590-689.
- Nojeng S, Hassan MY, Said DM, Abdullah MP, Hussin F (2015). Harmonic Distortion Contribution for the Transmission Loss Allocation in Deregulated Energy Market: A New Scheme for Industry Consumer. *J. Elect. Eng. Technol.* 10(1):1-7.
- Ogata K (1997). *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, Inc., pp. 57-129.
- Rashag HF, Koh SP, Tiong SK, Chong KH, Abdalla AN (2011). Investigation of induction motor parameter identification using particle swarm optimization-based RBF neural network (PSO-RBFNN). *Int. J. Phys. Sci.* 6(19): 4564-4570.

- Saxena D, Bhaumik S, Singh SN (2014). Identification of Multiple Harmonic Sources in Power System Using Optimally Placed Voltage Measurement Devices. IEEE Trans. Ind. Elect. 61(5):2483-2492.
- Wang JS, Chen YP (2006). A fully automated recurrent neural network for unknown dynamic system identification and control. IEEE Trans. Circ. Syst. 53(6):1363-1372.
- Wu J, Jou H, Wu K, Shen NC (2004). Power Converter-Based Method for Protecting Three-Phase Power Capacitor From Harmonic Destruction. IEEE Trans. Pow. Del. 19(3):1434-1441.
- Xu W, Huang Z, Cui Y, Wang H (2005). Harmonic Resonance Mode Analysis. IEEE Trans. Pow. Del. 20(2):1182-1190.
- Yingkayun K, Premrudeepreechacharn S, Watson NR, Higuchi K (2012). Power quality monitoring system based on embedded system with network monitoring. Sci. Res. Essays. 7(11):1280-1292.



## Appendix

The source current resulting from the voltage source  $I_{SV}(s)$  can be derived in:

$$I_{SV}(s) = \frac{V_s(s)}{Ls + R + \frac{1}{C_y s}} \quad (\text{A1})$$

$$G_{SV}(s) = \frac{I_{SV}(s)}{V_s(s)} = \frac{C_y s}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (\text{A2})$$

Where  $G_{SV}(s)$  is a transfer function which the source affects the source current. For 50 Hz ( $\omega = 314.16$ ) and from the system parameters in Table 1, it can be calculated as:

$$\begin{aligned} &= \frac{(21 \times 10^{-6})(j314.16)}{(8.2 \times 10^{-3})(21 \times 10^{-6})(j314.16)^2 + (1.8)(21 \times 10^{-6})(j314.16) + 1} G_{SV}(j314.16) = \frac{j6.6 \times 10^{-3}}{0.983 + j11.9 \times 10^{-3}} \quad (\text{A3}) \\ &= 0.0067 \angle 89.3^\circ \end{aligned}$$

Finally,  $I_{SV}(s)$  can be obtained as follows:

$$\begin{aligned} I_{SV}(s) &= G_{SV}(s)V_s(s) = (6.7 \times 10^{-3} \angle 89.98^\circ)(230\sqrt{2} \angle 0^\circ) \\ I_{SV}(s) &= 2.18 \angle 89.3^\circ \quad (\text{A4}) \end{aligned}$$

# Scientific Research and Essays

## Related Journals Published by Academic Journals

- African Journal of Mathematics and Computer Science Research
- International Journal of Physical Sciences
- Journal of Oceanography and Marine Science
- International Journal of Peace and Development Studies
- International NGO Journal

**academicJournals**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วารสารวิชาการ ฉบับที่ 2

W. Yeetum and V. Kinnares, "Parallel Active Power Filter Based on Source Current Detection for Anti-Parallel Resonance with Robustness to Parameter Variations in Power Systems." IEEE Trans. on Indus. Electron., DOI 10.1109/TIE.2018.2831187, 2018.

# Parallel Active Power Filter Based on Source Current Detection for Anti-Parallel Resonance with Robustness to Parameter Variations in Power

Wanno Yeetum, *Student Member, IEEE* and Vijit Kinnares, *Member, IEEE*

**Abstract**— In previous research, the variable conductance of a parallel active power filter has been used for anti-parallel resonance with parameter variations in power systems. Its disadvantages are many sensors, complicated harmonic detection and complexity of algorithm for successful accomplishment in anti-parallel resonance. In order to eliminate such drawbacks, this paper presents the parallel active power filter based on source current detection for anti-parallel resonance with robustness to parameter variations for power factor correction using capacitor banks. The proposed method employs only single harmonic detector and an open loop shaping design for robustness to variations of source impedance and a sudden change of capacitor bank values for power factor correction. The proposed anti-parallel resonance controller can be readily applied to both large-scale and laboratory-scale power systems without any change. The large-scale simulation and the laboratory-scale experiment results confirm the validity, the accuracy and good performance for anti-parallel resonance, harmonic suppression and robustness to parameter variations in power systems.

**Index Terms**—Power factor correction, Parallel resonance, Parallel active power filter, Open loop shaping design, Stability, Robustness, Parameter variation.

## I. INTRODUCTION

IN a power system with a capacitor bank for power factor correction (PFC), a source inductance and a capacitance of the capacitor bank may cause parallel resonance in an existence of harmonic currents from nonlinear loads. It leads to amplification of voltage and current harmonics which may give rise to malfunction of sensitive equipment or interfering with communication systems [1].

Manuscript received October 24, 2017; revised December 19, 2017 and March 10, 2018; accepted April 6, 2018.

W. Yeetum and V. Kinnares are with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. (phone: +66 (0) 870035979; e-mail: yeetum.w@gmail.com; kkwijit@kmitl.ac.th).

There are many solutions for anti-parallel resonance in power systems namely, passive filters [2][3], series active power filters [4], parallel active power filters (PAPFs) [5]-[7] and hybrid filters [1][8]. In the midst of them, the PAPF is the most flexible one for the power systems using capacitor banks for PFC.

In general for anti-resonance, the PAPF is controlled as constant virtual resistance or conductance for resonance damping which is based on harmonic voltage detection of the point of common coupling (PCC) voltage [5][6]. In addition, it has additional sensors of harmonic currents in order to increase performance for harmonic suppression and resonance damping simultaneously [9][10]. However, the power system parameters may vary from designed values for anti-resonance. It makes a resonance frequency of the power system shift. It will decrease the anti-resonance performance. Moreover, it may cause loss of the power system stability resulting in the power system damage.

As authors know, only the research [11] indicates the parameter variation issue for anti-parallel resonance in the power system which only the varied parameter is capacitor bank value for PFC. It proposed that the PAPF could work as selective variable conductance around resonance frequency to damp parallel resonance effectively. The resonance frequency was detected by the parallel resonance detection which it was varied with capacitor bank value variation for PFC. However, it can be seen that this method uses a lot of resources for computing and its control system is complex in order to meet the purpose of anti-parallel resonance in environments where the parameters have been changed. Four harmonic detectors were used for 4 variables. This method used the parallel resonance detection which its algorithm takes a certain amount of time for harmonic detection which is not suitable for systems with suddenly changed parameters.

In this paper, in the part of variable detection, a variable which is a good indicator for both harmonic suppression and the parallel resonance simultaneously in the power system is source current. In this paper, only single harmonic detection

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I

POWER SYSTEM PARAMETERS FOR LARGE-SCALE SIMULATION AND LABORATORY-SCALE EXPERIMENT

Component	Description	Large-scale	Laboratory-scale
Transformer rating	3-phase, 380 V, 50 Hz	1000 kVA [13]	3.3 kVA
Source impedance	Source inductance $L_s$	29.76 $\mu$ H (5.85%)	9 mH (6.42%)
	Source resistance $R_s$	2.16 m $\Omega$ (1.35%)	0.9 $\Omega$ (2.04%)
Fixed linear load	Delta connection of resistor and inductor in parallel	140 kW, 90 kVAR	465 W, 300 VAR
Variable linear load	1 set linear load: delta connection resistor series with inductor	16 kW, 116 kVAR	54 W, 387 VAR
Nonlinear load	3-phase full bridge rectifier with resistive load.	260 kW	870 W
Capacitor bank	1 set capacitor bank: 14.5% of transformer rating	126 kVAR ( $C_D = 1050 \mu$ F)	420 VAR ( $C_D = 3.5 \mu$ F)

for the detected harmonic current of the source is used. This approach is the novelty in anti-parallel resonance for parameter variations in a power system which is the first contribution of this paper. Therefore, it reduces cost of the APF for anti-parallel resonance and the controller structure is not complicated. In the part of the anti-parallel resonance controller (APRC) design, an open loop shaping design method [12] is used for anti-parallel resonance and harmonic suppression which is designed to obtain both high phase margin and high gain margin resulting in robustness to parameter variations in the power system. This method can be robust to both source impedance variations and a sudden change in capacitor bank values, simultaneously. This is the second contribution of this proposed method which covers a wide region of varied resonance frequency. As a result it is quick and flexible to find replacement equipment for maintenance. This makes continuous production resulting in increased profits in industry. Moreover, the APRC can be readily applied to the large-scale and the laboratory-scale power system without any change. This is the third contribution of this proposed method.

Therefore, this paper proposes the PAPP based on source current detection for anti-parallel resonance and harmonic suppression with robustness to parameter variations for power factor correction using capacitor banks. This paper is organized as follows. The parallel resonance power system configuration modeling will be discussed in section II. Section III presents the proposed method for anti-parallel resonance and harmonic suppression with robustness to parameter variations. Section IV explains the PAPP controller configuration of the proposed method. Then, the large-scale simulation and the laboratory-scale experiment of the power system are demonstrated to verify the validity, the accuracy, and the viability of the proposed method in section V. Finally, conclusion is given in section VI.

## II. SYSTEMS MODELING

### A. General Parallel Resonance

Fig. 1(a) shows a single line diagram of a power system with a capacitor bank for PFC. When considering only a harmonic current source caused by a nonlinear load, a per-phase equivalent circuit of Fig. 1(a) is demonstrated in Fig. 1(b). From Fig. 1(b), the source impedance (i.e. a source inductance  $L_s$  and a source resistance  $R_s$ ) and an equivalent

capacitance of the capacitor bank  $C_y$  cause parallel resonance when seen from the load side. A parallel resonance transfer function which demonstrates a relationship between harmonic current of the load  $I_{Lh}(s)$  and harmonic current of the source

$I_{Sh}(s)$  is

$$G_{oi}(s) = \frac{I_{Sh}(s)}{I_{Lh}(s)} = \frac{1}{L_s C_y s^2 + R_s C_y s + 1} \quad (1)$$

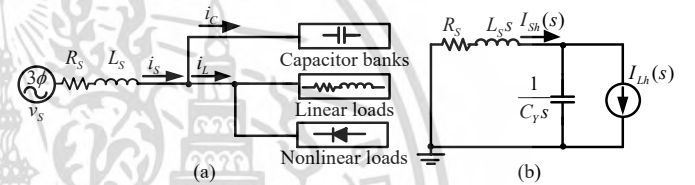


Fig. 1. General power system with a capacitor bank for PFC. (a) single line diagram (b) per-phase equivalent circuit.

### B. Large-Scale and Laboratory-Scale Parallel Resonance Power System Configuration

Fig. 2(a) shows a power system which its parameters can be varied and Fig. 2(b) is a corresponding per-phase equivalent circuit. TABLE I shows the parameters of the power system of large-scale and laboratory-scale power ratings. The large-scale parameters are used for simulation and the laboratory-scale parameters are used for experiment. The power system consists of fixed components and variable components. The fixed components consist of a voltage source, a fixed linear load, and a fixed nonlinear load. The variable components consist of source impedances, linear loads and capacitor banks for PFC.

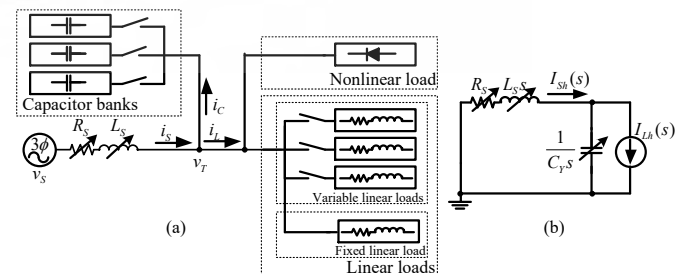


Fig. 2. Varied parameter parallel resonance power system configuration. (a) single line diagram (b) per-phase equivalent circuit.

For the fixed components, the voltage source is a 3-phase, 380 V, 50 Hz supply. The fixed linear load consumes total active and reactive power of 140 kW and 90 kVAR,

respectively for the large-scale parameters and 465 W and 300 VAR, respectively for the laboratory-scale parameters. The nonlinear load is a 3-phase full bridge rectifier with 260 kW resistive load for the large-scale parameters and 870 W resistive load for the laboratory-scale parameters.

For the variable components, the source impedances consist of a source resistance  $R_s$  and a source inductance  $L_s$  corresponding to a resistance and a leakage inductance of a transformer. Rating of the transformer is 1000 kVA for the large-scale parameters and 3.3 kVA for the laboratory-scale parameters. The transformer rating of the large-scale is greater than the laboratory-scale about 300 times. The normal values (100%) of  $L_s$  and  $R_s$  are  $29.76 \mu\text{H}$  (5.85%) and  $2.16 \text{m}\Omega$  (1.35%) respectively for the large-scale parameters and  $9 \text{mH}$  (6.42%) and  $0.9 \Omega$  (2.04%) respectively for the laboratory-scale parameters.  $L_s$  and  $R_s$  of the large-scale parameters are real values of the 1000 kVA transformer rating [13]. The source impedance value can be varied with decreasing and increasing for parameter variations in the simulation and experiment. In this paper, they are decreased to 50% of the normal value (i.e.  $L_s = 14.88 \mu\text{H}$  and  $R_s = 1.08 \text{m}\Omega$  for the large-scale parameters and  $L_s = 4.5 \text{mH}$  and  $R_s = 0.45 \Omega$  for the laboratory-scale parameters) and increased to 200% of the normal value (i.e.  $L_s = 59.52 \mu\text{H}$  and  $R_s = 4.32 \text{m}\Omega$  for the large-scale parameters and  $L_s = 18 \text{mH}$  and  $R_s = 1.8 \Omega$  for the laboratory-scale parameters). The capacitor banks compensate for the reactive power caused by the linear load. There are 3 sets which each set is connected to the power system corresponding to the varied reactive power caused by the variable linear load for regulating the power factor of the power system to be nearly unity. Each set consists of the delta-connected capacitor  $C_D$  which value is  $1050 \mu\text{F}$  for the large-scale parameters and  $3.5 \mu\text{F}$  for the laboratory-scale parameters. It can compensate for 126 kVAR reactive power for the large-scale parameters and 420 VAR reactive power for the laboratory-scale parameters which is 14.5% of the transformer rating. Note that a relation of  $C_Y$  and  $C_D$  is  $C_Y = 3C_D$ . Therefore, the possible values for connecting 1 set, 2 sets and 3 sets of the capacitor bank to the power system are  $1050 \mu\text{F}$ ,  $2100 \mu\text{F}$  and  $3150 \mu\text{F}$  respectively for the laboratory-scale parameters and  $3.5 \mu\text{F}$ ,  $7 \mu\text{F}$  and  $10.5 \mu\text{F}$  respectively for the laboratory-scale parameters.

In order to consider the frequency response magnitude for the large-scale and laboratory-scale parameters at the same source impedance and capacitor bank, it can be obtained by substituting  $L_s$ ,  $R_s$  and  $C_Y$  into (1). Fig. 3 shows the frequency response magnitudes for the large-scale and laboratory-scale parameters when substituting 100% of the source impedance and 2 sets of the capacitor bank into (1). The magnitudes for both are very similar with slightly difference at the resonance frequency. Therefore, it can be selected either the large-scale or laboratory-scale parameters

for an anti-parallel resonance controller design in the next section. In this paper, the laboratory-scale parameters for the controller design are selected.

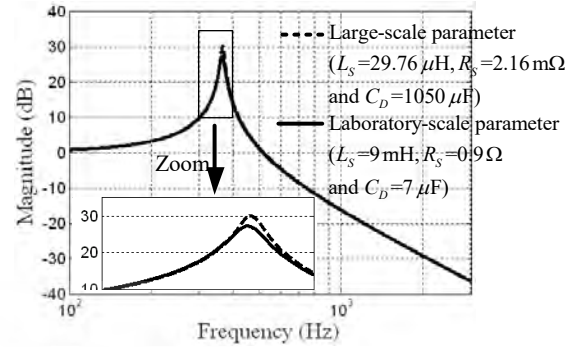


Fig. 3. Frequency response magnitudes of  $G_{oi}(s)$  for the large-scale and laboratory-scale parameters.

### C. Varied Parameter Parallel Resonance

When parameters of the previous power system which are the source impedance and the capacitance of the capacitor bank are varied, the frequency response magnitudes of the parallel resonance are varied as shown in Fig. 4.

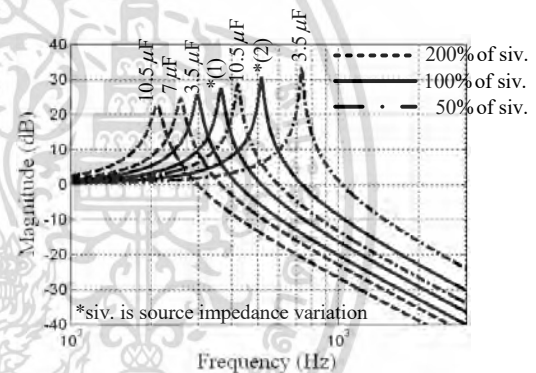


Fig. 4. Frequency response magnitudes of  $G_{oi}(s)$  with power system parameter variation of the laboratory-scale parameter.

From Fig. 4, it can be seen that the resonance frequencies  $f_r$  are varied from 211 Hz to 732 Hz. The much different frequency response of the parallel resonance transfer function is the challenge to the anti-parallel resonance controller design for covering all frequencies which will be proposed in the next section.

## III. PROPOSED METHOD FOR ANTI-PARALLEL RESONANCE

### A. Power System Configuration

The proposed method based on source current detection for anti-parallel resonance is a connection of the PAPF parallel with the power system as in Fig. 5(a). Fig. 5(b) shows the per-phase equivalent circuit of the varied parameter parallel resonance and the proposed method for anti-parallel

resonance. The plant transfer function  $G_{om}(s)$  demonstrating the relationship between the PAPF current  $I_{Fh}(s)$  and the harmonic current of source  $I_{Sh}(s)$  is the same as the parallel resonance transfer function that is

$$\frac{I_{Sh}(s)}{I_{Fh}(s)} = G_{om}(s) = G_{oi}(s) \quad (2)$$

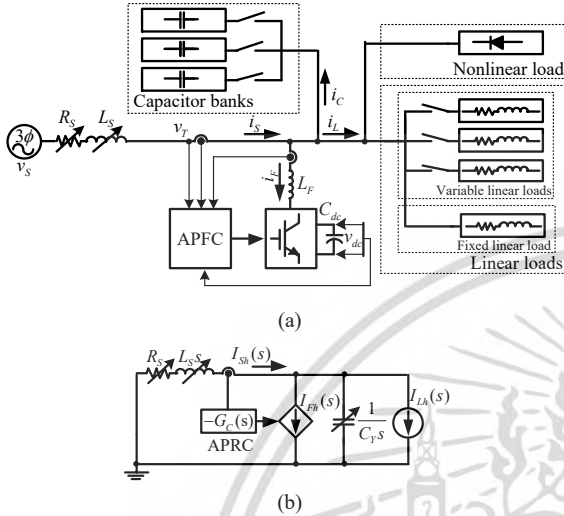


Fig. 5. Proposed method power system configuration. (a) Single line diagram. (b) Per-phase equivalent circuit of the proposed method.

From Fig. 5(b), we can apply the superposition theorem to obtain  $I_{Sh}(s)$  caused by  $I_{Lh}(s)$  and  $I_{Fh}(s)$  as

$$I_{Sh}(s) = G_{om}(s)I_{Fh}(s) + G_{oi}(s)I_{Lh}(s) \quad (3)$$

(3) will be applied for the anti-parallel resonance controller (APRC)  $G_C(s)$  design in the next part.

### B. Control Block Diagram for Anti-Parallel Resonance

From the harmonic current of the source  $I_{Sh}(s)$  as (3) and the equivalent circuit of the proposed method as Fig. 5(b), they are used to create the control block diagram for anti-parallel resonance as shown in Fig. 6 where  $G_{APF}(s)$  is the PAPF transfer function and  $N(s)$  is the measurement noise.

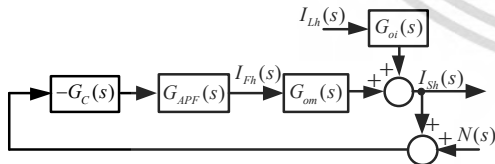


Fig. 6. Control block diagram for anti-parallel resonance.

In order to reduce complexity of  $G_C(s)$ ,  $G_{APF}(s)$  is defined as unity. From Fig. 6,  $I_{Sh}(s)$  can be obtained as

$$I_{Sh}(s) = \frac{G_{oi}(s)}{(1+G_C(s)G_{om}(s))} I_{Lh}(s) - \frac{G_C(s)G_{om}(s)}{(1+G_C(s)G_{om}(s))} N(s) \quad (4)$$

This paper will use an open loop shaping design method for anti-parallel resonance and harmonic suppression. Therefore, reforming (4) corresponds to the open loop shaping design

method as follows:

- Open loop transfer function is

$$G_L(s) = G_C(s)G_{om}(s) \quad (5)$$

- Sensitivity transfer function is

$$G_S(s) = 1/(1+G_L(s)) \quad (6)$$

- Complementary transfer function is

$$G_S(s) = G_L(s)/(1+G_L(s)) \quad (7)$$

Substituting (5), (6) and (7) into (4) yields

$$I_{Sh}(s) = G_S(s)G_{oi}(s)I_{Lh}(s) - G_T(s)N(s) \quad (8)$$

For the next part, (8) will be used in the controller design for anti-parallel resonance by the open loop shaping design method.

### C. Anti-Parallel Resonance Controller Design

This section will design  $G_C(s)$  for anti-parallel resonance and harmonic suppression using the open loop shaping design method [12]. It needs  $G_{om}(s)$  to design  $G_C(s)$  but there are many transfer functions  $G_{om}(s)$  as shown in Fig. 4 because of parameter variations in the power system. Selected  $G_{om}(s)$  which has the resonance frequency at the center for all frequency response is obtained from 100% of the source impedance and  $C_D$  of  $7\mu\text{F}$ . Then the controller will be designed to get both high phase margin and high gain margin which will make the system robustness to parameter variations for the remaining parameters.

The controller design for anti-parallel resonance, harmonic suppression and robustness to parameter variations is summarized in TABLE II based on the open loop shaping design method. The descriptions are as follows:

1) Anti-parallel resonance and harmonic suppression:

For anti-parallel resonance performance, the magnitude of  $G_L(s)$  must be much greater than 1 at the frequency resonance  $f_r$  which the magnitude of  $G_{om}(s)$  at  $f_r$  is already much more than 1. Therefore, the compensation for this performance is not made.

For harmonic suppression performance, the magnitude of  $G_L(s)$  must be much greater than 1 at the harmonic order which needs to be suppressed. The 5<sup>th</sup> harmonic order  $f_{h5}$  (250 Hz) will be selected because its current magnitude is high compared with other harmonics and the 7<sup>th</sup> harmonic order has already compensated at the  $f_r$  region. The controller for this performance is  $G_{C1}(s)$ . The magnitude of  $G_{C1}(s)$  must be much greater than 1 at the harmonic order which needs to be suppressed and must be smaller than 1 at the other regions. The phase angle of  $G_{C1}(s)$  will not much vary at the harmonic order which needs to be suppressed and it must have a value about 0 at the other regions. The desired magnitude and phase angle of  $G_{C1}(s)$  will not affect other frequency regions

resulting in good system stability when parameters in the power system are varied. Generally, when selecting  $\zeta_1 = 0.5$  and  $\zeta_1 = 0.05$ ,  $G_{C1}(s)$  will give the suitable peak magnitude for harmonic suppression at the selected frequency which is  $f_{h5}$  and the phase angle will not much vary at the  $f_{h5}$  region resulting in better system stability.

## 2) Robustness to parameter variations:

It can be achieved by providing phase margin  $p_m$  of  $G_L(s)$  which is very high. In general, the phase margin should be greater than  $45^\circ$ . The controller for this performance is  $G_{C2}(s)$ .  $G_{C2}(s)$  will add  $90^\circ$  phase angle to  $G_L(s)$  all over frequencies. The suitable cross-over frequency  $f_c$  of  $G_{C2}(s)$  is 220 Hz. This value makes that the magnitude of  $G_L(s)$  is not small at  $f_{h5}$  and the  $f_r$  region and the phase margin of  $G_L(s)$  is greater than  $45^\circ$ . Outgrowth of adding  $G_{C2}(s)$  is that it increases bandwidth of  $G_L(s)$  resulting in faster of system dynamic response.

## 3) Non-sensitive to noise:

The magnitude of  $G_L(s)$  must be much less than 1 at a noise frequency  $f_n$ . The noise in this paper is caused by switching frequency of the PAPP which has  $f_n$  about 5 kHz. The controller for noise compensation is a second order low pass filter  $G_{C3}(s)$  which has cutoff frequency of  $f_n$ .

The  $G_C(s)$  can be achieved by multiplication of  $G_{C1}(s)$ ,  $G_{C2}(s)$  and  $G_{C3}(s)$  as in (9) resulting in (10). Fig. 7 shows  $G_L(s)$  which is compensated by  $G_C(s)$ . The magnitude of  $G_L(s)$  is more than 20 dB in a  $f_{h5}$  to  $f_r$  frequency range and the phase margin is  $58.1^\circ$  which are in accordance with all conditions in TABLE II. Moreover, the gain margin  $g_m$  of  $G_L(s)$  is 23.6 dB which supports the system to have good stability for parameter variations in the power system.

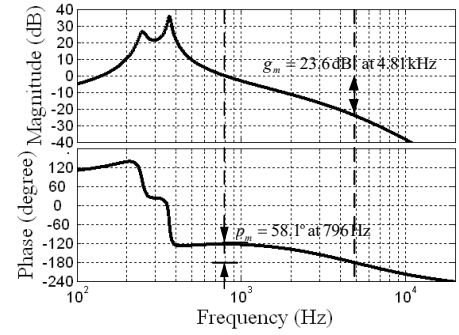


Fig. 7. Magnitude and phase of  $G_L(s)$ .

The  $G_C(s)$  can be achieved by multiplication of  $G_{C1}(s)$ ,  $G_{C2}(s)$  and  $G_{C3}(s)$  as in (9) resulting in (10). Fig. 7 shows  $G_L(s)$  which is compensated by  $G_C(s)$ . The magnitude of  $G_L(s)$  is more than 20 dB in a  $f_{h5}$  to  $f_r$  frequency range and the phase margin is  $58.1^\circ$  which are in accordance with all conditions in TABLE II. Moreover, the gain margin  $g_m$  of  $G_L(s)$  is 23.6 dB which supports the system to have good stability for parameter variations in the power system.

## D. Performance for Anti-Parallel Resonance and Robustness to Parameter Variations in the Power System

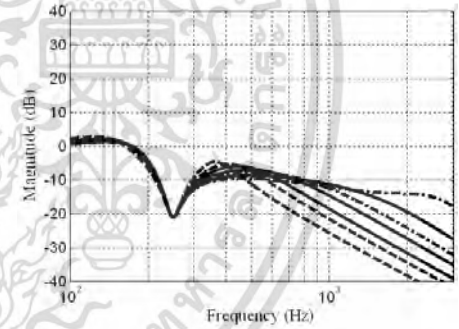


Fig. 8. Magnitude  $G_{or}(s)G_S(s)$  for anti-parallel resonance and harmonic suppression.

TABLE II  
SUMMARIZATION OF ANTI-PARALLEL RESONANCE CONTROLLER DESIGN

Desired objective	Condition of $G_L(s)$	Frequency region of $G_L(s)$	Controller	Parameter of controller
1. Anti-resonance and harmonic suppression	$ G_L(s)  \gg 1$	$f_{h5}$ to $f_r$	$G_{C1}(s) = \frac{\left(\frac{s}{2\pi f_{h5}}\right)^2 + \frac{2\zeta_1}{2\pi f_{h5}}s + 1}{\left(\frac{s}{2\pi f_{h5}}\right)^2 + \frac{2\zeta_2}{2\pi f_{h5}}s + 1}$	$f_{h5} = 250$ Hz $\zeta_1 = 0.5$ $\zeta_1 = 0.05$
2. Robustness to parameter variation	$p_m > 45^\circ$	-	$G_{C2}(s) = s/2\pi f_c$	$f_c = 220$ Hz
3. Non-sensitive to noise	$ G_L(s)  \ll 1$	$f_n = 5$ kHz	$G_{C3}(s) = 1/\left(\frac{s}{2\pi f_n} + 1\right)^2$	$f_n = 5$ kHz

$$G_C(s) = G_{C1}(s)G_{C2}(s)G_{C3}(s) \quad (9)$$

$$G_C(s) = \frac{2.93 \times 10^{-10} s^3 + 4.60 \times 10^{-7} s^2 + 7.23 \times 10^{-4} s}{4.10 \times 10^{-16} s^4 + 2.59 \times 10^{-11} s^3 + 4.14 \times 10^{-7} s^2 + 1.91 \times 10^{-1} s + 1} \quad (10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดย IEEE. การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก IEEE ถือเป็นผิดกฎหมาย. การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก IEEE ถือเป็นผิดกฎหมาย.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE III  
PHASE MARGIN AND GAIN MARGIN OF  $G_L(s)$

	200% increase of source impedance			100% of source impedance			50% decrease of source impedance		
	3.5 $\mu\text{F}$	7 $\mu\text{F}$	10.5 $\mu\text{F}$	3.5 $\mu\text{F}$	7 $\mu\text{F}$	10.5 $\mu\text{F}$	3.5 $\mu\text{F}$	7 $\mu\text{F}$	10.5 $\mu\text{F}$
$p_m$ (degrees)	58.1	54.8	49.7	51.8	58.1	57.2	36.5	51.8	56.7
$g_m$ (dB)	23.5	29.6	33.1	17.5	23.5	27.1	11.3	17.5	21.0

Applying  $G_C(s)$  from (10) to all parameters in Fig. 4 result  $s$  in Fig. 8. As can be seen, the magnitude of  $G_{oi}(s)G_S(s)$  are 1 over than 0 dB for all parameters. This means that the proposed  $G_C(s)$  can staunch parallel resonance and suppress harmonics in the power system for all varied parameters which covers the resonance frequency between 211 Hz to 732 Hz.

TABLE III illustrates the phase margin and gain margin for each  $G_L(s)$  which parameters are varied. It can be seen that all phase margin and gain margin are sufficient positive values which means that the system is stable and robustness although the parameters are varied.

#### IV. PAPF CONTROLLER CONFIGURATIONS

This section explains the description of PAPF controller (PAPFC) configurations.  $G_C(s)$  designed in the previous section is installed to the PAPFC. The components of the PAPFC are composed of harmonic detection, the current command for anti-parallel resonance, DC-link voltage control, the current command of the PAPF and the current controller of the PAPF. The configuration of each component is shown in Fig. 9. The algorithm for calculating the current command of the PAPF  $i_F^*$  is implemented using DS1104, dSPACE [14]. The hysteresis current controller of the PAPF is implemented with an analog circuit because of avoiding the current overshoot of the digital hysteresis current control [15]. The parameters of each component of the PAPFC are illustrated in TABLE IV.

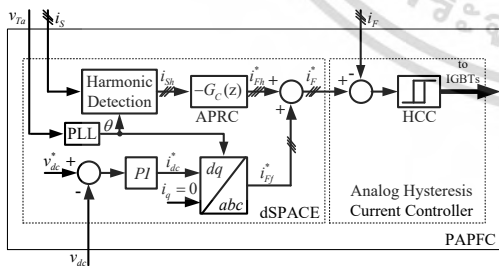


Fig. 9. PAPF controller diagram configuration.

A synchronously fundamental dq0 reference frame [16] is used for the harmonic detection of the harmonic current of the source. The reference angle  $\theta$  is obtained from phase locked loop (PLL) for transformation from abc reference frame to dq0 reference frame. Output of the harmonic detection block is the harmonic current of the source  $i_{Sh}$ .

In order to allow the PAPF to operate for anti-parallel resonance, the PAPF is controlled with  $G_C(s)$  designed in the previous section. However, when  $G_C(s)$  is implemented on a digital controller, it has to be converted from s-domain to z-domain. The discretization method uses a first-order hold method with 50  $\mu\text{s}$  sampling time. The result of the transformation in z-domain is

$$G_C(z) = \frac{6.917z^4 - 17.73z^3 + 12.5z^2 + 0.5812z - 2.268}{z^4 - 2.394z^3 + 1.85z^2 - 0.4948z + 0.0425} \quad (11)$$

The current command of anti-parallel resonance  $i_{Fh}^*$  can be obtained by using  $i_{Sh}$  multiplied with  $-G_C(z)$  as

$$i_{Fh}^* = -G_C(z)i_{Sh} \quad (12)$$

TABLE IV  
PAPF PARAMETERS

Description	Large-scale	Laboratory-scale
Inductance of current filter $L_F$	33.3 $\mu\text{H}$	10mH
DC-link capacitor $C_{dc}$	33mF	110 $\mu\text{F}$
DC-link voltage setpoint $v_{dc}^*$	700 V	700 V
Proportional gain $K_p$	1.65	$5.5 \times 10^{-3}$
Integral gain $K_i$	$1.5 \times 10^{-3}$	$5 \times 10^{-6}$
Hysteresis band	15 A	0.05 A

A PI controller is used to generate the current command for regulating DC-link voltage  $i_{vdc}^*$ .  $i_{vdc}^*$  is a d-axis variable in the dq0 reference frame but the desired current command must be in the abc reference frame. Therefore  $i_{vdc}^*$  is transformed by the inverse transformation of the rotating frame [15] resulting in the fundamental current command  $i_{Fj}^*$ .

The total current command of PAPF  $i_F^*$  is obtained by using the sum of  $i_{Fj}^*$  and  $i_{Fh}^*$  as

$$i_F^* = i_{Fj}^* + i_{Fh}^* \quad (16)$$

In order to create the PAPF current  $i_F$  to track  $i_F^*$ , the PAPF needs a current controller. The hysteresis current controller is used because its structure is simple and it can track quickly the current command [17]. As a consequence this characteristic can approximate transfer function of the PAPF to unity corresponding to the defined value in the previous section III.

## V. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

Large-scale simulation (LSS) and laboratory-scale experiment (LSE) are presented in order to verify that the proposed method offers the validity, the accuracy, anti-parallel resonance, harmonic suppression and robustness to parameter variations in the power system. The diagram for LSS and LSE are shown in Fig. 5(a) and the parameters for the simulation and the experiment are in TABLE I and TABLE IV.

LSS and LSE have been performed in 3 cases namely I) the normal case (non-parameter variation); II) the source impedance is increased to 200% whilst the values of the capacitor bank  $C_D$  is suddenly changed; III) the source impedance is decreased to 50% whilst the values of the capacitor bank  $C_D$  is suddenly changed. The descriptions for the simulation and the experiment of all cases are as follows.

### A. Case I: The Normal Case (Non Parameter Variation)

In this case, the values of the source impedance and the capacitor bank are used for the anti-parallel resonance controller design which are 100% for the source impedance and the 2 steps for the capacitor bank are used for LSS and LSE. LSS results are shown in Fig. 10, Fig. 11, and TABLE V and LSE results are shown in Fig. 12, Fig. 13, and TABLE VI for waveforms, spectra, DPF and PF, respectively.

Before PFC, the 2 sets of the linear load are connected to the power system. The waveforms of  $v_T$  and  $i_S$  for LSS and LSE are shown in Fig. 10(a) and Fig. 12(a), respectively. The DPF and PF values of the power system are low which values are 0.76 and 0.75, respectively for LSS and 0.79 and 0.78, respectively for LSE.

TABLE V DPF AND PF FOR LSS			TABLE VI DPF AND PF FOR LSE		
Situation	DPF	PF	Situation	DPF	PF
Without cap.	0.76	0.75	Without cap.	0.79	0.78
With cap.	0.99	0.91	With cap.	1.00	0.93
Activated PAPF	1.00	1.00	Activated PAPF	1.00	1.00

Note: The DPF and PF are lagging power factor.

In order to correct the PF, the 2 sets of the capacitor bank are connected as shown in Fig. 10(b) for LSS and Fig. 12(b) for LSE. The DPF and PF values are corrected to 0.99 and 0.91 respectively for LSS and 1.00 and 0.93 respectively for LSE. However, the magnitudes of 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> harmonic orders of  $i_S$  are amplified because of parallel resonance for all LSS and LSE. The 7<sup>th</sup> harmonic order has maximum magnitude amplified with the value of 5.82 (i.e. 213.6A/36.7A) for LSS and 5.39 (i.e. 0.697A/0.1293A) for LSE. Both are in accordance with the magnitude of  $G_{oi}(s)$  as shown in Fig. 4 which the 7<sup>th</sup> harmonic order has maximum magnitude amplified too. The THD values of  $v_T$  and  $i_S$  are increased and the THD value of  $i_C$  is high for both LSS and LSE.

In order to correct parallel resonance, the PAPF is activated as shown in Fig. 10(c) for LSS and Fig. 12(c) for LSE. The PAPF current  $i_F$  can fast correct parallel resonance observed from the greatly reduced harmonic magnitudes of some orders

(i.e. 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup>) of  $v_T$ ,  $i_S$  and  $i_C$  for both LSS and LSE. It means that the proposed method is able to offer anti-parallel resonance in the power system. Moreover, it can improve the PF value increased to 1.00.

### B. Case II: Increase in Source Impedance and Sudden Change of Capacitor Bank

In order to confirm that the proposed method can be robust to the parameter variations in the power system, the source impedance is increased to 200% of the normal value whilst the capacitor bank is suddenly changed from 2 sets to 3 sets and 1 set for all LSS and LSE. LSS results are shown in Fig. 14 and TABLE VII and LSE results are shown in Fig. 15 and TABLE VIII.

Before PFC, the 2 sets of the linear load are connected to the power system then it is increased to 3 sets and decreased to 1 set which the waveforms of  $i_S$  are shown in Fig. 14(a) for LSS and Fig. 15(a) for LSE.

In order to correct the PF, the capacitor bank is connected to the power system. The waveforms of  $i_S$  when connecting 2 sets, 3 sets and 1 set of the capacitor bank are shown in Fig. 14(b) for LSS and Fig. 15(b) for LSE. The PF is improved which is observed from the decreased fundamental frequency magnitudes of  $i_S$  in TABLE VII and TABLE VIII for LSS and LSE respectively. However, the THD values of  $i_S$  for LSS and LSE are increased because parallel resonance is occurred which is observed from the amplified magnitudes of some harmonic orders. The maximum amplified magnitudes of harmonic orders are changed with the changed capacitor bank. The 5<sup>th</sup>, 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> harmonic orders for the 2 sets, 3 sets and 1 set of the capacitor bank respectively, give maximum magnified magnitudes with values of 5.47, 3.01 and 4.71 respectively for LSS and 2.68, 1.29 and 3.50 respectively for LSE. They are in accordance with Fig. 4.

In order to correct parallel resonance, the PAPF is activated as shown in Fig. 14(c) for LSS and Fig. 15(c) for LSE. The PAPF can correct parallel resonance observed from the greatly reduced THD values of  $i_S$ . When the capacitor banks are changed to 3 sets and 1 set, the PAPF can still correct parallel resonance. It means that the proposed method is stable for a 200% increase of source impedance variations and a sudden change in capacitor banks in the power system for both LSS and LSE.

### C. Case III: Decrease in Source Impedance and Sudden Change in Capacitor Banks

This section will verify that the proposed method can be stable to the decrease in source impedance and capacitance variations in the power system. The source impedance is decreased to 50% of the normal value whilst the capacitor bank is suddenly changed from 2 sets to 3 sets and 1 set for both LSS and LSE. LSS results are shown in Fig. 16 and TABLE IX and LSE results are shown in Fig. 17 and TABLE X.

Before PFC, the 2 sets of the linear load are connected to

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

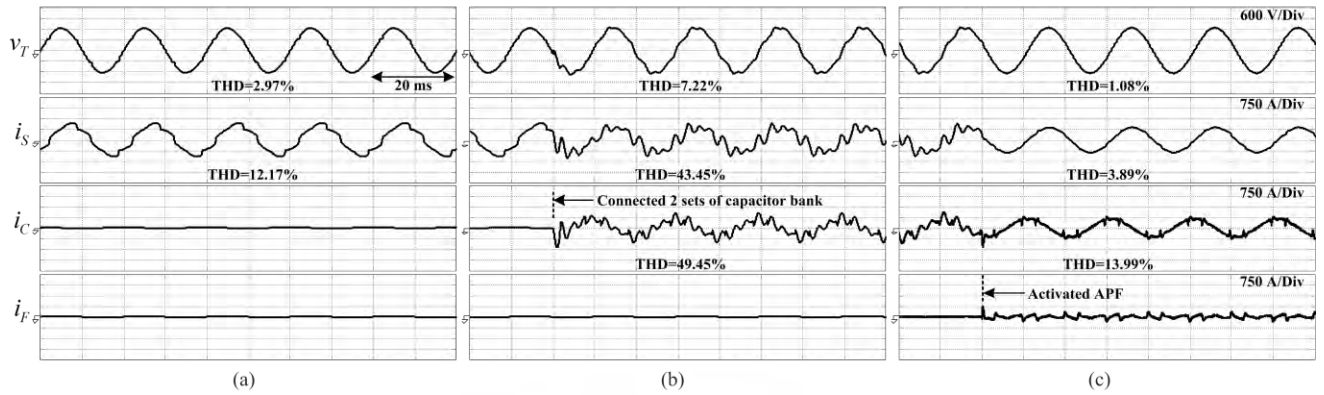


Fig. 10. LSS waveforms for normal the case I. (a) Without capacitor banks. (b) With capacitor banks. (c) Activated PAFP.

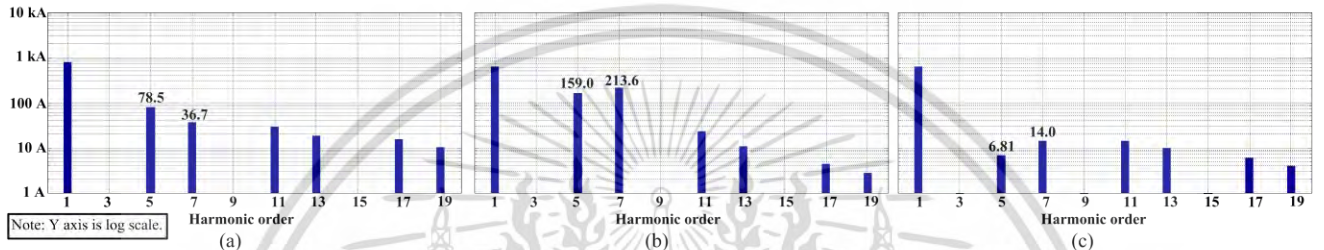


Fig. 11. LSS spectra of source current for the case I. (a) Without capacitor banks. (b) With capacitor banks. (c) Activated PAFP.

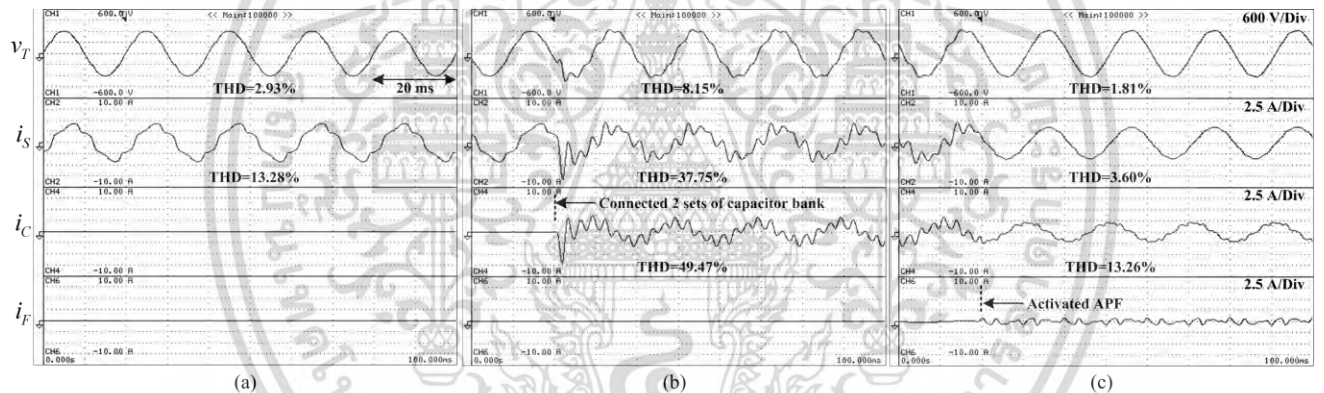
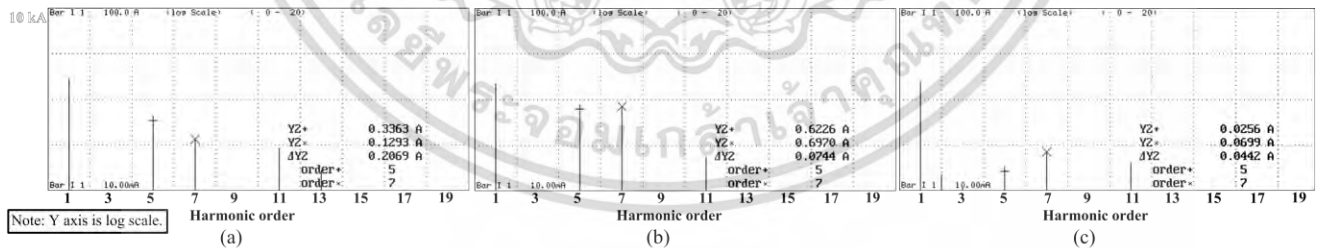


Fig. 12. LSE waveforms for case I. (a) Without capacitor banks. (b) With capacitor banks. (c) Activated PAFP.



the power system then it is increased to 3 sets and decreased to 1 set. The waveforms of  $i_S$  are shown in Fig. 16(a) for LSS and Fig. 17(a) for LSE.

In order to correct the PF, the capacitor bank is connected to the power system. The waveforms of  $i_S$  when connecting 2 sets, 3 sets and 1 set of the capacitor bank are shown in Fig. 16(b) for LSS and Fig. 17(b) for LSE. The PF is improved which is observed from the decreased fundamental frequency magnitude of  $i_S$  in TABLE IX and TABLE X for LSS and LSE respectively. However, the THD values of  $i_S$  for LSS and LSE are increased because parallel resonance is occurred

which is observed from the amplified magnitudes of some harmonic orders. The maximum amplified magnitudes of harmonic orders are changed with the changed capacitor bank. The 11<sup>th</sup>, 7<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup> harmonic orders for the 2 sets, 3 sets and 1 set of the capacitor bank respectively, give maximum magnified magnitudes with values of 7.35, 3.06 and 4.31 respectively for LSS and 3.20, 4.64 and 2.70 respectively for LSE. They are in accordance with Fig. 4.

In order to correct parallel resonance, the PAFP is activated as shown in Fig. 16(c) for LSS and Fig. 17(c) for LSE. The PAFP can correct parallel resonance observed from the greatly reduced THD values of  $i_S$ . When the capacitor banks are

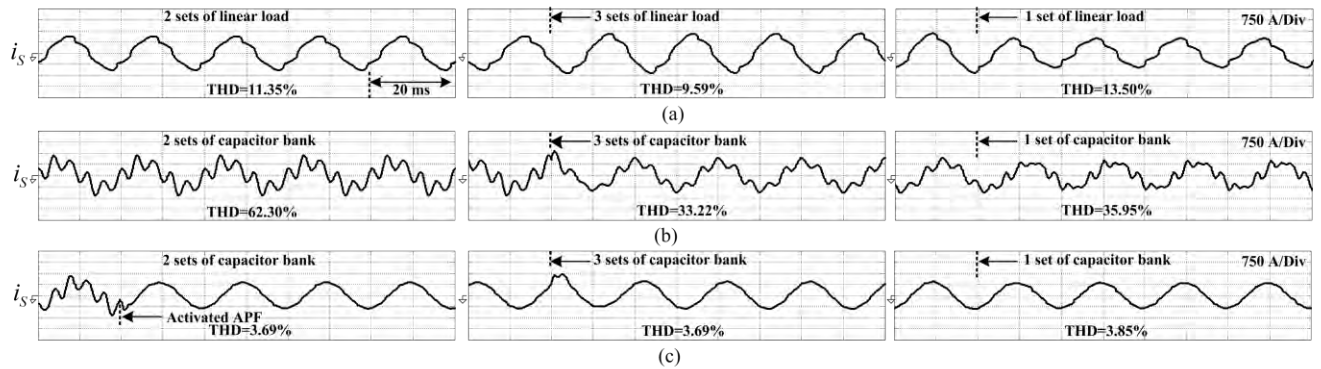


Fig. 14. LSS waveforms for the case II. (a) Without capacitor banks. (b) With capacitor banks. (c) Activated PAFP.

TABLE VII  
RMS VALUES OF HARMONIC CURRENT OF SOURCE FOR LSS OF THE CASE II

Harmonic	2 sets of linear load						3 sets of linear load						1 set of linear load					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	887	53.4	24.9	19.6	12.4	10.4	1074	51.9	24.2	19.1	12.1	10.1	715	54.9	25.5	20.1	12.7	10.6
WC (A)	611	292	47.0	6.91	3.55	1.54	650	156	18.9	4.16	2.07	0.98	590	108	120	16.8	7.67	3.09
Gain	.689	<b>5.47</b>	1.89	.353	.286	.148	.605	<b>3.01</b>	.781	.218	.171	.097	.825	1.97	<b>4.71</b>	.836	.604	.292

Note : Gain=value with capacitor banks / value without capacitor bank. WOC is without capacitor bank and WC is with capacitor banks.

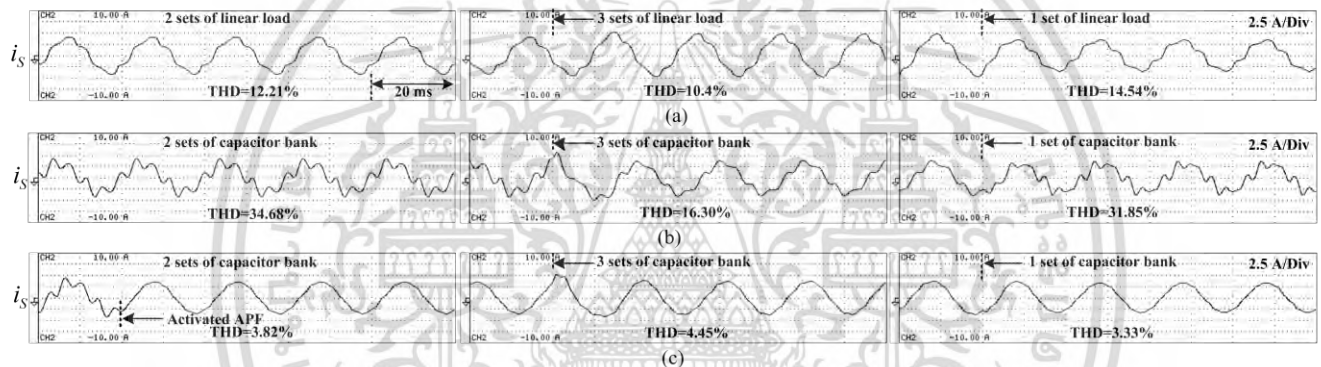


Fig. 15. LSE waveforms for the case II. (a) Without capacitor banks. (b) With capacitor banks. (c) Activated PAFP.

TABLE VIII  
RMS VALUES OF HARMONIC CURRENT OF SOURCE FOR LSE OF THE CASE II

Harmonic	2 sets of linear load						3 sets of linear load						1 set of linear load					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	2.69	.304	.110	.065	.020	.006	3.09	.297	.106	.064	.019	.006	2.31	.312	.114	.067	.020	.006
WC (A)	2.25	.815	.165	.030	.005	.001	2.40	.386	.086	.022	.002	0	2.13	.593	.399	.023	.008	.001
Gain	.837	<b>2.68</b>	1.50	.461	.250	.166	.777	<b>1.29</b>	.811	.343	.105	0	.921	1.90	<b>3.50</b>	.343	.400	.166

changed to 3 sets and 1 set, the PAFP can still correct parallel resonance. It means that the proposed method is stable for a 50% decrease of source impedance variations and a sudden change in capacitor banks in the power system for both LSS and LSE.

## VI. CONCLUSION

This paper has presented the parallel active power filter based on source current detection for anti-parallel resonance with robustness to parameter variations for PFC using capacitor banks. The proposed method has used only single harmonic detector for the detected harmonic current of the source which is less than the previous publications in anti-parallel resonance for parameter variations. The large-scale simulation and the laboratory scale experiment have been compared. From results of both, conclusions can be summarized as follows:

1) The proposed method offers a fast dynamic response for anti-parallel resonance and harmonic suppression resulting in power quality improvement in the power systems.

2) The anti-parallel resonance controller which is designed with the laboratory-scale parameters can be readily applied to large-scale power systems without any change. It demonstrates the validity and it can be applied to the large-scale real power systems.

3) The shapes of waveform results for both are in accordance. Also the maximum amplified magnitude of case I, II and III for both are in good agreement. Those results demonstrate the accuracy of the proposed method.

4) The proposed method has stability and good performance for anti-parallel resonance, although the source impedance will increase or decrease with the sudden capacitor bank change.

5) The proposed method offers a fast dynamic response for anti-parallel resonance and can suppress the source

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

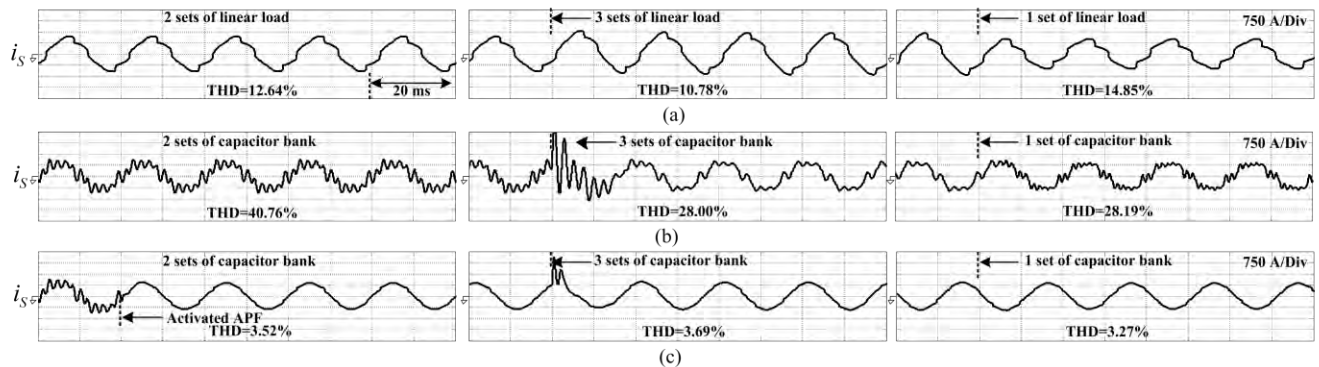


Fig. 16. LSS waveforms for the case III. (a) Without capacitor banks. (b) With capacitor banks. (c) Activated PAPF.

TABLE IX  
RMS VALUES OF HARMONIC CURRENT OF SOURCE FOR LSS OF THE CASE III

Harmonic	2 sets of linear load						3 sets of linear load						1 set of linear load					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	915	57.6	28.3	22.6	15.6	13.5	1120	57.2	28.1	22.4	15.5	13.4	730	58	28.5	22.7	15.7	13.6
WC (A)	621	75.8	50.8	166	33.2	8.78	654	88.4	85.9	34.8	12.6	4.84	598	66.2	37.2	52.7	67.6	40.9
Gain	.679	1.32	1.80	<b>7.35</b>	2.13	.650	.584	1.55	<b>3.06</b>	1.55	.813	.361	.819	1.14	1.31	2.32	<b>4.31</b>	3.01

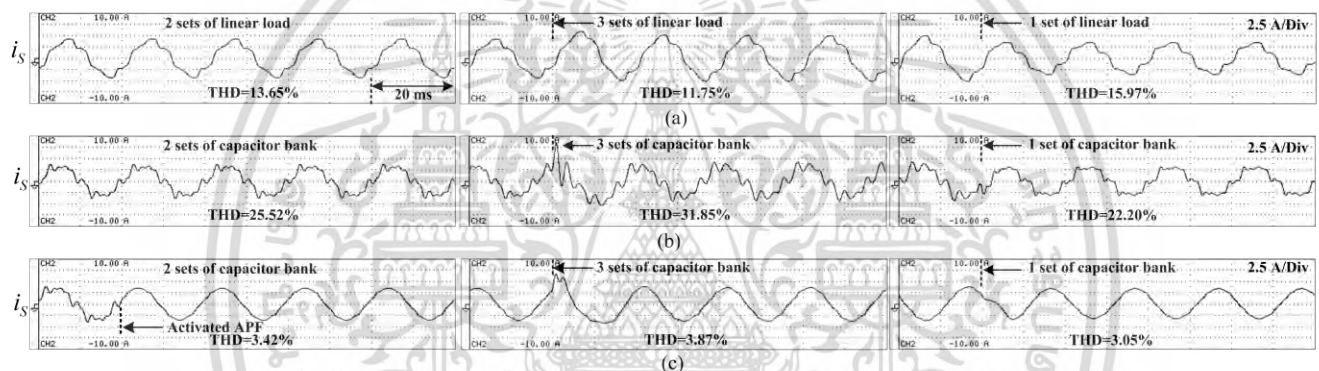


Fig. 17. LSE waveforms for the case III. (a) Without capacitor banks. (b) With capacitor banks. (c) Activated PAPF.

TABLE X  
RMS VALUES OF HARMONIC CURRENT OF SOURCE FOR LSE OF THE CASE III

Harmonic	2 sets of linear load						3 sets of linear load						1 set of linear load					
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>	17 <sup>th</sup>
WOC (A)	2.78	.341	.142	.091	.033	.013	3.25	.345	.139	.090	.032	.012	2.34	.338	.141	.091	.034	.013
WC (A)	2.30	.423	.321	.292	.035	.006	2.42	.479	.645	.119	.011	.004	2.17	.371	.215	.225	.092	.027
Gain	.829	1.24	2.26	<b>3.20</b>	1.06	.461	.744	1.38	<b>4.64</b>	1.32	.343	.333	.925	1.09	1.52	2.47	<b>2.70</b>	2.07

harmonic currents resulting in power quality improvement in the power systems.

Therefore, the proposed method is flexible to modify the components or varied parameters in a power system which the parameters maybe different from the designed values.

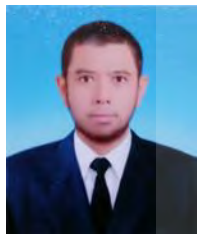
## REFERENCES

- [1] T-L. Lee, Y-C. Wang, J-C. Li and J. M. Guerrero, "Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 746-756, Feb. 2015, 10.1109/TIE.2014.2347008.
- [2] G. G. Richards, O. T. Tan, P. Klinkhachorn, and N. I. Santoso, "Cost-constrained power factor optimization with source harmonics using LC compensators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-34, no. 2, pp. 266-270, May. 1987, 10.1109/TIE.1987.350964.
- [3] A. F. Zobaa, "Cost-effective applications of power factor correction for nonlinear loads," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 1, pp. 359-365, Jan. 2005, 10.1109/TPWRD.2004.835034.
- [4] S. Bhattacharya and D. Divan, "Design and implementation of a hybrid series active filter system," in *Power Electronics Specialists Conf.*, 1995. *PESC'95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 1, GA, USA, 1995, pp. 189-195.
- [5] K. Wada, H. Fujita and H. Akagi, "Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1123-1130, Jul./Aug. 2002, 10.1109/TIA.2002.800584.
- [6] H. Fujita and H. Akagi, "Voltage-regulation performance of a shunt active filter intended for installation on a power distribution system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 1046-1053, May. 2007, 10.1109/TPEL.2007.897115.
- [7] L. Feng and Y. Wang, "Modeling and Resonance Control of Modular Three Level Shunt Active Power Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 9, pp. 7478-7486, Sep. 2017, 10.1109/TIE.2017.2696484.
- [8] S. Rahmani, A. Hamadi, K. Al-Haddad and L. A. Dessaint, "A combination of shunt hybrid power filter and thyristor-controlled reactor for power quality," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2152-2164, May. 2014, 10.1109/TIE.2013.2272271.
- [9] F. Zhuo, L. Wu, Z. Chen, X. Wang and Z. Wang, "Study on a control method of PAPF for resonance damping and harmonics compensation in power system," in *Power Electron. and Motion Control Conf., IPESC'09. IEEE 6th Int.*, Wuhan, China, 2009, pp. 1161-1167.
- [10] X. Chen, K. Dai, C. Xu, L. Peng and Y. Zhang, "Harmonic compensation and resonance damping for SAPF with selective closed-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- loop regulation of terminal voltage," *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 619-629, May. 2017, 10.1049/iet-pel.2016.0344.
- [11] C. Xu, K. Dai, X. Chen, L. Peng, Y. Zhang and Z. Dai, "Parallel Resonance Detection and Selective Compensation Control for SAPF with Square-Wave Current Active Injection." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 8066-8078, Oct. 2017, 10.1109/TIE.2017.2696461.
- [12] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable feedback control, Analysis and design," West Sussex, England: John Wiley & Sons, 1996, pp. 15-62.
- [13] Ekarat Engineering Public Company Limited, Thailand [Online]. Availalaboratoryle:https://www.ekarattransformer.com/public/upload/download/download0d38b1920916cb6bbd8f94741ec5f3c0.pdf, Accessed on: Jan. 17, 2018.
- [14] SDS1104 R&D Controller Board, dSPACE GmbH., Padernorn, Germany, 2007.
- [15] S. Günter and F. W. Fuchs, "Switching time prediction for digital hysteresis control for high frequency current in grid impedance measurement application," in *16<sup>th</sup> Europ. Conf. on Power Electron. and Appl.*, *EPE'14-ECCE Europe*, Lapp, Finland, 2014, pp. 1-8.
- [16] H-H. Kuo, S-N. Yeh and J-C. Hwang, "Novel analytical model for design and implementation of three-phase active power filter controller," *IEE Proc.-Electric Power Appl.*, vol. 148, no. 4, pp. 369-383, Jul. 2001, 10.1049/ip-epa:20010433.
- [17] F. Wu, F. Feng, L. Luo, J. Duan and L. Sun, "Sampling period online adjusting-based hysteresis current control without band with constant switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 270-277, Jan. 2015, 10.1109/TIE.2014.2326992.



**Wanno Yeetum** (S'18) received the B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand, in 2005 and 2009, respectively. He is currently working toward the D.Eng. degree in electrical engineering at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. Currently, he joins the Mahanakorn Institute of Innovation, Faculty of Engineering,

Mahanakorn University of Technology as a Full-Time Lecture. His current research interests include power electronics, control system design and power quality.



**Vijit Kinnares** (M'05) received the B.Eng. (Hons.) and M.Eng. degrees from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nottingham, U.K., in 1997. Since 2003, he has been an Associate Professor at King Mongkut's Institute of Technology. His current research interests include energy conversion, power electronics, and electric drives.

### การประชุมวิชาการฉบับที่ 1

W. Yeetum and V. Kinnares, "PI Controller Based on Direct Synthesis Method for DC-Link Voltage Control of Active Power Filter", The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress, Krabi, Thailand, Mar. 2018, pp. 49-52.



# iEECON 2018

The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress  
7-9 March 2018, Krabi, THAILAND

Proceedings

Power & Energy  
Communications  
Electronics & Control  
Digital Signal Processing  
Computer & IT

Organized by



Technical Co-sponsored by



Sponsored by



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>ID407</b>	<b>A Method of Swimming Rat Detection in Morris Water Maze by Using Image Processing</b>	29
	<i>Patranis Khunarsar, Nontapat Benjathum, Theekapun Charoenpong and Amporn Jariyapongskul Srinakarinwirot University, Thailand</i>	
<b>ID410</b>	<b>Grid Integration Control Algorithm for SPV Based Power System</b>	33
	<i>Priyanka Chaudhary and M. Rizwan Delhi Technological University, India</i>	
<b>ID399</b>	<b>A Fast Battery Cycle Counting Method for Grid-Tied Battery Energy Storage System Subjected to Microcycles</b>	37
	<i>Burcu Gundogdu and Daniel Thomas Gladwin University of Sheffield, United Kingdom</i>	
<b>ID400</b>	<b>Bi-directional Power Control of Grid-tied Battery Energy Storage System Operating in Frequency Regulation</b>	41
	<i>Burcu Gundogdu and Daniel Thomas Gladwin University of Sheffield, United Kingdom</i>	
<b>ID275</b>	<b>Model Predictive Control Application for the Control of a Grid- Connected Synchronous Generator</b>	45
	<i>Andrea Bonfiglio and Marco Invernizzi University of Genoa, Italy</i>	
<b>ID435</b>	<b>PI Controller Based on Direct Synthesis Method for DC-Link Voltage Control of Active Power Filter</b>	49
	<i>Wanno Yeetum and Vijit Kinnares King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	
<b>ID437</b>	<b>Parameters Identification for Series Resonance in Power Systems Using a Frequency Response Technique</b>	53
	<i>Wanno Yeetum and Vijit Kinnares King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	
<b>ID263</b>	<b>Elimination of Multi-bounce Effect for Outdoor RCS Measurement via 3D Imaging</b>	57
	<i>JUN SHI, Ling Pu and xiaoling zhang E.E. Dept University of Electronic Science and Technology of China, China</i>	
<b>ID328</b>	<b>Analysis of Bottomside Thickness Parameter-Based TEC at Equatorial and Low Latitude Stations for Global Navigation Satellite Systems</b>	61
	<i>Punyawi Jamjareegulgarn, Sarun Duangsuwan and Udomsit Tangtrakunphaisan King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	

# PI Controller Based on Direct Synthesis Method for DC-Link Voltage Control of Active Power Filter

Wanno Yeetum

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Bangkok, Thailand.  
yeetum.w@gmail.com

Vijit Kinnarees

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Bangkok, Thailand.  
kkwijit@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper presents a PI controller based on a direct synthesis method for DC-link voltage control of an active power filter. This method is widely used for controller design in industrial process control and it suits controller design for DC-link voltage control. It is easy to calculate proportional gain and integral gain of the PI controller with defining only the desired settling time but it offers good performance for reference voltage tracking without overshooting. Its gain margin and phase margin are high positive values indicating that the proposed method has very good stability. The experimental results confirm that the proposed method has fast dynamic response, accuracy of settling time according to desired settling time for reference tracking and good regulation for disturbance change.

**Keywords**—Direct synthesis method, PI controller, DC-link voltage control, Active power filter.

## I. INTRODUCTION

There are many publications about active power filter (APF) for eliminating harmonic current in power systems [1]-[4]. These APFs require a controller for regulating DC-link voltage. There are many researches which have good performance for DC-link voltage control such as a sliding mode control method [5], particle swarm optimization [6], a fast-acting DC-link voltage controller [7], a robust DC-link voltage control strategy [8]. However, those methods for controller design are rather complex and when reference voltage of DC-link or disturbance of systems are changed, the DC-link voltages of them still have overshooting over the reference voltage. Usually, we need a little of overshooting or non-overshooting for DC-link voltages.

A direct synthesis method [9] is widely used for controller design in industrial process control. This method is based on first order system; therefore, the system is non-overshooting. It is easy to calculate proportional gain and integral gain of a PI controller but it offers good performance for reference voltage tracking and disturbance change. It is suitable to apply for DC-link voltage control of APF.

Therefore, this paper proposes the PI controller based on the direct synthesis method for DC-link voltage control of APF. The paper is organized as follows. Firstly, DC-link voltage transfer function is presented. Next, the direct synthesis method is applied to DC-link voltage control. Then experimental setup and experimental results are given to confirm that the proposed method offers good performance for

reference tracking and APF current change. Finally the conclusion is given.

## II. DC-LINK VOLTAGE TRANSFER FUNCTION

Fig. 1(a) shows the equivalent circuit for DC-link voltage control of APF in this paper. It consists of the capacitance  $C$  and the parallel resistance  $R_p$ .  $R_p$  corresponds to a resistance of resistor for voltage measurement circuit. TABLE I shows values of  $C$  and  $R_p$ .

TABLE I  
PARAMETERS OF THE EQUIVALENT CIRCUIT

Component	Value
Capacitance of capacitor $C$	110 $\mu$ F
Parallel resistance $R_p$	3.14 M $\Omega$

$I_D(s)$  is manipulated current for control output voltage  $V_{DC}(s)$ .  $I_D(s)$  is a d-axis current in dq0 reference frame which is created from APF. A relationship between  $V_{DC}(s)$  and  $I_D(s)$  can be obtained as

$$V_{DC}(s) = \frac{\left(\frac{1}{Cs}\right)(R_p)}{\frac{1}{Cs} + R_p} I_D \quad (1)$$

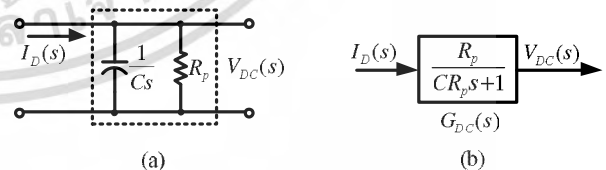


Fig. 1. DC-link voltage modeling. (a) DC-link voltage control equivalent circuit. (b) Open loop block diagram of DC-link voltage control.

By reformatting (1) to create DC-link voltage transfer function, it can be expressed as:

$$G_{DC}(s) = \frac{V_{DC}(s)}{I_d(s)} = \frac{R_p}{CR_p s + 1} \quad (2)$$

This transfer function will be taken to design the PI controller for DC-link voltage control with the direct synthesis method in the next section.

### III. PI CONTROLLER BASED ON DIRECT SYNTHESIS METHOD FOR DC-LINK VOLTAGE CONTROL OF APF

#### A. PI Controller Design with Direct Synthesis Method

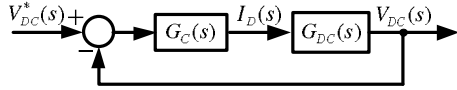


Fig. 2. Control block diagram of DC-link voltage control.

Fig. 2 shows the control block diagram of DC-link voltage control of this paper.  $G_C(s)$  is controller for DC-link voltage control. In the direct synthesis method,  $G_C(s)$  can be obtained as follows:

$$G_C(s) = \frac{1}{G_{DC}(s)} \frac{1}{\tau_c s} \quad (3)$$

where  $\tau_c$  is the time constant of the desired closed loop control system. Substituting  $G_{DC}(s)$  in (3) and reformatting, it can be expressed as:

$$G_C(s) = \frac{C}{\tau_c} + \frac{1}{R_p \tau_c s} \quad (4)$$

From (4), it can be seen that it is conformable with a general standard PI controller as

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (5)$$

By comparing between (4) and (5), it can be seen that

$$K_p = \frac{C}{\tau_c} \quad (6)$$

$$K_I = \frac{1}{R_p \tau_c} \quad (7)$$

A relationship between settling time  $t_s$  for reference tracking and  $\tau_c$  is

$$t_s = 4\tau_c \quad (8)$$

This  $t_s$  is defined as the time for the response to reach, and stay within 2% of its final value [10]. In this paper, the desired  $t_s$  is 10 ms. Therefore,  $\tau_c$  is 2.5 ms. Substituting  $C$ ,  $R_p$  and  $\tau_c$  into (6) and (7), yields  $K_p = 0.044$  and  $K_I = 1.27 \times 10^{-4}$ .

#### B. Performance Verify and System Stability

The closed-loop transfer function of Fig. 2 can be obtained as follows:

$$G_{CL}(s) = \frac{G_C(s)G_{DC}(s)}{1 + G_C(s)G_{DC}(s)} \quad (9)$$

substituting  $G_C(s)$  and  $G_{DC}(s)$  into (9) yields

$$G_{CL}(s) = \frac{1}{0.0025s + 1} \quad (10)$$

In order to demonstrate that the proposed method can achieve the desired  $t_s$ , it can be illustrated by the unit step response of  $G_{CL}(s)$ . Result is shown in Fig. 3.

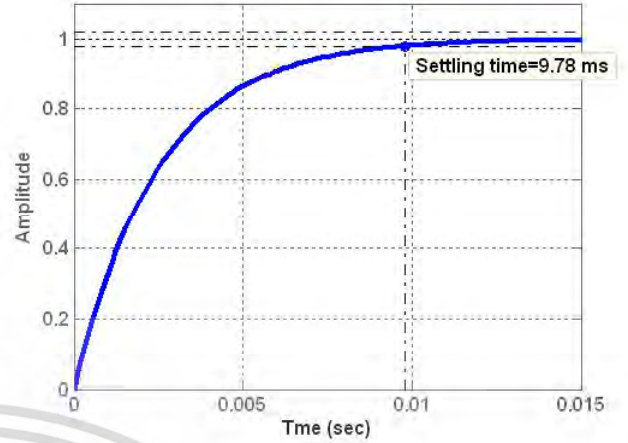


Fig. 3. Closed-loop system response to a unit step input.

From Fig. 3, it can be seen that the  $t_s$  is 9.78 ms corresponding to the desired  $t_s$ .

From Fig. 2, the open-loop transfer function can be obtained as follows:

$$G_{OL}(s) = G_C(s)G_{DC}(s) \quad (11)$$

substituting  $G_C(s)$  and  $G_{DC}(s)$  into (9) yields

$$G_{OL}(s) = \frac{400}{s} \quad (12)$$

Fig. 4 illustrates Bode plot demonstrating the gain margin  $G_m$  and the phase margin  $P_m$  of  $G_{OL}(s)$ . From Fig. 4,  $G_m$  equals infinity and  $P_m$  equals  $90^\circ$  at 63.7 Hz which both are high positive values indicating that the proposed method has very good stability for uncertainty which may occur in the system.

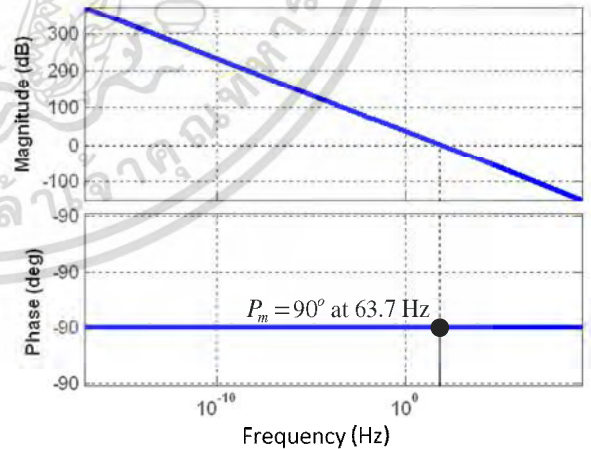


Fig. 4. Bode plot illustrating gain margin and phase margin of  $G_{OL}(s)$ .

### IV. EXPERIMENTAL SETUP

The photograph of the experimental setup is shown in Fig.5. Fig. 6(a) and Fig. 6(b) show the power system diagram and the active power filter controller (APFC) diagram

respectively. The algorithm for the experiment is implemented on DS1104, dSPACE [11].

When  $G_c(s)$  is implemented on dSPACE digital controller it has to be transformed from s-domain to z domain. A discretization for transformation uses a zero order hold method with  $50\mu s$  sampling time. The result of the transformation is

$$G_c(z) = \frac{0.044z - 0.044}{z - 1} \quad (9)$$

The hysteresis current controller of the APF is implemented with analog circuit because of avoiding the current overshoot of the digital hysteresis current control [12]. The parameters for the experiment are shown in TABLE II.

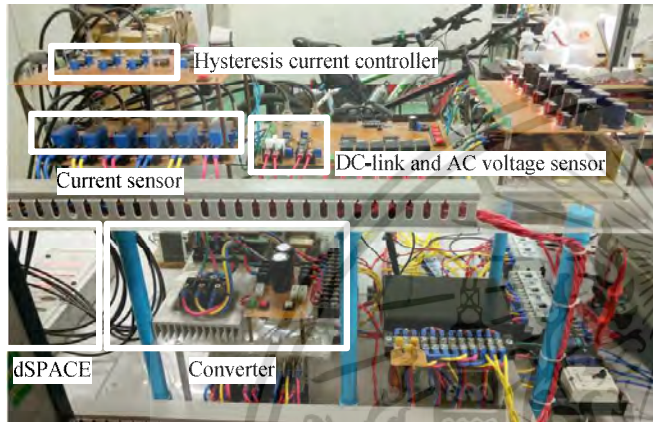
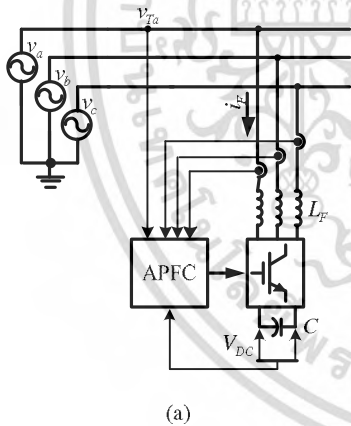


Fig. 5. Experimental setup.



(a)

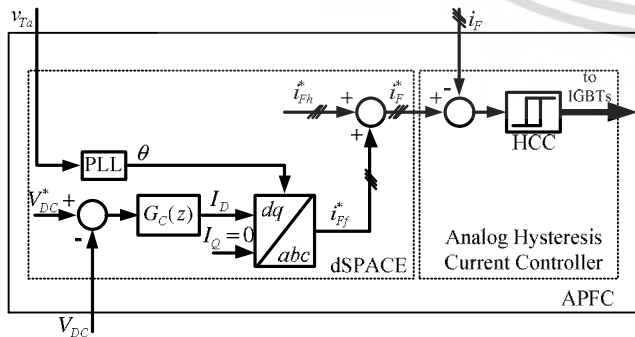


Fig. 6. Diagram for experiment. (a) Power system diagram. (b) APFC diagram.

TABLE II  
PARAMETERS FOR EXPERIMENT

Description	Value
Voltage source	3-phase, 190 V, 50 Hz
Sampling time $T_s$	$50\mu s$
Inductance of current filter $L_F$	10 mH
Hysteresis band	0.05 A

## V. EXPERIMENTAL RESULTS

The experiment is proposed in order to confirm good performance of the proposed method. The experiment has been performed in 2 cases namely 1) reference voltage tracking, 2) change of APF current. The description of the experiment is as follows.

### A. Reference Voltage Tracking

In order to confirm that the proposed method has results which are accurate to the desired settling time for reference tracking, Fig. 7 shows waveform of DC-link reference voltage tracking. The reference voltage is changed in 3 intervals namely  $t_1$ ,  $t_2$  and  $t_3$ . At  $t_1$ ,  $t_2$  and  $t_3$  the reference voltage is changed from 300 V to 350V, 350 V to 450V and 450 V to 300V respectively. It can be seen that the output voltage can track the reference voltage without overshooting with settling times of approximately 6 ms, 10 ms and 8 ms at  $t_1$ ,  $t_2$  and  $t_3$  respectively in accordance with the desired settling time of 10ms.

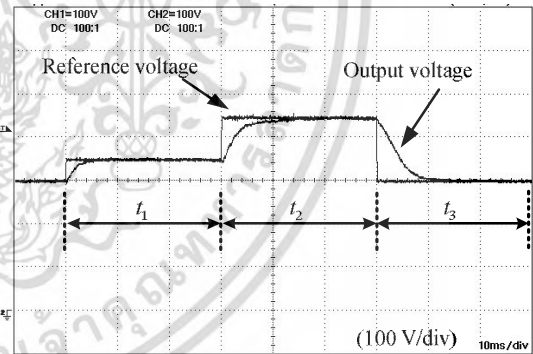


Fig. 7. Waveform result of DC-link reference voltage tracking.

### B. APF current change

In order to demonstrate that the proposed method can regulate voltage output although harmonic current of the APF which is disturbance of the system is changed. Fig. 8 shows reference voltage, output voltage and APF current in case of changed APF current. The reference voltage of this case is constant with value as 350 V. It can be seen that the PI controller with the proposed method can regulate the output voltage to give the reference voltage by without overshooting although the APF current is both decreased and increased.

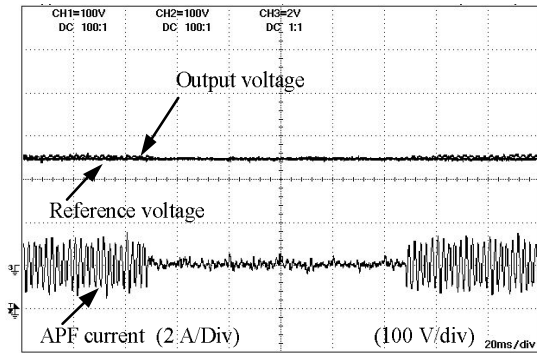


Fig. 8. Waveform result for change of APF current.

## VI. CONCLUSION

This paper has presented the controller design of a PI controller based on a direct synthesis method for DC-link voltage control of APF. The proposed method is easy to calculate proportional gain and integral gain of the PI controller. The proposed method offers accuracy of settling time according to the desired settling time, fast dynamic response without overshooting for reference tracking and good regulation for disturbance change. All good performance is confirmed by the experimental results.

## REFERENCES

- [1] C. Xu, K. Dai, X. Chen, L. Peng, Y. Zhang and Z. Dai, "Parallel Resonance Detection and Selective Compensation Control for SAPF with Square-Wave Current Active Injection,," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 8066-8078, Oct. 2017.
- [2] L. Feng and Y. Wang, "Modeling and Resonance Control of Modular Three Level Shunt Active Power Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 9, pp. 7478-7486, Sep. 2017.
- [3] F. Zhuo, L. Wu, Z. Chen, X. Wang and Z. Wang, "Study on a control method of PAPF for resonance damping and harmonics compensation in power system," in *Power Electron. and Motion Control Conf., IPESC'09. IEEE 6th International*, Wuhan, China, pp. 1161-1167, 2009.
- [4] X. Chen, K. Dai, C. Xu, L. Peng and Y. Zhang, "Harmonic compensation and resonance damping for SAPF with selective closed-loop regulation of terminal voltage," *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 619-629, May. 2017.
- [5] M. S. Mousavi, A. Jalilian and M. Asadi, "A sliding mode control method of dc-link capacitor voltage used in active power filter," in *Power System Conf. (PSC), 2015 30th Int.*, pp. 123-128, 2015.
- [6] T. Demirdelen, R. I. Kayaalp and M. Tümay, "PSO-PI Based DC Link Voltage Control Technique for Shunt Hybrid Active Power Filter," in *Systems Informatics, Modelling and Simulation (SIMS), Inter. Conf.*, pp. 97-102, 2016.
- [7] M. K. Mishra and K. Karthikeyan, "A fast-acting dc-link voltage controller for three-phase DSTATCOM to compensate ac and dc loads," *IEEE trans. power del.* vol. 24, no. 4, pp. 2291-2299, Oct. 2009.
- [8] R. L. A. Ribeiro, T. O. A. Rocha, R. M. Sousa, E. C. Santos, and A. M. N. Lima, "A robust dc-link voltage control strategy to enhance the performance of shunt active power filters without harmonic detection schemes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 803-813, Feb. 2015.
- [9] Dale E. Seborg, *Process Dynamic and Control*, 3<sup>rd</sup> Ed., New York: John Wiley & Sons, 2011, pp. 300-304.
- [10] Norman S. Nise, *Control System Engineering*, 4<sup>th</sup> Ed., USA: John Wiley & Sons, 2004, pp. 180.

[11] SDS1104 R&D Controller Board, dSPACE GmbH., Padernorn, Germany, 2007.

[12] D. M. E. Ingram and S. D. Round, "A novel digital hysteresis current controller for an active power filter," in *Power Electron. and Drive Syst.*, 1997. Proc., 1997 Int. Conf., vol. 2, Singapore, pp. 744-749, 1997.

## การประชุมวิชาการฉบับที่ 2

W. Yeetum and V. Kinnares, “Parameters Identification for Series Resonance in Power Systems Using a Frequency Response Technique”, The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress, Krabi, Thailand, Mar. 2018, pp. 53-56.



# iEECON 2018

The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress  
7-9 March 2018, Krabi, THAILAND

Proceedings

Power & Energy  
Communications  
Electronics & Control  
Digital Signal Processing  
Computer & IT

Organized by



Technical Co-sponsored by



Sponsored by



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>ID407</b>	<b>A Method of Swimming Rat Detection in Morris Water Maze by Using Image Processing</b>	29
	<i>Patranis Khunarsar, Nontapat Benjathum, Theekapun Charoenpong and Amporn Jariyapongskul Srinakarinwirot University, Thailand</i>	
<b>ID410</b>	<b>Grid Integration Control Algorithm for SPV Based Power System</b>	33
	<i>Priyanka Chaudhary and M. Rizwan Delhi Technological University, India</i>	
<b>ID399</b>	<b>A Fast Battery Cycle Counting Method for Grid-Tied Battery Energy Storage System Subjected to Microcycles</b>	37
	<i>Burcu Gundogdu and Daniel Thomas Gladwin University of Sheffield, United Kingdom</i>	
<b>ID400</b>	<b>Bi-directional Power Control of Grid-tied Battery Energy Storage System Operating in Frequency Regulation</b>	41
	<i>Burcu Gundogdu and Daniel Thomas Gladwin University of Sheffield, United Kingdom</i>	
<b>ID275</b>	<b>Model Predictive Control Application for the Control of a Grid- Connected Synchronous Generator</b>	45
	<i>Andrea Bonfiglio and Marco Invernizzi University of Genoa, Italy</i>	
<b>ID435</b>	<b>PI Controller Based on Direct Synthesis Method for DC-Link Voltage Control of Active Power Filter</b>	49
	<i>Wanno Yeetum and Vijit Kinnares King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	
<b>ID437</b>	<b>Parameters Identification for Series Resonance in Power Systems Using a Frequency Response Technique</b>	53
	<i>Wanno Yeetum and Vijit Kinnares King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	
<b>ID263</b>	<b>Elimination of Multi-bounce Effect for Outdoor RCS Measurement via 3D Imaging</b>	57
	<i>JUN SHI, Ling Pu and xiaoling zhang E.E. Dept University of Electronic Science and Technology of China, China</i>	
<b>ID328</b>	<b>Analysis of Bottomside Thickness Parameter-Based TEC at Equatorial and Low Latitude Stations for Global Navigation Satellite Systems</b>	61
	<i>Punyawi Jamjareegulgarn, Sarun Duangsuwan and Udomsit Tangtrakunphaisan King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	

# Parameters Identification for Series Resonance in Power Systems Using a Frequency Response Technique

Wanno Yeetum

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Bangkok, Thailand.  
yeetum.w@gmail.com

Vijit Kinnares

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Bangkok, Thailand.  
kkwijit@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper proposes frequency response based parameters identification for series resonance in power systems with capacitor banks for power factor correction. Identified parameters are source resistance, source inductance and capacitance of a capacitor bank. The proposed method requires only magnitudes of three harmonic orders of source voltage and current. The proposed method is simple and easy to understand by finding underdetermined parameters. The identified parameters have included a parasitic parameters occurring in the power system. Identification results confirm good agreement with mathematical model and experiment.

**Keywords**—Identification, Series resonance, Frequency response technique

## I. INTRODUCTION

A series resonance is becoming so serious that 5th- and 7th-harmonic voltages are barely acceptable at the customer-utility point of common coupling [1], [2]. The researches [2]-[4] propose the series resonance damping in the power system. It can be seen that they need a source resistance, a source inductance and a capacitance of a capacitor bank to design the controller for series resonance damping. In general, those parameter values can be achieved from datasheet of devices. However, some parameters of a power system may be unknown or they change by time. Moreover, those parameter values do not include a parasitic parameter occurring in the power system such as a source resistance and a source inductance of a long line feeder of the power system. Discrepant parameter values may cause performance degradation for resonance damping. It can be solved by using a parameter identification method.

Many researches such as particle swarm optimization [5], [6], genetic algorithms [7]-[9], neural network [10]-[12] and particle swarm optimization-based neural network [13] are proposed for parameter identification. They are called artificial intelligence. They have good performance for parameter identification. However, they are complex and need specialists for adjusting procedure for correct results.

The publication [14] proposed identification of a parallel resonance transfer function by using a frequency response technique. It is simple and easy to understand by finding underdetermined coefficients. It uses only magnitude of measured

harmonic currents for some orders of both source and load. The parallel resonance and series resonance are based on frequency response likewise; therefore, this method can apply to parameters identification for series resonance in the power system.

Therefore, this paper proposes parameters identification for series resonance in power systems by using a frequency response technique. The paper is organized as follows. Firstly, the identified series resonance transfer function is presented for parameters identification. Then, the parameters of the power system are identified and verified. Finally the conclusion is given.

## II. MATHEMATICAL MODEL FOR PARAMETERS IDENTIFICATION

### A. Mathematical Series Resonance Transfer Function

The power system using a capacitor bank for PFC is shown in Fig. 1(a). It consists of a three-phase voltage source  $v_s$ , linear load, a source inductance  $L_s$ , a source resistance  $R_s$  and a capacitance  $C_D$  which is a delta-connected capacitor value. When considering from the source side, a per-phase equivalent circuit can be shown in Fig. 1(b).

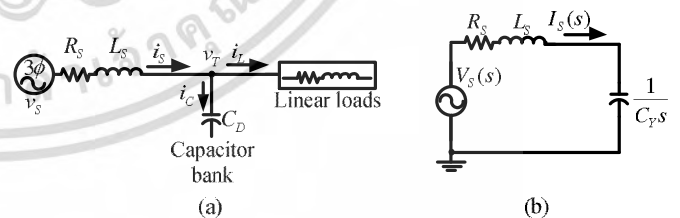


Fig. 1. Power system diagram. (a) Single line diagram. (b) Per-phase equivalent circuit for series resonance.

$V_s(s)$  and  $I_s(s)$  are Laplace transform variables of the source voltage  $v_s$  and the source current  $i_s$  respectively and  $C_T$  is a per-phase equivalent capacitance ( $C_T = 3C_D$ ). Fig. 1(b) is co-called series resonance. A transfer function representing a relation between  $V_s(s)$  and  $I_s(s)$  is

$$G_M(s) = \frac{I_S(s)}{V_S(s)} = \frac{C_Y s}{L_S C_Y s^2 + R_S C_Y s + 1} \quad (1)$$

where  $G_M(s)$  is the mathematical series resonance transfer function.

### B. Identified Series Resonance Transfer Function

The identified series resonance transfer function  $G_I(s)$  which correlates from  $G_M(s)$  for parameter identification is

$$G_I(s) = \frac{Zs}{Xs^2 + Ys + 1} \quad (2)$$

Comparing the coefficient of (1) and (2) yields

$$Z = C_Y \quad (3)$$

$$X = L_S C_Y \quad (4)$$

$$Y = R_S C_Y \quad (5)$$

The frequency response of  $G_I(s)$  is achieved by substituting  $s = j\omega$  in (2) resulting in (6). Where  $\omega$  is an angle frequency (rad/s).

$$G_I(j\omega) = \frac{Z(j\omega)}{X(j\omega)^2 + Y(j\omega) + 1} \quad (6)$$

The magnitude of  $G_I(j\omega)$  can be obtained as:

$$g = \frac{I_S(j\omega)}{V_S(j\omega)} = |G_I(j\omega)| = \frac{Z\omega}{\sqrt{(1 - X\omega^2)^2 + (Y\omega)^2}} \quad (7)$$

where  $g$  is the system conductance of the power system. By reformatting (7) to a general equation, it can be represented as:

$$\frac{(1 - X\omega^2)^2 + (Y\omega)^2}{(Z\omega)^2} = \frac{1}{g^2} \quad (8)$$

where

$$g = \frac{I_{Sh}}{V_{Sh}} \quad (9)$$

$I_{Sh}$  and  $V_{Sh}$  are RMS values of individual harmonic current and voltage of source respectively. They are measured by the experiment. (8) is a three-variables equation. So, it requires three equations to solve for  $X$ ,  $Y$  and  $Z$ . Measured  $I_{Sh}$  and  $V_{Sh}$  with three significant harmonic orders which magnitude value of  $I_{Sh}$  is high. In general, the magnitude values of fundamental frequency, 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> harmonic orders are the most significant values respectively among others. Then, (8) is substituted by individual harmonic order of  $I_{Sh}$  and  $V_{Sh}$  to complete all three equations and they are solved for evaluated  $X$ ,  $Y$  and  $Z$ . Detail for the parameter identification will be demonstrated in the next section.

## III. EXPERIMENTAL RESULTS FOR PARAMETERS IDENTIFICATION

### A. Parameters Identification

The experiments are proposed in order to identify the parameters of the power system. The diagram for the experiment is shown in Fig. 1(a) without connecting linear load for eliminating the effect from the load side. A three-phase,

380 V, 50 Hz is supplied to the power system. The parameters of the power system are shown in TABLE I which are data sheet values of devices.

TABLE I  
SYSTEM PARAMETERS

Symbol	Parameter	Value
$L_S$	Source inductance	9mH
$R_S$	Source resistance	2.5Ω
$C_D$	Capacitor bank capacitance	7μF

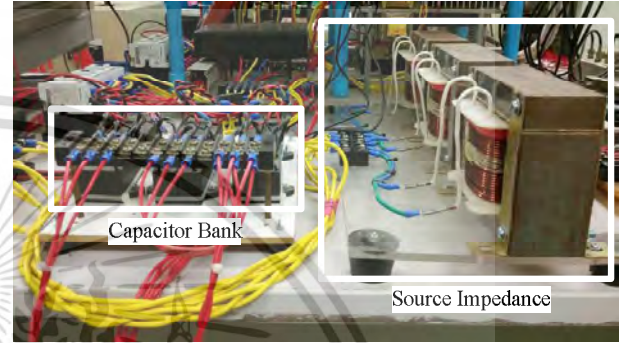


Fig. 2. Experimental setup photograph.

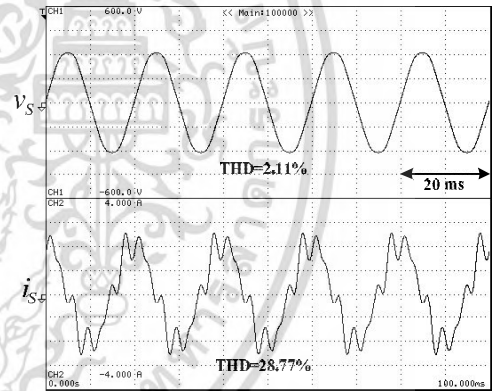


Fig. 3. Waveforms of  $v_s$  and  $i_s$

TABLE II  
RMS VALUES OF SOURCE VOLTAGE, SOURCE CURRENT AND SYSTEM CONDUCTANCE

Variables	RMS values of variables				
	1 <sup>st</sup>	5 <sup>th</sup>	7 <sup>th</sup>	11 <sup>th</sup>	13 <sup>th</sup>
$V_S$ (V)	222.7	4.56	1.02	0.15	0.09
$I_S$ (A)	1.511	0.311	0.303	0.008	0.005
$g$	0.0068	0.0682	0.2971	0.0533	0.0556

Procedures for the parameter identification begin with measuring  $v_s$  and  $i_s$ . Fig. 3 shows waveforms of  $v_s$  and  $i_s$  and TABLE II shows RMS values of  $v_s$ ,  $i_s$  and  $g$ . Then, substituting the data of 1<sup>st</sup>, 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> harmonic order of TABLE II into (8) gives the following equations.

For 1<sup>st</sup> harmonic order:

$$\frac{(1 - X(2\pi(1)(50)))^2 + (Y(2\pi(1)(50)))^2}{(Z(2\pi(1)(50)))^2} = \frac{1}{0.0068^2} \quad (10)$$

For 5<sup>th</sup> harmonic order:

$$\frac{(1 - X(2\pi(5)(50)))^2 + (Y(2\pi(5)(50)))^2}{(Z(2\pi(5)(50)))^2} = \frac{1}{0.0682^2} \quad (11)$$

For 7<sup>th</sup> harmonic order:

$$\frac{(1 - X(2\pi(7)(50)))^2 + (Y(2\pi(7)(50)))^2}{(Z(2\pi(7)(50)))^2} = \frac{1}{0.2971^2} \quad (12)$$

Solving the (10), (11) and (12) to evaluate  $X$ ,  $Y$  and  $Z$  yield:

$$S_1 : \{Z = -0.2116 \times 10^{-4}, X = -0.2132 \times 10^{-6}, Y = -0.9208 \times 10^{-3} i\}$$

$$S_2 : \{Z = -0.2116 \times 10^{-4}, X = -0.2132 \times 10^{-6}, Y = 0.9208 \times 10^{-3} i\}$$

$$S_3 : \{Z = -0.2116 \times 10^{-4}, X = 0.2132 \times 10^{-6}, Y = -0.6998 \times 10^{-4} i\}$$

$$S_4 : \{Z = -0.2116 \times 10^{-4}, X = 0.2132 \times 10^{-6}, Y = 0.6998 \times 10^{-4} i\}$$

$$S_5 : \{Z = 0.2116 \times 10^{-4}, X = -0.2132 \times 10^{-6}, Y = -0.9208 \times 10^{-3} i\}$$

$$S_6 : \{Z = 0.2116 \times 10^{-4}, X = -0.2132 \times 10^{-6}, Y = 0.9208 \times 10^{-3} i\}$$

$$S_7 : \{Z = 0.2116 \times 10^{-4}, X = 0.2132 \times 10^{-6}, Y = -0.6998 \times 10^{-4} i\}$$

$$S_8 : \{Z = 0.2116 \times 10^{-4}, X = 0.2132 \times 10^{-6}, Y = 0.6998 \times 10^{-4} i\}$$

There are 8 solutions from  $S_1$  to  $S_8$ . From (3), (4) and (5),  $X$ ,  $Y$  and  $Z$  are positive real numbers. Therefore,  $S_8$  is the correct solution. Solving the (3), (4) and (5) to find  $C_Y$ ,  $L_S$  and  $R_S$  yields  $21.16 \mu\text{F}$  (i.e.  $C_D = 7.05 \mu\text{F}$ ),  $10.07 \text{mH}$  and  $3.3 \Omega$  respectively. The identified parameters and parameters in TABLE I which are data sheet values of devices are different because the identified parameters have included parasitic parameters inherent in the power system which are an inductance and a resistance of the long wiring for the experiment.

### B. Verification

In order to verify that the identified parameters which is obtained from the proposed method are good parameters, the values of TABLE I and identified parameters  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  are substituted into (1) and (2) respectively and compared with the frequency response magnitude of  $g$  achieved by the experiment. Fig. 4 shows the comparison of frequency response magnitude of  $G_M(s)$ ,  $G_I(s)$  and experiment results. It can be seen that magnitude of  $G_I(s)$  and experimental results at 50 Hz, 250 Hz and 350 Hz are coincide. However, the magnitudes at 550 Hz and 650 Hz are slightly different from  $G_I(s)$ . This error may be caused by the difficulty in the measurement of very small signals. However, the magnitudes of both frequencies can be neglected because they are significantly less when comparing with magnitudes at 50 Hz, 250 Hz and 350 Hz.

When comparing between the magnitude of  $G_M(s)$  and  $G_I(s)$ , the difference is caused by the effect of the parasitic parameters that are an inductance and a resistance of the long wiring for the experiment.

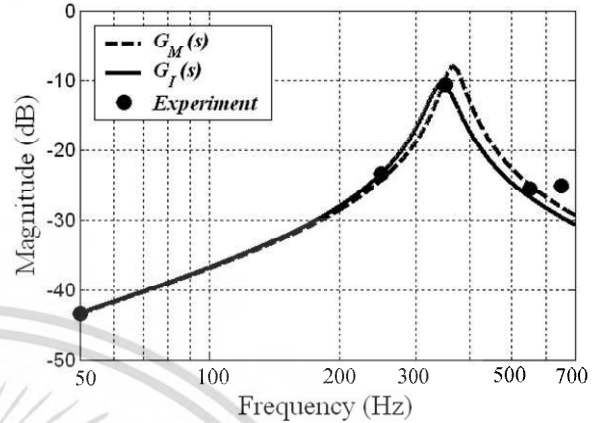


Fig. 4 Comparison of  $G_M(s)$ ,  $G_I(s)$  and experiment

## IV. CONCLUSION

This paper has presented parameters identification for series resonance in power systems. The proposed method is based on a frequency response technique which is simple and easy to understand by finding underdetermined parameters. Comparison of identification results with mathematical model and experimental results are in good agreement. The proposed method is useful for series resonance damping in power systems.

## REFERENCES

- [1] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp. 1312–1322, Nov./Dec. 1996.
- [2] H. Fujita, T. Yamasaki, and H. Akagi, "A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems," IEEE Transactions on Power Electron., vol. 15, no. 2, pp. 215–222, Mar. 2000.
- [3] P. Jintakosonwit, H. Akagi, H. Fujita, S. Ogasawara, "Implementation and performance of automatic gain adjustment in a shunt-active filter for harmonic damping throughout a power distribution system", IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no.3, pp. 438–47, May. 2002.
- [4] K. Wada, H. Fujita, H. Akagi, "Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 38, no.4, pp. 1123–30, Jul/Aug 2002.
- [5] Q. Li, W. Chen, Y. Wang, S. Liu and J. Jia, "Parameter identification for PEM fuel-cell mechanism model based on effective informed adaptive particle swarm optimization," IEEE Trans. Ind Electron., vol. 58, no. 6, pp. 2410–2419, Jun. 2011.
- [6] M. Y. D. Castillo Jr, H. Song, and B. Lee, "Hybrid PSO-complex algorithm based parameter identification for a composite load model," J. of Elect. Eng. and Tech., vol. 8, no. 3, pp. 464–471, 2013.
- [7] D. C. Aliprantis, S. D. Sudhoff and B. T. Kuhn, "Genetic algorithm-based parameter identification of a hysteretic brushless exciter model," IEEE Trans. Energy Conv., vol. 21, no. 1, pp. 148–154, Mar. 2006.
- [8] Z. Biao and D. Yanliang, "Parameters identification of passive force control system based on backstepping genetic algorithm," In 11th World Congress Intelligent Control and Automation (WCICA), pp. 5846–5851, 2014.

- [9] A. C. Megherbi, H. Megherbi, K. Benmahamed, A. G. Aissaoui and A. Tahour, "Parameter identification of induction motors using variable-weighted cost function of genetic algorithms," J. of elect. Eng. and tech., vol. 5, no. 4, pp. 597-605, 2010.
- [10] S. J. S. Hakim and H. A. Razak, "Application of artificial neural network on vibration test data for damage identification in bridge girder," Int. J. Phys. Scien., vol. 6, no. 35, pp. 7991-8001. 2011.
- [11] C.-F. Hsu, C.-M. Lin and T.-Y. Chen, "Neural-network-identification-based adaptive control of wing rock motions," IEE Proc.-Control Theory and Appl., vol. 152, no. 1, pp. 65-71, 2005.
- [12] J-S. Wang and Y-P. Chen, "A fully automated recurrent neural network for unknown dynamic system identification and control." IEEE Tran. Circuit. and Syst. I: Regular Papers, vol. 53, no. 6, pp. 1363-1372, Jun. 2006.
- [13] H. F. Rashag, S. P. Koh, S. K. Tiong, K. H. Chong and A. N. Abdalla, "Investigation of induction motor parameter identification using particle swarm optimization-based RBF neural network (PSO-RBFNN)," Inter. J. Phys. Scien., vol. 6, no. 19, pp. 4564-4570, 2011.
- [14] W. Yeetum and V. Kinnares, "Simple identification of a parallel resonance transfer function in power systems using a frequency response technique", Scien. Research and Essays, vol. 11, no.11, pp. 117-25, 2016.



## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	วิณโน ยีดำ
วัน เดือน ปี เกิด	24 พฤษภาคม 2524 ที่จังหวัด สงขลา
ที่อยู่	9/90 ซ.เชื่อมสัมพันธ์ 9 แขวงกระทู้มราย เขตหนองจอก กรุงเทพมหานคร 10530
ประวัติการศึกษา	พ.ศ.2548 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร พ.ศ.2552 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
ประวัติการทำงาน	พ.ศ.2550-ปัจจุบัน อาจารย์ประจำ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

### ผลงานวิจัย

- [1] W. Yeetum and V. Kinnares, "Simple identification of a parallel resonance transfer function in power systems using a frequency response technique", Scientific Research and Essays, vol. 11, no. 11, Jun. 2016 pp. 117-25
- [2] W. Yeetum and V. Kinnares, "PI Controller Based on Direct Synthesis Method for DC-Link Voltage Control of Active Power Filter", The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress, Krabi, Thailand, Mar. 2018, pp. 49-52
- [3] W. Yeetum and V. Kinnares, "Parameters Identification for Series Resonance in Power Systems Using a Frequency Response Technique", The 6<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress, Krabi, Thailand, Mar. 2018, pp. 53-56
- [4] W. Yeetum and V. Kinnares, "Parallel Active Power Filter Based on Source Current Detection for AntiParallel Resonance with Robustness to Parameter Variations in Power Systems." IEEE Trans. on Indus. Electron., DOI 10.1109/TIE.2018.2831187, 2018.