

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบผสมพาสซีฟ
และแอกทีฟที่มีการชดเชยกระแสรีแอกทีฟและฮาร์มอนิก

ANALYSIS AND DESIGN OF HYBRID PASSIVE AND ACTIVE POWER
FILTERS WITH REACTIVE AND HARMONIC CURRENT
COMPENSATION

วิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมกร
WIRAT KETSAWATSOMKORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-616-9

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบผสมพาสซีฟ
และแอกทีฟที่มีการชดเชยกระแสรีแอกทีฟและฮาร์มอนิก

ANALYSIS AND DESIGN OF HYBRID PASSIVE AND ACTIVE POWER
FILTERS WITH REACTIVE AND HARMONIC CURRENT
COMPENSATION



วิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมคร

WIRAT KETSAWATSOMKORN

เลขหมู่.....
เลขที่..... 47662/
วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-616-9

**ANALYSIS AND DESIGN OF HYBRID PASSIVE AND ACTIVE POWER
FILTERS WITH REACTIVE AND HARMONIC CURRENT
COMPENSATION**

WIRAT KETSAWATSOMKORN

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2003

ISBN 974-324-616-9

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองกำลังแบบผสมแพสซีฟและแอกทีฟที่มีการชดเชยกระแสรีแอกทีฟและฮาร์มอนิก
ANALYSIS AND DESIGN OF HYBRID PASSIVE AND ACTIVE POWER FILTERS WITH REACTIVE AND HARMONIC CURRENT COMPENSATION

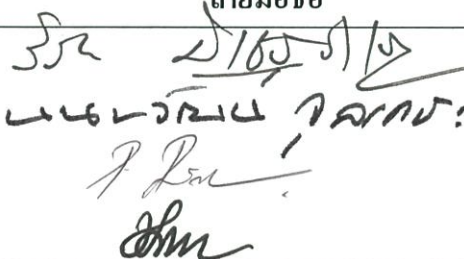
ชื่อนักศึกษา นายวิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมคร

รหัสประจำตัว 42061056

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชษฐจำเริญ	
ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ประภาส	ไพโรสุวรรณา	
ผศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 18 เมษายน 2546 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-404)


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว
(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัทชู)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๐๖.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ. ๒๕๔๖.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรอกกำลังแบบผสมเพสซีฟและ แอกทีฟที่มีการชดเชยกระแสรีแอกทีฟและฮาร์มอนิก
นักศึกษา	นายวิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมคร
รหัสประจำตัว	42061056
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบวงจรรอกกำลังแบบผสมเพสซีฟและแอกทีฟที่มีการชดเชยกระแสรีแอกทีฟและฮาร์มอนิกเพื่อลดความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรรอกเพสซีฟกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานหน้าที่หลักของวงจรรอกเพสซีฟคือกรองกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ส่วนวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานจะทำหน้าที่กำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่เหลือ โดยอาศัยหลักการจ่ายกระแสฮาร์มอนิกชดเชยกลับเข้าไปหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกในระบบ ส่งผลให้รูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุทของแหล่งจ่ายมีสัญญาณใกล้เคียงไซน์มากขึ้น เทคนิคที่นำเสนอในการคำนวณกระแสชดเชยอ้างอิงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานอยู่บนพื้นฐานการคำนวณค่าจริงของกระแสโหลดที่ความถี่มูลฐานและมีการควบคุมเป็นแบบป้อนกลับรวมทั้งมีการใช้เฟสล็อกลูป (Phase-Locked Loop) ในการสร้างสัญญาณไซน์อินเฟสกับแรงดันทำให้สัญญาณกระแสชดเชยที่ได้จากการคำนวณมีความถูกต้องและมีเสถียรภาพมากขึ้น

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการออกแบบจำลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป Orcad และได้นำผลจากการจำลองและทดลองมาเปรียบเทียบการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น เพื่อตรวจสอบการทำงานที่ถูกต้องตามที่ได้ออกแบบไว้ก่อนการทดสอบจริง

ในตอนท้ายยังได้นำเครื่องต้นแบบชุดวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม 1 เฟส ไปทดสอบกับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นประเภทต่างๆ ได้แก่ วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟไดโอด วงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟไดโอด และวงจรไทรสเตอร์ที่มีการปรับมุมจุดชนวน และได้มีการตรวจสอบสมรรถนะของวงจรรอกที่นำเสนอในแง่ดัชนีคุณภาพโดยการทดลอง รวมทั้งได้มีการทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads เป็นแบบขั้น โดยพิจารณาผลตอบที่สถานะชั่วคราว

Thesis Title	Analysis and Design of Hybrid Passive and Active Power Filters with Reactive and Harmonic Current Compensation
Student	Mr. Wirat Ketsawatsomkorn
Student ID.	42061056
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Asst.Prof. Dr.Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes analysis and design of hybrid passive and active power filters compensating for reactive and harmonic currents in order to reduce supply current distortion and improve power factor of non-linear load. These are based on the coordination between passive and shunt active filters. The main function of the passive filter is to attenuate magnitude of 5th and 7th harmonic currents whilst the active filter will eliminate the remaining harmonic currents using current injection to cancel the system harmonic currents resulting in nearly sinusoidal input current. The proposed technique for calculating the reference current of the shunt active filter is based on calculation of the real part of the fundamental load current, having feedback control. In addition, phase-locked loop (PLL) is used to generate in-phase sinusoidal signal with voltage supply. As a result, high accuracy and stability of the compensated current signal are achieved.

The simulation using Orcad of the compensated reference current is included. The simulation and experimental results are compared and evaluated in order to verify circuit operation.

In final part, a prototype of hybrid passive and active power filters are tested with non-linear loads in various conditions such as half-wave diode rectifier, full wave diode rectifier and 1 ϕ thyristor control circuit. This thesis gives experimental verification of the performance of the proposed technique in terms of quality index. The tests with non-linear loads under step changes are also included in order to investigate dynamic response performance.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำต่างๆ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้ ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิง รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ให้ความรู้และอนุเคราะห์เกี่ยวกับเครื่องมือวัดกำลังงานไฟฟ้าหนึ่งเฟสในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ คุณวรรณชนัย โรจน์วิรุฬห์ ที่มีส่วนช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์ และเพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนประจำอาคารเรียนรวม L ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ บิดา มารดา และผู้มีพระคุณทุกท่าน

วิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมคร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและการวิเคราะห์หาค่าคุณภาพรูปคลื่นกระแส.....	5
2.1 ประเภทวงจรกรอง.....	5
2.1.1 วงจรกรองแพสซีฟ.....	5
2.1.1.1 วงจรกรองชนิดกรองเดี่ยว.....	6
2.1.1.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน.....	6
2.1.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	6
2.1.2.1 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	7
2.1.2.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม.....	7
2.2 การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ.....	11
2.3 การประเมินสมรรถนะของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยค่าดัชนีคุณภาพ.....	12
2.3.1 แรงดันและกระแสมูลฐานอาร์เอ็มเอส.....	12
2.3.2 แรงดันและกระแสอาร์เอ็มเอส.....	12
2.3.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า.....	13
2.3.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน.....	13
2.3.5 ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิก.....	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 การชดเชยกำลังงานรีแอกทีฟ.....	14
2.4.1 การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง.....	14
2.4.2 ประโยชน์จากการชดเชยกำลังงานรีแอกทีฟ.....	15
2.5 ตัวชดเชยแบบสแตติกวาร์(Static Var Compensator).....	17
2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส.....	18
2.7 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วยเทคนิคการควบคุมรูปคลื่นของกระแส.....	19
2.8 สรุป.....	20
บทที่ 3 การวิเคราะห์ห้วงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม.....	21
3.1 การวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรกรองแพสซีฟแบบจูน.....	21
3.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่นำเสนอ.....	23
3.3 การวิเคราะห์หลักการสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงของวงจรกรองแอกทีฟฟิลเตอร์.....	24
3.4 การวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	28
3.5 คุณสมบัติทางไดนามิกและเสถียรภาพของวงจรควบคุม.....	34
3.6 การพิจารณาเสถียรภาพของระบบ.....	36
3.7 สรุป.....	38
บทที่ 4 การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรอง.....	39
4.1 การวิเคราะห์หลักการสร้างกระแสชดเชยอ้างอิง.....	39
4.1.1 การออกแบบและคำนวณค่าส่วนประกอบของวงจรกรองแพสซีฟ.....	39
4.1.2 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟ.....	41
4.1.2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์.....	41
4.1.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุไฟตรง (C_{dc}).....	41
4.1.2.3 การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำกรองเชื่อมโยง (L_{ef}).....	41
4.2 ตัวอย่างการออกแบบ.....	43
4.2.1 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรแพสซีฟแบบจูนอันดับที่5และ7.....	43
4.2.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	45
4.3 การจำลองและทดลองเพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรควบคุม.....	46
4.4 สรุป.....	49

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรกำลัง.....	50
5.1 การออกแบบและสร้างวงจรกำลัง	50
5.1.1 ตัวเก็บประจุไฟตรง.....	51
5.1.2 ตัวเหนี่ยวนำกรอง	51
5.1.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า 1 เฟส.....	52
5.1.4 วงจรกรองแพสซีฟ.....	52
5.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อิน-เฟสกับแรงดัน.....	53
5.3 วงจรสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง.....	55
5.4 การออกแบบและสร้างวงจรป้องกันและควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์กำลัง.....	56
5.5 ชิ้นงานวิทยานิพนธ์.....	58
5.6 สรุป.....	58
บทที่ 6 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรกรอง.....	59
6.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบการทำงานของวงจรกรอง.....	59
6.1.1 โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ.....	59
6.1.2 โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ.....	61
6.1.3 โหลดเป็นวงจรไทรสเตอร์แบบปรับมุมจุดชนวน.....	67
6.2 การประเมินสมรรถนะระบบของวงจรกรองกำลังแยกที่ฟชนานแบบผสม.....	74
6.3 ผลตอบสนองชั่วคราวของการทำงาน.....	83
6.4 การเปรียบเทียบสเปกตร้าฮาร์มอนิกกับมาตรฐาน IEEE Std.519-1992.....	86
6.5 สรุป.....	87
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	88
7.1 สรุปผลการทดลอง.....	88
7.2 ข้อเสนอแนะการพัฒนางานวิจัยต่อไป.....	89

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	90
ภาคผนวก ก.....	92
ภาคผนวก ข.....	95
ภาคผนวก ค.....	99
ภาคผนวก ง.....	107
ภาคผนวก จ.....	127
ภาคผนวก ฉ.....	130
ประวัติผู้เขียน.....	134

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	เปรียบเทียบวงจรกรองแพสซีฟและแอกทีฟ8
2.2	เปรียบเทียบวงจรกรองแอกทีฟแบบขนานและอนุกรม9
2.3	นิยามของคัตออฟและปริมาณที่กำหนดคุณสมบัติและคุณภาพรูปคลื่นกระแสอินพุท13
3.1	สถานะการเปลี่ยนแปลงแรงดันของตัวเก็บประจุ (V_{dc}) 33
6.1	ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองแพสซีฟ.....59
6.2	ค่าดัชนีคุณภาพทดสอบที่พิกัดไฟฟ้าก่อนใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และผลสมที่ต่อกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบต่างๆ80
6.3	ค่าดัชนีคุณภาพทดสอบที่พิกัดไฟฟ้าหลังใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และผลสมที่ต่อกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบต่างๆ81

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	ระบบที่ใช้วงจรกรองแพสซีฟ5
2.2	ระบบที่ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน 7
2.3	ระบบที่ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม8
2.4	ระบบที่ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม10
2.5	การปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้า 15
2.6	ตัวชดเชยสเตติกวาร์แบบสวิทช์โหมคคอนเวอร์เตอร์.....17
2.7	วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์.....18
2.8	หลักการสร้างสัญญาณพีคดับบิวเอ็มจากการปรับตัวของกระแสชดเชยจริงเมื่อเปรียบเทียบกับกระแสชดเชยอ้างอิง19
2.9	วงจรสร้างสัญญาณพีคดับบิวเอ็มในการปรับตัวของกระแส20
3.1	วงจรสมมูล 1 เฟส ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม..... 21
3.2	วงจรสมมูล 1 เฟส ของวงจรรอกกำลังแพสซีฟแบบจูน 21
3.3	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแพสซีฟแบบจูน23
3.4	หลักการในการใช้ชุดปรับปรุงฮาร์มอนิกแบบแอกทีฟชนิดขนาน.....24
3.5	บล็อกไดอะแกรมของระบบการควบคุม.....24
3.6	รูปคลื่นกระแสที่ใช้ในการวิเคราะห์ 27
3.7	วงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงที่ใช้ในการทดลอง27
3.8	รูปคลื่นกระแสและแรงดันของอินเวอร์เตอร์ตามสภาวะโหมคการทำงานที่มีการควบคุมกระแสแบบฮีสเทรีซิส.....28
3.9	แสดงการทำงานของวงจรในโหมคที่ 1.....29
3.10	แสดงการทำงานของวงจรในโหมคที่ 2.....30
3.11	แสดงการทำงานของวงจรในโหมคที่ 3.....31
3.12	แสดงการทำงานของวงจรในโหมคที่ 4.....32
3.13	บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมในรูปลาปลาซ34
3.14	โบเดพล็อต (Bode Plot Diagram) ของฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิด36
3.15	วงจรสมมูล1 เฟส ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม37
3.16	บล็อกไดอะแกรมของวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม37
3.17	แผนภูมิในควิสต์ของระบบวงรอบเปิด37

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1	ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแบบขนานเพียงอย่างเดียวโหลดวงจรเรียงกระแสฮาล์ฟเวฟ47
4.2	ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแบบขนานเพียงอย่างเดียวโหลดวงจรเรียงกระแสฟูลเวฟ47
4.3	ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมโหลดวงจรเรียงกระแสฟูลเวฟ48
4.4	ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแบบขนานเพียงอย่างเดียวโหลดทรินสเตอร์ 1 เฟส..... ..48
4.5	ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมโหลดทรินสเตอร์ 1 เฟส49
5.1	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม50
5.2	วงจรกำลังของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม51
5.3	วงจรโครงสร้างภายในทรานซิสเตอร์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล.....52
5.4	วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงอิน-เฟสกับแรงดัน54
5.5	ผลการทดลองของรูปคลื่นอ้างอิงอิน-เฟสกับแรงดัน54
5.6	วงจรสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง55
5.7	การออกแบบและสร้างวงจรป้องกันและควบคุมอุปกรณ์สวิทช์กำลัง.....56
5.8	ผลการทดลองสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตวงจรประวิงเวลา 57
5.9	เครื่องต้นแบบชุดวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม 1 เฟส 58
6.1	รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ60
6.2	รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย60
6.3	สเปกตรัมกระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.161
6.4	รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรกรองแพสซีฟ62
6.5	รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย62
6.6	สเปกตรัมกระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.463
6.7	รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว64
6.8	รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
6.9	สเปกตรากระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.7	65
6.10	รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรรอกกำลังแอกทิฟขนานแบบผสม	66
6.11	รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย.....	66
6.12	สเปกตรากระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.10.....	63
6.13	รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรรอกแพสซีฟ	68
6.14	รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย	68
6.15	สเปกตรากระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.13.....	69
6.16	รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรรอกกำลังแอกทิฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว	70
6.17	รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย	70
6.18	สเปกตรากระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.16.....	71
6.19	รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรรอกแพสซีฟ	72
6.20	รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย	72
6.21	สเปกตรากระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.19.....	73
6.22	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ THD_i กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	74
6.23	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ PF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	75
6.24	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ DF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	75
6.25	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ η กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	76
6.26	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ THD_i กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	76
6.27	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ PF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	77
6.28	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ DF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	77
6.29	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ η กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	78
6.30	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ THD_i กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	78
6.31	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ PF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	79
6.32	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ DF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	79
6.33	ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ η กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads	80
6.34	การเปรียบเทียบขนาดพิกัดของวงจรรอกกำลังแพสซีฟต่อการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads ประเภทจรรยาเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ	82

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.35	การเปรียบเทียบขนาดพิกัดของวงจรรองกำลังแพสซีฟต่อการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads ประเภทไทรสเตอร์ปรับค่ามอดูเลชัน 82
6.36	ผลตอบสถานะชั่วครู่ขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทวงจรเรียงกระแส แบบฮาล์ฟเวฟฉับพลัน โดยต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....83
6.37	ผลตอบสถานะชั่วครู่ขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทวงจรเรียงกระแส แบบฟูลเวฟฉับพลัน โดยต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....84
6.38	ผลตอบสถานะชั่วครู่ขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทวงจรเรียงกระแส แบบฟูลเวฟฉับพลัน โดยต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม.....84
6.39	ผลตอบสถานะชั่วครู่ขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทไทรสเตอร์ฉับพลัน โดยต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....85
6.40	ผลตอบสถานะชั่วครู่ขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทไทรสเตอร์ฉับพลัน โดยต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม.....85
6.41	การเปรียบเทียบสเปกตร้าฮาร์โมนิกของกระแสแหล่งจ่ายก่อนและหลังมีวงจร รองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียวตามมาตรฐาน IEEE Std.519-1992 โหลดเป็นไทรสเตอร์.....86
6.42	การเปรียบเทียบสเปกตร้าฮาร์โมนิกของกระแสแหล่งจ่ายก่อนและหลังมีวงจร รองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมเพียงอย่างเดียวตามมาตรฐาน IEEE Std.519-1992 โหลดเป็นไทรสเตอร์.....86

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆจะมีส่วนประกอบของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น วงจรเรียงกระแส วงจรควบคุมอุณหภูมิ วงจรควบคุมความสว่างของแสง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง แหล่งจ่ายไฟสำรอง เตารีดไฟฟ้า มอเตอร์ปรับความเร็วรอบ ฯลฯ อยู่อย่างมากมายและมีแนวโน้มที่จะถูกนำมาใช้มากขึ้นเรื่อยๆ อย่างไรก็ตามเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ที่ส่วนประกอบของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ดังกล่าวก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกเข้ามาในระบบจำหน่าย[1] ซึ่งจะสร้างปัญหาโดยการเข้าไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆในระบบ[2] เช่น อาจก่อให้เกิดกระแสเกินในตัวเก็บประจุทำให้เกิดการเสียหายหรืออายุการใช้งานสั้นลง เกิดการรบกวนต่อระบบสื่อสาร อุปกรณ์ต่างๆทำงานผิดพลาด เป็นต้นซึ่งนับวันก็จะทวีความรุนแรงมากขึ้น

สำหรับแนวทางในการแก้ปัญหของกระแสฮาร์มอนิกที่ผ่านมาอาศัยหลักการของวงจรกรองแพสซีฟเข้ามาติดตั้งซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก[3] คือ ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวต้านทานที่อยู่ในรูปขดลวดมาต่อเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพื่อทำให้วงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดที่ความถี่ปรับคลื่น แต่การใช้วงจรกรองแบบแพสซีฟยังมีข้อจำกัดอยู่หลายประการ[4-5]ได้แก่

1.มีความซับซ้อนในการออกแบบจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความแม่นยำสูงและมีขนาดใหญ่พอต่อการรับกระแสฮาร์มอนิก

2.ลักษณะสมบัติการกรองของวงจรกรองแพสซีฟขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย หากมีการเพิ่มหรือลดระบบทำให้โครงสร้างเปลี่ยนแปลงจำเป็นต้องมีการออกแบบวงจรกรองใหม่

3.วงจรกรองหนึ่งชุดจะเหมาะกับกระแสฮาร์มอนิกอันดับเดียวเท่านั้น

4.อาจเกิดกระแสสูงไหลระหว่างแหล่งจ่ายกับวงจรกรองเมื่อเกิดเรโซแนนซ์ขนานกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายเมื่อมองจากทางด้านโหลด และทำให้อุปกรณ์ต่างๆ ในระบบเสียหายได้เนื่องจากเกิดแรงดันสูงตกคร่อมโหลด

5.หากแหล่งจ่ายมีส่วนของฮาร์มอนิกปะปนอาจทำให้กระแสเกินค่าพิคคของตัวกรอง

จากข้อจำกัดของวงจรกรองแพสซีฟดังกล่าวจึงได้มีการพัฒนาเอาวงจรกรองกำลังแอกทีฟเข้ามาใช้แก้ปัญหกระแสฮาร์มอนิก[6-16] โดยมีคุณสมบัติการกรองที่ดีกว่าวงจรกรองแพสซีฟ รวมถึงการติดตั้งและการใช้งานที่ง่ายกว่า แต่ยังคงมีปัญหาในเรื่องขนาดพิคคเมื่อต้องการนำไปใช้งานในย่านที่สูงขึ้น เพื่อให้สามารถนำวงจรกรองกำลังแอกทีฟไปใช้งานได้ขณะที่มีพิคคจำกัด[17-18] ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่เป็นการทำงานร่วมกัน

ระหว่างวงจรกรองแพสซีฟกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยการออกแบบให้วงจรกรองแพสซีฟทำหน้าที่กำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ส่วนวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานทำหน้าที่กำจัดฮาร์มอนิกส่วนที่เหลือโดยอาศัยหลักการจ่ายกระแสฮาร์มอนิกกลับเข้าไปหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบ ทำให้รูปคลื่นกระแสทางด้านแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้น

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในงานวิจัยนี้ต้องการนำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรกรองแพสซีฟกับวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพื่อลดผลของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดไม่เป็นเชิงเส้น วิธีการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิงที่ได้แนะนำนี้มีหลักการออกแบบง่ายรวมถึงมีการใช้เฟสล็อกในการสร้างสัญญาณไซน์อินเฟสแรงดันทำให้กระแสชดเชยอ้างอิงที่คำนวณได้มีความถูกต้องสูง

1.3 วิธีการวิจัย

- 1.3.1 ค้นคว้า ศึกษาข้อมูล จากบทความ เอกสาร และตำราที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับวิธีการกำจัดฮาร์มอนิก
- 1.3.2 วิเคราะห์การทำงานของวงจรด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ และออกแบบวงจร
- 1.3.3 จำลองการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยเน้นจุดที่เป็นปัญหาและหาแนวทางแก้ไข
- 1.3.4 สร้างวงจรในแต่ละส่วนและนำมาประกอบกันแล้ว ทำการทดลองเพื่อหาข้อแก้ไขและส่วนที่บกพร่อง
- 1.3.5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง
- 1.3.6 เขียนวิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม ในการทดลองใช้โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ ฟูลเวฟและไตรสเตอร์แบบปรับมุมจุดชนวน พิกัด 1 kVA ขนาดแรงดันไฟฟ้า 1 เฟส 220 Vrms เพื่อใช้ในการทดสอบกับวงจรกรองแพสซีฟ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม โดยสามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรกรองทั้งสามแบบได้ด้วยค่าดัชนี

คุณภาพ ได้แก่ PF DF THD_i , η และผลของสเปกตรฮาร์มอนิก และทำให้ค่า THD_i ของกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายมีค่าไม่เกิน มาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่มีการชดเชยกระแสรีแอกทีฟและฮาร์มอนิกโดยเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรรอกแพสซีฟกับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน รายละเอียดเนื้อหาที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็น 7 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาระดับต้นของการวิจัย ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ตลอดจนประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก และการวิเคราะห์คุณภาพรูปคลื่นสัญญาณ การประเมินกระแสด้วยค่าดัชนีคุณภาพ และสเปกตรฮาร์มอนิกของกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่าย

บทที่ 3 กล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่ได้นำเสนอ โดยประกอบด้วยเนื้อหาของวงจรรอกแพสซีฟและวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

บทที่ 4 การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรรอก ที่มีผลต่อการทำงานในวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม พร้อมทั้งผลการจำลองและทดลองของการออกแบบ

บทที่ 5 การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรถูกควบคุมของวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม มีการอธิบายวงจรควบคุมในแต่ละส่วนและหลักการสร้างในเชิงปฏิบัติ ตลอดจนเทคนิคต่างๆ ในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในวงจร

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลองของวงจรรอกแพสซีฟ วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน และวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม มีการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรอกทั้ง 3 แบบด้วยค่า PF DF THD_i และ η และทำให้ค่า THD_i ของกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายมีค่าตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

1.6 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

- 1.6.1 เป็นแนวทางในการพัฒนาวิธีการคำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิงด้วยวิธีการทางดิจิทัล
- 1.6.2 เป็นการพัฒนาเทคโนโลยีในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดไม่เป็นเชิงเส้นตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992
- 1.6.3 พัฒนาหลักการออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่ดีกว่าแบบแพส

ชีพเพียงอย่างเดียว

- 1.6.4 ผลการศึกษา และวิจัยสามารถที่จะนำไปใช้กับระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสได้
- 1.6.5 เป็นแนวทางในการศึกษาสำหรับพัฒนารูปแบบวงจรให้มีการทำงานที่สมบูรณ์ยิ่งขึ้น
- 1.6.6 เป็นพื้นฐานในการศึกษาถึงวิธีการกำจัดฮาร์โมนิกและสามารถเข้าใจถึงข้อดีและข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วงจรกรองแบบอื่นๆ

บทที่ 2

ทฤษฎีเกี่ยวกับการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและการวิเคราะห์ คุณภาพรูปคลื่นกระแส

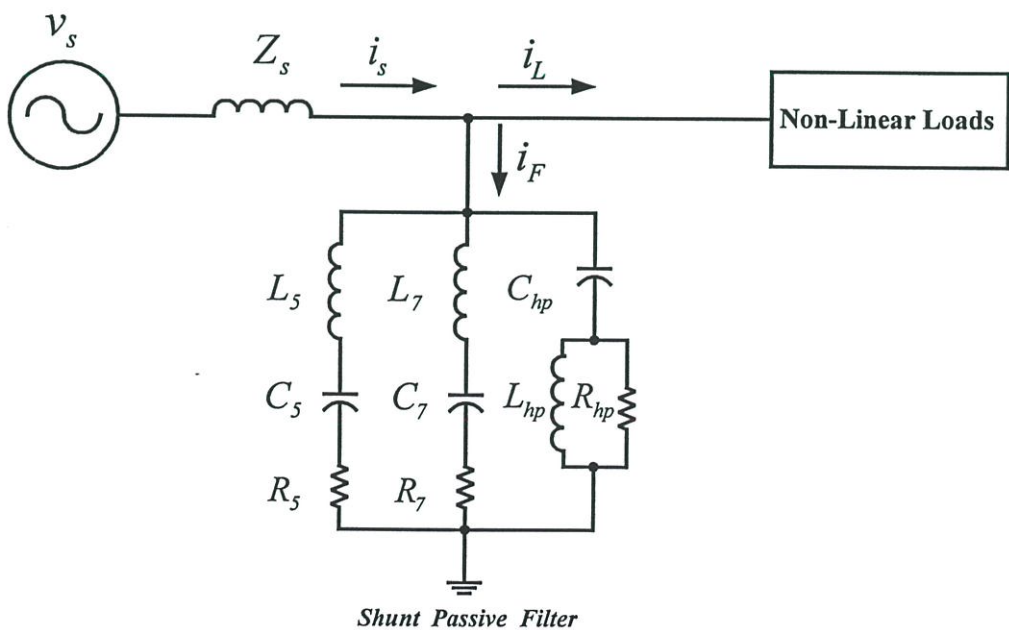
จากบทที่ 1 ได้กล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นเนื่องจากโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่เป็นการสร้างกระแสฮาร์มอนิกซึ่งมีผลกระทบและผลเสียต่อระบบไฟฟ้าและการสื่อสารอย่างมากมาย ในบทนี้จึงกล่าวถึงวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองชนิดต่างๆ ได้แก่ วงจรกรองแพสซีฟแบบจูน วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม และวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม รวมถึงการวิเคราะห์คุณภาพรูปคลื่นกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายที่เกิดการผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์มอนิกเพื่อใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบวงจรกรองต่อไป

2.1 ประเภทวงจรกรอง

โดยทั่วไปวงจรกรองที่นิยมใช้ในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกนั้นสามารถจำแนกได้เป็น 2 ชนิด คือ แบบแพสซีฟและแบบแอกทีฟ

2.1.1 วงจรกรองแพสซีฟ

วงจรกรองแพสซีฟประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวต้านทานต่ออนุกรมเป็นวงจรเรโซแนนซ์โดยมีหลักการทำงานคือ วงจรกรองจะประพฤติตัวเป็นค่าอิมพีแดนซ์ต่ำที่ความถี่



รูปที่ 2.1 ระบบที่ใช้วงจรกรองแพสซีฟ

ฮาร์มอนิกที่ต้องการกำจัดจึงทำให้กระแสส่วนที่เหลือมีฮาร์มอนิกลดลงและสามารถจำแนกตามความนิยมใช้ออกเป็น 2 ชนิดคือ

2.1.1.1 วงจรกรองชนิดกรองเดี่ยว (Tuning Filter)

การทำงานของวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกชนิดกรองเดี่ยวเกิดจากส่วนประกอบหลัก 3 ส่วนคือ ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวต้านทานที่อยู่ในรูปขดลวดเหนี่ยวนำมาต่อเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพื่อทำให้วงจรกรองมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดที่ความถี่ปรับคลื่น (Tuning Frequency) โดยมีค่าเท่ากับค่าความต้านทาน เนื่องจากที่ความถี่เรโซแนนซ์ค่ารีแอคทีฟรีแอคแตนซ์เท่ากับค่าคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์แต่จะมีขั้วตรงกันข้ามจึงทำให้ค่ารีแอคแตนซ์หักล้างกันหมดไป

2.1.1.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter)

จากรูปที่ 2.1 วงจรกรองความถี่สูงผ่านมีหลักการเหมือนกับวงจรกรองชนิดกรองเดี่ยว แต่จะมีตัวต้านทานต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำเพื่อทำให้เป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่าต่ำที่ความถี่สูง โดยคุณสมบัติการกรองจะขึ้นอยู่กับค่าความถี่หักมุมและค่าตัวประกอบคุณภาพ

2.1.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟ

วงจรกรองกำลังแอกทีฟคือวงจรที่มีคุณสมบัติการกำจัดกระแสหรือแรงดันฮาร์มอนิกในระบบจำหน่ายโดยทำการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังงาน (Power Converter) ซึ่งเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายไฟกับโหลดที่สร้างฮาร์มอนิกให้จ่ายแรงดันหรือกระแสป้อนเข้าสู่ระบบไฟฟ้าได้อย่างเหมาะสม ทำให้กระแสฮาร์มอนิกไม่ไหลกลับไปแหล่งจ่ายหรือแก้ไขความเพี้ยนของแรงดันในระบบได้ วงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยทั่วไปจะประกอบด้วยองค์ประกอบหลักๆ คือ

(1) ส่วนตรวจจับกระแสหรือแรงดันฮาร์มอนิก กระแสหรือแรงดันในระบบจะถูกตรวจจับแล้วนำมาคำนวณหาค่าองค์ประกอบฮาร์มอนิกในระบบโดยอาศัยวิธีการต่างๆ

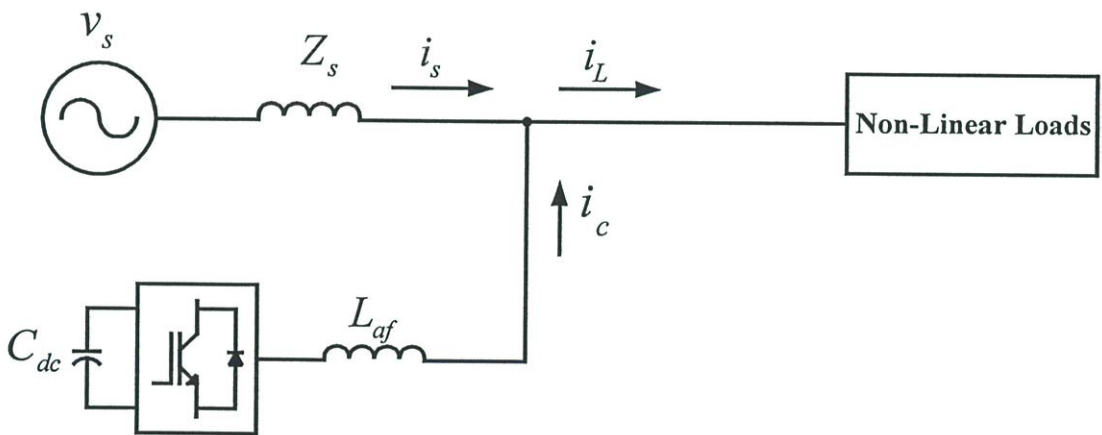
(2) ส่วนควบคุม ค่ากระแสหรือแรงดันฮาร์มอนิกที่คำนวณได้จากส่วนที่ (1) จะถูกนำมาใช้ในการกำหนดค่าแรงดันหรือกระแสที่วงจรกรองจะต้องจ่ายเข้าสู่ระบบเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกตามที่ต้องการ โดยค่าแรงดันหรือกระแสจะแตกต่างกันตามหลักการของแต่ละวงจร

(3) วงจรแปลงผันกำลัง จะทำการควบคุมแรงดันหรือกระแสของวงจรกรองให้มีค่าตามที่ส่วนควบคุม (2) กำหนด วงจรในส่วนนี้โดยทั่วไปจะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันบัสไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับโดยเทคนิคการปรับความกว้างพัลส์ และมีวงจรควบคุมกระแสรวมอยู่ด้วย สวิตซ์กำลังที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็น IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) หรือ GTO (Gate Turn-Off Transistor) ความถี่การสวิตซ์จะอยู่ที่ประมาณ 1-20 kHz.

(4) วงจรเชื่อมต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่าย วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่จะมีการเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟผ่านตัวเหนี่ยวนำและวงจรกรองระลอกคลื่นความถี่การสวิทช์ และในกรณีที่ใช้กับระดับแรงดันสูงก็อาจมีการต่อผ่านหม้อแปลงหรือตัวเก็บประจุเพื่อลดขนาดแรงดันที่ตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังลง

วงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีข้อดีหลายประการเมื่อเทียบกับวงจรกรองแพสซีฟประกอบกับปัญหาฮาร์มอนิกที่เพิ่มขึ้นและราคาอุปกรณ์ที่มีแนวโน้มลดลง ทำให้มีการนำเอาวงจรกรองแอกทีฟมาใช้เป็นจำนวนเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ คุณสมบัติการกรองของวงจรกรองกำลังแอกทีฟอยู่ในระดับ 80-95% เราสามารถจำแนกชนิดของวงจรกรองกำลังแอกทีฟตามวิธีการติดตั้งได้เป็น 2 ชนิด คือ

2.1.2.1 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน



Shunt Active Power Filter

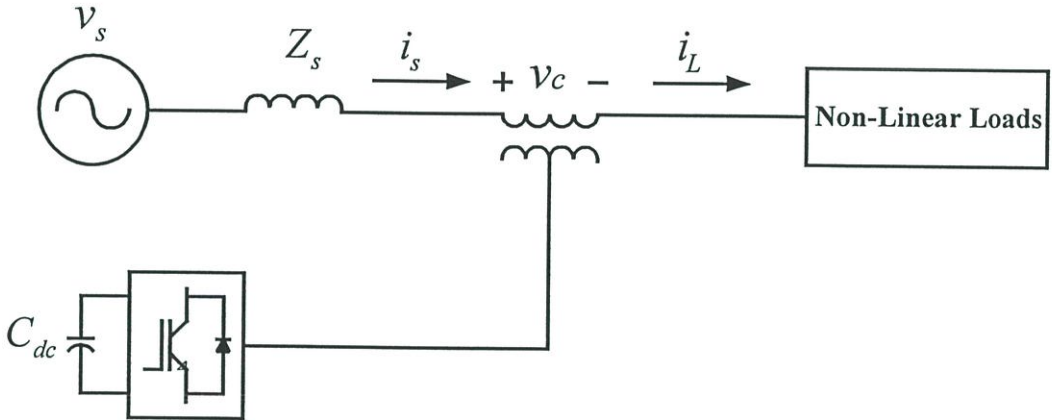
รูปที่ 2.2 ระบบที่ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

วงจรกรองชนิดนี้จะติดตั้งขนานกับโหลดที่สร้างฮาร์มอนิกดังแสดงในรูปที่ 2.2 และวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่มีการใช้งานจริงส่วนใหญ่ก็จะเป็นชนิดนี้โดยมีหลักการทำงานคือวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะประพฤติตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแส ที่จ่ายกระแสฮาร์มอนิกในทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสฮาร์มอนิกจากโหลดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือวงจรกรองกำลังแอกทีฟจะจ่ายกระแสฮาร์มอนิกให้กับโหลดแทนแหล่งจ่าย

2.1.2.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม

วงจรกรองชนิดนี้จะต่ออนุกรมกับโหลดที่สร้างฮาร์มอนิกแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 หลักการทำงานของวงจรกรองชนิดนี้คือ วงจรกรองจะทำการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบแล้วนำไปสร้างแรงดันของวงจรกรองให้มีเฟสตรงกันกับกระแสฮาร์มอนิก วงจรกรองจึงประพฤติตัว

เป็นเสมือนความต้านทานค่าสูงเฉพาะที่ความถี่ฮาร์มอนิก กระแสฮาร์มอนิกก็จะถูกกั้นไม่ให้ไหลไปยังแหล่งจ่ายได้ ในทางกลับกันกระแสฮาร์มอนิกจากแหล่งจ่ายก็ไม่สามารถไหลไปทางด้านโหลดด้วยซึ่งจะช่วยแก้ปัญหาในกรณีที่แหล่งจ่ายมีความเพี้ยนของแรงดันและโหลดมีอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์มอนิกต่ำ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรมจึงทำหน้าที่เป็นตัวแยกฮาร์มอนิกระหว่างแหล่ง



Series Active Power Filter

รูปที่ 2.3 ระบบที่ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม

จ่ายกับโหลด ในกรณีที่โหลดเป็นแบบแหล่งจ่ายกระแสเราจะใช้วงจรกรองแพสซีฟช่วยเป็นทางไหลของกระแสฮาร์มอนิกแทน ข้อดีข้อเสียของวงจรกรองแต่ละชนิดสามารถแสดงได้ตามตารางที่ 2.1 และ 2.2

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบวงจรกรองแพสซีฟและแอกทีฟ

คุณสมบัติ	วงจรกรองแบบแพสซีฟ	วงจรกรองกำลังแอกทีฟ
การกำจัดฮาร์มอนิก	แยกกำจัดแต่ละลำดับได้ แต่ต้องติดตั้งวงจรกรองเรียงลำดับต่ำเสมอเพื่อป้องกันการเกิดรีโซแนนซ์	แยกกำจัดลำดับใดๆก็ได้ (ไม่ต้องเรียง) หรือจะกำจัดหมดก็ได้
ขนาด	ใหญ่	เล็กกว่า
ความสามารถในการกำจัดฮาร์มอนิก	ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายออกแบบให้ค่า Q สูงยาก	ไม่ขึ้นกับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายกำจัดฮาร์มอนิกอันดับสูงได้ไม่ดี

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

ความเปลี่ยนแปลงของความถี่แหล่งจ่าย	คุณสมบัติการกรองลดลง โดยเฉพาะเมื่อค่า Q สูง	ไม่เปลี่ยนแปลง
การเพิ่มปริมาณของฮาร์มอนิก	ทำให้เกิดโพลเดิน เกิดความร้อนและเสียหายได้ การเพิ่มขนาดโดยการขนานวงจรกรองต้องระวังเรื่องการแบ่งโพลเดิน	ไม่เกิดการ โพลเดินและสามารถเพิ่มขนาดกำลังได้ง่าย โดยเพิ่มเฉพาะในส่วนอินเวอร์เตอร์
ปริมาณกำลังงานรีแอกทีฟ	จ่ายกำลังงานรีแอกทีฟเสมอ ซึ่งอาจเกินความต้องการ	เลือกให้จ่ายกำลังงานรีแอกทีฟหรือไม่จ่ายก็ได้ตามที่ผู้ใช้กำหนด
กำลังงานสูญเสีย	น้อย	มากกว่า (ประสิทธิภาพระหว่าง 80-95 %)
ราคา	ถูกกว่า	แพงกว่า
ปัญหาเรโซแนนซ์กับอิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย	อาจเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานเมื่อมองจากโพลเดินหรือเกิดเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเมื่อมองจากแหล่งจ่ายทำให้เกิดกระแสและแรงดันเกินในวงจรกรอง	ไม่มี
การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ของระบบ	ต้องวิเคราะห์อย่างละเอียด	โดยทั่วไปไม่จำเป็น
การออกแบบ	เป็นกรณีๆ	ใช้ได้ทันทีไม่ต้องออกแบบ

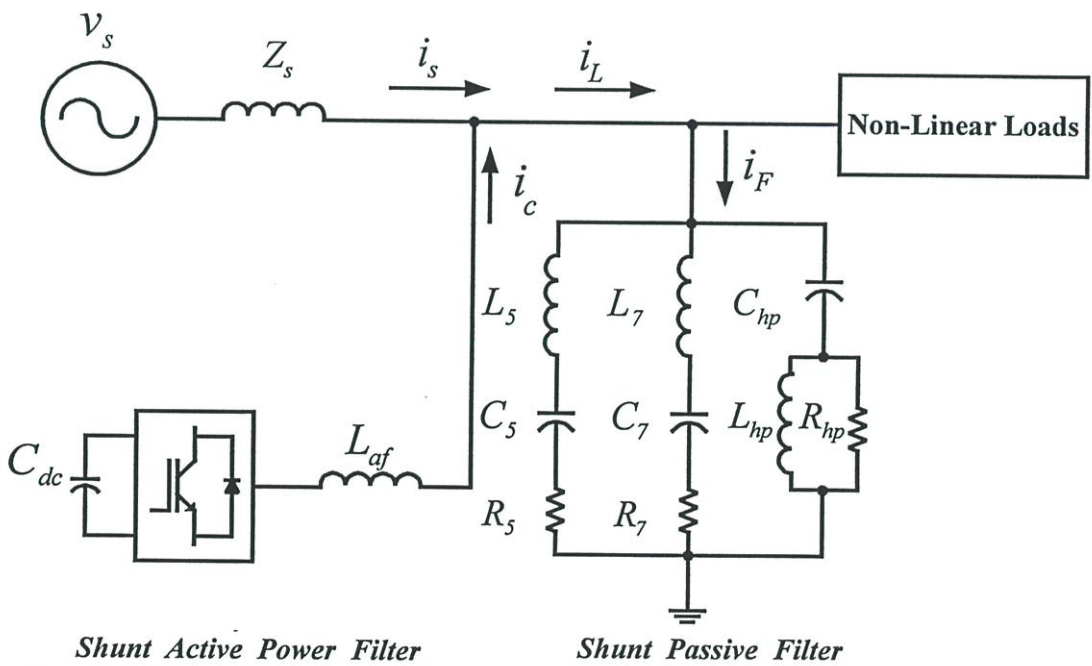
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบวงจรกรองแอกทีฟแบบขนานและอนุกรม

คุณสมบัติ	วงจรกรองแอกทีฟแบบขนาน	วงจรกรองแอกทีฟแบบอนุกรม
ขนาดกระแส/แรงดัน	แก้ได้ดีเฉพาะกรณีที่โพลเดินอิมพีแดนซ์สูงเทียบกับแหล่งจ่าย	แก้ได้โดยอาศัยวงจรกรองแพสซีฟช่วย
แหล่งจ่ายมีฮาร์มอนิก	แก้ไม่ได้	แก้ได้

ตารางที่ 2.2 (ต่อ)

ความน่าเชื่อถือ	สูงเพราะต่อขนานกับระบบเหมือนโหลดทั่วไป	ต่ำเพราะต้องต่ออนุกรมกับระบบ
หลักการทำงาน	ทำตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแส	ทำตัวเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

เนื่องจากกรณีที่มีขนาดพิกัดของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่จำกัดและเพื่อให้สามารถนำไปใช้งานได้ในย่านที่กว้างขึ้น งานวิจัยนี้จึงได้มีการพัฒนานำเอาวงจรรองแพสซีฟมาใช้ร่วมกันกับวงจรรองกำลังแอกทีฟเพื่อลดขนาดกำลังของอุปกรณ์ ซึ่งเราเรียกววงจรกรองแบบนี้ว่าเป็นแบบไฮบริดหรือแบบผสม การควบคุมให้วงจรรองกำลังแอกทีฟรับหน้าที่กำจัดกระแสฮาร์มอนิกเพียงบางส่วนจะทำให้ขนาดพิกัดกระแสของวงจรรองลดลงหรือในบางวงจรตัวเก็บประจุในวงจรรองแพสซีฟจะทำให้ระดับแรงดันตกคร่อมวงจรรองลดลง กล่าวโดยสรุปแล้วการใช้วงจรกรองแบบผสมจะส่งผลดีทำให้ขนาด kVA ของวงจรรองลดลง โดยโครงสร้างการต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ระบบที่ใช้วงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

2.2 การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ

การวิเคราะห์ในเรื่องของค่าดัชนีที่ใช้วิเคราะห์ประสิทธิภาพของรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุต ทางด้านแหล่งจ่ายที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ จะอาศัยทฤษฎีของอนุกรมฟูเรียร์ในการวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณที่ไม่เป็นรูปไซน์ (nonsinusoidal periodic) ซึ่งตามทฤษฎีสามารถอธิบายได้ดังนี้[19]

ฟังก์ชันคาบ $f(t)$ ทั่วไป จะสามารถเขียนอยู่ในรูปอนุกรมได้ดังสมการที่ 2.1

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (2.1)$$

เมื่อ

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt \quad (2.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (2.4)$$

จากสมการที่ 2.2 ถึง 2.4 นิพจน์ a_0 คือค่าเฉลี่ยของรูปคลื่น ส่วนนิพจน์ a_n และ b_n จะเป็นค่าสัมประสิทธิ์ขององค์ประกอบไซน์และโคไซน์ตามลำดับ ซึ่งจากการรวมสมการทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนได้อีกรูปแบบหนึ่งในสมการที่ 2.5

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (2.5)$$

เมื่อ

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ และ } \theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{-b_n}{a_n} \right) \quad (2.6)$$

หรือ

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (2.7)$$

เมื่อ

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ และ } \theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (2.8)$$

จากสมการที่ 2.5 ถึง 2.8 สามารถนำมาวิเคราะห์หาองค์ประกอบฮาร์มอนิกของสัญญาณรูปคลื่นกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายได้ซึ่งจะใช้วิธีอนุกรมฟูเรียร์ในการวิเคราะห์หาค่าดัชนีคุณภาพของกระแสในหัวข้อต่อไป

2.3 การประเมินสมรรถนะของวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วยค่าดัชนีคุณภาพ

แฟคเตอร์คุณภาพที่ใช้ในงานวิจัยนี้เพื่อประเมินสัญญาณกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายและเป็นตัวบ่งชี้ถึงสมรรถนะของวงจรรอกำลังในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกประกอบด้วย

2.3.1 แรงดันและกระแสมูลฐานอาร์เอ็มเอส

ค่าอาร์เอ็มเอสขององค์ประกอบความถี่มูลฐานของแรงดัน ($V_{I_{rms}}$) และกระแส ($I_{I_{rms}}$) เป็นค่าระดับแรงดันและกระแสอาร์เอ็มเอสที่ความถี่มูลฐานซึ่งเป็นความถี่ของระบบส่งจ่าย องค์ประกอบนี้จะเป็นองค์ประกอบที่สร้างกำลังไฟฟ้าและเป็นองค์ประกอบที่ต้องการใช้งาน[19]

2.3.2 แรงดันและกระแสอาร์เอ็มเอส

ค่าอาร์เอ็มเอส ของแรงดัน (V_{rms}) และกระแส (I_{rms}) อินพุทเป็นค่าระดับแรงดันและกระแสอาร์เอ็มเอสของสัญญาณอินพุท ซึ่งเป็นค่ารวมขององค์ประกอบทุกตัวทั้งความถี่มูลฐานและฮาร์มอนิก

2.3.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า (Input Power Factor ; PF)

ลักษณะรูปคลื่นกระแส (Current Waveform) และมุมต่างเฟสของกระแสและแรงดันจะเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบกำลังของวงจร ซึ่งโดยรวมแล้วค่าตัวประกอบกำลังของวงจรจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงประสิทธิภาพของวงจร กล่าวคือ ถ้าคิดที่กำลังไฟฟ้า (Watt) เดียวกันวงจรที่มีค่า PF สูงจะมีกระแสไหลในวงจรน้อยกว่าวงจรที่มีค่า PF ต่ำ ฉะนั้นวงจรที่มีค่า PF สูง (ไม่เกิน 1) ทำให้สามารถลดพิภคกระแสของอุปกรณ์ต่อรวมในระบบลงได้ โดยที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเท่าเดิม

2.3.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน (Distortion Factor ; DF)

สำหรับค่า DF ที่นิยามในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนซึ่งหาได้จากอัตราส่วนของกระแสอินพุทอาร์เอ็มเอสที่ความถี่มูลฐานต่อกระแสอาร์เอ็มเอส ที่รวมผลของฮาร์โมนิก โดยอัตราส่วนจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1 นั้นหมายถึงสัญญาณไม่มีความผิดเพี้ยน ส่วนกรณีที่ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนมีค่าต่ำๆ แสดงว่าเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแสมาก

2.3.5 ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion ; THD_i)

ค่า Total Harmonic Distortion ของกระแส (THD_i) ดัชนีที่ใช้ในการบ่งชี้คุณภาพของความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายที่แตกต่างจากองค์ประกอบกระแสความถี่มูลฐาน ในการหาค่า THD_i นี้จะต้องอาศัยการวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ เพื่อหาค่าองค์ประกอบความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกของรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายจึงสามารถนำไปเข้าสู่ตรรกะและหาค่าออกมาได้ โดยถ้าเปอร์เซ็นต์ THD_i มีค่ามากแสดงว่ารูปคลื่นสัญญาณมีความผิดเพี้ยน(distortion) มาก[19]

ค่าดัชนีคุณภาพทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปเป็นสมการได้ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 นิยามของดัชนีและปริมาณที่กำหนดคุณสมบัติและคุณภาพรูปคลื่นกระแสอินพุท

ค่า	นิยาม	ค่า	นิยาม
V_{rms}	$\frac{V_{peak}}{\sqrt{2}}$ (V)	I_{rms}	$\frac{I_{peak}}{\sqrt{2}}$ (A)
V_{rms}	$\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2}$ (V)	I_{rms}	$\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}$ (A)
PF	$\frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \cos \phi$	DF	$\frac{I_{1rms}}{I_{rms}}$
THD_i	$\frac{100}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$ (%)		

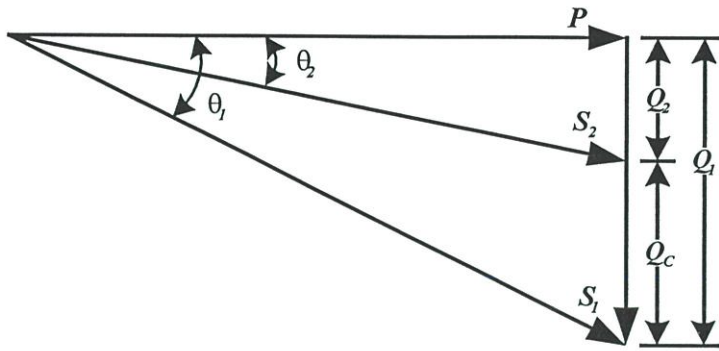
เมื่อ	V_h	: ขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ h
	I_h	: ขนาดของกระแสไฟฟ้าที่ฮาร์มอนิกอันดับที่ h
	DF	: ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส (Distortion Factor)
	PF	: ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุท (Input Power Factor)
	THD_i	: ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิก (Total Harmonics Distortion)

2.4 การชดเชยกำลังงานรีแอกทีฟ

เนื่องจากโหลดในระบบจำหน่ายส่วนใหญ่จะมีตัวประกอบกำลังแบบล่าหลัง (lagging) กล่าวคือจะรับกำลังไฟฟารีแอกทีฟดังนั้นกระแสโหลดจะมีค่ามากขึ้นกว่าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าจริงจากแหล่งจ่ายเพียงอย่างเดียว นอกจากนี้กำลังไฟฟ้าจริงเท่านั้นที่ใช้ประโยชน์ในการเปลี่ยนรูปพลังงาน ส่วนกระแสโหลดเกินจะเป็นส่วนที่สูญเปล่า ซึ่งไม่เพียงแต่จะต้องเสียค่าใช้จ่ายในการใช้สายที่มีขนาดใหญ่แต่ยังเกิดความสูญเสียในรูปพลังงานความร้อนที่สายอีกด้วย ด้วยเหตุนี้จำเป็นต้องติดตั้งอุปกรณ์ที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟารีแอกทีฟเพิ่มเติมจากการจ่ายไฟของการไฟฟ้า

2.4.1 การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

โดยทั่วไปการปรับปรุงตัวประกอบกำลังนิยมใช้ตัวเก็บประจุ เพราะมีราคาค่อนข้างถูก ไม่ต้องทำการบำรุงรักษามาก และมีกำลังสูญเสียในตัวเองต่ำมาก โดยจะทำการควบคุมให้ตัวเก็บประจุจ่ายกำลังไฟฟ้าให้มีค่ากำลังไฟฟารีแอกทีฟใกล้เคียงกับที่โหลดต้องการจนทำให้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แต่จะมีปัญหาเมื่อมีการใช้โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นอาจทำให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ขึ้นซึ่งจะทำให้เกิดการขยายของกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลในระบบจำหน่ายจนเกินค่าพิคัดของโหลดต่างๆ ที่ต่อรวมอยู่ เป็นผลทำให้โหลดต่างๆ ได้รับความเสียหาย ดังนั้นจึงใช้ตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกแทนตัวเก็บประจุ เพราะตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกจะทำหน้าที่ทั้งการชดเชยกำลังรีแอกทีฟและจำกัดกระแสฮาร์มอนิกที่ไหลเข้าระบบจำหน่ายได้



รูปที่ 2.5 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.5 สามเหลี่ยมกำลังโหลดประกอบด้วยกำลังไฟฟ้าจริง (P) กำลังไฟฟารีแอกทีฟแบบ
ล่าหลัง (Q) และกำลังไฟฟ้าปรากฏ (S_1) จากความสัมพันธ์สามารถหาค่าตัวประกอบกำลังได้คือ

$$\cos\theta_1 = \frac{P}{S_1} \quad (2.9)$$

เมื่อต่อตัวกรองกระแสฮาร์โมนิกขนานกับโหลด ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังถูกปรับปรุงเปลี่ยน
จาก $\cos\theta_1$ เป็น $\cos\theta_2$ โดยที่

$$\begin{aligned} \cos\theta_2 &= \frac{P}{S_2} \\ &= \frac{P}{[P^2 + (Q_1 - Q_c)^2]^{1/2}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

จากรูปที่ 2.5 จะได้ว่ากำลังไฟฟ้าปรากฏและกำลังไฟฟารีแอกทีฟมีค่าลดลงจาก S_1 เป็น S_2 และ
เปลี่ยนจาก Q_1 เป็น Q_2 (โดยการจ่ายกำลังงานรีแอกทีฟของ Q_c) ตามลำดับ ซึ่งทำให้กระแสรวม
ทั้งหมดลดลง และทำให้ระบบจำหน่ายไฟฟ้ามีคุณภาพและประสิทธิภาพดีขึ้น

2.4.2 ประโยชน์จากการชดเชยกำลังงานรีแอกทีฟ[3]

1) หม้อแปลงไฟฟ้าสามารถรับโหลดได้เพิ่มขึ้น เมื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของระบบให้
สูงขึ้นจะทำให้กระแสของระบบลดลงนั่นคือกำลังไฟฟ้าปรากฏของโหลดรวมลดลงทำให้ระบบ
สามารถจ่ายโหลดได้มากขึ้น

กำลังไฟฟ้าปรากฏที่เพิ่มขึ้นคือ

$$kVA = kW \times \left(\frac{1}{\cos \theta_1} - \frac{1}{\cos \theta_2} \right) \quad (2.11)$$

2) ปรับปรุงระดับแรงดันของระบบจำหน่ายให้ดีขึ้น และลดแรงดันตกคร่อมในสายส่ง หม้อแปลง

3) กำลังสูญเสียของระบบลดลงเนื่องจากกำลังสูญเสียในสายตัวนำไฟฟ้าของระบบเป็นสัดส่วนกับกำลังสองของกระแส เมื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจะทำให้กระแสลดลง ดังนั้นกำลังสูญเสียจึงเป็นสัดส่วนกลับกับค่าตัวประกอบกำลังกำลังสอง

$$\%P_{loss} = \left| \frac{PF_1}{PF_2} \right|^2 \times 100\% \quad (2.12)$$

$$\% \Delta P_{loss} = \left(1 - \left| \frac{PF_1}{PF_2} \right|^2 \right) \times 100\% \quad (2.13)$$

$$P_{loss2} = P_{loss1} \times \left(1 - \left| \frac{PF_1}{PF_2} \right|^2 \right) \quad (2.14)$$

เมื่อ PF_1 = ค่าตัวประกอบกำลังก่อนทำการปรับปรุง

PF_2 = ค่าตัวประกอบกำลังหลังทำการปรับปรุง

P_{loss1} = กำลังไฟฟ้าสูญเสียก่อนทำการปรับปรุง

P_{loss2} = กำลังไฟฟ้าสูญเสียหลังทำการปรับปรุง

ระบบไฟฟ้า 1 เฟส กำลังสูญเสียในสายไฟฟ้า = $I^2 R$ ดังนั้นเมื่อกระแสลดลงทำให้กำลังสูญเสียในสายลดลงด้วย

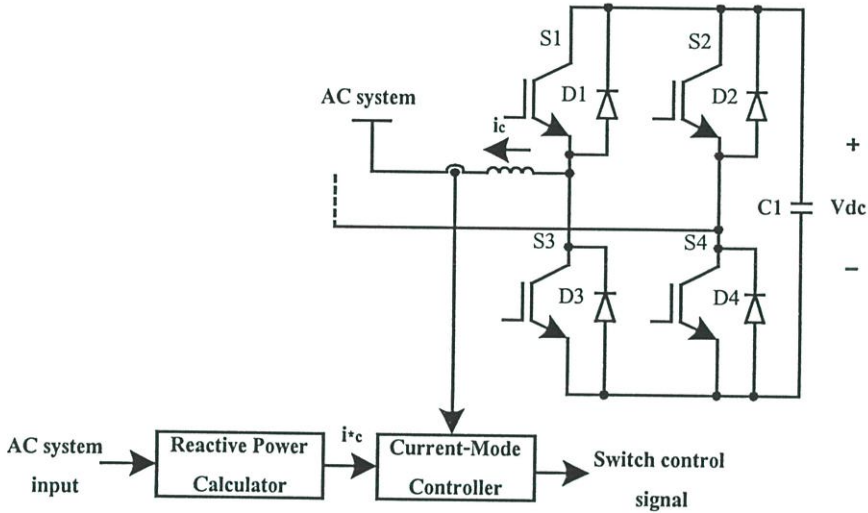
4) กำลังสูญเสียในหม้อแปลงลดลง กำลังสูญเสียในหม้อแปลงประกอบด้วย 2 ส่วน คือกำลังสูญเสียในแกนเหล็กและกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง ซึ่งกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงนี้จะแปรผันตามกระแสกำลังสอง เมื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นแล้ว กระแสที่ไหลผ่านหม้อแปลงจะลดลงทำให้กำลังสูญเสียเนื่องจากความต้านทานในขดลวดทองแดงลดลง

5) ลดขนาดสายส่งกำลัง และสายของหม้อแปลงให้มีขนาดเล็กลง

6) ไม่ต้องเสียค่าปรับให้การไฟฟ้าฯ

2.5 ตัวชดเชยแบบสแตติกวาร์ (Static Var Compensators)

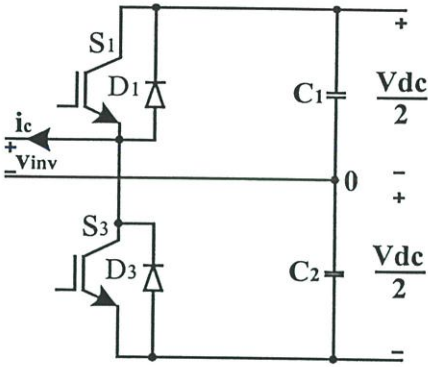
ตัวควบคุมสแตติกวาร์ได้ถูกนำมาใช้ในการชดเชยกำลังงานรีแอกทีฟที่เกิดจากโหลด เช่น เครื่องเชื่อมแบบอาร์ค ซึ่งมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงกำลังงานรีแอกทีฟอย่างรวดเร็ว โดยทั่วไปแบ่งชนิดของการควบคุมได้เป็น 3 ประเภท คือ ตัวเหนี่ยวนำที่มีการควบคุมด้วยไทรสเตอร์ (TCIs) ตัวเก็บประจุที่มีการควบคุมสวิตช์ไทรสเตอร์ (TSCs) และการควบคุมโดยใช้สวิตช์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะขอกล่าวเฉพาะแบบสุดท้ายซึ่งเป็นรูปแบบที่ใช้ในงานวิจัย โครงสร้างการทำงานแสดงดังรูปที่ 2.6



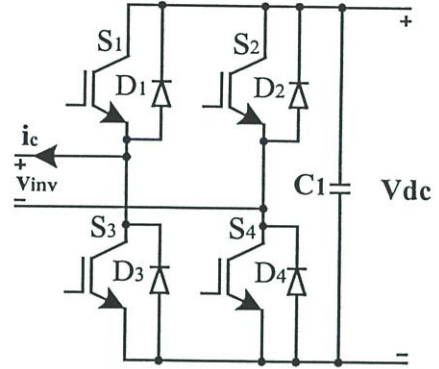
รูปที่ 2.6 ตัวชดเชยสแตติกวาร์แบบสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์

กระแสสลับสามารถควบคุมการทำงานในโหมคการทำงานของกระแส จากรูปที่ 2.6 กระแสไฟสลับของสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ สามารถควบคุมแมกนิจูดรวมทั้งมุมเฟสของการทำงาน (นำหน้าหรือล่าหลัง) เมื่อเทียบกับแรงดันไฟสลับ เนื่องจากกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่รับหรือจ่าย โดยคอนเวอร์เตอร์มีความต้องการเป็นศูนย์ แหล่งจ่ายไฟตรงของคอนเวอร์เตอร์จึงไม่มีความจำเป็น ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ใช้จึงมีขนาดเล็ก และมีค่าของตัวการเก็บพลังงานต่ำสุด และแรงดันไฟตรงซึ่งเป็นตัวส่งผ่านค่ากำลังไฟฟ้าจริงจากระบบไฟสลับ เพื่อเป็นการชดเชย ค่าความสูญเสียในตัวเอง และรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ จากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ รวมทั้งทำการควบคุมค่าวาร์ โดยการคำนวณจากค่ารีแอกทีฟเพาเวอร์และสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายภายใต้การควบคุมในโหมคของกระแส

2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส



(a) อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์



(b) อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์

รูปที่ 2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรในการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ในการเลือกใช้สำหรับให้เป็นวงจรกรองแอกทีฟมีหน้าที่ในการสร้างกระแสชดเชย โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ และฮาล์ฟบริดจ์ มีข้อแตกต่างกัน ดังรูปที่ 2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์จะมีแรงดันเอาต์พุตเป็น $+V_d/2$ เมื่อสวิตช์ตัวบนมีการนำกระแส ในขณะที่เดียวกันแรงดันจะมีค่าเป็น $-V_d/2$ เมื่อสวิตช์เปลี่ยนสถานะตัวล่างทำงาน โดยสามารถแสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสได้ดังสมการที่ (2.15)

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{0.5V_{inv} - V_s}{L_{of}} \quad (2.15)$$

โดยการเลือกตัวเก็บประจุจะต้องมีขนาดเท่ากันและมีขนาดใหญ่ ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ จะมีการทำงานเป็นคู่สวิตช์ได้แก่ S1, S4 และ S2, S3 สลับกันทำงาน ค่าแรงดันสูงสุดจะมีค่าเท่ากับ $+V_{dc}$ และแรงดันต่ำสุด $-V_{dc}$ และสามารถหาการเปลี่ยนแปลงของกระแสได้คือ

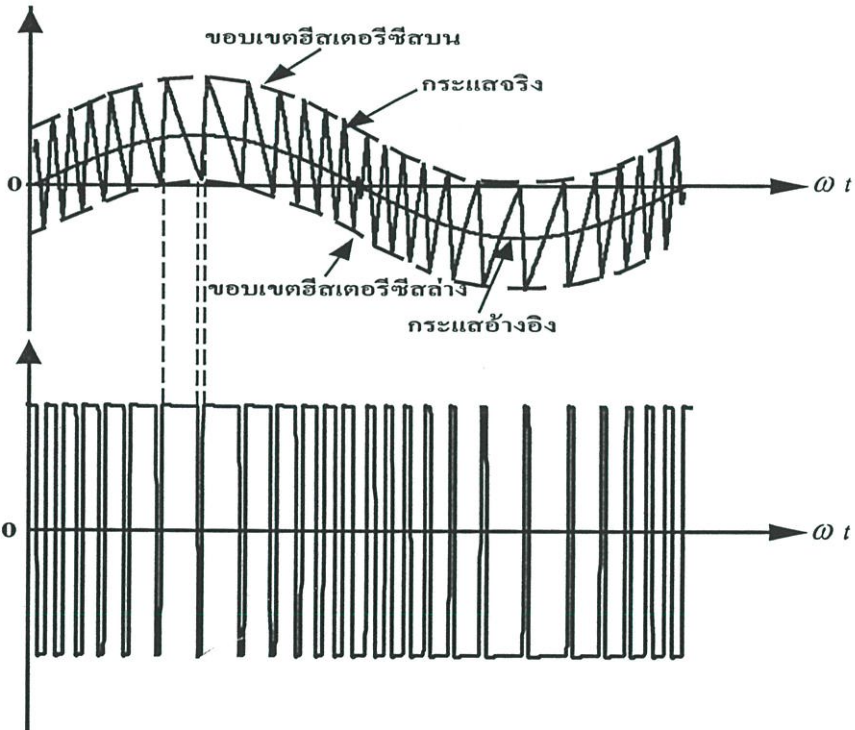
$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_{inv} - V_s}{L_{of}} \quad (2.16)$$

ในการเลือกตัวเก็บประจุจึงใช้ขนาดที่เล็กกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์ เนื่องจากขนาดของแรงดันบัสไฟตรงมีขนาดสูงกว่า

2.7 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วยเทคนิคการควบคุมรูปคลื่นของกระแส

การมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วยเทคนิคการควบคุมรูปคลื่นของกระแส โดยวงจรควบคุมจะสร้างกระแสอ้างอิงซึ่งมีขนาดและความถี่ตามการออกแบบที่กำหนดได้แล้วนำมาเปรียบเทียบกับกระแสเฟสจริงตามรูปที่ 2.8 เพื่อหาความคลาดเคลื่อนของกระแส ค่าความคลาดเคลื่อนของกระแสที่ได้จะถูกพิจารณาว่ามีค่าเกินขอบเขตที่กำหนดไว้หรือไม่ (แถบฮิสเตอร์ซิส)

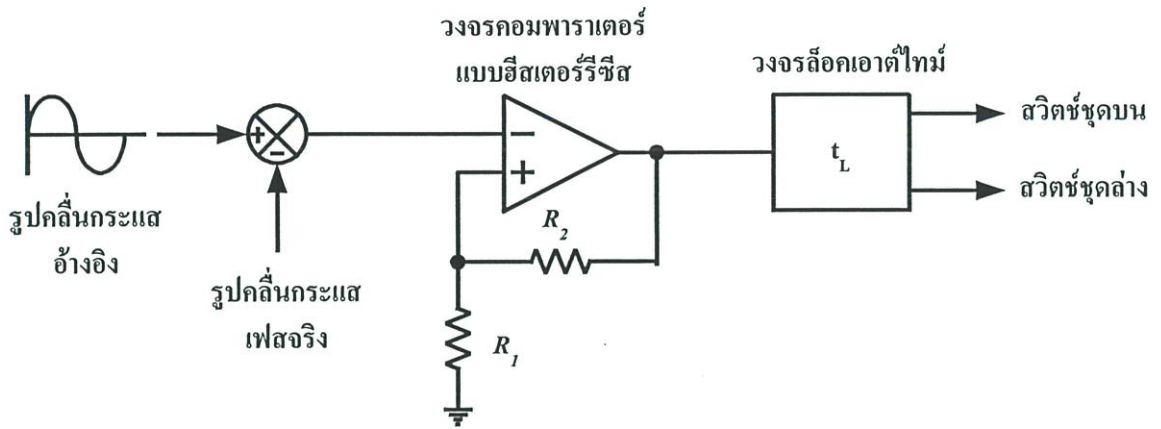
ถ้ากระแสชดเชยจริงเกินค่าขอบเขตบนของฮิสเตอร์ซิสที่กำหนดไว้ ไอจีบีทีตัวบนในกิ่ง ของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะหยุดนำกระแส (turn-off) ในขณะที่ไอจีบีทีที่ตัวล่างจะนำกระแส (turn on) เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจากบวกเป็นลบและกระแสโหลดจะเริ่มลดลงจนกระทั่งถึงขอบเขตล่างของฮิสเตอร์ซิสจะมีการเปลี่ยนทางสวิตช์ โดยไอจีบีทีตัวบนจะนำกระแส และไอจีบีทีตัวล่างจะหยุดนำกระแส ซึ่งเป็นการครบรอบของการสวิตช์ ในส่วนของวงจรลอคเอาท์ t_L จะเป็น



รูปที่ 2.8 หลักการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจากการปรับตัวของกระแสจริงเมื่อเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง

การประวิงเวลาเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดฟลัดด์เนื่องจากการลัดวงจรของไอจีบีทีตัวบนและล่าง (shoot-through) กระแสจริงจะถูกบังคับให้ติดตามสัญญาณกระแสอ้างอิงให้อยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์ซิสที่ต้องการโดยการสวิตช์กลับไปกลับมาของไอจีบีทีตัวบนและล่าง ดังนั้นกระแสรีเปิด ฟิก-ทู-ฟิค จึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์ซิสตามค่าแรงดันเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการ

กระเพื่อม การกำหนดค่าความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสทำได้โดยการกำหนดจากค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิแวมด้วยการปรับตัวของกระแส

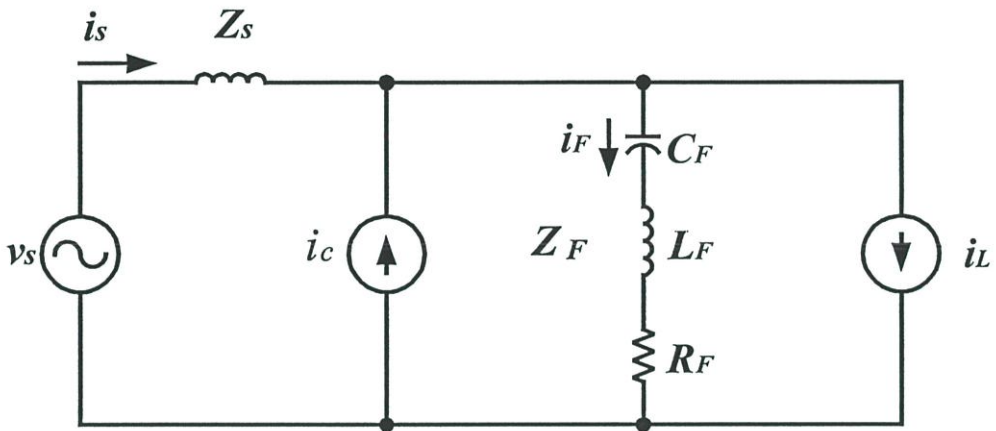
2.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองแบบต่างๆซึ่งได้แก่ วงจรกรองแพสซีฟ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม และวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม รวมถึงการเปรียบเทียบถึงข้อดีข้อเสียของวงจรกรองแต่ละชนิด ในส่วนของการวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณของกระแสได้ใช้ทฤษฎีอนุกรมฟูเรียร์เพื่อหาค่าดัชนีคุณภาพต่างๆที่ใช้เป็นค่าบอกถึงคุณภาพของรูปคลื่นกระแส บทต่อไปจะกล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่ใช้ในงานวิจัยนี้เพื่อใช้เป็นแนวทางสำหรับการออกแบบต่อไป

บทที่ 3

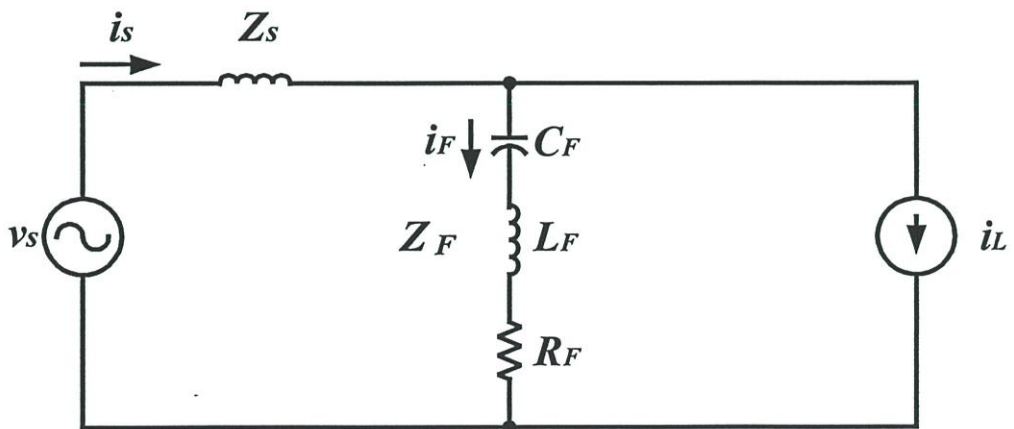
การวิเคราะห์ห้วงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดเกี่ยวกับการวิเคราะห์ห้วงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม โดยแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 ส่วนหลักได้แก่ ส่วนของวงจรรองแพสซีฟและส่วนของวงจรรอกำลังแอกทีฟ วงจรสมมูลหนึ่งเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลหนึ่งเฟสของวงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

3.1 การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรรองแพสซีฟแบบจูน (Tuning Filter)



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลหนึ่งเฟสของวงจรรองแพสซีฟแบบจูน

วงจรรองแพสซีฟจะประกอบด้วยองค์ประกอบที่เป็นแพสซีฟได้แก่ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ประกอบกันเป็นวงจรและต่อขนานเข้ากับโหลดที่ต้องการกำจัดฮาร์มอนิก รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมมูลหนึ่งเฟสของวงจรรองแพสซีฟแบบจูน มีหลักการทำงานคือ วงจรรองจะ

ทำตัวเองให้มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำที่ความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการกำจัดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือทำให้เกิดเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุในวงจรที่ความถี่ฮาร์มอนิกนั่นเองและมีค่าอิมพีแดนซ์สูงๆ ที่ความถี่มูลฐานเพื่อที่กระแสฮาร์มอนิกจากโหลดที่ต้องการกำจัดสามารถไหลผ่านวงจรกรองได้อย่างสะดวก กระแสส่วนที่เหลือจากการกรองจึงมีฮาร์มอนิกลดลงและมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้น โดยค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองแพสซีฟแบบจูนมีค่าเท่ากับ

$$Z_F = R + j\left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right) \quad (3.1)$$

ในสมการจะพบว่าค่า Z_F จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับ R เมื่อแทนความถี่ f เป็น f_c ความถี่เรโซแนนซ์คือ

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \quad (3.2)$$

$$Q_F = \frac{2\pi f_c L_F}{R_F} \quad (3.3)$$

เมื่อ f_c คือ ความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์หรือความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการกำจัด
 Q_F คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพ

จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟ (KVL) ของวงจรกรองเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

$$V_s = iR + L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int idt \quad (3.4)$$

ใช้ทฤษฎีการเทคลาปลาซ

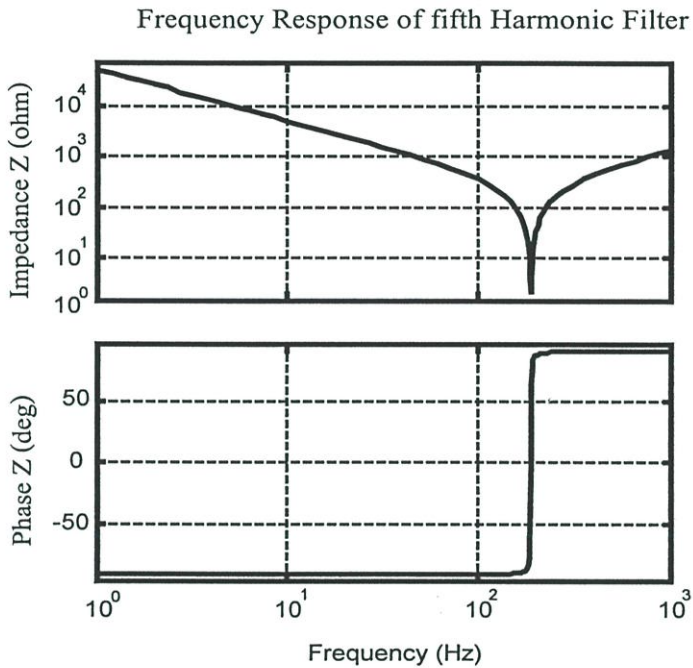
$$LsI(s) + \frac{1}{Cs}I(s) + I(s)R = V_s(s) \quad (3.5)$$

$$I(s)\left(Ls + \frac{1}{Cs} + R\right) = V_s(s) \quad (3.6)$$

$$Z(s) = \frac{V_s(s)}{I(s)} = Ls + \frac{1}{Cs} + R \quad (3.7)$$

$$Z(s) = \frac{LCs^2 + RCs + 1}{Cs} \quad (3.8)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.8) มาวาดเป็นกราฟผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองฮาร์มอนิก สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



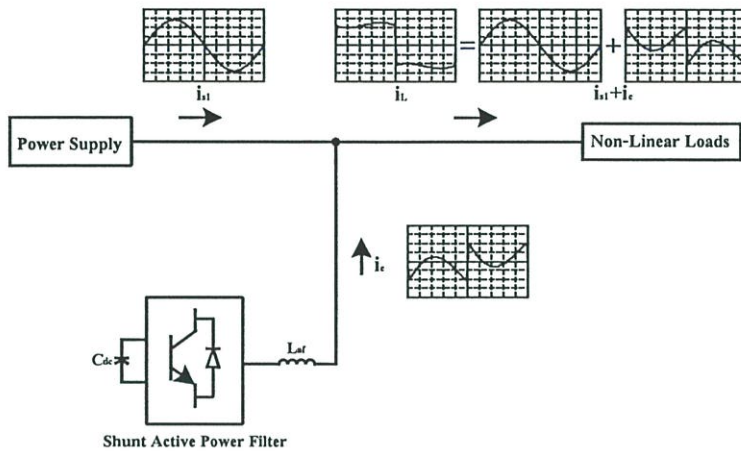
รูปที่ 3.3 ผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองแพลซีฟแบบจูน

จากรูปที่ 3.3 แสดงผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองแพลซีฟแบบจูนจากรูปจะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองแพลซีฟจะมีค่าต่ำเพื่อที่จะทำให้กระแสไหลผ่านได้ดีที่ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุ (C_F) กับตัวเหนี่ยวนำ (L_F) ซึ่งได้ออกแบบไว้ให้ตรงกับความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการกำจัด ผลที่ตามมาก็คือกระแสของแหล่งจ่ายที่เหลือจะมีฮาร์มอนิกลดลง

3.2 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่นำเสนอ

ในการพิจารณาโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ประกอบด้วยกระแสดำเนินมูลฐานหรือกระแสแอกทีฟ กระแสไฟตรง กระแสรีแอกทีฟ และกระแสฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วยกัน เพื่อให้แหล่งจ่ายจ่ายเพียงกระแสที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น จึงใช้หลักการของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสร้างกระแสในส่วนที่เป็นกระแสไฟตรง กระแสรีแอกทีฟ และกระแสฮาร์มอนิกซึ่งรวมกันเรียกว่ากระแสชชชที่มีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามฉีดเข้าไปในระบบ ทำให้กระแสแหล่งจ่ายมีรูปคลื่นเป็น

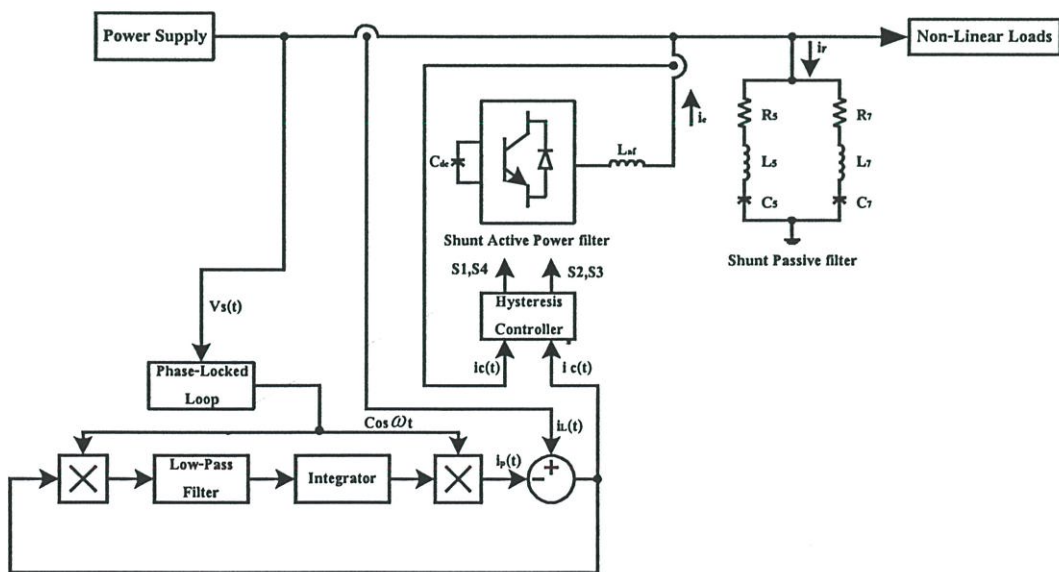
ไชนี่ จากหลักการและแนวคิดดังกล่าวจึงนำกระแสโพลดมาทำการวิเคราะห์เพื่อคำนวณกระแสชดเชยอ้างอิง ซึ่งจะได้อีกกล่าวในหัวข้อต่อไป แล้วนำไปเข้าวงจรควบคุมกระแสทำให้ได้กระแสชดเชยจริงมีการติดตามกระแสชดเชยอ้างอิงที่คำนวณได้แล้วจึงกลับเข้าไปในระบบ



รูปที่ 3.4 หลักการในการใช้ชุดปรับปรุ้งฮาร์มอนิกแบบแอกทีฟชนิดขนาน

3.3 การวิเคราะห์หลักการสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงของวงจรกรองแอกทีฟฟิลเตอร์

จากรูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมที่ใช้ในการวิเคราะห์คำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิง โดยพิจารณากระแสโวลต์ที่มีการผิดเพี้ยนเนื่องจากโพลดไม่เป็นเชิงเส้น กระแสโพลด ($i_L(t)$) ประกอบด้วย 4 องค์ประกอบหลักคือ



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของระบบการควบคุม

$$i_L(t) = i_o(t) + i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \tag{3.9}$$

โดยที่ i_o คือองค์ประกอบไฟตรง

i_p คือกระแสแอกทีฟ

i_q คือกระแสรีแอกทีฟ

i_h คือกระแสฮาร์มอนิก

จากสมการที่ (3.9) สามารถกระจายพจน์ได้เป็นสมการที่ (3.10) และในเทอมของกระแสฮาร์มอนิกแบ่งออกเป็น 2 เทอมที่เป็นผลรวมระหว่างฮาร์มอนิกอันดับคู่กับคี่

$$i_L(t) = I_o + I_p \cos(\omega t) + I_q \sin(\omega t) + \sum_{j=1}^{\infty} I_{2j} \cos(2j\omega t + \phi_{2j}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{2k+1} \cos((2k+1)\omega t + \phi_{2k+1}) \quad (3.10)$$

ค่าประมาณของ I_p สามารถหาได้โดยการพิจารณาจากผลคูณของกระแสโพลในสมการที่ (3.10) กับสัญญาณไซน์อิน-เฟสกับแรงดันแสดงได้ดังสมการที่ (3.11)

$$i_L(t) \cdot \cos(\omega t) = I_o \cos(\omega t) + \frac{I_p}{2} [1 + \cos(2\omega t)] + \frac{I_q}{2} \sin(2\omega t) + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{I_{2j}}{2} [\cos((2j+1)\omega t + \phi_{2j}) + \cos((2j-1)\omega t + \phi_{2j})] + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_{2k+1}}{2} [\cos((2k+2)\omega t + \phi_{2k+1}) + \cos(2k\omega t + \phi_{2k+1})] \quad (3.11)$$

หลังจากการคูณในสมการที่(3.11) ต้องการเทอมของไฟตรงที่เป็นค่า I_p เท่านั้นจึงผ่านการกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่หักมุมต่ำกว่า ω ซึ่งจะทำให้ได้ค่า \bar{I}_p ที่เป็นค่าโดยประมาณของ $i_p(t)$ หลังจากนั้นนำไปคูณกับสัญญาณไซน์อิน-เฟสกับแรงดัน ทำให้ได้ค่าประมาณของกระแสแอกทีฟ $i_p(t)$

เมื่อองค์ประกอบที่เม้นส์จ่ายคือกระแสแอกทีฟเท่านั้น ($i_p(t)$) จากสมการที่ (3.12) จะสังเกตได้ว่าวงจรกรองกำลังแอกทีฟทำหน้าที่จ่ายองค์ประกอบไฟตรง กระแสรีแอกทีฟ และกระแสฮาร์มอนิกให้กับโหลดแทน ดังนั้นเม้นส์จะจ่ายเพียงกระแสแอกทีฟและจากความสัมพันธ์สามารถหากระแสชดเชยอ้างอิงได้โดยการนำองค์ประกอบของกระแสแอกทีฟลบออกจากกระแสโพลที่วัดได้แสดงดังสมการที่ (3.12) ทำให้ได้ค่ากระแสชดเชยอ้างอิง $i_c(t)$ ที่ต้องการ

$$\begin{aligned} i_c(t) &= i_L(t) - i_p(t) \\ &= i_L(t) - I_p \cos \omega t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_o + I_p \cos \omega t + I_q \sin \omega t \\ &+ \sum_{j=1}^{\infty} \frac{I_{2j}}{2} \left[\cos((2j+1)\omega t + \phi_{2j}) + \cos((2j-1)\omega t + \phi_{2j}) \right] \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_{2k+1}}{2} \left[\cos((2k+2)\omega t + \phi_{2k+1}) + \cos(2k\omega t + \phi_{2k+1}) \right] - I_p \cos \omega t \quad (3.12) \end{aligned}$$

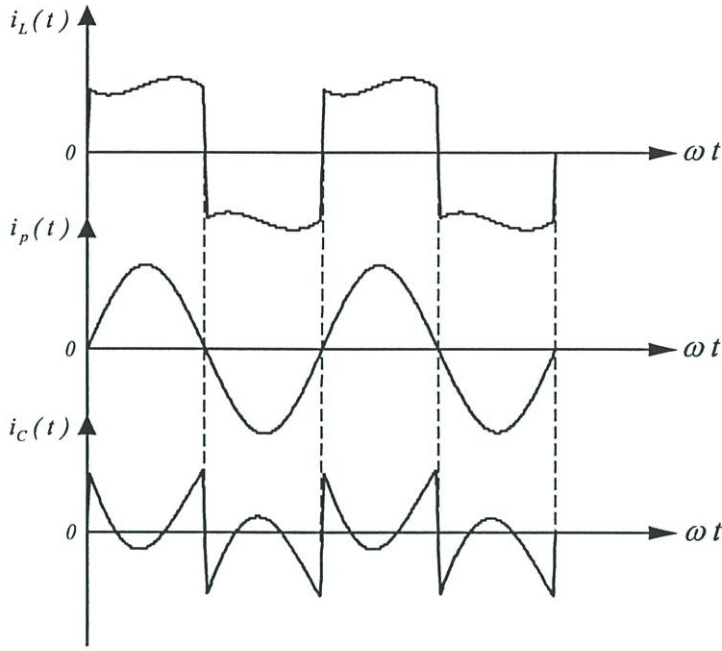
เมื่อ I_p คือ แมกนิจูดของกระแสแอกทีฟ

$\cos(\omega t)$ คือสัญญาณรูปคลื่นไซน์อินเฟสกับแรงดัน

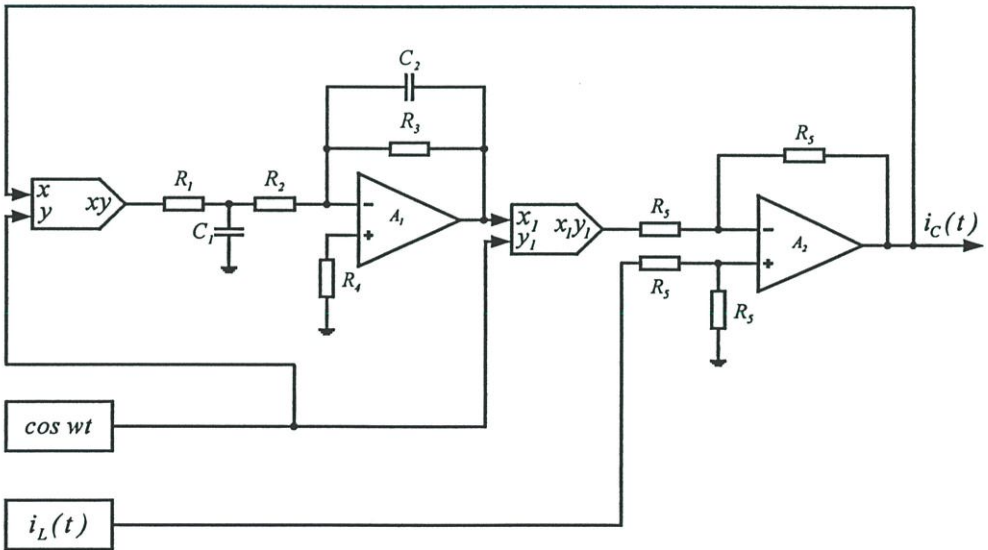
ดังนั้นกระแสชดเชยอ้างอิง คือ

$$\begin{aligned} i_c(t) &= I_o + I_q \sin \omega t \\ &+ \sum_{j=1}^{\infty} \frac{I_{2j}}{2} \left[\cos((2j+1)\omega t + \phi_{2j}) + \cos((2j-1)\omega t + \phi_{2j}) \right] \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_{2k+1}}{2} \left[\cos((2k+2)\omega t + \phi_{2k+1}) + \cos(2k\omega t + \phi_{2k+1}) \right] \quad (3.13) \end{aligned}$$

จากการวิเคราะห์วงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงสามารถแสดงเป็นรูปคลื่นดังรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบด้วยรูปคลื่นกระแสโหลด กระแสแอกทีฟและกระแสชดเชยอ้างอิงที่หาได้โดยการนำเอากระแสโหลดลบด้วยกระแสแอกทีฟ ซึ่งวิธีนี้เป็นการควบคุมแบบลูปเปิด ทำให้ค่า $i_c(t)$ ที่ได้มีความถูกต้องและแม่นยำต่ำ จึงมีการพัฒนารูปแบบเป็นการควบคุมแบบลูปปิดและเพิ่มวงจรอินทิเกรตเข้ามาเพื่อตรวจสอบสถานะการทำงานเข้าสู่สถานะอยู่ตัว (Steady State) โดยถ้า $\Delta \bar{I}_p$ ก่อนเข้าวงจรอินทิเกรตเป็นศูนย์เมื่อไรแสดงว่าวงจรได้เข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว รวมถึงการสร้างสัญญาณไซน์อินเฟสกับแรงดันที่มีการใช้เฟสล็อกลูป (Phase-Locked Loop) ดังนั้นเมื่อนำกระแสแอกทีฟที่ได้ไปลบออกจากกระแสโหลดทำให้ได้ค่ากระแสชดเชยอ้างอิงมีความถูกต้องและแม่นยำสูงขึ้น และจากหลักการดังกล่าวสามารถออกแบบเป็นวงจรอะนาล็อกได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นกระแสที่ใช้ในการวิเคราะห์



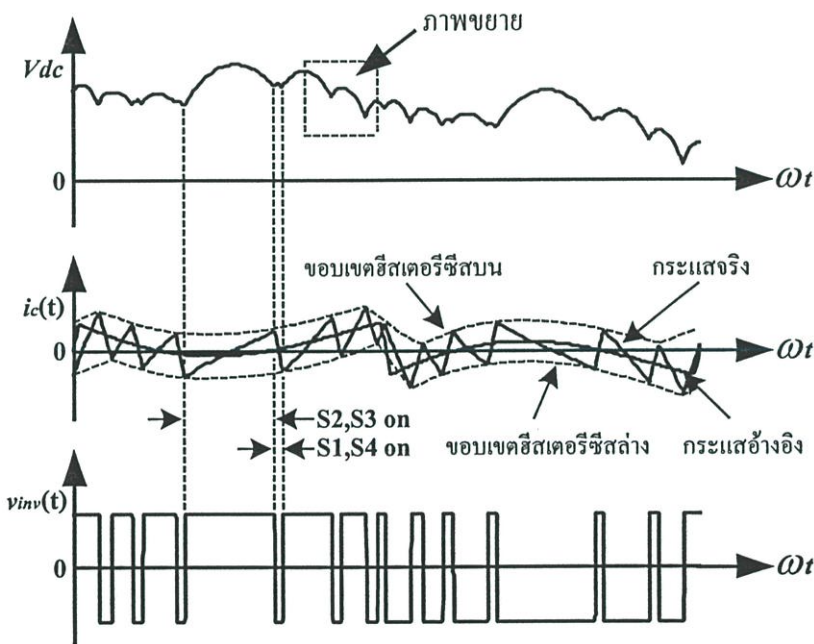
รูปที่ 3.7 วงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงที่ใช้ในการทดลอง

จากรูปที่ 3.7 แสดงวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงที่ใช้ในการทดลอง สัญญาณ $\cos \omega t$ และ สัญญาณกระแส $i_c(t)$ ถูกป้อนเข้าไอซีคิวม 1 และเอาต์พุตที่ได้จะถูกป้อนเข้าวงจรรองความถี่ต่ำ ผ่านทำให้ได้ค่า ΔI_p ที่มีการเปลี่ยนแปลงหลังจากนั้นผ่านวงจรอินทิเกรตเพื่อทำหน้าที่รองความถี่ อีกครั้งและตรวจสอบการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวซึ่งเอาต์พุตที่ได้คือ I_p หลังจากนั้นนำไปคูณกับสัญญาณ

$\cos\omega t$ อีกครั้งทำให้ได้สัญญาณของกระแสแอกทีฟที่อินเฟสกับแรงดัน แล้วนำไปลบกับสัญญาณของกระแสโหลดโดยผ่านวงจรลบทำให้กระแสเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิงที่ต้องการ

3.4 การวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

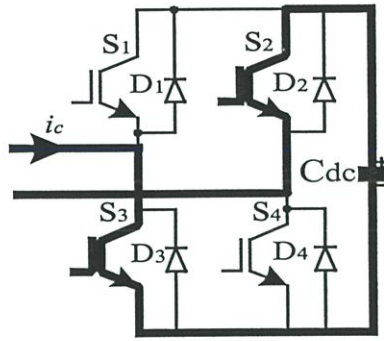
การทำงานของวงจรรอกำลังแอกทีฟจะเกิดขึ้นเมื่ออุปกรณ์สวิตชิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ต้องการเปลี่ยนสถานะสวิตช์และไดโอดจะถูกใช้เป็นส่วนควบคุมให้มีการถ่ายเทพลังงานระหว่าง L_{af} และ C_{dc} ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{dc} และกระแส I_c ตามลำดับ



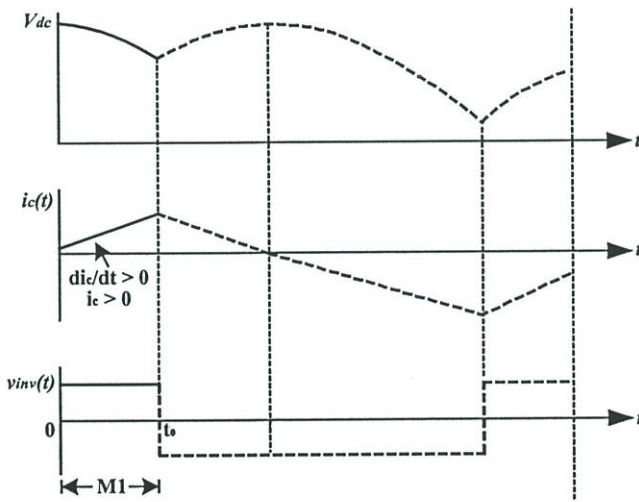
รูปที่ 3.8 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของอินเวอร์เตอร์ตามสภาวะโหมดการทำงานที่มีการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีชีส

รูปที่ 3.8 จากภาพขยายสามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจรรอกำลังแอกทีฟ โดยพิจารณาโหมดการทำงานแบ่งออกเป็น 4 โหมดดังนี้

โหมดการทำงานที่ 1



(a)



(b)

รูปที่ 3.9 แสดงการทำงานของวงจรในโหมดที่ 1

จากรูปที่ 3.9 สถานะการทำงานให้ S_2, S_3 นำกระแส และ S_1, S_4 ไม่นำกระแส กระแส i_c จะไหลผ่าน S_2, S_3, C_{dc} และไหลผ่านไปยังสายนิวตรอลของแหล่งจ่าย ถ้ากระแส $i_c > 0$ และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_c มีค่าเพิ่มขึ้น ($di_c/dt > 0$) ขนาดแรงดันไฟตรง V_{dc} จะมีค่าลดลง

เมื่อ
$$\frac{di_c}{dt} = \frac{\Delta i_c}{\Delta t} = \frac{V_{inv} - \hat{V}_s}{L_{af}}$$

โดยที่
$$\Delta t = \frac{\Delta i_c L_{af}}{V_{inv} - \hat{V}_s}$$
 และ $V_{inv} = \pm V_{dc}$ ขึ้นอยู่กับสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

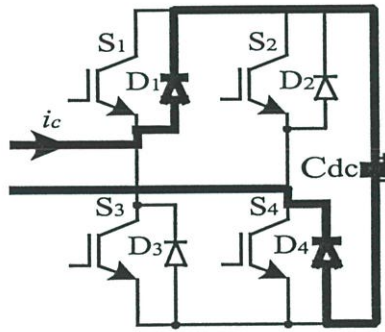
ช่วงคาบเวลา $0-t_0$, $V_{inv} = V_{dc}$, $\Delta i_c = +0.5B$, $\Delta t = t_0$

ดังนั้น

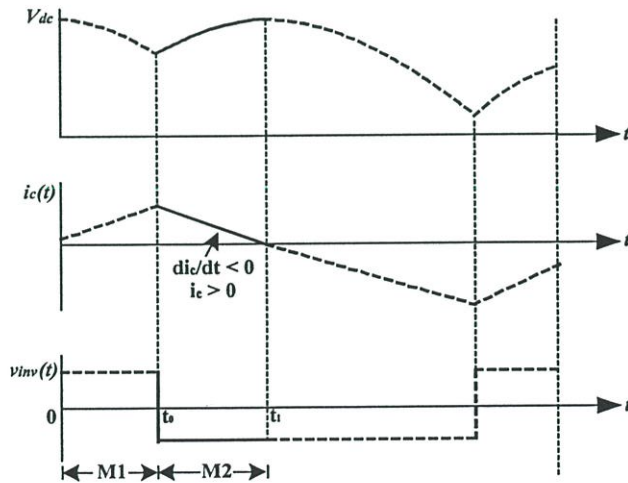
$$t_0 = \frac{0.5BL_{af}}{V_{dc} - V_s}$$

$$V_{dc} = \frac{0.5BL_{af}}{t_0} + V_s \quad (3.14)$$

โหมดการทำงานที่ 2



(a)



(b)

รูปที่ 3.10 แสดงการทำงานของวงจรในโหมดที่ 2

โหมดการทำงานที่ 2 แสดงดังรูปที่ 3.10 เมื่อกระแส i_c เพิ่มขึ้นจนถึงขอบเขตบนตัวควบคุมจะสั่งให้ S_2, S_3 หยุดนำกระแส และสั่งให้ S_1, S_4 นำกระแส กระแส i_c จะไหลผ่าน D_1, D_4, C_{dc} และไหลผ่านไปยังสายนิวตรอลของแหล่งจ่าย ถ้า $i_c > 0$ และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_c มีค่าลดลงลง ($di_c/dt < 0$) ขนาดแรงดันไฟตรง V_{dc} จะมีค่าเพิ่มขึ้น

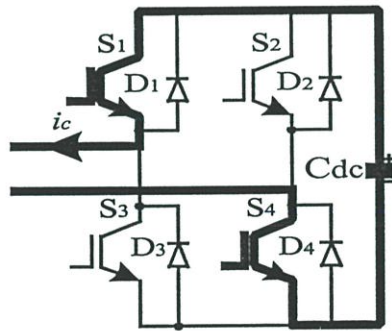
ช่วงคาบเวลา $t_0 - t_1$, $V_{inv} = -V_{dc}$, $\Delta i_c = -0.5B$, $\Delta t = (t_1 - t_0)$

ดังนั้น

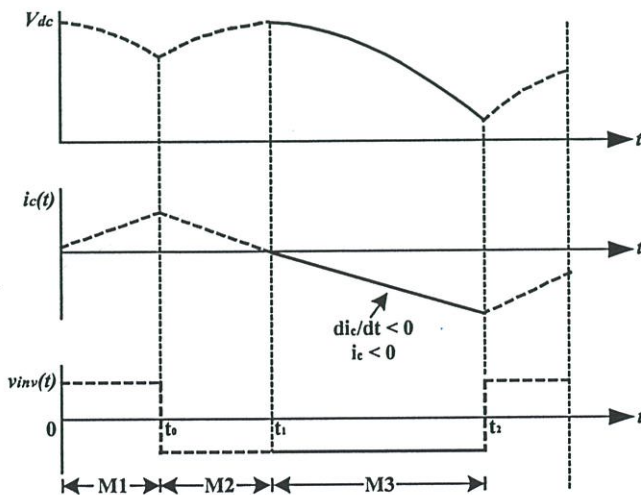
$$(t_1 - t_0) = \frac{-0.5BL_{af}}{-V_{dc} - \hat{V}_s}$$

$$V_{dc} = \frac{0.5BL_{af}}{(t_1 - t_0)} - \hat{V}_s \tag{3.15}$$

โหมดการทำงานที่ 3



(a)



(b)

รูปที่ 3.11 แสดงการทำงานของวงจรในโหมดที่ 3

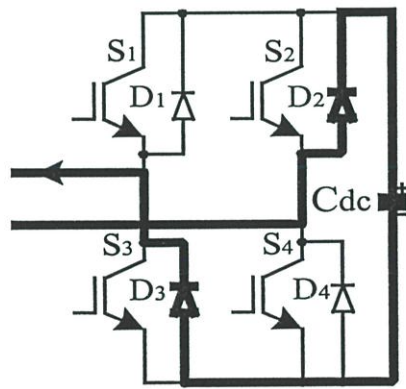
สภาวะการทำงานของโหมดที่ 3 สวิตช์ S_1, S_4 นำกระแส ส่วนสวิตช์ S_2, S_3 หยุดนำกระแส i_c จะไหลผ่าน S_1, S_4, C_{dc} และไหลผ่านไปยังไลน์ของแหล่งจ่าย เมื่อ $i_c < 0$ และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_c มีค่าลดลง ($di_c/dt < 0$) ค่าแรงดันของ V_{dc} มีขนาดลดลง

ช่วงคาบเวลา $t_1 - t_2$, $V_{inv} = -V_{dc}$, $\Delta i_c = -0.5B$, $\Delta t = (t_2 - t_1)$

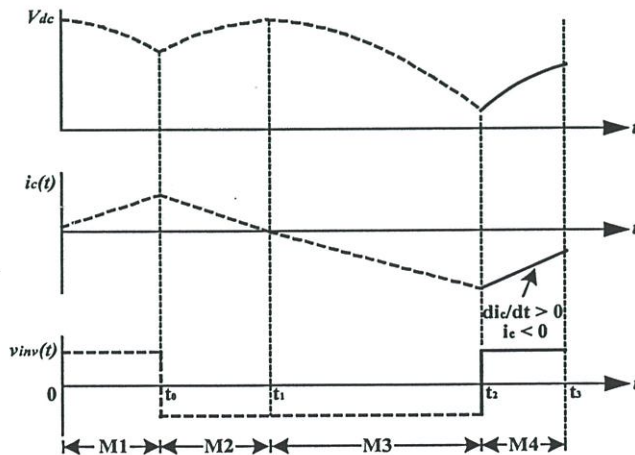
ดังนั้น
$$(t_2 - t_1) = \frac{-0.5BL_{af}}{-V_{dc} - \hat{V}_s}$$

$$V_{dc} = \frac{0.5BL_{af}}{(t_2 - t_1)} - \hat{V}_s \tag{3.16}$$

โหมดการทำงานที่ 4



(a)



(b)

รูปที่ 3.12 แสดงการทำงานของวงจรในโหมดที่ 4

โหมดการทำงานนี้สวิทช์ S_2, S_3 นำกระแส ส่วนสวิทช์ S_1, S_4 หยุดนำกระแส กระแส i_c จะไหลผ่าน D_2, D_3, C_{dc} และไหลผ่านไปยังไลน์ของแหล่งจ่าย เมื่อ $i_c < 0$ และอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_c จะมีค่าเพิ่มขึ้น ($di_c/dt > 0$) ขนาดแรงดันไฟตรง V_{dc} จะมีขนาดเพิ่มขึ้น

ช่วงคาบเวลา $t_2 - t_3$, $V_{inv} = V_{dc}$, $\Delta i_c = +0.5B$, $\Delta t = (t_3 - t_2)$

ดังนั้น

$$(t_3 - t_2) = \frac{0.5BL_{af}}{V_{dc} - V_s}$$

$$V_{dc} = \frac{0.5BL_{af}}{(t_3 - t_2)} + V_s \quad (3.17)$$

เมื่อ i_c มีค่าลดลงจนถึงขอบเขตล่างตัวควบคุมจะสั่งให้ S_1, S_4 หยุดนำกระแส และสั่งให้ S_2, S_3 นำกระแส ค่ากระแส i_c จะถูกจำกัดให้อยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์ซิสตามรูปคลื่นของกระแสชดเชยอ้างอิง โดยตัวควบคุมกระแส กระแส i_c เกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ตัว C_{dc} ซึ่งตัวเก็บประจุไฟตรงจะเก็บพลังงานได้เมื่ออยู่ในโหมดที่ 2 และ 4 ซึ่งเป็นโหมดเรกติไฟเออร์โดยเก็บพลังงานจากแหล่งจ่าย และจะจ่ายพลังงานเมื่ออยู่ในโหมดของอินเวอร์เตอร์คือโหมดที่ 1 และ 3 ตารางที่ 3.1 สรุปสถานะการทำงานที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันในตัวเก็บประจุ C_{dc} เมื่อเกิดการไหลของกระแส i_c ในคอนเวอร์เตอร์ กรณี $i_c > 0$ ค่าแรงดัน V_{dc} จะมีแอมพลิจูดไม่เท่ากันเนื่องจากค่าบวกและลบของ di_c/dt มีค่าที่แตกต่างกันและขึ้นอยู่กับค่าชั่วขณะของแรงดันไฟเอซี และการกลับทิศทางของกระแสจะเกิดขึ้นเมื่อ $i_c < 0$ การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสอ้างอิงและขอบเขตฮิสเตอร์ซิส

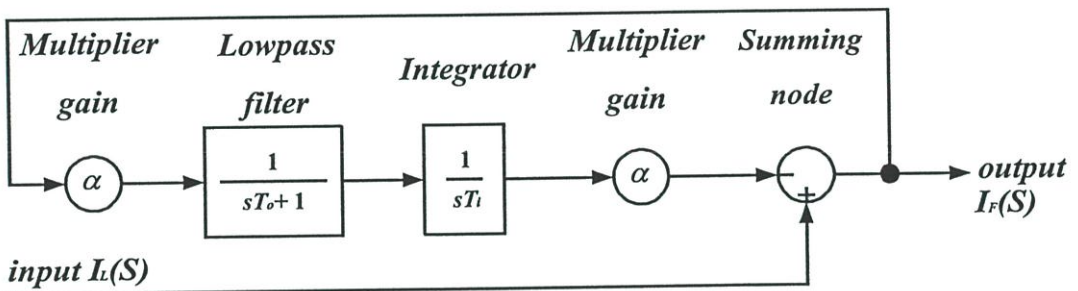
ตารางที่ 3.1 สถานะการเปลี่ยนแปลงแรงดันของตัวเก็บประจุ (V_{dc})

Mode 1	$i_c > 0$ และ $di_c/dt > 0$	ค่าแรงดัน V_{dc} ลดลง
Mode 2	$i_c > 0$ และ $di_c/dt < 0$	ค่าแรงดัน V_{dc} เพิ่มขึ้น
Mode 3	$i_c < 0$ และ $di_c/dt < 0$	ค่าแรงดัน V_{dc} ลดลง
Mode 4	$i_c < 0$ และ $di_c/dt > 0$	ค่าแรงดัน V_{dc} เพิ่มขึ้น

3.5 คุณสมบัติทางไดนามิกและเสถียรภาพของวงจรถวลุม

แฟกเตอร์ที่เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติทางไดนามิกและเสถียรภาพของวงจรถวลุมค่ากระแสชดเชยอ้างอิงได้แก่

1. ฟังก์ชันโอนย้ายแบบลูปปิด
2. ตัวแปรที่เป็นค่าพารามิเตอร์ เช่น สเกลแฟกเตอร์ของตัวคูณและแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์อิน-เฟสกับแรงดัน
3. ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถวลุมที่ต่ำผ่านที่มีผลต่อค่าความถี่คutoff ของกระแสชดเชยอ้างอิง i_c



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมของวงจรถวลุมในรูปลาปลาซ

รูปที่ 3.13 แสดงไดอะแกรมแบบลูปปิดของวงจรถวลุมที่ใช้ในการวิเคราะห์สมรรถนะทางไดนามิก จากบล็อกไดอะแกรมเล็กวงจรถวลุมที่ต่ำผ่านอันดับหนึ่งและกำหนดเกน α คือสเกลแฟกเตอร์ในตัวคูณกับค่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันไซน์อิน-เฟส จากรูปเกนโอนย้ายแบบลูปเปิด $G(s)$ แสดงดังสมการที่ (3.18) และฟังก์ชันโอนย้ายแบบลูปปิดแสดงดังสมการที่ (3.19) จากสมการเป็นโพลีโนเมียลอันดับสองและมีค่าสัมประสิทธิ์ในตัวส่วนเป็นบวก ดังนั้นวงจรถวลุมจึงมีเสถียรภาพเสมอ

$$G(s) = \frac{\alpha^2}{s \cdot T_i (s \cdot T_o + 1)} \quad (3.18)$$

$$H(s) = \frac{\alpha^2 / T_o T_i}{s^2 + s \cdot \frac{1}{T_o} + \frac{\alpha^2}{T_o \cdot T_i}} \quad (3.19)$$

คุณสมบัติการแกว่งของเลขพีชคณิตในตัวส่วนเป็นตัวกำหนดผลตอบสนองทางไดนามิกของวงจรต่อการเปลี่ยนแปลงทางด้านอินพุตจากการสังเกตพบว่าเลขพีชคณิตเป็นแบบ underdamped ซึ่งให้ค่าระหว่าง overshoot ทางเอาต์พุตและ settling time ที่ดี

คุณลักษณะการกรองของฟังก์ชันโอนย้ายแบบรูปเปิด $G(s)$ ในสมการที่ (3.18) มีผลต่อการตอบสนองที่สภาวะอยู่ตัวของวงจร จากสมการที่ (3.11) ค่าประมาณ I_p อยู่บนพื้นฐานการกรองในเทอมที่ไม่ใช่ไฟตรง โดยความถี่ต่ำสุดเท่ากับ ω (ความถี่เมนส์) ซึ่งจะให้ค่าประมาณของ I_p ที่ดีค่า $G(s)$ จะต้องมีค่าเพียงพอสำหรับค่า ω และความถี่ที่สูงกว่า ในเทอมที่ขึ้นอยู่กับความถี่หลังจากทำการกรองยังคงนำไปสู่การผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกบนค่ากระแสแอกทีฟ $i_p(t)$ ที่ประมาณได้และในกระแสชดเชยที่คำนวณได้ $i_c(t)$

จากสมการที่ (3.19) จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรบางตัว (สเกลแฟกเตอร์ของตัวคูณและแอมพลิฟิเคชันสัญญาณไซน์อิน-เฟส) แทนด้วยการเปลี่ยนแปลงใน α จะทำให้ฟังก์ชันโอนย้ายและผลตอบสนองทางไดนามิกของวงจรเปลี่ยนใหม่ แต่อย่างไรก็ตามถือว่าการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นสมรรถนะทางไดนามิกจะยังคงไม่เปลี่ยนแปลงหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือไม่มีผลต่อสภาวะอยู่ตัวหรือความถูกต้องของวงจร

การออกแบบกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

ค่าเวลาคงตัวของวงจรองความถี่ต่ำผ่าน $T_0 = 15 \text{ ms}$

ค่าเวลาคงตัวของวงจรอินทิเกรต $T_i = 1.5 \text{ ms}$

เกนแฟกเตอร์ $\alpha = 0.5 \text{ V/V}$ (เกนตัวคูณ = $1/1 \text{ V}$; $\cos \omega t = 0.5 \text{ V}$)

แทนค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (3.18) ฟังก์ชันโอนย้ายแบบรูปเปิดคือ

$$G(s) = \frac{0.25}{2.25 \cdot 10^{-5} s^2 + 1.5 \cdot 10^{-3} s} \quad (3.20)$$

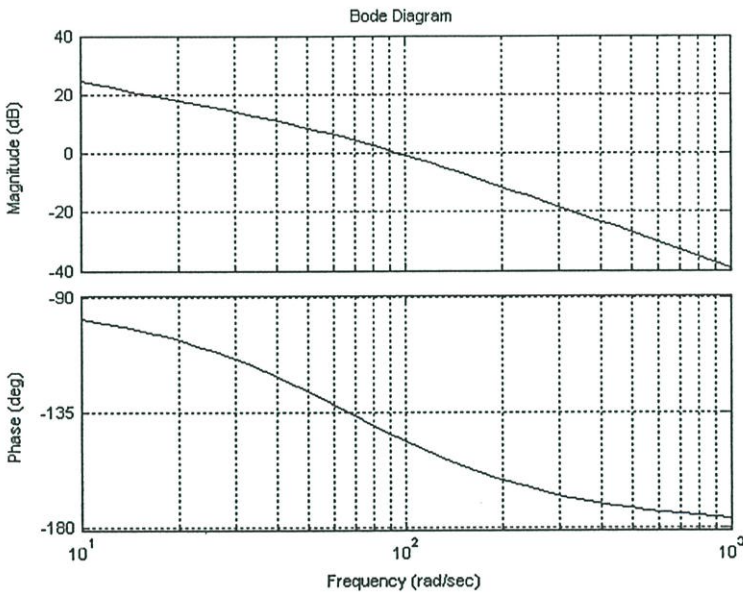
และแทนค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (3.19) ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปปิดคือ

$$H(s) = \frac{11111}{s^2 + 66.7s + 11111} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.21)$$

ในสมการที่ (3.21) ค่า ω_n คือความถี่รีโซแนนซ์ธรรมชาติและ ζ คือแอมป์แกกเตอร์ ดังนั้นความถี่รีโซแนนซ์เท่ากับ 105.4 rad/seg หรือ 16.8 Hz ค่าแอมป์แกกเตอร์เท่ากับ 0.633 ทั้ง

ความถี่รีโซแนนซ์ธรรมชาติและแอมป์เฟกเตอร์จะมีความสัมพันธ์ต่อเวลาตอบสนองของวงจรควบคุม

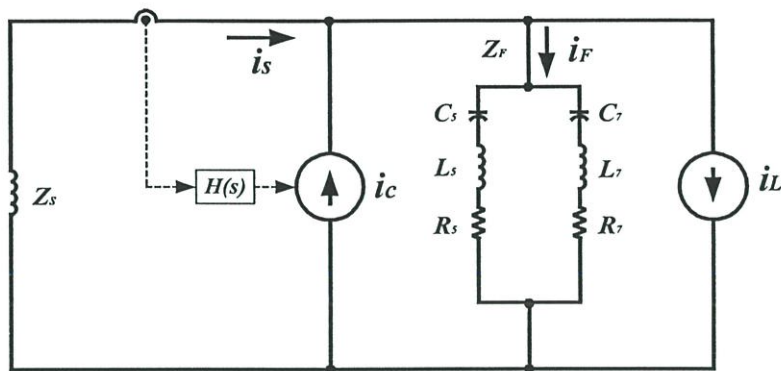
จากรูปที่ 3.14 เป็นโบเดพล็อตไดอะแกรมฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดของวงจรควบคุม โดยการแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้ค่าดังสมการที่ (3.20) จากรูปจะพบว่าส่วนเฟื่อเฟสและส่วนเฟื่ออัตราขยายเป็นบวกแสดงว่าวงจรควบคุมที่ได้นำเสนอนี้มีเสถียรภาพ โดยช่วงปลอดภัยเชิงอัตราขยาย (Gain Margin) มีค่าเท่ากับอนันต์และช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบมีค่าเท่ากับ 36 องศาซึ่งมีค่าเพียงพอสำหรับเสถียรภาพในการควบคุม



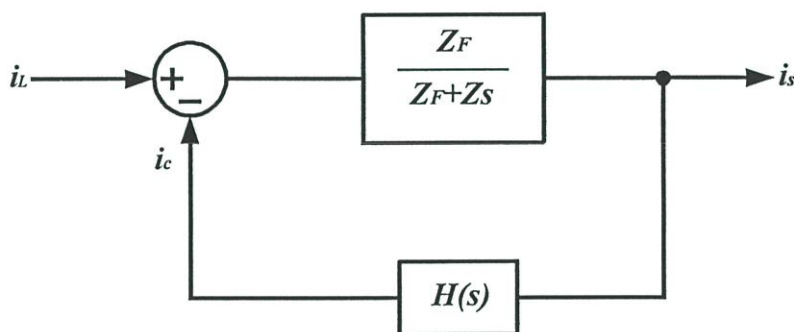
รูปที่ 3.14 โบเดพล็อต (Bode Plot Diagram) ของฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิด

3.6 การพิจารณาเสถียรภาพของระบบ

วงจรสมมูลหนึ่งเฟสรูปที่ 3.15 โดยวงจรกรองแอกทีฟนี้มีฟังก์ชันควบคุม $C(s)$ มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือเป็นการจ่ายกระแสฮาร์โมนิกที่ตรวจจับมาได้กลับเข้าไปในระบบเพื่อให้ได้ลักษณะสมบัติการกรองที่ดีที่สุดและสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.16 เมื่อใช้พารามิเตอร์ของวงจรกรองแพสซีฟและฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงที่ออกแบบได้ในหัวข้อ 3.2 และ 3.4 คิดเป็นฟังก์ชันโอนย้ายจากกระแสโหลด i_L ไปยังกระแสแหล่งจ่าย i_S

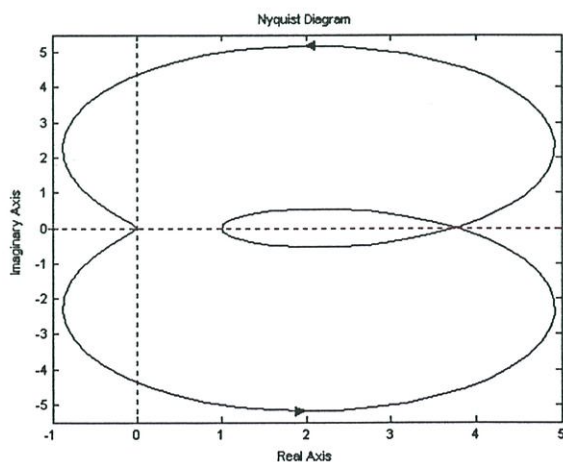


รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลหนึ่งเฟสของวงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม



รูปที่ 3.16 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

โครงสร้างวงจรมีลักษณะเป็นระบบที่มีการป้อนกลับซึ่งจะสามารถแก้ปัญหาระบายสัญญาณของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากในระบบที่มีการป้อนกลับมักมีปัญหาเรื่องเสถียรภาพ ดังนั้นในการออกแบบระบบจึงต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของระบบด้วยจากบล็อกไดอะแกรมเมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์ตามที่ออกแบบไว้ในข้างต้น จะพบว่าระบบมีเสถียรภาพดังแสดงในแผนภูมิไนควิสต์ (Nyquist Plot)



รูปที่ 3.17 แผนภูมิไนควิสต์ของระบบวงรอบเปิด

3.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่แบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนโดยเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรรอกแพสซีฟแบบจูนทำหน้าที่กรองกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 ส่วนวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานทำหน้าที่กรองกระแสฮาร์มอนิกส่วนที่เหลือของระบบ รวมทั้งอธิบายการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไดนามิกของวงจรควบคุมและเสถียรภาพของวงจรเพื่อใช้ออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟดังกล่าวในบทต่อไป

บทที่ 4

การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรอง

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงการออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขานแบบผสม การออกแบบได้มีการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Orcad เพื่อตรวจสอบการทำงานที่ถูกต้องของวงจรและให้มั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความถูกต้องและสอดคล้องกับทฤษฎีที่มีการวิเคราะห์ไว้

4.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรกรองกำลังแอกทีฟขานแบบผสม

การออกแบบค่าพารามิเตอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนแรกเป็นการออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรกรองแพสซีฟแบบจูน ส่วนที่สองเป็นค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขาน

4.1.1 การออกแบบและคำนวณค่าส่วนประกอบของวงจรกรองแพสซีฟ [3]

การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกแบบจูนนั้นจะต้องทราบค่ากำลังงานรีแอกทีฟขดเซย์ที่วงจรกรองจะต้องจ่ายให้กับระบบ ค่าความถี่ปรับคลื่นที่ต้องการกรอง ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor) และค่าการทำงานต่างๆ ของระบบไฟฟ้าเช่น ระดับแรงดันความถี่ของระบบ เป็นต้น

ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกแบบจูนมีดังนี้

1. กำหนดค่าแรงดันระบบ (V_{sys}) ที่จะทำการติดตั้งวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกและความถี่มูลฐานที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรอง

2. กำหนดค่ากำลังงานรีแอกทีฟ (Q_{Com}) ที่ระบบต้องการจากวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกเพื่อใช้ในการปรับค่าตัวประกอบกำลังของระบบให้ได้ตามที่ต้องการ

ค่ากำลังงานรีแอกทีฟที่ระบบต้องการหาได้ดังนี้

$$Q_{Com} = kW (\tan \theta_1 - \tan \theta_2) \quad (4.1)$$

โดยที่ Q_{Com} คือ กำลังงานรีแอกทีฟที่ระบบต้องการ (kVar)

kW คือ กำลังงานจริงของโหลดรวมทั้งหมด (kW)

θ_1 คือ มุมของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเดิม

θ_2 คือ มุมของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใหม่ที่ต้องการ

3. กำหนดจำนวนชุดวงจรกรองกระแสฮาร์มอนิกในระบบว่าต้องทำการติดตั้งอันดับใดบ้างเช่น ตัวกรองอันดับที่ 5 และ 7 เป็นต้น
4. ทำการแบ่งค่า Q_{Com} ออกเป็นส่วนๆ ตามจำนวนชุดของตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกที่กำหนดไว้ โดยใช้สัดส่วนของกระแสฮาร์มอนิก
5. กำหนดจุดปรับคลื่น (Tuning Point : n_h) ของตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกแต่ละอันดับ โดยกำหนดให้จุดปรับคลื่นมีค่าต่ำกว่าอันดับของฮาร์มอนิกที่ต้องการกรองเล็กน้อย
6. กำหนดขนาดพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุที่ความถี่มูลฐานดังนี้

$$V_{Cr} \geq \left(\frac{n_h^2}{n_h^2 - 1} \right) \cdot V_{Sys} \quad (4.2)$$

โดยที่ V_{Sys} คือ แรงดันระบบที่ตัวกรองต่ออยู่ (V)

n_h คือ ค่าจุดปรับคลื่นของตัวกรอง

V_{Cr} คือ แรงดันพิกัดของตัวเก็บประจุ (V)

7. กำหนดขนาดกำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุ (Q_{Cr}) ที่ต้องใช้ในตัวกรองแต่ละอันดับ การกำหนดขนาดกำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุจะต้องเลือกให้มีขนาดใกล้เคียงกับขนาดที่มีจำหน่ายอยู่ในท้องตลาดทั่วไปเพื่อให้ตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกมีราคาถูกลงที่สุด

การหาขนาดของตัวเก็บประจุทำได้โดยใช้สมการ

$$Q_{Cr} = \frac{Q_{Com}}{\left(\frac{n_h^2}{n_h^2 - 1} \right) \cdot \left(\frac{V_{Sys}}{V_{Cr}} \right)^2} \quad (4.3)$$

8. กำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_F) ของตัวกรอง

9. คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ (C) ค่าตัวเหนี่ยวนำ และค่าความต้านทาน ดังสมการต่อไปนี้

$$C = \frac{Q_{Cr} \times 10^6}{2\pi f V_{Cr}^2} \quad (\mu F) \quad (4.4)$$

$$L = \frac{10^3}{(2\pi f n_h)^2 C} \quad (\text{mH}) \quad (4.5)$$

$$R = \frac{X_L \text{ at } n_h}{Q_F} \quad (\text{ohm}) \quad (4.6)$$

โดยที่ V_{Cr} คือ แรงดันพิกัดของตัวเก็บประจุ (V)

Q_{Cr} คือ กำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุ (VAR)

n_h คือ ค่าจุดปรับคลื่นของตัวกรอง

Q_F คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพของตัวกรอง

10. วิเคราะห์การไหลของกระแสฮาร์มอนิกในส่วนต่างๆ ของระบบไฟฟ้าใหม่ที่ทำกรติดตั้งตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกเข้าในระบบ

11. ตรวจสอบตัวเก็บประจุว่าทำงานเกินพิกัดหรือไม่ หากผลการตรวจสอบพบว่าตัวเก็บประจุทำงานเกินพิกัดที่กำหนด จะต้องเลือกขนาดของตัวเก็บประจุใหม่โดยกลับไปขั้นตอนที่ 7. ใหม่

12. กำหนดขนาดกระแสพิกัดของตัวเหนี่ยวนำ (L) โดยปกติแล้วกระแสพิกัดของตัวเหนี่ยวนำจะเผื่อขนาดกระแสที่ความถี่มูลฐานไว้ 10 % เพื่อเป็นการป้องกันตัวเหนี่ยวนำ

$$I_L = 1.3 I_{Cr} \quad (4.7)$$

เมื่อ I_{Cr} คือขนาดกระแสพิกัดอาร์เอ็มเอส ของตัวเก็บประจุหาได้ดังสมการที่ (4.8)

$$I_{Cr} = \frac{Q_{Cr}}{V_{Cr}} \quad (4.8)$$

4.1.2 การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่ใช้ในการทดลองในการออกแบบประกอบด้วยองค์ประกอบหลักๆ ได้แก่

4.1.2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์

ในการออกแบบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ใช้ทรานซิสเตอร์แบบเหนี่ยวนำเกด (Insulated Gate Bipolar Transistor-IGBT) เป็นอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรกำลัง เนื่องจาก IGBT มีคุณสมบัติการทนกระแสและแรงดันได้สูงทำงานในย่านความถี่สูงได้ดี โดยใช้เป็น IGBT Module

4.1.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุไฟตรง (C_{dc})[14]

ตัวเก็บประจุไฟตรง (C_{dc}) ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานทำหน้าที่เป็นส่วนสะสมพลังงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) โดยกำหนดจากริปเปิ้ลของแรงดันไฟตรงหาได้จากสมการที่ (4.9)

$$C_{dc} \geq \frac{P_o}{2 \cdot f_{line} (V_{dc_{max}}^2 - V_{dc_{min}}^2)} \quad (4.9)$$

โดยที่ P_o คือ กำลังงานไฟฟ้าจริงของโหลดไม่เป็นเชิงเส้น (W)

f_{line} คือ ความถี่ของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส (Hz)

$V_{dc_{max}}$ คือ ค่าแรงดันของตัวเก็บประจุไฟตรงสูงสุด (V)

$V_{dc_{min}}$ คือ ค่าแรงดันของตัวเก็บประจุไฟตรงต่ำสุด (V)

4.1.2.3 การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำกรองเชื่อมโยง (L_a)[21]

ตัวเหนี่ยวนำกรองเชื่อมโยงระหว่างอินเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่ายทำหน้าที่กรองริบเปิ้ลกระแสของการสวิตชิงออกทำให้กระแสชดเชยที่สร้างขึ้นโดยอินเวอร์เตอร์มีความเรียบมากขึ้นและสามารถคำนวณหาตัวเหนี่ยวนำได้โดยใช้สมการที่ (3.14) ถึงสมการที่ (3.17)

$$1 \text{ คาบเวลา}(T) = t_0 + (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2)$$

$$\begin{aligned} T &= t_0 + (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) \\ &= \frac{0.5BL_{af}}{\hat{V}_{dc} - \hat{V}_s} + \frac{-0.5BL_{af}}{-\hat{V}_{dc} - \hat{V}_s} + \frac{-0.5BL_{af}}{-\hat{V}_{dc} - \hat{V}_s} + \frac{0.5BL_{af}}{\hat{V}_{dc} - \hat{V}_s} \\ &= \frac{2BL_{af} \hat{V}_{dc}}{\hat{V}_{dc}^2 - \hat{V}_s^2} \end{aligned} \quad (4.10)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.10) หาความถี่สวิตชิงได้คือ

$$f_{sw} = \frac{1}{T} = \frac{\hat{V}_{dc}^2 - \hat{V}_s^2}{2BL_{af} \hat{V}_{dc}} \quad (4.11)$$

แทนค่า $B = \Delta i_c$ ลงในสมการที่ (4.11) ความถี่สวิตชิงคือ

$$f_{sw} = \frac{V_{dc}^2 - \hat{V}_s^2}{2\Delta i_c L_{af} V_{dc}} \quad (4.12)$$

และความถี่ของการสวิตชิงสูงสุดเมื่อ $\hat{V}_s = 0$ จะมีค่าเท่ากับ

$$f_{sw_{max}} = \frac{V_{dc}}{2\Delta i_c L_{af}} \quad (4.13)$$

จากสมการที่ (4.12) สามารถหาค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงได้คือ

$$L_{af} = \frac{V_{dc}^2 - \hat{V}_s^2}{2V_{dc} \Delta i_c f_{sw}} \quad (4.14)$$

โดยที่ V_{dc} คือ ค่าแรงดันของตัวเก็บประจุไฟตรง (V)

f_{sw} คือ ความถี่ของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส (Hz)

Δi_c คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสขดเคช (A)

L_{af} คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำกรอง (mH)

4.2 ตัวอย่างการออกแบบ

กำหนดให้

- กำลังงานไฟฟ้าจริงของโหลดไม่เป็นเชิงเส้น , $P_o=1000$ W
- แรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย , $V_s=220$ V_{rms}
- ความถี่สวิตชิง , $f_{sw}=10.7$ kHz
- แรงดันไฟตรง , $V_{dc}=390$ V
- ขอบเขตฮิสเตอร์ซิส , $\Delta i_{max}=\pm 0.5$ A
- ความถี่ของระบบไฟฟ้า 1 เฟส , $f_{line}=50$ Hz
- มุมทริกของไทรสเตอร์ , $\phi_1=30$ องศา

การคำนวณ

จากข้อมูลที่กำหนดให้สามารถคำนวณและออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆได้ดังต่อไปนี้

4.2.1 การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองแพสซีฟแบบจูนอันดับที่ 5 และ 7

- การคำนวณหาค่ากำลังงานรีแอกทีฟ (Q_{com}) ที่ระบบต้องการ

เมื่อต้องการมุมของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใหม่เป็น 0 องศา ดังนั้น

$$\begin{aligned} Q_{Com} &= 100(\tan 30^\circ - \tan 0^\circ) \\ &= 577.35 \text{ VAR} \end{aligned}$$

2. ติดตั้งวงจรกรองเพศซีฟแบบจูนอันดับที่ 5 และ 7

3. กำหนดให้

$$Q_{com5} = 253.97 \text{ VAR} \quad \text{และ} \quad Q_{com7} = 202.10 \text{ VAR}$$

4. กำหนดจุดปรับคลื่น $n_5 = 4.89$ และ $n_7 = 6.75$

5. คำนวณหาขนาดพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุที่ความถี่มูลฐาน

$$V_{Cr5} \geq \frac{4.89^2}{4.89^2 - 1} \times 220$$

$$V_{Cr5} \geq 229.60 \text{ V} \quad \text{เลือก } V_{Cr5} = 250 \text{ V}$$

$$V_{Cr5} \geq \frac{6.75^2}{6.75^2 - 1} \times 220$$

$$V_{Cr5} \geq 224.94 \text{ V} \quad \text{เลือก } V_{Cr7} = 250 \text{ V}$$

6. คำนวณหาขนาดกำลังงานรีแอกทีฟพิกัดของตัวเก็บประจุในตัวกรองแต่ละชุด

$$Q_{Cr5} = 253.97 \times \left(\frac{250}{220} \right)^2 \left(\frac{4.89^2 - 1}{4.89^2} \right)$$

$$Q_{Cr5} = 314.24 \text{ VAR}$$

$$Q_{Cr7} = 202.10 \times \left(\frac{250}{220} \right)^2 \left(\frac{6.75^2 - 1}{6.75^2} \right)$$

$$Q_{Cr7} = 255.25 \text{ VAR}$$

7. กำหนดค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_F) ของตัวกรอง

$$Q_{F5} = 40.62$$

$$Q_{F7} = 36.28$$

8. กำหนดหาค่าตัวเก็บประจุ (C) ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) และค่าความต้านทาน (R)

$$\text{หาค่า} \quad C_5 = \frac{314.16 \times 10^6}{2\pi \times 50 \times 250^2}, \quad C_5 = 16 \mu\text{F}$$

$$C_7 = \frac{255.25 \times 10^6}{2\pi \times 50 \times 250^2}, \quad C_7 = 13 \mu\text{F}$$

$$\text{หาค่า} \quad L_5 = \frac{10^3}{(2\pi \times 50 \times 4.89)^2 \times 16 \times 10^{-6}}$$

$$L_5 = 26.48 \text{ mH}$$

$$L_7 = \frac{10^3}{(2\pi \times 50 \times 6.75)^2 \times 13 \times 10^{-6}}$$

$$L_7 = 17.11 \text{ mH}$$

$$\text{หาค่า} \quad R_5 = \frac{2\pi \times 50 \times 4.89 \times 26.48 \times 10^{-3}}{40.62}$$

$$R_5 = 1 \text{ Ohm}$$

$$R_7 = \frac{2\pi \times 50 \times 6.75 \times 17.11 \times 10^{-3}}{36.28}$$

$$R_7 = 1 \text{ Ohm}$$

9. กำหนดขนาดกระแสฟลักตอร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ

$$\text{โดยที่} \quad I_{Cr} = \frac{Q_{Cr}}{V_{Cr}}$$

$$I_{Cr5} = \frac{314.16}{250} = 1.26 \text{ A}$$

$$I_{Cr7} = \frac{255.25}{250} = 1.02 \text{ A}$$

$$\text{หาค่า} \quad I_{L5} = 1.3 \times 1.26 = 1.63 \text{ A}$$

$$I_{L7} = 1.3 \times 1.02 = 1.33 \text{ A}$$

4.2.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแยกที่ฟแบบขนาน

ในการออกแบบวงจรรอกกำลังแยกที่ฟแบบขนานซึ่งประกอบด้วยของค์ประกอบหลักๆ ได้แก่ วงจรอินเวอร์เตอร์ ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงและตัวเก็บประจุไฟตรง โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ใช้ 1φ

Intelligent Power Modul IGBT ทำหน้าที่เป็นตัวสวิตช์เนื่องจากมีคุณสมบัติในการทนกระแสและแรงดัน ได้สูงทำงานที่ความถี่สูงได้ดี

1. การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรองเชื่อมโยง (L_{af})

$$L_{af} = \frac{390^2 - 311^2}{2 \times 390 \times 1 \times 10 \times 10^3}$$

$$L_{af} = 6.63 \text{ mH}$$

เลือก $L_{af} = 6.6 \text{ mH}$

2. การออกแบบตัวเก็บประจุไฟตรง (C_{dc})

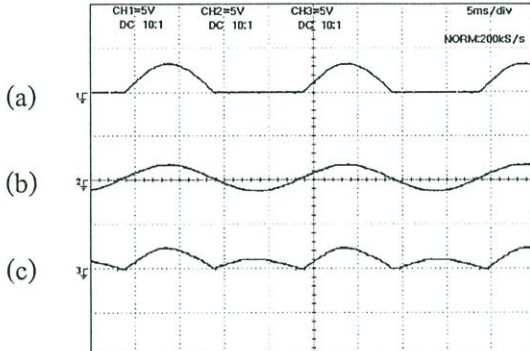
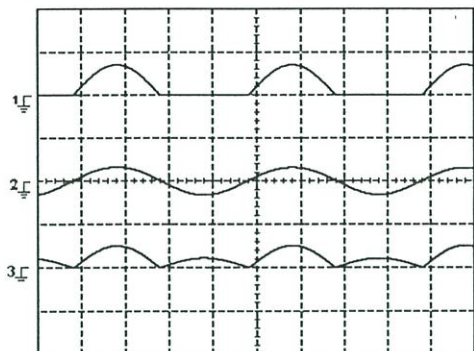
$$C_{dc} \geq \frac{1000}{2 \times 50 \times (395^2 - 385^2)}$$

$$C_{dc} \geq 1282 \text{ } \mu\text{F}$$

เลือก $C_{dc} = 2200 \text{ } \mu\text{F}$

4.3 การจำลองและทดลองเพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรควบคุม

ในหัวข้อนี้เสนอการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป Orcad โดยใช้หลักการตามที่ได้อธิบายและออกแบบไว้จากหัวข้อที่ผ่านมา การจำลองด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรควบคุมในส่วนของการสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงและให้มั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความเป็นไปได้ ก่อนจะนำไปทดสอบทำงานร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อไป โดยในการจำลองและทดลองกำหนดค่าพารามิเตอร์ตามการออกแบบจากหัวข้อที่ผ่านมา ให้ผลดังต่อไปนี้



สเกล x:5ms/div,y=5V/div

ผลการจำลอง

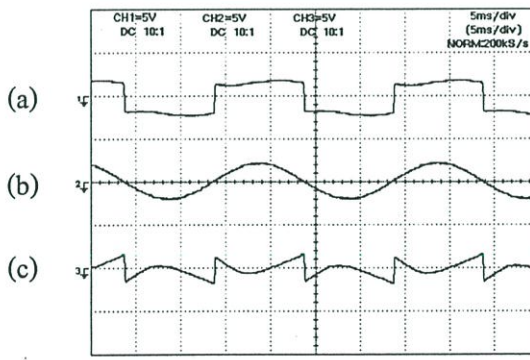
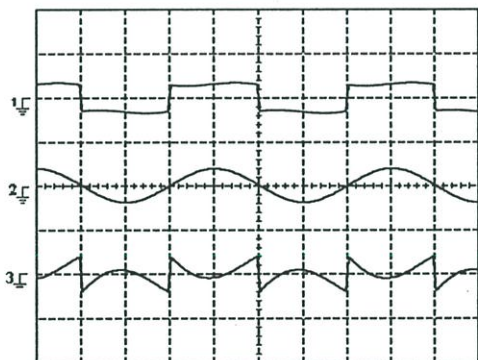
ผลการทดลอง

รูปที่ 4.1 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแบบขนานเพียงอย่างเดียว โหลดวงจรเรียงกระแสฮาล์ฟเวฟ

(a) รูปคลื่นกระแสโหลด (i_L)

(b) รูปคลื่นกระแสแอกทีฟ (i_p)

(c) รูปคลื่นกระแสชดเชยอ้างอิง (i_c)



สเกล x:5ms/div,y=5V/div

ผลการจำลอง

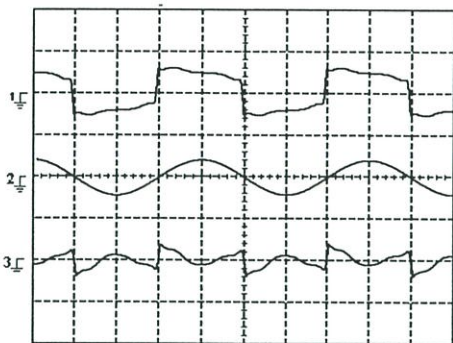
ผลการทดลอง

รูปที่ 4.2 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแบบขนานเพียงอย่างเดียว โหลดวงจรเรียงกระแสฟูลเวฟ

(a) รูปคลื่นกระแสโหลด (i_L)

(b) รูปคลื่นกระแสแอกทีฟ (i_p)

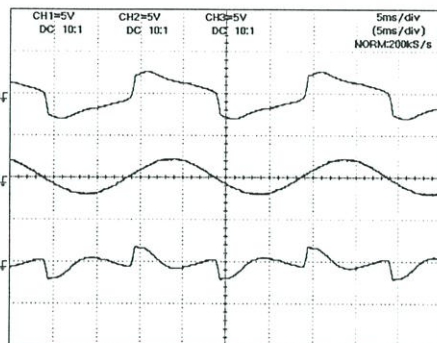
(c) รูปคลื่นกระแสชดเชยอ้างอิง (i_c)



(a)

(b)

(c)



สเกล x:5ms/div,y=5V/div

ผลการจำลอง

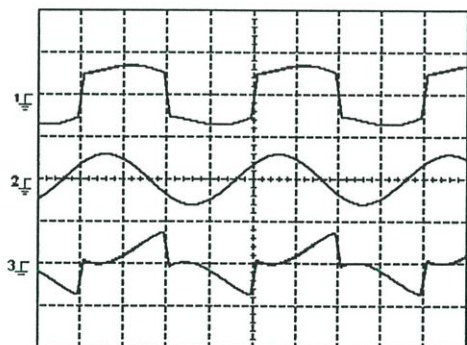
ผลการทดลอง

รูปที่ 4.3 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมโพลวงจรเรียงกระแสฟูลเวฟ

(a) รูปคลื่นกระแสโพล (i_L)

(b) รูปคลื่นกระแสแอกทีฟ (i_p)

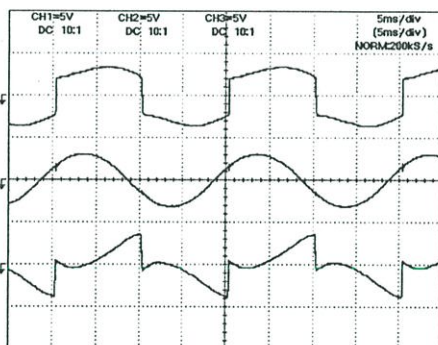
(c) รูปคลื่นกระแสชดเชยอ้างอิง (i_c)



(a)

(b)

(c)



สเกล x:5ms/div,y=5V/div

ผลการจำลอง

ผลการทดลอง

รูปที่ 4.4 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานเพียงอย่างเดียวโพลไทรสเตอร์ 1 เฟส

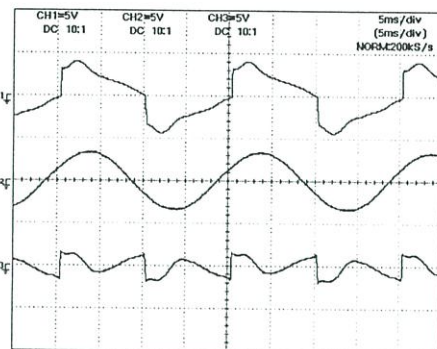
(a) รูปคลื่นกระแสโพล (i_L)

(b) รูปคลื่นกระแสแอกทีฟ (i_p)

(c) รูปคลื่นกระแสชดเชยอ้างอิง (i_c)



(a)
(b)
(c)



สเกลต x:5ms/div,y=5V/div

ผลการจำลอง

ผลการทดลอง

รูปที่ 4.5 ผลการจำลองและทดลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมโพลดีโวลต์ทรานซิสเตอร์ 1 เฟส

(a) รูปคลื่นกระแสโพล (i_L)

(b) รูปคลื่นกระแสแอกทีฟ (i_p)

(c) รูปคลื่นกระแสชดเชยอ้างอิง (i_c)

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.1 ถึง 4.5 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสโพล กระแสแอกทีฟและกระแสชดเชยอ้างอิงเมื่อต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแบบขนานเพียงอย่างเดียวและแบบผสมโดยมีโพลเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ ฟูลเวฟและทรานซิสเตอร์ เพื่อเป็นการตรวจสอบการทำงานของวงจรที่ได้มีการออกแบบไว้ข้างต้น ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ได้มีความสอดคล้องกับสมการและผลการทดลองมีลักษณะใกล้เคียงกับผลการจำลองโดยคอมพิวเตอร์ แสดงว่าวงจรที่ได้มีการออกแบบมีความถูกต้องตามหลักการงานที่ได้วิเคราะห์ไว้

4.4 สรุป

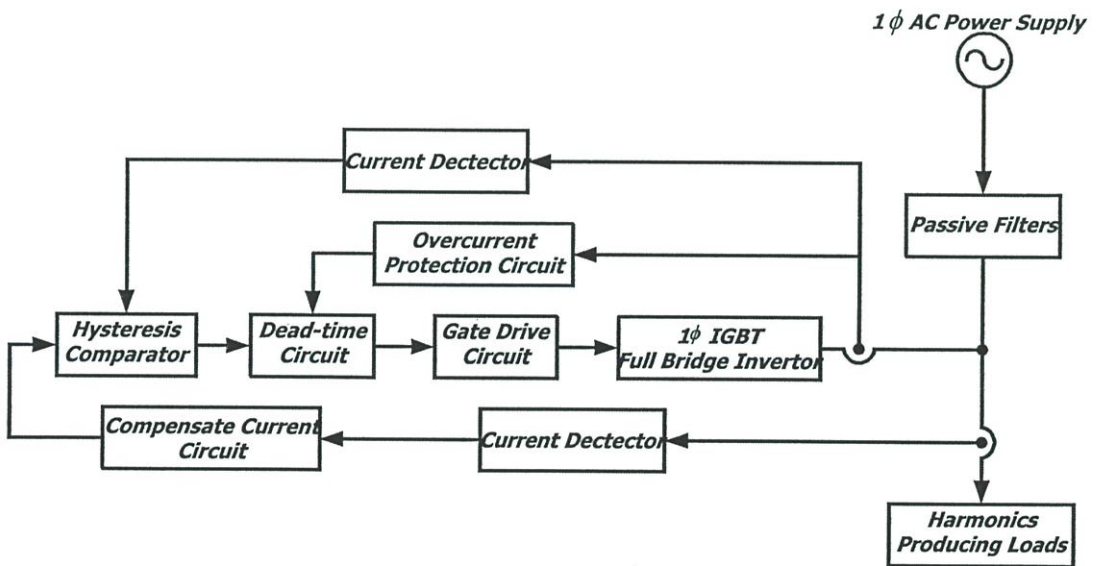
ในบทนี้อธิบายถึงหลักการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่นำเสนอเพื่อให้รู้ก่อนที่จะนำไปออกแบบให้สามารถทำงานร่วมกับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์สำหรับสร้างกระแสชดเชยเพื่อฉีดกลับเข้าไปในระบบ นอกจากนี้ยังได้แสดงถึงวิธีการออกแบบ การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญพร้อมแสดงตัวอย่างในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆด้วย จากนั้นได้นำวงจรที่ออกแบบนี้มาจำลองการทำงานโดยใช้คอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบดูผลการทำงานของวงจรและให้มั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความเป็นไปได้ตามทฤษฎี ก่อนจะนำไปสร้างวงจรจริงและทดสอบผลการทำงานในทางปฏิบัติต่อไป

บทที่ 5

การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรกำลัง

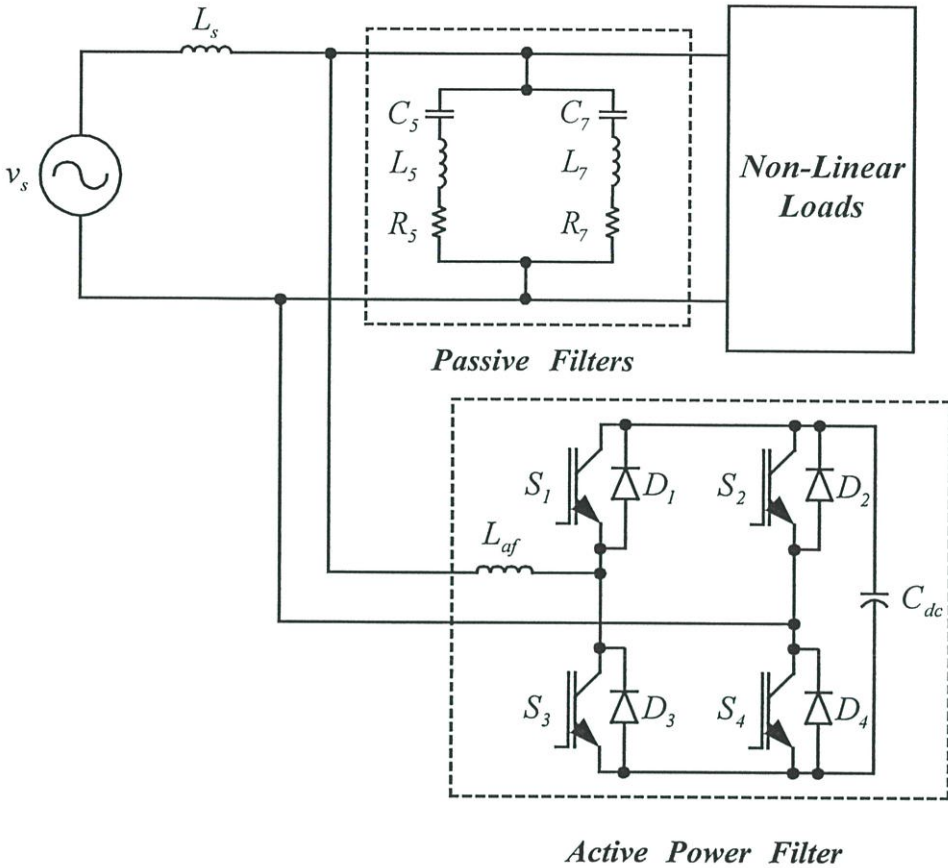
ในบทนี้จะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้างของระบบควบคุมทั้งหมดและวงจรกำลัง โดยการออกแบบประกอบด้วยส่วนสร้างกระแสชดเชยอ้างอิง วงจรกรองแปสซีฟ และวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่มีอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันทำหน้าที่สร้างกระแสชดเชยตามที่คำนวณได้ขึ้นมาหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดไม่เป็นเชิงเส้นประเภทวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น แบบเต็มคลื่น และแบบไทรสเตอร์ที่มีการปรับค่ามอดูเลชัน

5.1 การออกแบบและสร้างวงจรกำลัง



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

ในรูปที่ 5.1 ได้แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุมและวงจรกำลังของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม โดยรายละเอียดของวงจรในแต่ละบล็อกไดอะแกรมจะได้กล่าวถึงและนำเสนอในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 5.2 วงจรกำลังของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

ส่วนประกอบของวงจรกำลังมีหน้าที่และหลักการทำงานดังนี้

5.1.1 ตัวเก็บประจุไฟตรง (C_{dc})

ในอดีตที่ผ่านมามีการชดเชยกำลังงานรีแอกทีฟหรือการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองแพสซีฟจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ประเภทแพสซีฟที่มีขนาดใหญ่ จากปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้ตัวเก็บพลังงานมีขนาดเล็ก ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวก็คือตัวเก็บประจุไฟตรงที่ใช้เป็นตัวเก็บพลังงาน โดยขนาดขึ้นอยู่กับพิกัดกำลังไฟฟ้าของวงจรกรองกำลังแอกทีฟและชนิดของโหลด

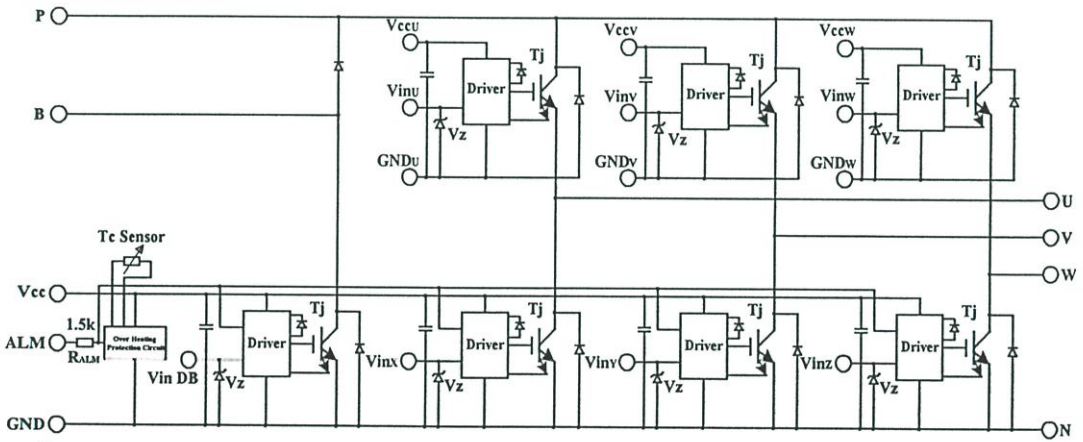
5.1.2 ตัวเหนี่ยวนำกรอง (L_{af})

การเชื่อมโยงระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่ายโดยผ่านตัวเหนี่ยวนำกรองที่ทำหน้าที่กรองกระแสรีเปลที่เกิดจากการสวิตชิงออก ทำให้กระแสชดเชยที่จ่ายโดยอินเวอร์เตอร์มีความเรียบมากขึ้นและเพื่อให้ผลตอบสนองที่ดีทางไดนามิกขนาดของตัวเหนี่ยวนำควรมีขนาดเล็กถ้าเป็นไปได้

ได้ แต่อย่างไรก็ตามถ้ามีขนาดเล็กลงไปจะไม่สามารถกำจัดกระแสรีปเปิ้ลที่เกิดจากการสวิตซ์ซึ่งได้ ดี จึงควรมีการออกแบบให้เหมาะสมกับการใช้งาน

5.1.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟส

หลักการการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าคือควบคุมกระแสของวงจรรองให้มีค่าตามส่วนควบคุมกำหนด โดยแปลงแรงดันบัสไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับด้วยเทคนิคการปรับความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation ; PWM) และมีวงรอบการควบคุมกระแสรวมอยู่ด้วย ในการออกแบบเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูล Intelligent Power Module (IPM) ต่อแบบฟูลบริดจ์ของบริษัทฟูจิอิเล็กทริก รุ่น 7MBP 50RA-060 ขนาดพิกัดทนแรงดัน 600 โวลท์ รองรับกระแส 50 แอมแปร์ และมีคุณสมบัติในการตรวจจับกระแสเกิน การลัดวงจรภายในกึ่ง และอุณหภูมิเกินพิกัด ย่านการทำงานที่ความถี่สูงสุด 20 กิโลเฮิรตซ์ แสดงโครงสร้างได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจร โครงสร้างภายในทรานซิสเตอร์กำลัง ไอจีบีทีแบบ โมดูล

ในการควบคุมสวิตซ์กำลังแบบโมดูล ประกอบด้วยวงจรแยกโคดสัญญาณ โดยใช้อปแอมป์ชนิดออปโตไดโอด TLP550 รับไฟตรงขนาด 15 โวลท์ 2 กิ่งบนแยกหม้อแปลงคนละลูก ส่วน 2 กิ่งล่างรับไฟตรงจากหม้อแปลงเดียวกัน การควบคุมให้สวิตซ์กึ่งไดโอดหนึ่งทำงาน ทำได้โดยทำให้ศักย์ของแรงดันที่ขานั้นมีค่าเท่ากับศูนย์หรือควบคุมจากทางด้านการเปล่งแสงของไดโอดภายในตัวออปโตไดโอด และในตัวโมดูลจะมีวงจรส่งสัญญาณฟลัดเพื่อใช้หยุดสัญญาณขั้วนำเกิด ในกรณีเกิดกระแสเกิน ลัดวงจรหรืออุณหภูมิมีค่าสูงขึ้น จะใช้อุปกรณ์ออปโตไดโอด PIC 810 โดยต่อกับวงจรภายนอกช่วยล้างสถานะการเกิดเพื่อหยุดสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ต่อไป

5.1.4 วงจรกรองแพสซีฟ

ในส่วนของวงจรกรองแพสซีฟประกอบด้วยองค์ประกอบหลัก 3 ส่วนคือ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ นำมาต่อเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพื่อทำให้วงจรกรองตัว

กรองกระแสฮาร์โมนิกมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำที่ความถี่ปรับคลื่น (Tuning Frequency) และมีค่าอิมพีแดนซ์สูงที่ความถี่มูลฐาน โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ค่าคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์จะมีค่าเท่ากับอินดักทีฟรีแอกแตนซ์แต่ละจะมีขั้วตรงกันข้ามกัน ซึ่งค่ารีแอกแตนซ์จะหักล้างกันหมดไป ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดของวงจรกรองจึงมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานที่อยู่ในรูปของขดลวด ทำให้กระแสฮาร์โมนิกจากโหลดที่ต้องการกำจัดสามารถไหลผ่านวงจรกรองได้อย่างสะดวก กระแสส่วนที่เหลือจากการกรองจึงมีฮาร์โมนิกลดลง

5.2 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อินเฟสแรงดัน

จากวงจรรูปที่ 5.4 วงจรนี้เป็นวงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงที่เกิดขึ้นพร้อมกับสัญญาณไซน์ของระบบไฟฟ้าหรือที่เรียกว่าการซิงโครไนส์ (Synchronization) โดยในขั้นแรกของการออกแบบวงจรได้ใช้หม้อแปลงลดแรงดันไฟฟ้าลงเพื่อใช้เป็นสัญญาณไซน์อ้างอิงในการสร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาใหม่แล้วนำมาผ่านวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (zero crossing) เพื่อส่งเป็นสัญญาณพัลส์อินพุทให้กับไอซีเบอร์ MC14046B ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเฟสล็อกคู่พร้อมกับส่งสร้างสัญญาณนาฬิกาไปให้กับไอซีเบอร์ MC4516 เพื่อสร้างสัญญาณตำแหน่ง (Address signal) ไปกำหนดตำแหน่งของข้อมูลภายในตัวอีพროมเบอร์ 2764 ซึ่งอีพโรมตัวนี้ได้เก็บข้อมูลของสัญญาณไซน์อ้างอิงไว้ โดยแต่ละข้อมูลเป็นเลขดิจิตอลที่แทนค่าแอมพลิจูดของคลื่นไซน์ที่แทนค่าที่มุมต่างๆค่าความละเอียดของคลื่นไซน์ขึ้นอยู่กับจำนวนข้อมูลที่เก็บไว้ ดังนั้นถ้าสมมติว่ามีการเก็บข้อมูลรูปคลื่นไซน์หนึ่งไซเคิลจำนวน 2^8 หรือ 256 ข้อมูล ดังนั้นข้อมูลแต่ละตำแหน่งจะอยู่ห่างกัน 1.406 องศา ข้อมูลที่จะเก็บในหน่วยความจำนี้เก็บอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหก ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าของข้อมูลเหล่านี้จากสมการที่ (5.1)

$$V_m \sin \omega t = \frac{v_{ref} R_o}{R_{14}} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right) - \frac{v_{ref} R_o}{R_B} \quad (5.1)$$

เมื่อ V_m คือแรงดันสูงสุดของสัญญาณไซน์

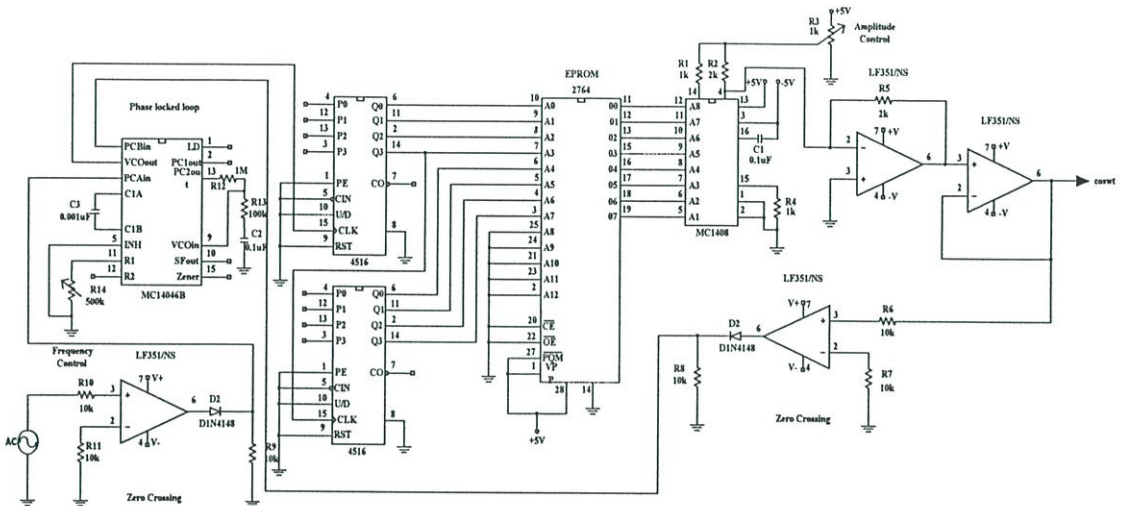
V_{ref} คือแรงดันไฟตรงซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง

A_1-A_8 คือข้อมูลที่คำนวณได้เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสอง

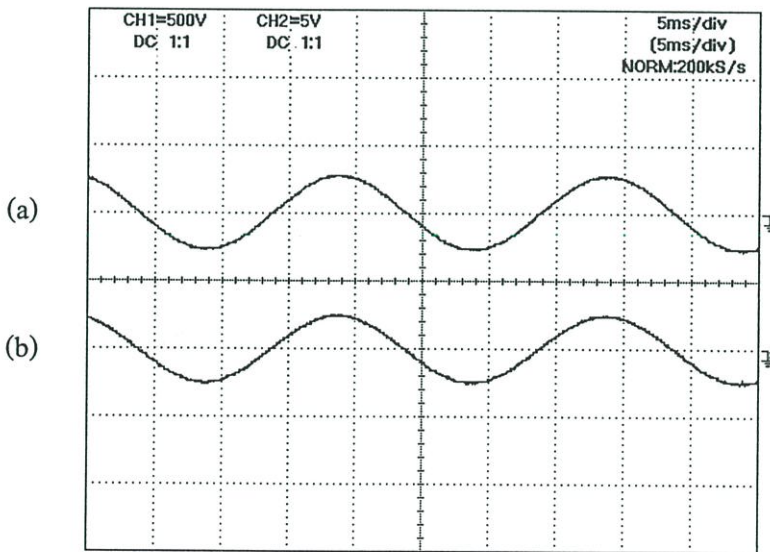
R_0, R_{14}, R_B คือค่าความต้านทาน โดยที่ $R_B = 2R_{14}$

สัญญาณเอาต์พุทของตัวอีพโรมจะเป็นสัญญาณดิจิตอลจึงต้องเปลี่ยนสัญญาณเป็นอะนาล็อกของรูปไซน์ โดยเลือกใช้ไอซีเบอร์ MC1408 ที่สามารถควบคุม voltage command เพื่อปรับเปลี่ยน

แอมพลิฟายเออร์ของคลื่นไซน์ได้และเป็นสัญญาณอะนาล็อกที่อยู่ในรูปของกระแสให้เป็นแรงดันที่เป็นคลื่นไซน์สามารถนำไปใช้งานได้ จากนั้นสัญญาณไซน์ดังกล่าวจะผ่านวงจรตรวจจับผ่านศูนย์ โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 แล้วส่งต่อไปวงจรเฟสล็อกเพื่อทำให้สัญญาณเกิดขึ้นพร้อมกันตลอดเวลากับสัญญาณไซน์ของแหล่งจ่าย



รูปที่ 5.4 วงจรสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงอิน-เฟสกับแรงดัน

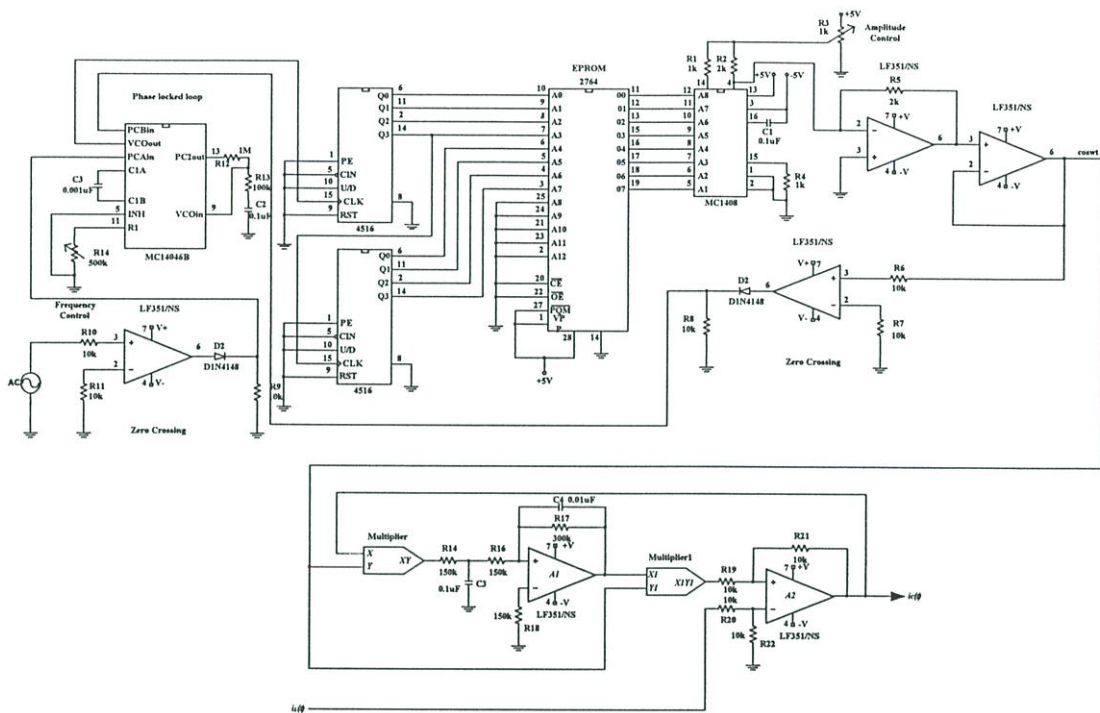


รูปที่ 5.5 ผลการทดลองของรูปคลื่นไซน์อ้างอิงอินเฟสกับแรงดัน

(a) สัญญาณแรงดันแหล่งจ่าย สเกล x:5ms/DIV , y:500V/div

(b) สัญญาณไซน์อ้างอิงอิน-เฟสกับแรงดัน สเกล x:5ms/DIV , y:5V/div

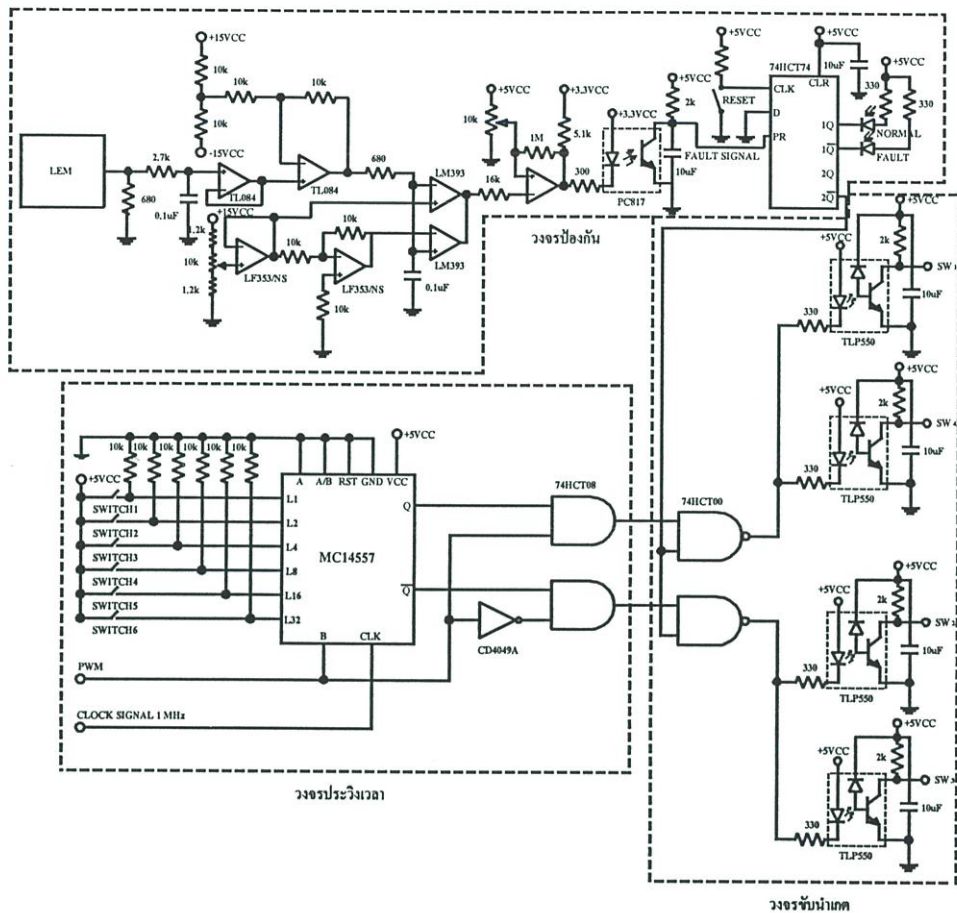
5.3 วงจรสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง



รูปที่ 5.6 วงจรสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง

รูปที่ 5.6 เป็นวงจรสร้างสัญญาณกระแสชดเชยอ้างอิง จากรูปทำการวิเคราะห์ห้วงจรโดยสมมุติว่าอยู่ในสภาวะอยู่ตัวโดยให้โนคผลรวมมี $i_L(t)$ และ $i_p(t)$ เป็นอินพุทเมื่อนำมาลบกันทำให้ได้กระแสชดเชยอ้างอิง $i_c(t)$ แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปคูณกลับเพื่อคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิง หลังจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งทำให้ได้ค่า $\Delta \bar{I}_p$ จากวงจรให้ $I_p = 0$ นั้นหมายถึงค่า $\Delta \bar{I}_p$ ที่เป็นอินพุทของวงจรอินทิเกรตมีค่าเป็นศูนย์ด้วย ดังนั้นเอาท์พุทที่เป็นค่า \bar{I}_p จึงมีค่าคงที่สุทธหาย ถ้าเอาท์พุทของวงจรอินทิเกรตมีค่าเท่ากับแมกนิจูดของกระแสแอกทีฟ $\bar{i}_p(t)$ อินพุทที่โนคผลรวมจะยังคงไม่เปลี่ยนแปลงทำให้ห้วงจรยังคงอยู่ในสภาวะอยู่ตัว กระแสชดเชยอ้างอิงที่ได้ $i_c(t)$ จึงมีค่าถูกต้องมากขึ้น

5.4 การออกแบบและสร้างวงจรป้องกันและควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์กำลัง

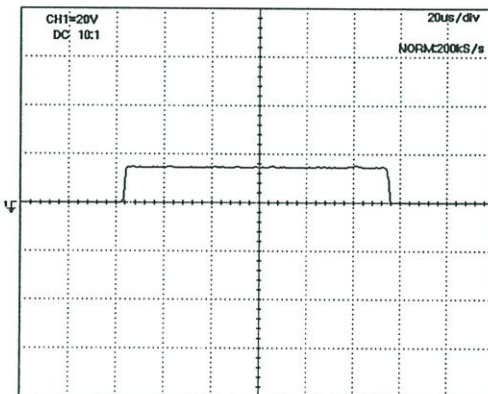


รูปที่ 5.7 วงจรป้องกันและควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์กำลัง

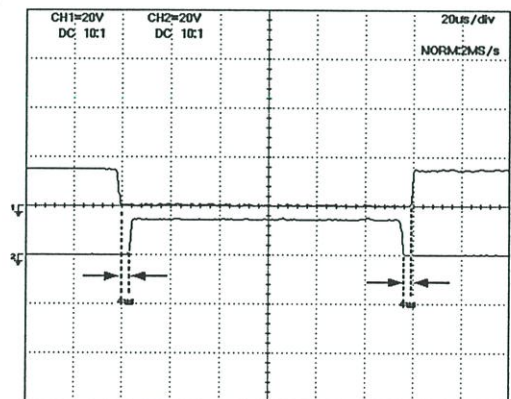
จากรูปที่ 5.7 แสดงวงจรควบคุมสวิตซ์กำลัง ไอจีบีทีแบบโมดูลประกอบด้วยวงจรป้องกัน วงจรประวิงเวลาและวงจรขั้วนำเกิดโดยวงจรป้องกันจะมีตัวตรวจจับกระแสในการป้องกันกระแสเกิน โครงการวิจัยใช้ LEM ที่มีหลักการของ Hall-effect ซึ่งมีข้อดีกว่าหม้อแปลงกระแส คือสามารถตรวจจับรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับได้ สามารถวัดขนาดกระแสได้ถึง 25 แอมแปร์ มีการตอบสนองความถี่ได้ถึง 150 กิโลเฮิร์ตโดยมีค่าผิดพลาด ± 0.5 เปอร์เซ็นต์ที่ระดับการวัดกระแส 25 แอมแปร์ การใช้งานของ LEM ต้องมีการลดระดับของกระแสลงโดยสามารถตั้งค่าไว้ที่ 1:1000 และมีวงจรสนับสนุนประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟตรง ± 15 โวลต์ วงจรขับเฟลอร์ และวงจรปรับค่าออฟเซตสัญญาณ กรณีเกิดกระแสผิดปกติ เกินค่าที่ตั้งไว้ เอาท์พุทของออปแอมป์ จะมีสถานะเป็นศูนย์ และถูกส่งไปยังวงจรป้องกันกระแสเกิน โดยอาศัยหลักการเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงโดยใช้ไอซี LM393 ในการทำงานจากรูปที่ 5.7 แรงดันเอาท์พุทจะมีขนาดแรงดันการทำงานเพียง 3.3 โวลต์ เพื่อควบคุมการตัดการทำงานในขณะที่กระแสเกิน หรือลัดวงจร และหยุดพัลส์

สัญญาณขั้วนำเกิดของชุดสวิทช์กำลังไอจีบีทีแบบโมดูลอาศัยการควบคุมผ่านไอซีเบอร์ 74HCT74 ที่ไว้ใน การควบคุมพัลส์พีดับบีวเอ็ม กรณีเกิดเหตุการณ์ดังกล่าวจะมีการส่งสัญญาณฟลิต์ออกมาทำให้ขา PRESET มีสถานะต่ำ ขาสัญญาณ $I\bar{Q}$ จะมีสถานะสูงทำให้ LED ที่ แสดงสถานะปกติ (Normal) ดับลงในขณะที่ขาสัญญาณ $I\bar{Q}$ จะมีสถานะต่ำ ขาสัญญาณที่ทำให้ LED ที่แสดงสถานะลัดวงจร (Fault) สว่างขึ้น และช่วงเวลาเดียวกันนี้ขาสัญญาณ $2\bar{Q}$ จะมีสถานะต่ำทำให้สัญญาณที่ไปขับชุดอินเวอร์เตอร์หยุดทำงานเนื่องจากคุณสมบัติของแนนเกต และหากต้องการเริ่มวงจรใหม่สามารถทำได้โดยการกด RESET เพื่อเป็นการสร้างสัญญาณกระตุ้นเข้าไปเพื่อเปลี่ยนสถานะการทำงานให้กลับเป็นสถานะปกติต่อไป

วงจรประวิงเวลาเป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิทช์กำลังไอจีบีทีแบบ โมดูลตัวบนและตัวล่างในกึ่งเดียวกัน โดยทำหน้าที่สร้างสัญญาณประวิงเวลาป้องกันการ ทำงานพร้อมกันขณะเปลี่ยนสถานะการทำงานซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกึ่งชั่วขณะมีผลทำให้อุปกรณ์สวิทช์กำลังเสียหายได้ การทำงานของวงจรอธิบายได้คือสัญญาณพีดับบีวเอ็มที่เป็นสัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าไอซีเบอร์ MC 14557 มีคุณสมบัติในการเลื่อนบิตและอาศัยสัญญาณ Clock เข้าที่ขา 4 มีความถี่ 1 MHz การตั้งค่าประวิงเวลากำหนดได้จาก L1 ถึง L32 โดยการเซตค่าเป็น H ค่าจะเป็นบวกตามลำดับของบิตที่เซตคือ 1,4,8,16,32 ในงานวิจัยเลือกสัญญาณประวิงเวลาเท่ากับ 4 μ s โดยการเซต L4 มีค่าเป็น H ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุต 2 สัญญาณตรงข้ามกัน หลังจากนั้นนำมาเข้าแอนเกตกับสัญญาณอินพุต ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จะถูกส่งไปที่วงจรขั้วนำเกิดต่อไป โดยแสดงผลการวัดจริงดังในรูปที่ 5.8



สัญญาณอินพุต

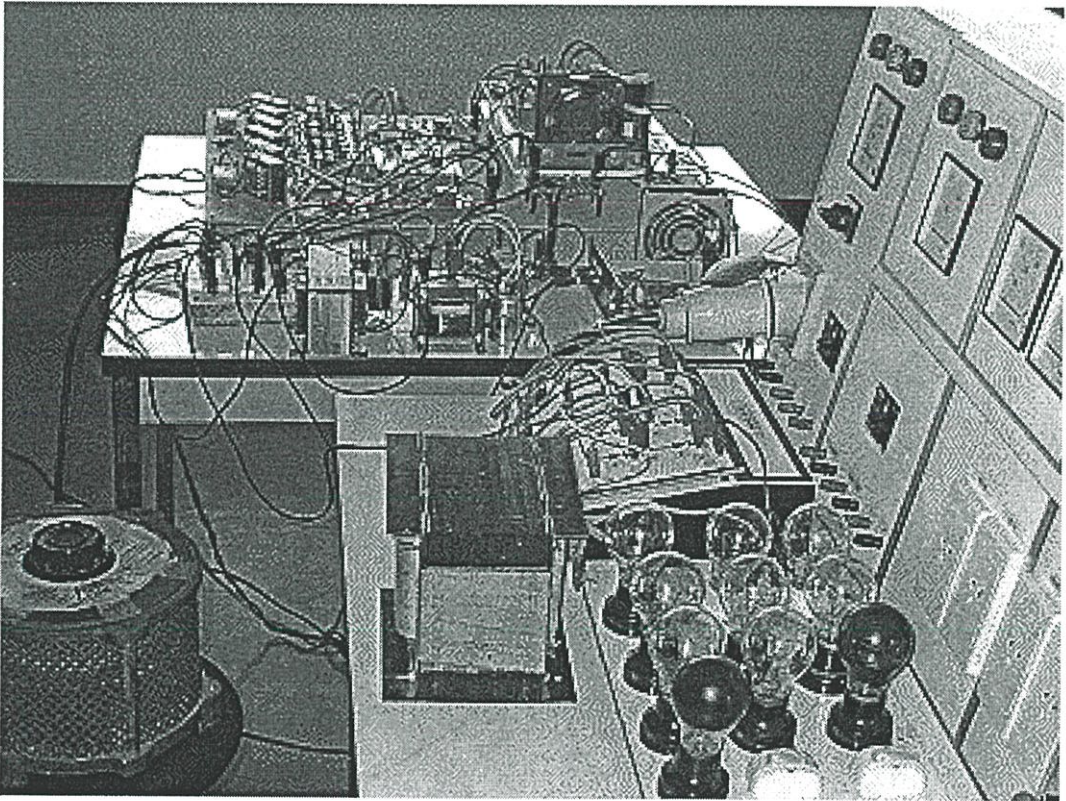


สัญญาณเอาต์พุต

รูปที่ 5.8 ผลการทดลองสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรประวิงเวลา

5.5 ชิ้นงานวิทยานิพนธ์

เครื่องต้นแบบของวงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมหนึ่งเฟสที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น มีทั้งวงจรควบคุมและภาควจรกำลังได้แก่ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรรอกำลังแอกทีฟ วงจรรอกำลังแพสซีฟ และได้นำเครื่องต้นแบบดังกล่าวไปทดสอบกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่สถานะต่างๆ ได้แก่ โหลดที่เป็นแบบฮาล์ฟเวฟ ฟูลเวฟ และแบบไทรสเตอร์ที่มีการปรับค่ามุมจุดชนวน สำหรับวงจรควบคุมนั้นได้ทำการติดตั้งใน PCB เพื่อลดปัญหาต่างๆเช่น สัญญาณรบกวน สำหรับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งใช้แบบโมดูลที่มีไอจีบีทีทำหน้าที่เป็นสวิตซ์กำลัง ของชุดวงจรอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวได้ยึดติดกับแผ่นระบายความร้อน (heat sink) และมีพัดลมช่วยในการถ่ายเทความร้อน ส่วนวงจรขับเคลื่อนได้ยึดติดอยู่ใกล้ตัวอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งป้องกันสัญญาณรบกวนดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 เครื่องต้นแบบชุดวงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม 1 เฟส

5.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงออกแบบและสร้างวงจรควบคุมของวงจรรอกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม ตลอดจนระบบวงจรถูกกำลังของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการแสดงและอธิบายอย่างละเอียด รวมทั้งแสดงผลการทดสอบการทำงานของวงจรต่างๆเพื่อตรวจสอบการทำงานและเป็นการยืนยันว่าวงจรที่ได้ออกแบบทำงานได้ถูกต้อง อีกทั้งแสดงชิ้นงานที่สร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบสำหรับทำการทดสอบต่อไป

บทที่ 6

ผลการทดสอบการทำงานของวงจรกรอง

เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานและแบบผสมในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก โดยทำการทดสอบการทำงานตามค่าที่ได้ออกแบบไว้และให้สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานทำการทดสอบที่ระบบเดียวกันคือ ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสขนาดแรงดัน $220 V_{rms}$ 50 Hz ค่าความเหนี่ยวนำแหล่งจ่ายเท่ากับ 3 mH ต่อกับโหลดวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ แบบฟูลเวฟ และแบบไตรสเทอรัมีค่ามุมจุดชนวนที่ 30 องศา ขนาดพิกัด 1 kVA ในการจำลองการทำงานได้ใช้โปรแกรม Orcad ส่วนการทดลองได้จากการเก็บข้อมูลของรูปคลื่นแรงดันและกระแส โดยใช้ Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOGOKAWA รุ่น DL1520 ที่มี A/D ขนาด 8 bits 2000MS/s 150 MHz เก็บข้อมูลให้อยู่ในไฟล์ *.csv แล้วนำไปวิเคราะห์คุณภาพรูปคลื่นด้วยค่าดัชนีคุณภาพของกระแสด้วยโปรแกรม MATLAB

6.1 การทดสอบเพื่อเปรียบเทียบการทำงานของวงจรกรอง

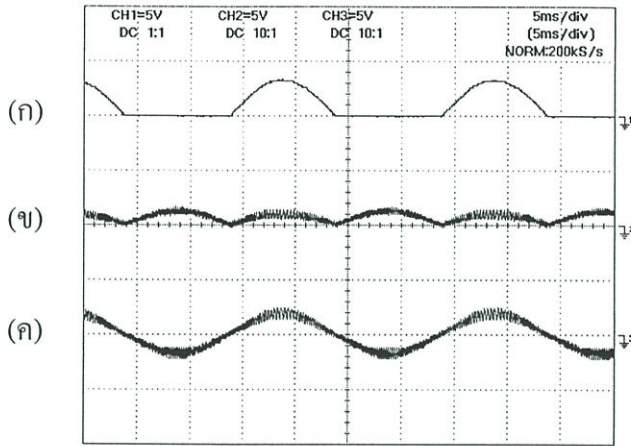
ในการจำลองและทดสอบการทำงานกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองแพสซีฟตามตารางที่ 6.1 และแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 สภาวะโหลด

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองแพสซีฟ

L_s (mH)	C_s (μF)	R_s (Ohms)	L_7 (mH)	C_7 (μF)	R_7 (Ohms)
26.48	16	1	17.11	13	1

6.1.1 โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ

การทดสอบใช้เฉพาะวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานต่อกับวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟจ่ายโหลดความต้านทาน ผลการทดลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.1 และแสดงสเปกตร้าฮาร์มอนิกของรูปคลื่นกระแสได้ดังรูปที่ 6.3

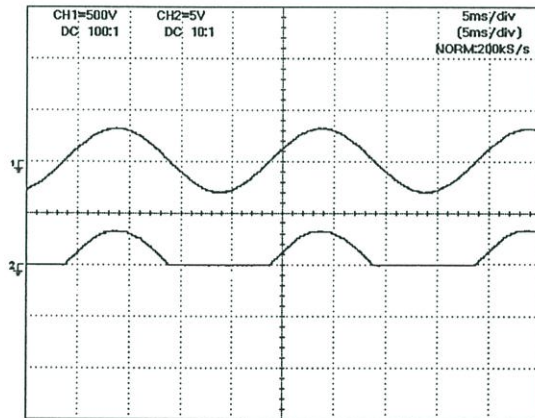


รูปที่ 6.1 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ

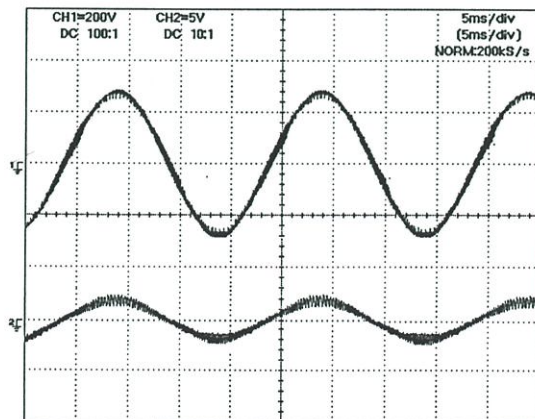
(ก) สัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

(ข) สัญญาณกระแสชดเชย (i_C) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

(ค) สัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_S) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

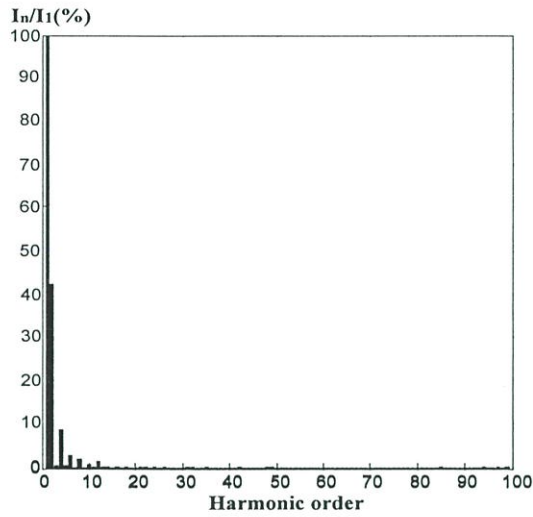


(ก) ก่อนการชดเชย รูปบนสเกล $x:5\text{ms/div}, y:500\text{V/div}$, รูปล่าง สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

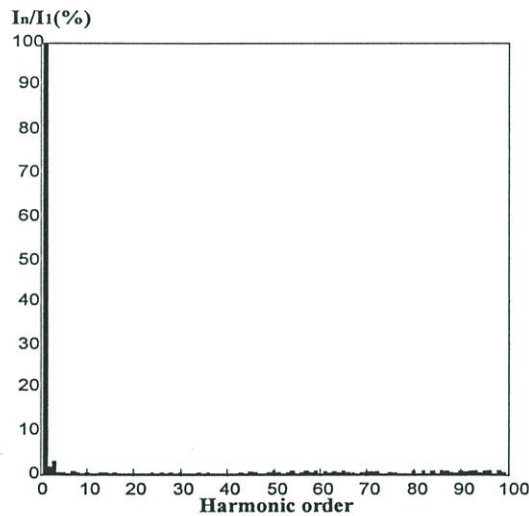


(ข) หลังการชดเชย รูปบนสเกล $x:5\text{ms/div}, y:200\text{V/div}$, รูปล่าง สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

รูปที่ 6.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.3 สเปกตรากะแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.1

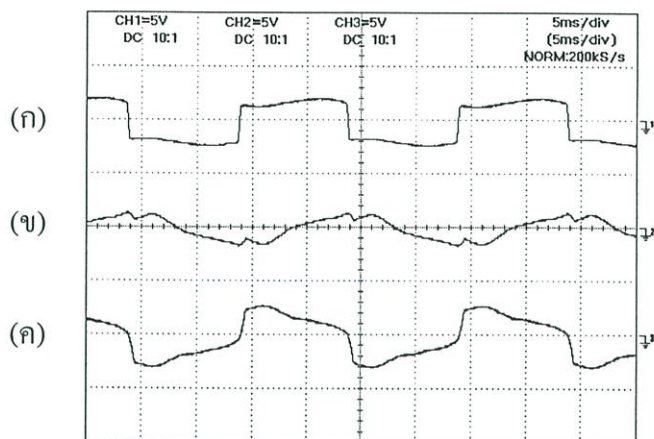
(ก) สเปกตรากะแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

(ข) สเปกตรากะแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

6.1.2 โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ

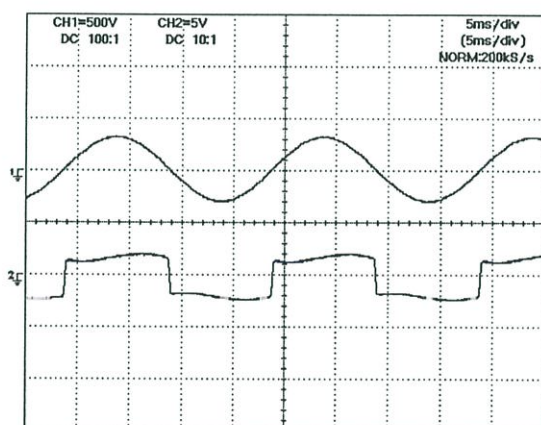
การทดสอบแหล่งจ่ายต่อกับวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟโหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ใช้วงจรกรองแพสซีฟเพียงอย่างเดียว ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.4 และสเปกตรารวมอนิกของรูปคลื่นกระแสแสดงดังรูปที่ 6.6

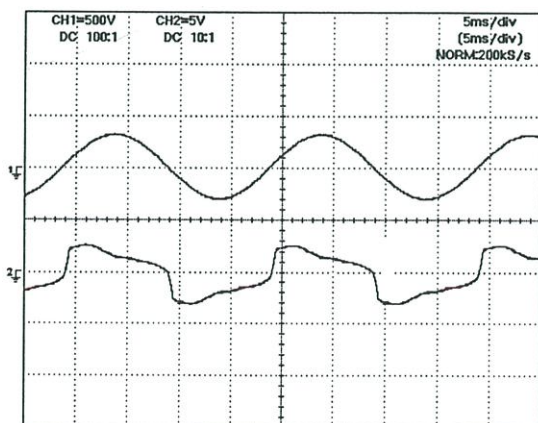


รูปที่ 6.4 รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรกรองแพสซีฟ

- (ก) สัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล x:5ms/div,y:10A/div
- (ข) สัญญาณกระแสแพสซีฟ (i_F) สเกล x:5ms/div,y:10A/div
- (ค) สัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

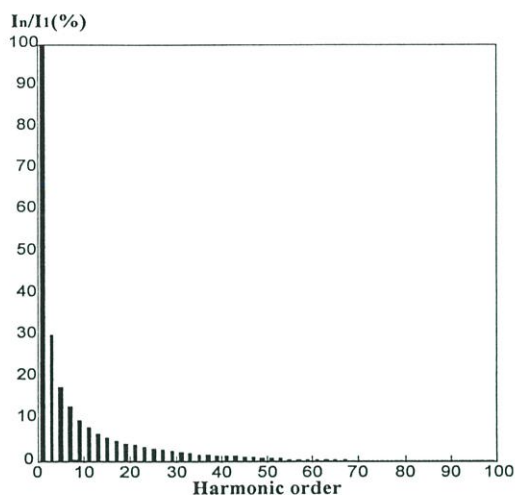


(ก) ก่อนการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:500V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

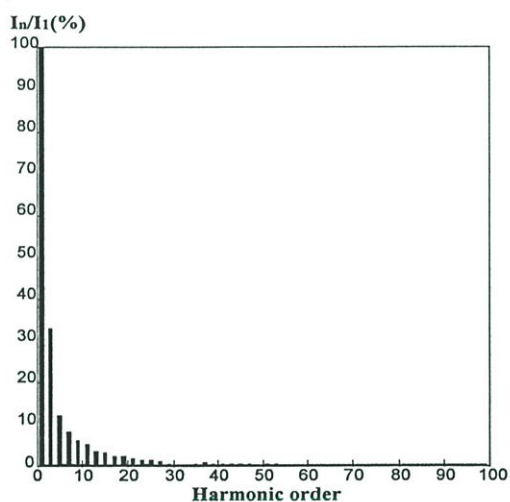


(ข) หลังการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:500V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

รูปที่ 6.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย



(ก)



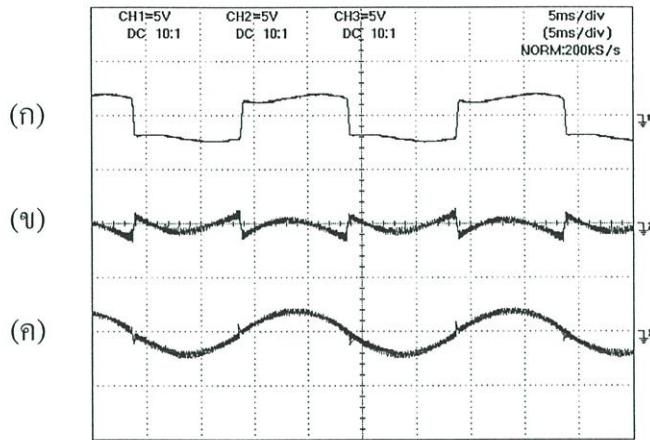
(ข)

รูปที่ 6.6 สเปกตรากะแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.4

(ก) สเปกตรากะแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

(ข) สเปกตรากะแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

กรณีที่ 2 ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.7 และสเปกตรารวมอนิกของรูปคลื่นกระแสแสดงดังรูปที่ 6.9

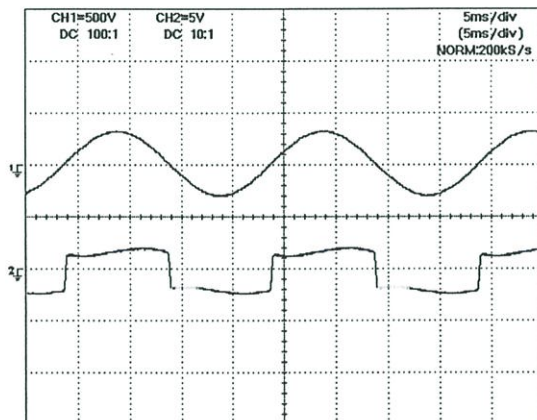


รูปที่ 6.7 รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว

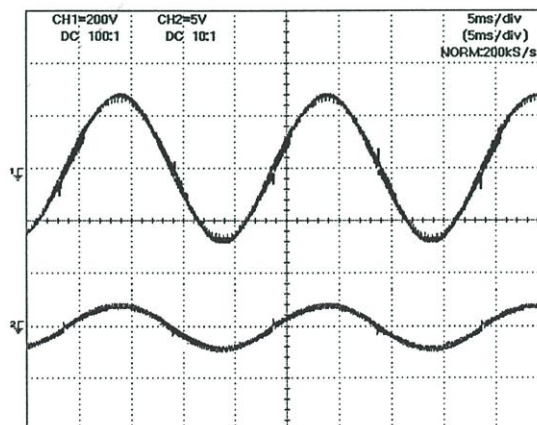
(ก) สัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

(ข) สัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

(ค) สัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

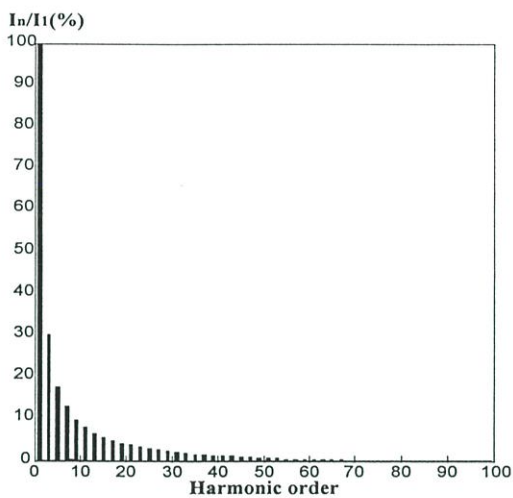


(ก) ก่อนการชดเชย รูปบนสเกล $x:5\text{ms/div}, y:500\text{V/div}$, รูปล่าง สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

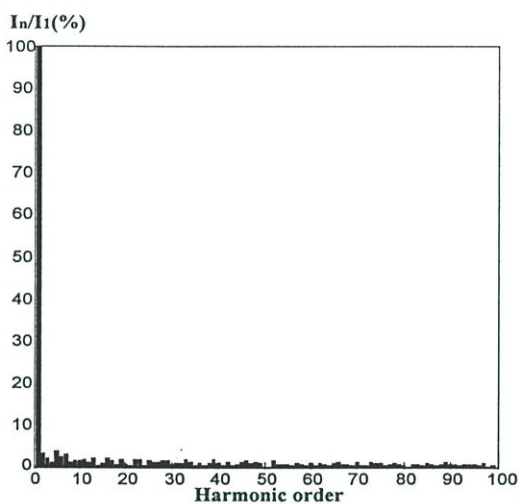


(ข) หลังการชดเชย รูปบนสเกล $x:5\text{ms/div}, y:200\text{V/div}$, รูปล่าง สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

รูปที่ 6.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย



(ก)



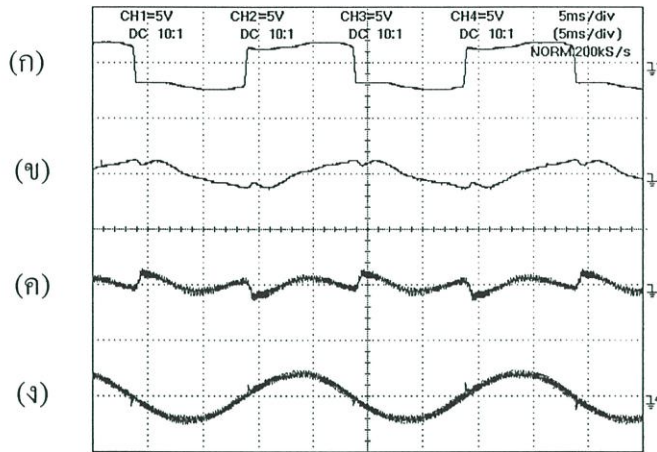
(ข)

รูปที่ 6.9 สเปกตราระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.7

(ก) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

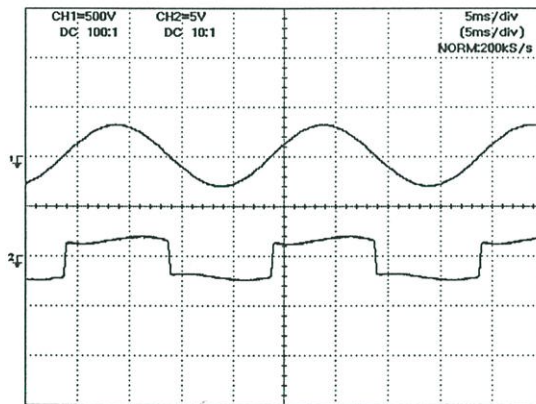
(ข) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

กรณีที่ 3 ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.10 และสเปกตรารฮาร์โมนิกแสดงได้ดังรูปที่ 6.12

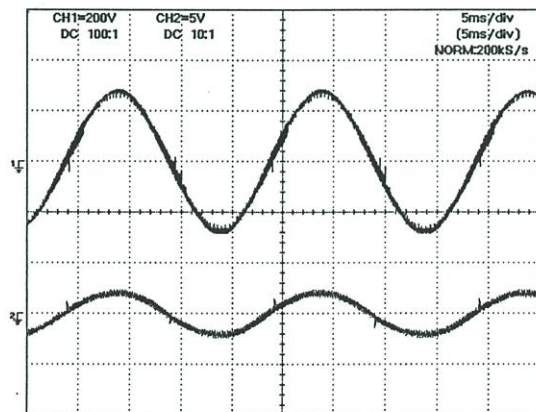


รูปที่ 6.10 รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

- (ก) สัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$
- (ข) สัญญาณกระแสเพสซีฟ (i_F) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$
- (ค) สัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$
- (ง) สัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

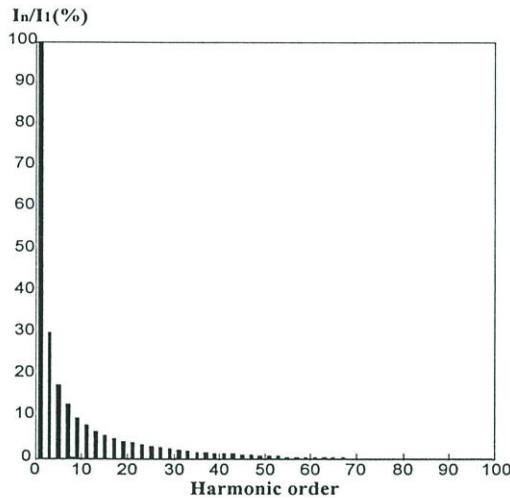


(ก) ก่อนการชดเชย รูปบนสเกล $x:5\text{ms/div}, y:500\text{V/div}$, รูปล่าง สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

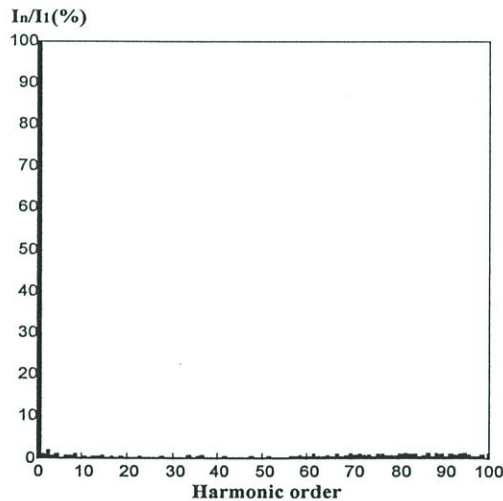


(ข) หลังการชดเชย รูปบนสเกล $x:5\text{ms/div}, y:200\text{V/div}$, รูปล่าง สเกล $x:5\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

รูปที่ 6.11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.12 สเปกตราระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.10

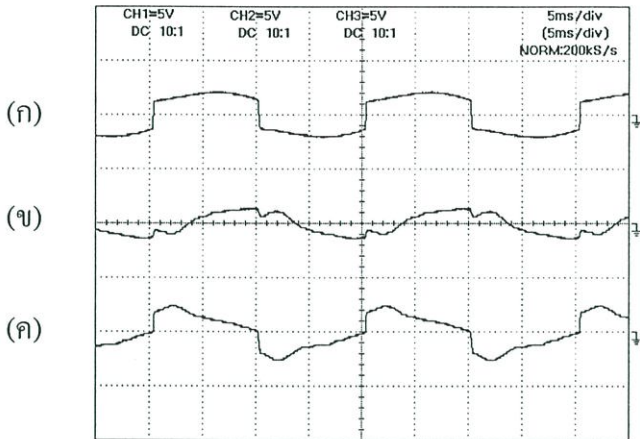
(ก) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

(ข) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

6.1.3 โหลดเป็นวงจรทริสเตอร์แบบปรับมุมจุดชนวน ($\alpha = 30^\circ$)

การทดสอบแหล่งจ่ายต่อกับวงจรทริสเตอร์แบบปรับมุมจุดชนวน โหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 กรณี คือ

กรณีที่ 1 ใช้วงจรกรองแพสซีฟเพียงอย่างเดียว ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.13 และสเปกตรารวมฮาร์มอนิกของรูปคลื่นกระแสแสดงดังรูปที่ 6.15

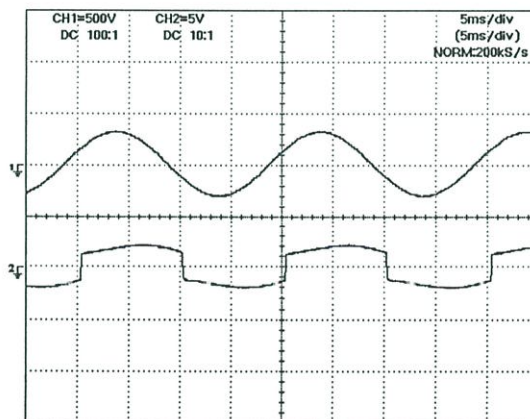


รูปที่ 6.13 รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรกรองแพสซีฟ

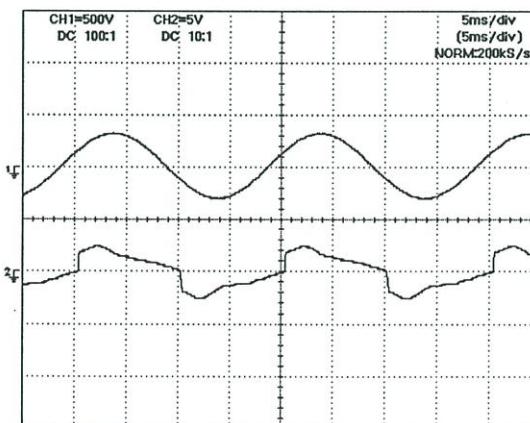
(ก) สัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

(ข) สัญญาณกระแสแพสซีฟ (i_F) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

(ค) สัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

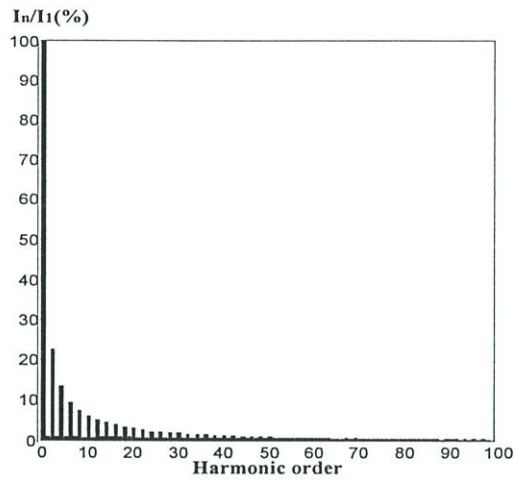


(ก) ก่อนการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:500V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

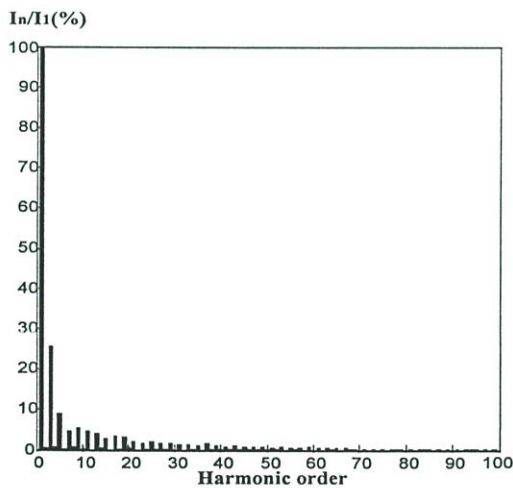


(ข) หลังการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:500V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

รูปที่ 6.14 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย



(ก)



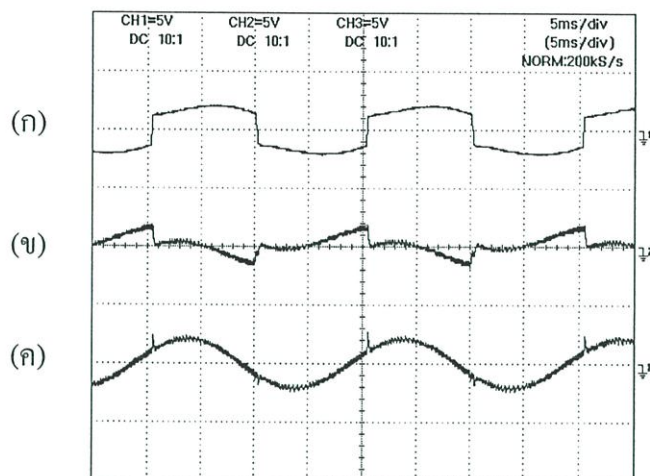
(ข)

รูปที่ 6.15 สเปกตราระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.13

(ก) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

(ข) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

กรณีที่ 2 ใช้วงจรรอกำลึงแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.16 และสเปกตรารฮาร์โมนิกของรูปคลื่นกระแสแสดงดังรูปที่ 6.18

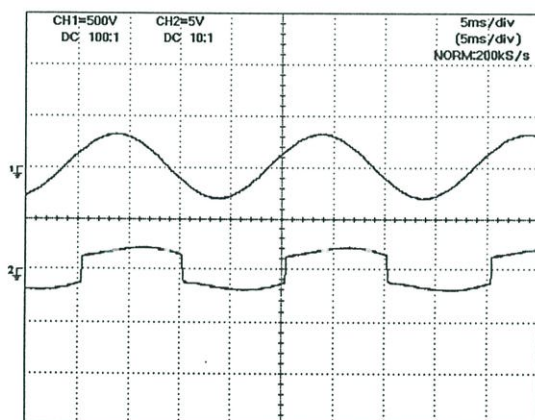


รูปที่ 6.16 รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว

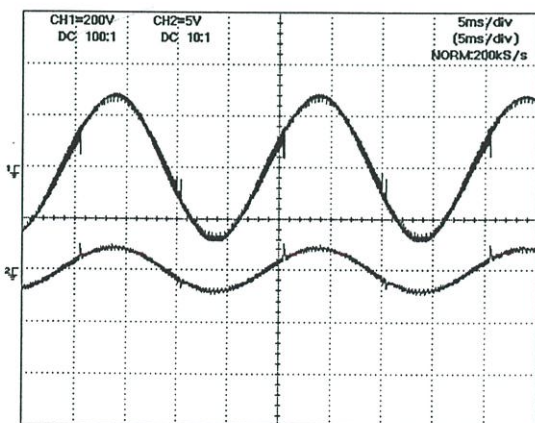
(ก) สัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

(ข) สัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

(ค) สัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

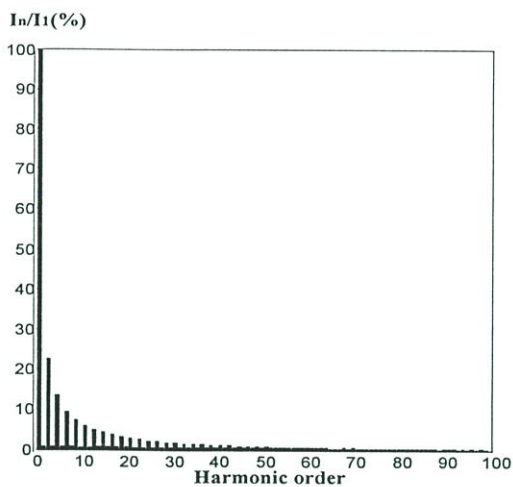


(ก) ก่อนการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:500V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

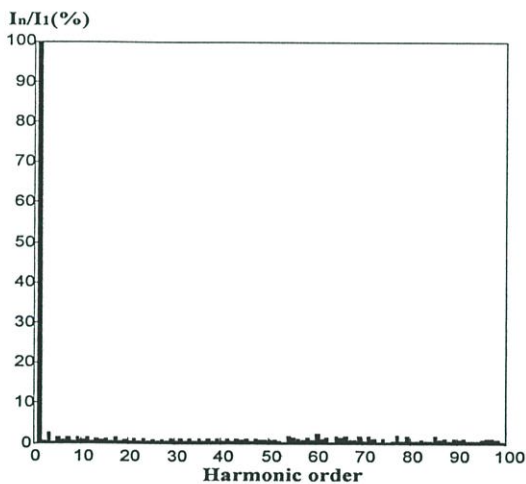


(ข) หลังการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:200V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

รูปที่ 6.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย



(ก)



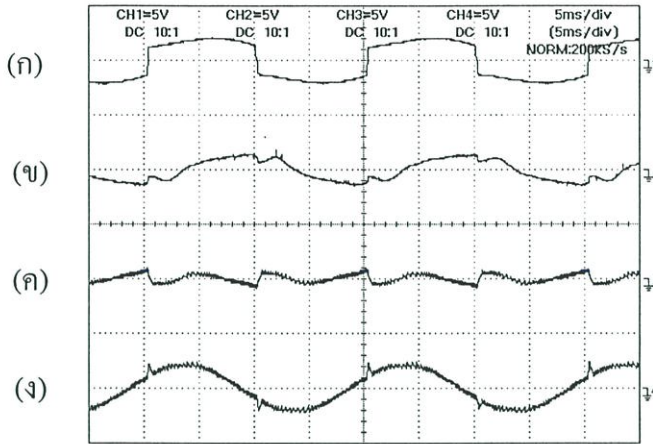
(ข)

รูปที่ 6.18 สเปกตรากะแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.16

(ก) สเปกตรากะแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

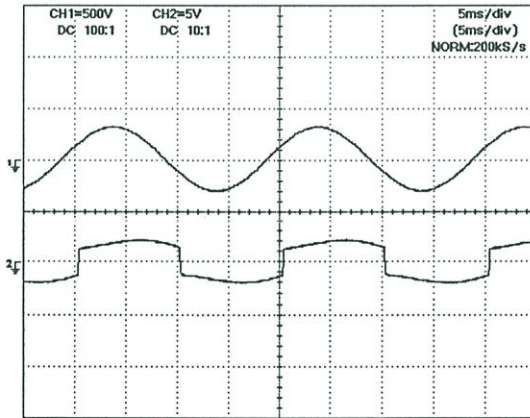
(ข) สเปกตรากะแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

กรณีที่ 3 ใช้วงจรรอกำลึงแอกที่ฟขนานแบบผสม ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 6.19 และสเปกตรารวมอนิกแสดงได้ดังรูปที่ 6.21

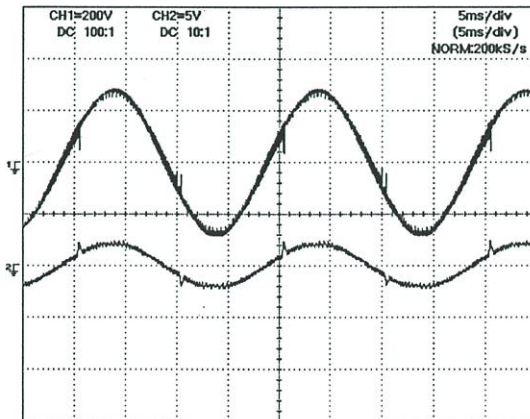


รูปที่ 6.19 รูปคลื่นกระแสเมื่อใช้วงจรกรองแพสซีฟ

- (ก) สัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล x:5ms/div,y:10A/div
- (ข) สัญญาณกระแสแพสซีฟ (i_p) สเกล x:5ms/div,y:10A/div
- (ค) สัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล x:5ms/div,y:10A/div
- (ง) สัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล x:5ms/div,y:10A/div

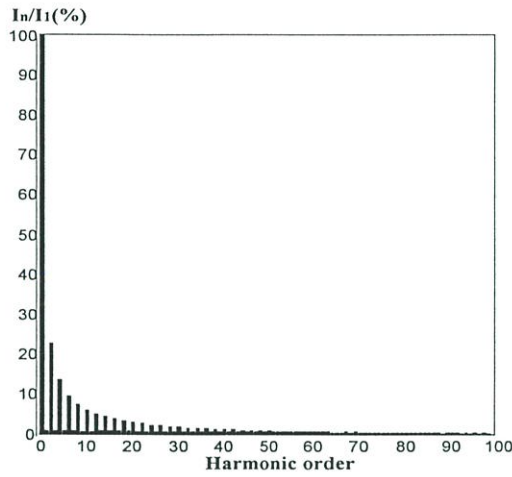


(ก) ก่อนการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:500V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

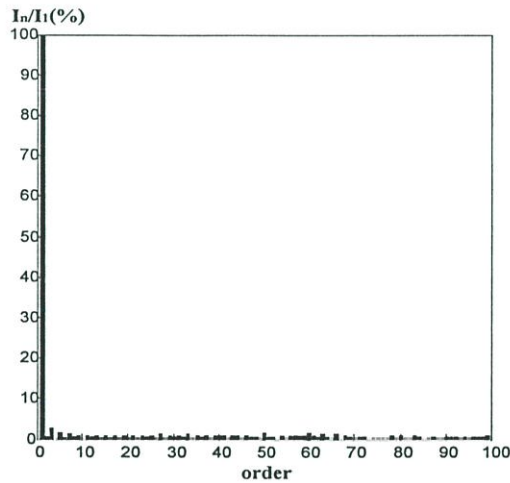


(ข) หลังการชดเชย รูปบนสเกล x:5ms/div,y:200V/div , รูปล่าง สเกล x:5ms/div,y:10A/div

รูปที่ 6.20 รูปคลื่นแรงดันและกระแสแหล่งจ่าย



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.21 สเปกตราระแสที่ได้จากการทดลองภายใต้เงื่อนไขเดียวกับรูปที่ 6.19

(ก) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

(ข) สเปกตราระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

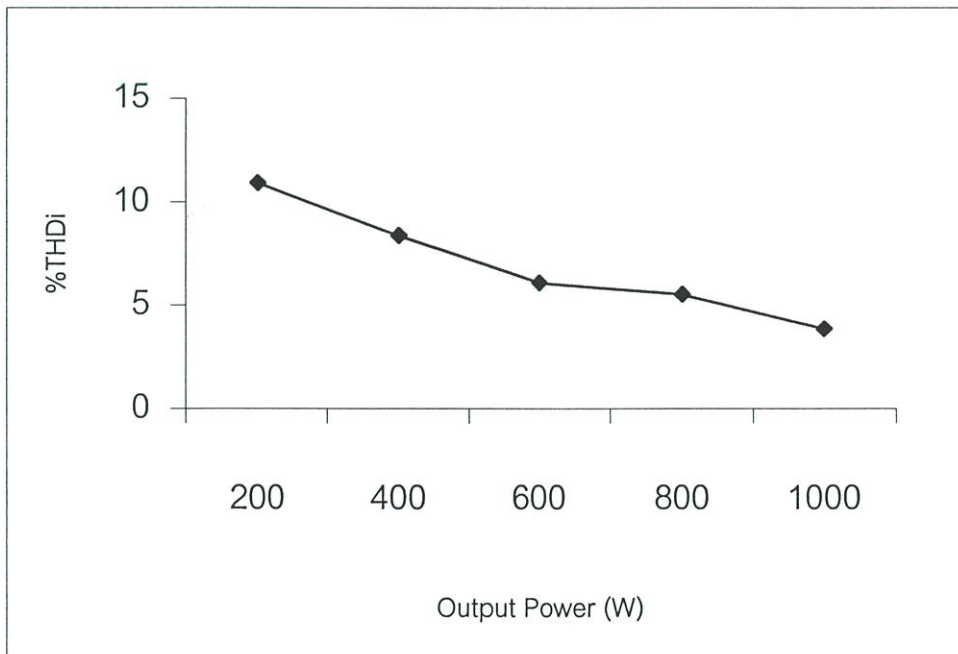
จากผลการจำลองเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่สภาวะการทดสอบโหลด 3 ประเภท ได้แก่ วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ แสดงดังรูปที่ 6.1 ถึงรูปที่ 6.2 ในกรณีนี้ทำการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว เนื่องจากเป็นโหลดที่สร้างกระแสฮาร์มอนิกอันดับคู่ การใส่วงจรกรองแพสซีฟจึงไม่มีผลต่อการกรองฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 เมื่อทำการพิจารณารูปที่ 6.1 จะพบว่าวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสามารถชดเชยกระแสฮาร์มอนิกได้ทำให้กระแสแหล่งจ่ายมีสัญญาณใกล้เคียงไซน์มากขึ้น ส่วนโหลดประเภทวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟและแบบไตรสเตอร์เป็นโหลดที่สร้างกระแสฮาร์มอนิกลำดับคี่ ในการกำจัดฮาร์มอนิกจึงใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบผสมที่เป็นการต่อร่วมกันระหว่างวงจรกรองแพสซีฟกับวงจรกรองกำลัง

แอกทีฟแบบขนานและจากการทดลองแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 กรณี คือ กรณีแรกกำจัดกระแสฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองแพสซีฟเพียงอย่างเดียว กรณีที่สองใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว และกรณีที่สาม เป็นการใช้อุปกรณ์กำลังแอกทีฟขนานแบบผสมแสดงผลการจำลองและทดลองได้ดังรูปที่ 6.3 ถึงรูปที่ 6.21 ซึ่งจะพบว่ามีลักษณะใกล้เคียงกันมากและยังแสดงให้เห็นถึงวงจรกรองที่ได้ออกแบบสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้จริงเป็นไปตามทฤษฎีและค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมของกระแส (THD) มีค่าลดลงและอยู่ในเกณฑ์มาตรฐาน IEEE Std.519-1992

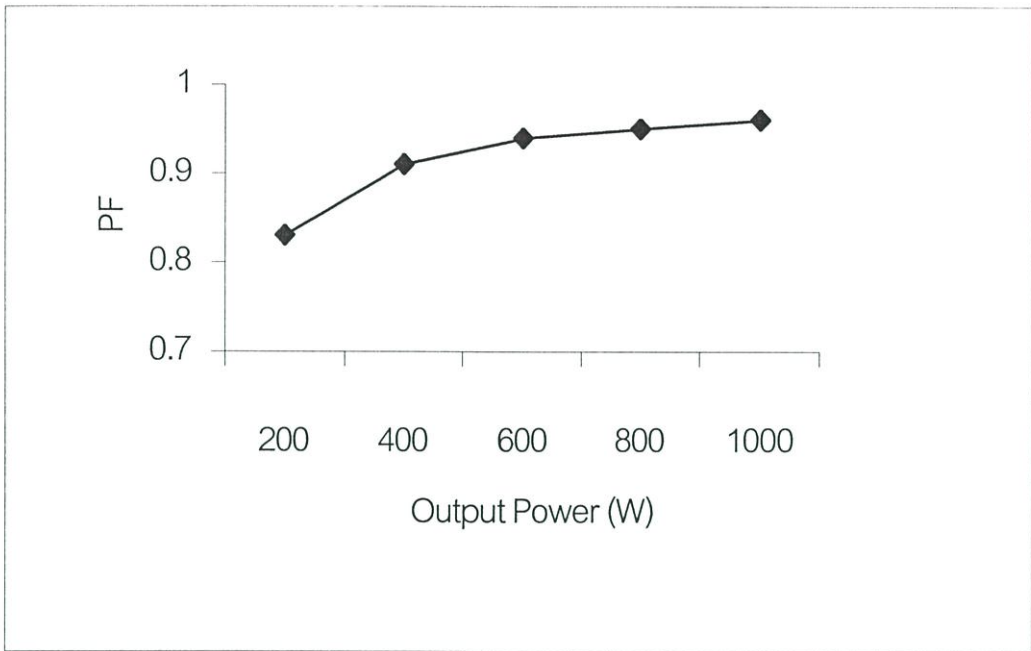
6.2 การประเมินสมรรถนะระบบของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

การทดสอบเพื่อประเมินสมรรถนะของวงจรกรองเมื่อนำไปทดสอบกับโหลด 3 ประเภทได้แก่ วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ แบบฟูลเวฟ และแบบไตรสเตอร์ที่มีการปรับค่ามุมจุดชนวน ในการวัดกำลังไฟฟ้าได้ใช้ 1 เฟสดิจิตอลเพาเวอร์มิเตอร์ยี่ห้อ YOGOKAWA รุ่น HEWLETT PACKARD รุ่น 973A เป็นเครื่องมือวัดและทดสอบ ซึ่งข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือวัดได้แสดงไว้ในภาคผนวก (ก) การทดสอบนี้เป็นการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์ของค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวม ($THDi$) ค่าประสิทธิภาพ (η) ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF) และค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส (DF) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดไม่เป็นเชิงเส้นที่เป็นโหลดไฟตรงจาก 200-1000W โดยจ่ายแรงดันมีค่าเท่ากับ $220 V_{rms}$

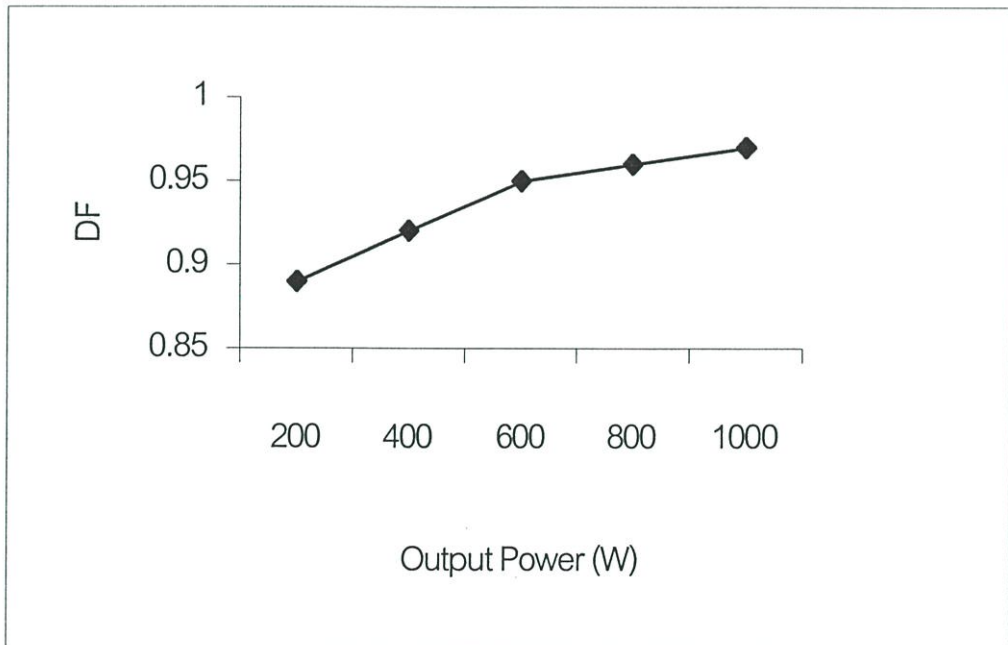
เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ



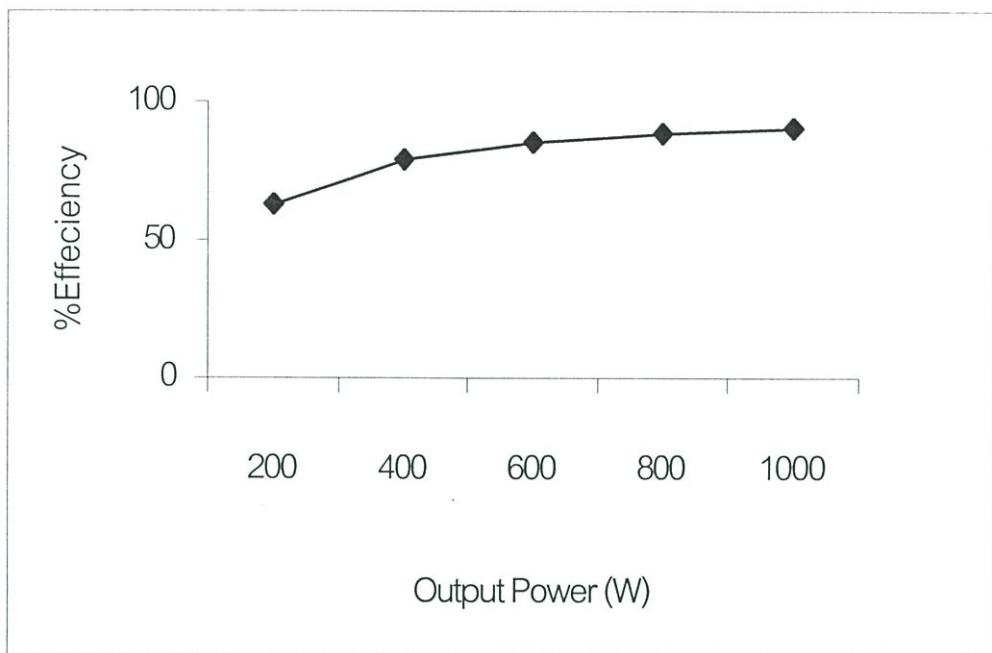
รูปที่ 6.22 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ $THDi$ กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads



รูปที่ 6.23 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า PF กับการเปลี่ยนแปลงของ Non-Linear Loads

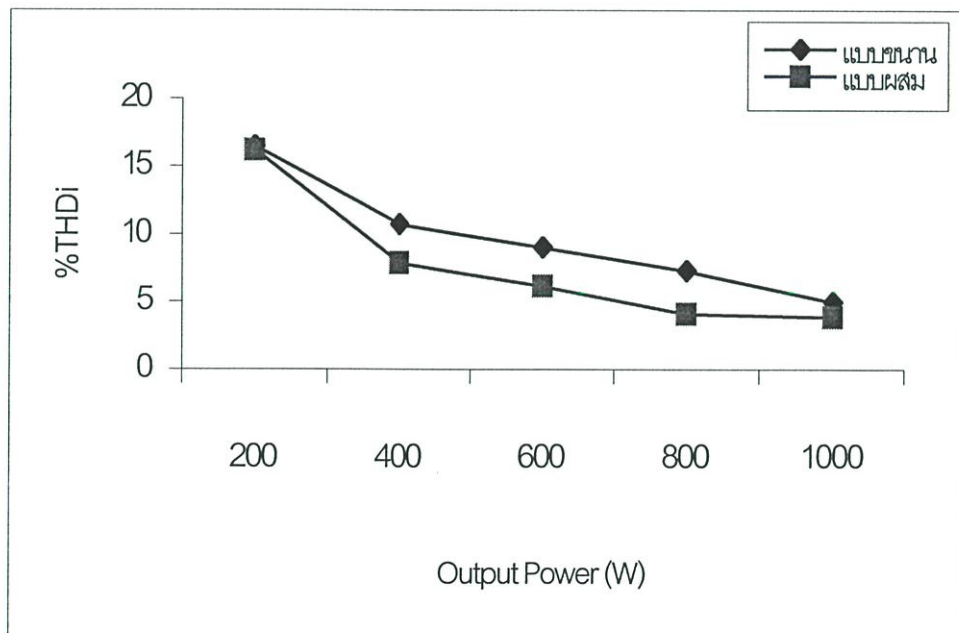


รูปที่ 6.24 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า DF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads

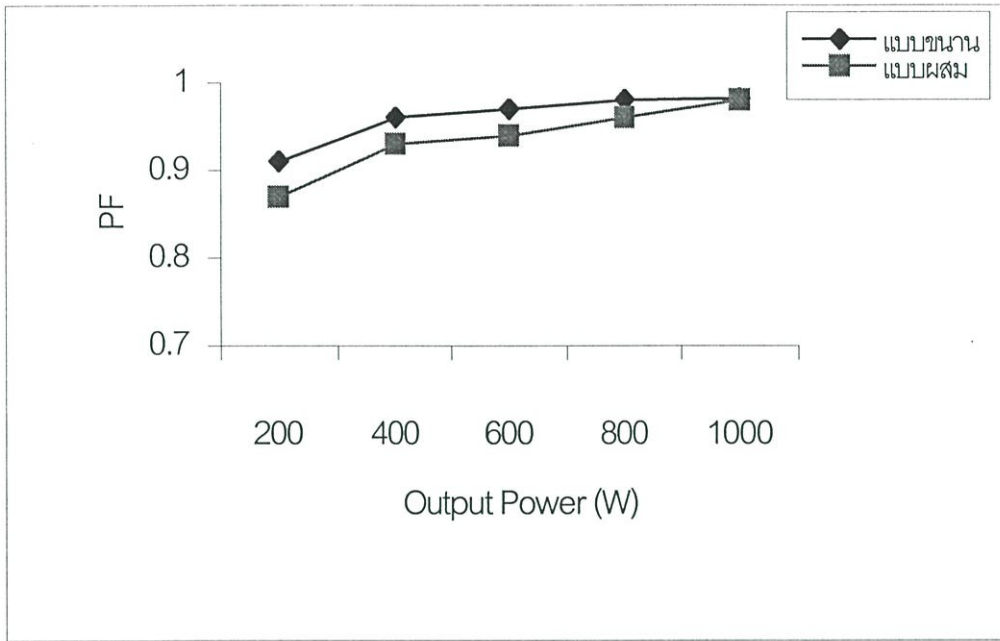


รูปที่ 6.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ η กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads

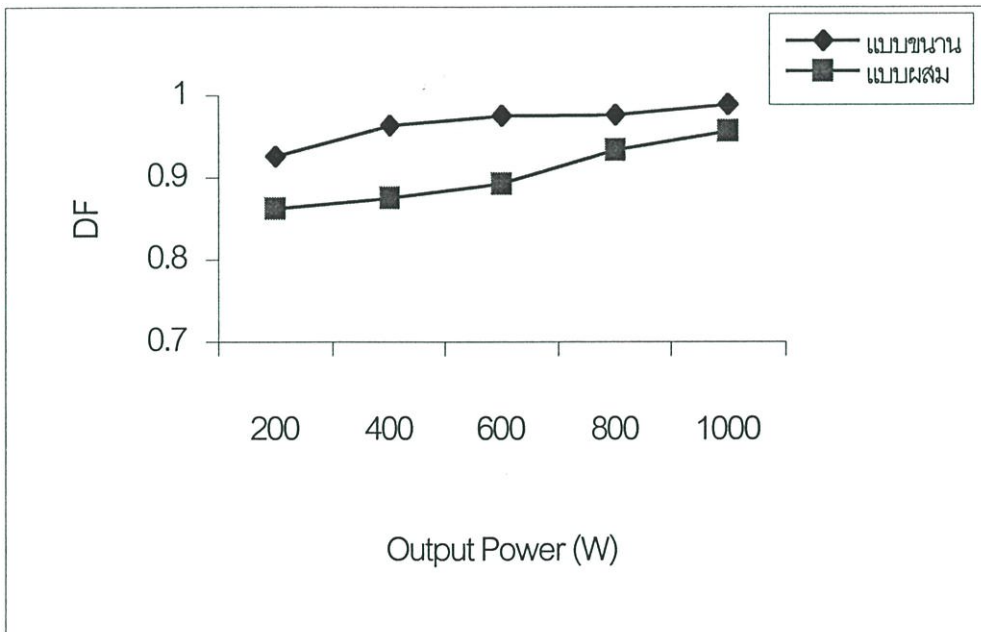
เมื่อโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ



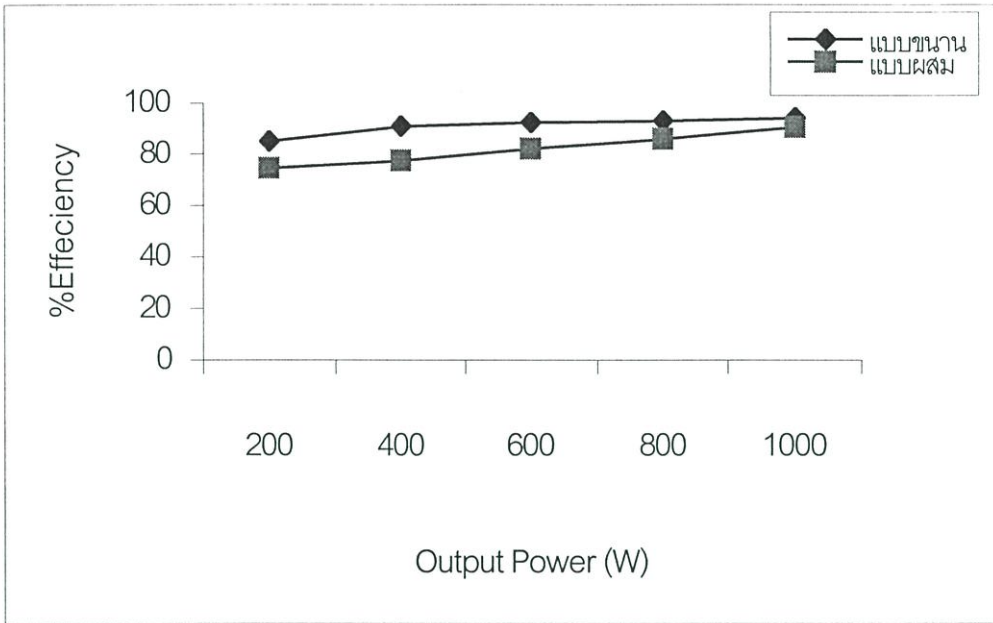
รูปที่ 6.26 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ THD_i กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads



รูปที่ 6.27 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า PF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads

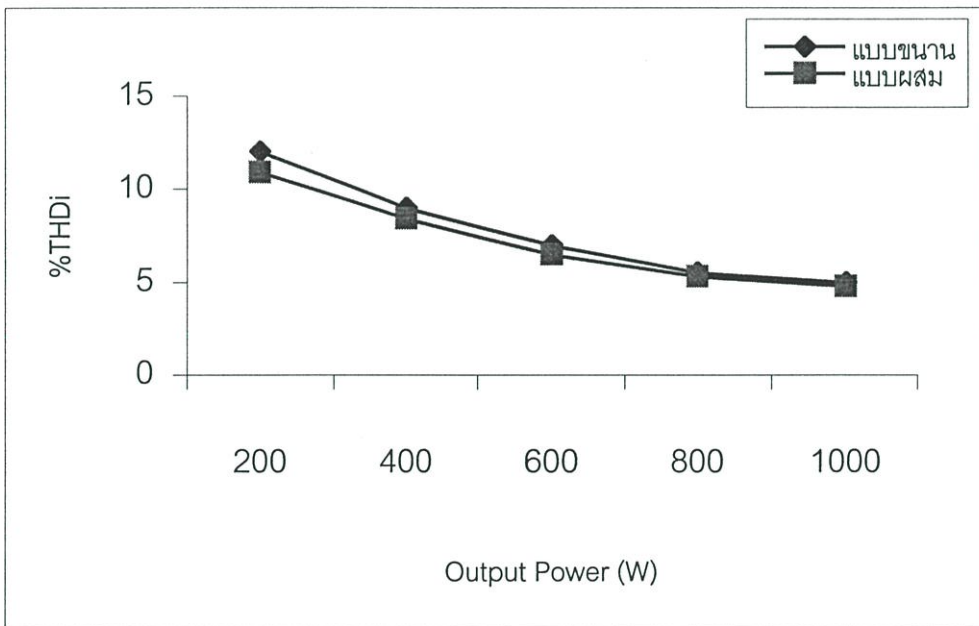


รูปที่ 6.28 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า DF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads

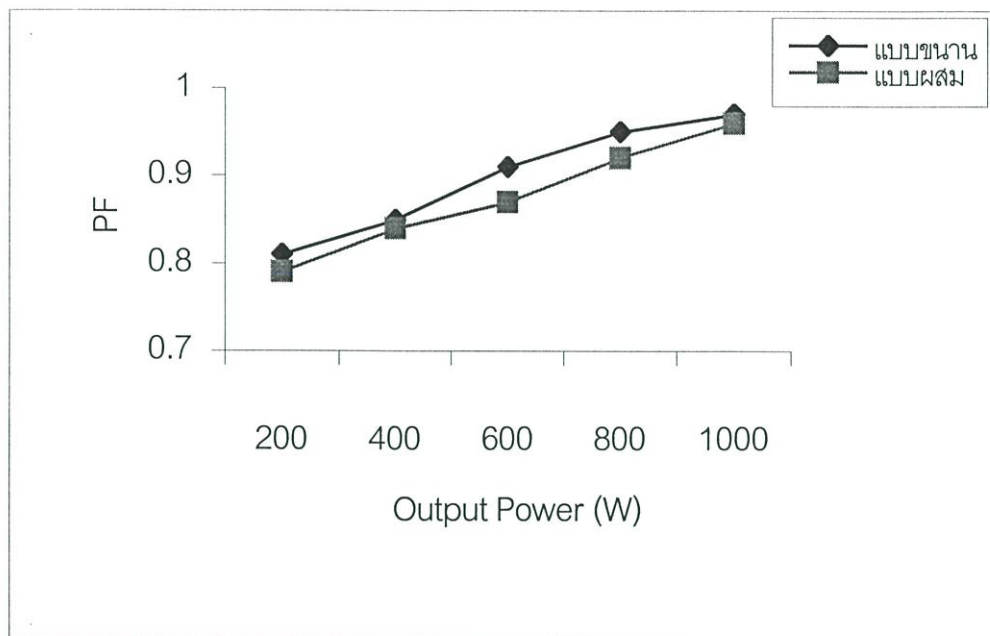


รูปที่ 6.29 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ η กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads

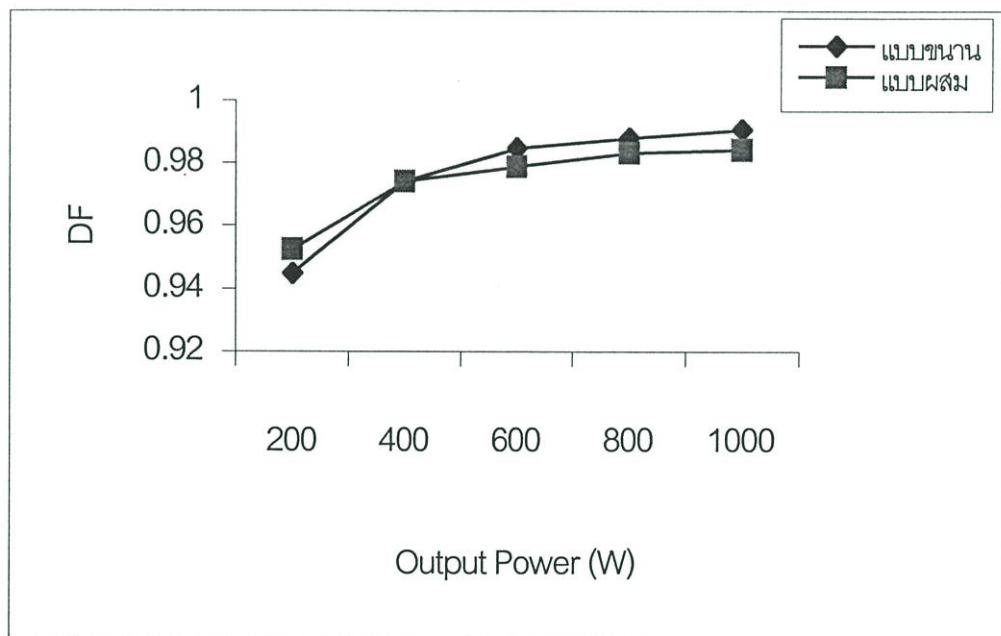
เมื่อโหลดเป็นวงจรไทรสเตอร์แบบปรับมุมจุดชนวน



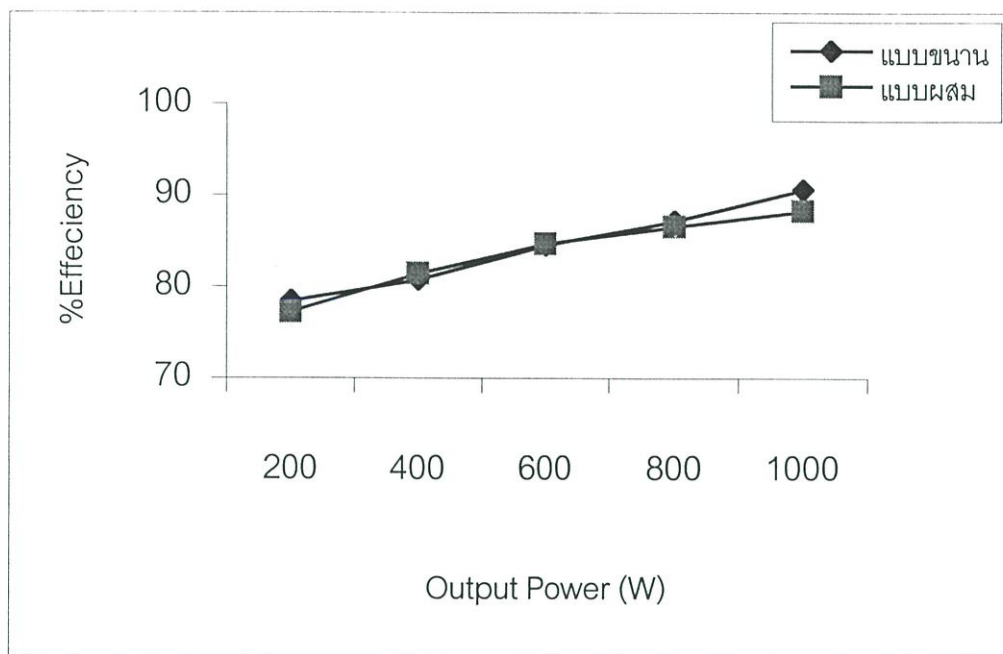
รูปที่ 6.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ THD_i กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads



รูปที่ 6.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า PF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads



รูปที่ 6.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า DF กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads



รูปที่ 6.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเปอร์เซ็นต์ η กับการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads

ผลการทดลองรูปที่ 6.22 ถึงรูปที่ 6.33 เป็นการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างค่าดัชนีคุณภาพ ได้แก่ $\%THD_i$, η , PF และ DF กับค่าการเปลี่ยนแปลงโหลดไฟตรงของโหลดไม่เป็นเชิงเส้นประเภทต่างๆ และจากการทดสอบที่พิกัดไฟฟ้าสามารถสรุปค่าดัชนีคุณภาพก่อน และหลังใช้วงจรกรองได้ดังตารางที่ 6.2 และ 6.3

ตารางที่ 6.2 ค่าดัชนีคุณภาพทดสอบที่พิกัดไฟฟ้าก่อนใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน และผสมที่ต่อกับ โหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบต่างๆ

ประเภทโหลด ไม่เป็นเชิงเส้น	ประเภทวงจร กรอง	ค่าดัชนีคุณภาพ			
		$\%THD_i$	$\%\eta$	PF	DF
วงจรเรียงกระแส แบบฮาล์ฟเวฟ	วงจรกรองกำลังแอก ทีฟแบบขนาน	42.780	96.986	0.701	0.752
วงจรเรียงกระแส แบบฟูลเวฟ	วงจรกรองกำลังแอก ทีฟแบบขนาน	41.493	97.531	0.909	0.922
	วงจรกรองกำลังแอก ทีฟขนานแบบผสม				
ไทรสเตอร์แบบ ปรับมุมจุดชนวน	วงจรกรองกำลังแอก ทีฟแบบขนาน	31.529	94.643	0.785	0.951
	วงจรกรองกำลังแอก ทีฟขนานแบบผสม				

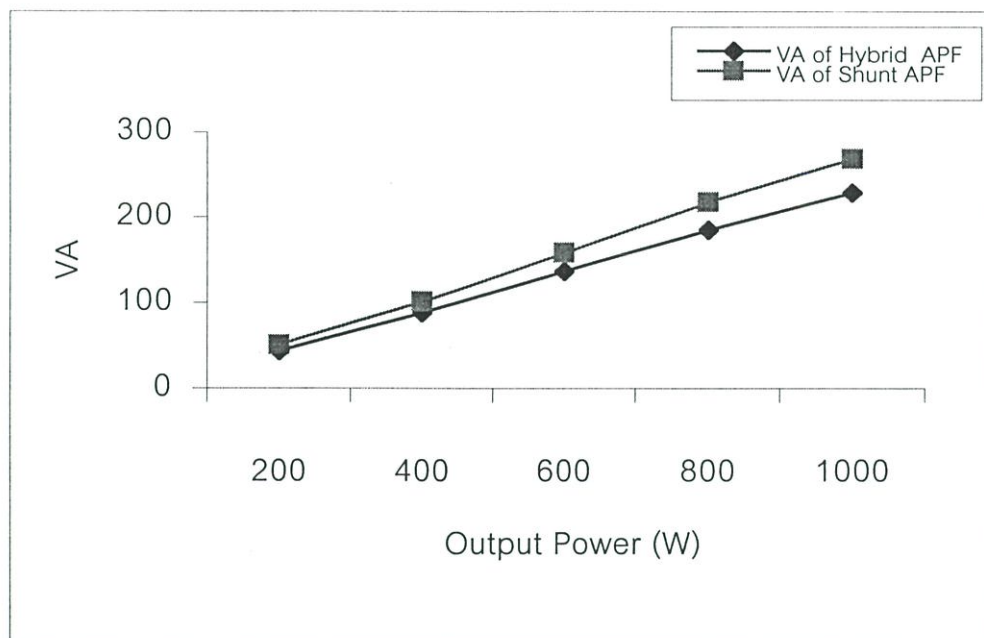
ตารางที่ 6.3 ค่าดัชนีคุณภาพทดสอบที่พิกัดไฟฟ้าหลังใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน และผสมที่ต่อกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นแบบต่างๆ

ประเภทโหลด ไม่เป็นเชิงเส้น	ประเภทวงจร กรอง	ค่าดัชนีคุณภาพ			
		$\%THD_i$	$\%T\eta$	PF	DF
วงจรเรียงกระแส แบบฮาล์ฟเวฟ	วงจรรอกกำลังแอก ทีฟแบบขนาน	4.119	90.365	0.961	0.976
วงจรเรียงกระแส แบบฟูลเวฟ	วงจรรอกกำลังแอก ทีฟแบบขนาน	4.963	94.183	0.982	0.989
	วงจรรอกกำลังแอก ทีฟขนานแบบผสม	4.665	90.570	0.980	0.957
ไทรสเตอร์แบบ ปรับมุมจุดชนวน	วงจรรอกกำลังแอก ทีฟแบบขนาน	4.941	90.637	0.945	0.991
	วงจรรอกกำลังแอก ทีฟขนานแบบผสม	4.728	88.309	0.951	0.984

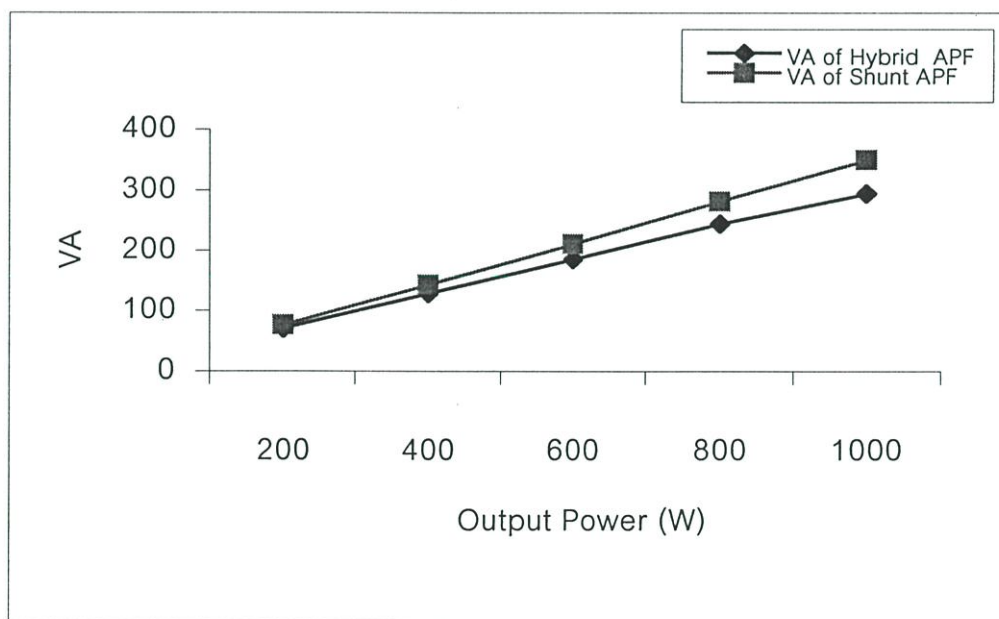
ตารางที่ 6.2 และ 6.3 แสดงผลสรุปค่าดัชนีคุณภาพรูปคลื่นทดสอบที่พิกัดไฟฟ้าก่อนและหลังใช้วงจรรอกประเภทต่างๆ ซึ่งจากผลการทดลองหลังใช้วงจรรอกทำให้เปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิกมีขนาดลดลงโดยไม่เกิน 5 % ตามมาตรฐานสากล ส่วนค่าตัวประกอบกำลังใช้เครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า 1 เฟสยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น 2534 ผลที่ได้คือค่าตัวประกอบกำลังและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสมีขนาดเพิ่มขึ้น จากผลการทดสอบดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าวงจรรอกที่นำเสนอสามารถแก้ไขปัญหานั้นเนื่องจากฮาร์มอนิกและการเลื่อนเฟสได้จริง ส่วนค่าประสิทธิภาพของระบบจะมีขนาดลดลงเนื่องจากเกิดความสูญเสียจากการสวิตช์และวงจรรอกแพสซีฟที่มีตัวเหนี่ยวนำต่ออยู่โดยมีค่าความต้านทานภายในที่ทำให้เกิดค่าความสูญเสียขึ้นได้

การเปรียบเทียบขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ

รูปที่ 6.34 และรูปที่ 6.35 แสดงเปอร์เซ็นต์การเปรียบเทียบขนาดพิกัดของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานแบบผสมกับแบบขนาน โดยต่อโหลดประเภทต่างๆดังที่กล่าวไว้เบื้องต้นเมื่อใช้วงจรรอกแอกทีฟขนานแบบผสมมีเปอร์เซ็นต์ขนาดพิกัดลดลงเท่ากับ 14.7% และ 15.9% ตามลำดับ ซึ่งขนาดที่ลดลงของวงจรรอกกำลังแอกทีฟนั้นเกิดจากการใช้วงจรรอกแพสซีฟอันดับที่ 5 และ 7 ต่อร่วมโดยในทางทฤษฎีควรลดได้ถึง 100 % แต่ในทางปฏิบัติสามารถลดกระแสฮาร์มอนิกสองอันดับรวมกันได้เท่ากับ 36 เปอร์เซ็นต์ซึ่งอาจเกิดจากการออกแบบที่ได้มีความคลาดเคลื่อนไปจากความเป็นจริงทำให้คุณสมบัติในการกรองไม่ดีเท่าที่ควร



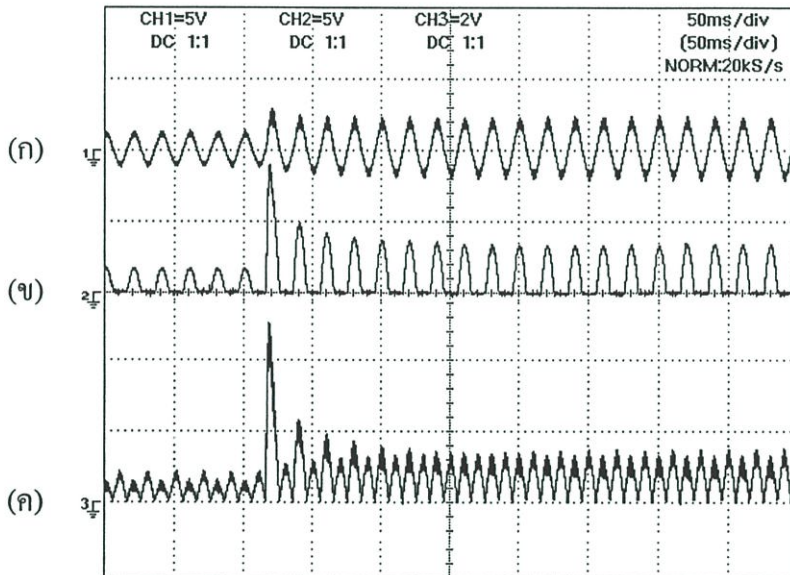
รูปที่ 6.34 การเปรียบเทียบขนาดพิกัดของวงจรรอกำลังแอกทีฟต่อการเปลี่ยนแปลง Non-Linear Loads ประเภทวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ



รูปที่ 6.35 การเปรียบเทียบขนาดพิกัดวงจรรอกำลังแอกทีฟต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด Non-Linear Loads ประเภทไทรสเตอร์ปรับค่ามุมจุดชนวน

6.3 ผลตอบสภาวะชั่วคราวของการทำงาน

ในที่นี้เราจะทำการทดสอบวงจรรอกกำลังแอกทีฟเพื่อศึกษาผลตอบสภาวะชั่วคราวของการทำงานเมื่อกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นโหดไม่เป็นเชิงเส้นที่ใช้ในการทดลองประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ แบบฟูลเวฟ และแบบไทรสเตอร์ที่มีการปรับค่ามุมจุดชนวน โดยทำการเปลี่ยนแปลงโหดของวงจรเรียงกระแสอย่างฉับพลันจาก 500 W มาเป็น 1000W จะได้รูปคลื่นของสัญญาณกระแสดังรูปที่ 6.34 และ 6.35 ตามลำดับ จากผลการทดลองวงจรรอกกำลังแอกทีฟยังสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ดีขณะเปลี่ยนแปลงโหนดแบบฉับพลันและมีช่วงเวลาสภาวะชั่วคราวโดยประมาณ 2 คาบครึ่ง ซึ่งในความเป็นจริงแล้วมีผลตอบที่ช้าแต่ก็เป็นข้อดีอย่างหนึ่งต่อการเกิดทรานส์เซียนที่มีความรุนแรงลดน้อยลงจากการมองเป็นจุดที่สำคัญข้อหนึ่ง



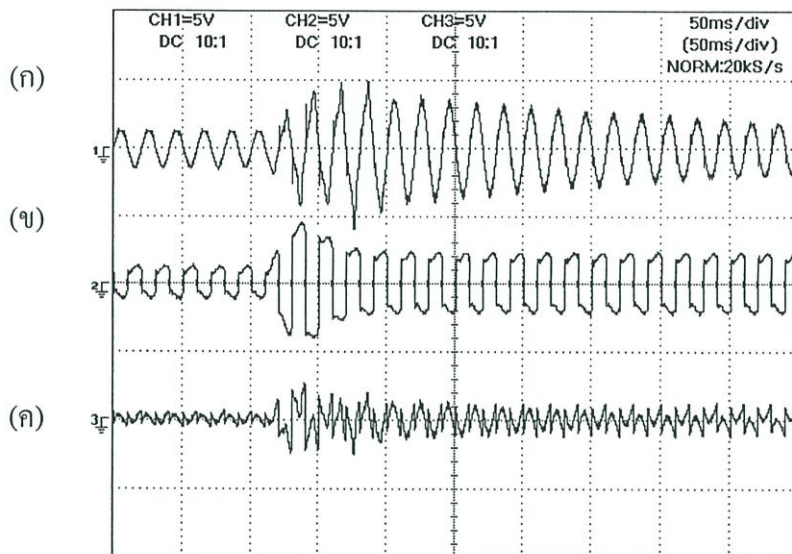
รูปที่ 6.36 ผลตอบสภาวะชั่วคราวขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟ

เวฟฉับพลันโดยต่อวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

(ก) รูปคลื่นสัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

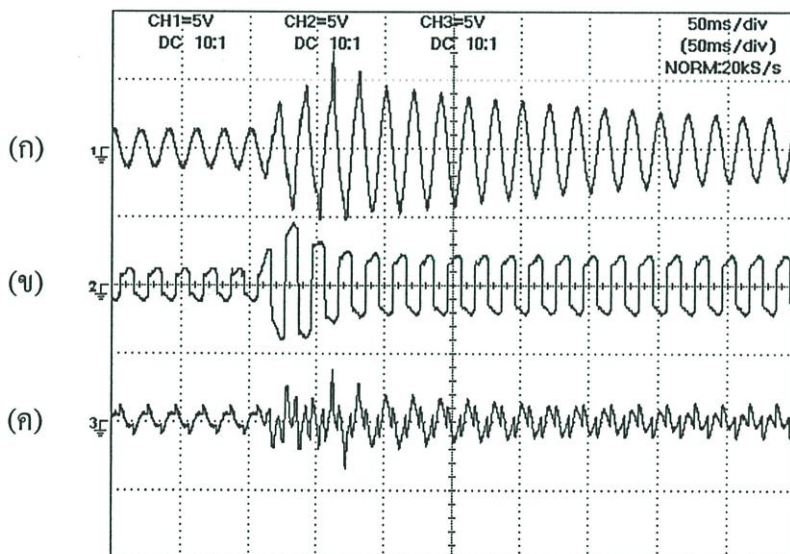
(ข) รูปคลื่นสัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$

(ค) รูปคลื่นสัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:4\text{A/div}$



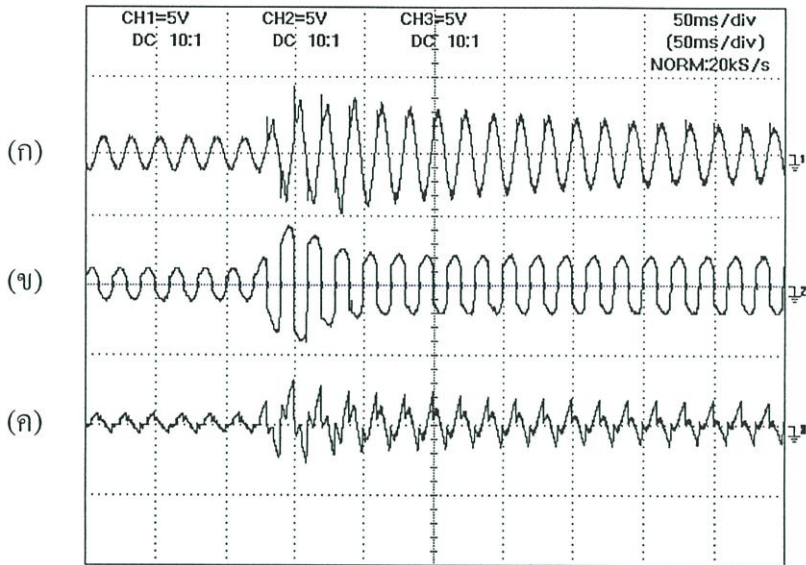
รูปที่ 6.37 ผลตอบสถานะชั่วครู่ขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ ฉับพลัน โดยต่อวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน

- (ก) รูปคลื่นสัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$
 (ข) รูปคลื่นสัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$
 (ค) รูปคลื่นสัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$



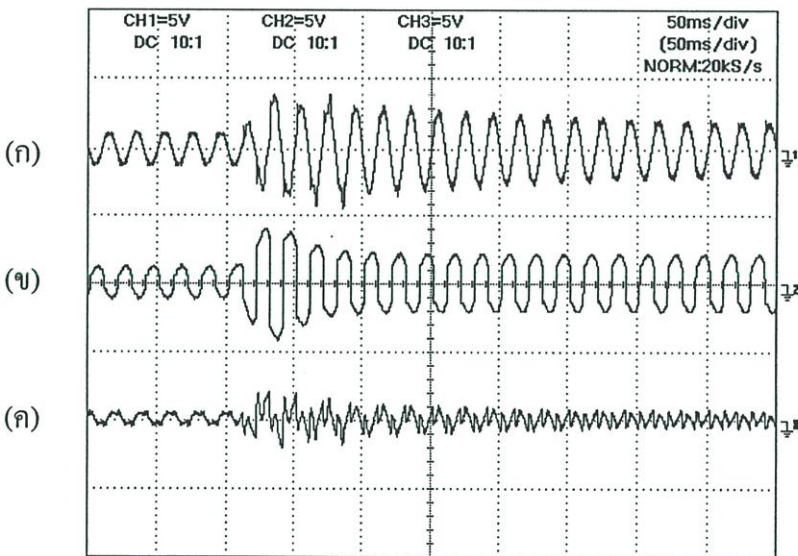
รูปที่ 6.38 ผลตอบสถานะชั่วครู่ขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทวงจรเรียงกระแสแบบฟูลเวฟ ฉับพลัน โดยต่อวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

- (ก) รูปคลื่นสัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$
 (ข) รูปคลื่นสัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$
 (ค) รูปคลื่นสัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล $x:50\text{ms/div}, y:10\text{A/div}$



รูปที่ 6.39 ผลตอบสภาวะชั่วคราวขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทไทรสเตอร์ฉับพลันโดยต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

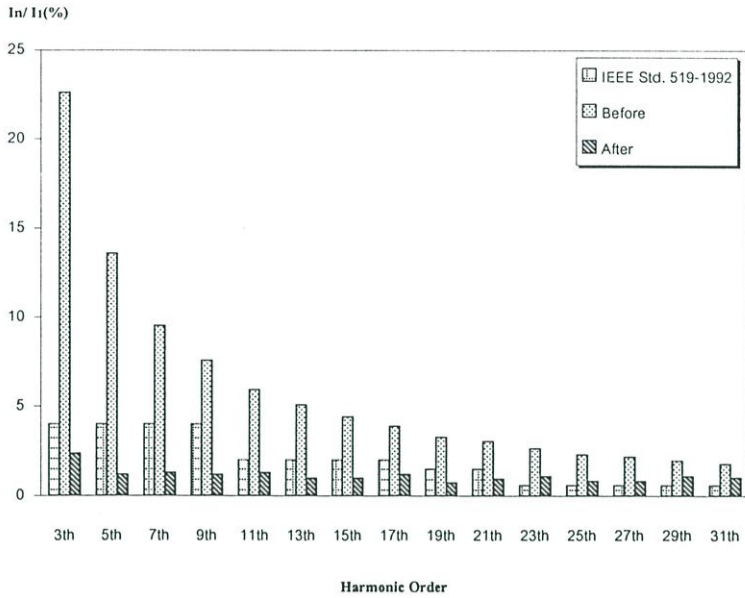
- (ก) รูปคลื่นสัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล x:50ms/div,y:10A/div
 (ข) รูปคลื่นสัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล x:50ms/div,y:10A/div
 (ค) รูปคลื่นสัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล x:50ms/div,y:10A/div



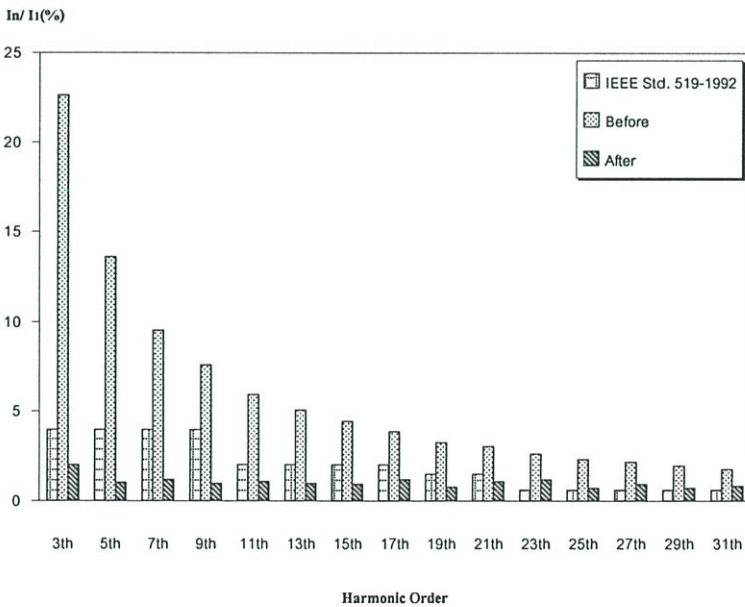
รูปที่ 6.40 ผลตอบสภาวะชั่วคราวขณะเพิ่ม Non-Linear Loads ประเภทไทรสเตอร์ฉับพลันโดยต่อวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

- (ก) รูปคลื่นสัญญาณกระแสแหล่งจ่าย (i_s) สเกล x:50ms/div,y:10A/div
 (ข) รูปคลื่นสัญญาณกระแสโหลด (i_L) สเกล x:50ms/div,y:10A/div
 (ค) รูปคลื่นสัญญาณกระแสชดเชย (i_c) สเกล x:50ms/div,y:10A/div

6.4 การเปรียบเทียบสเปกตรารฮาร์โมนิกกับมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992



รูปที่ 6.41 การเปรียบเทียบสเปกตรารฮาร์โมนิกของกระแสแหล่งจ่ายก่อนและหลังมีวงจรรองกำลัง แยกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียวตามมาตรฐาน IEEE Std.519-1992 โหลดเป็นไทรสเตอร์



รูปที่ 6.42 การเปรียบเทียบสเปกตรารฮาร์โมนิกของกระแสแหล่งจ่ายก่อนและหลังมีวงจรรองกำลัง แยกทีฟขนานแบบผสมตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992 โหลดเป็นไทรสเตอร์

รูปที่ 6.41 และ 6.42 แสดงการเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์สเปกตรากของค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกเทียบกับองค์ประกอบมูลฐานก่อนและหลังการชดเชยโดยมีข้อกำหนดตามมาตรฐาน IEEE Std.519-1992 จากรูปจะพบว่าสเปกตรากของกระแสฮาร์โมนิกทุกอันดับมีค่าลดลงเมื่อใส่วงจรกรองกำลังแอกทีฟทั้งสองแบบเข้าไปในระบบและมีค่าต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนดเมื่อพิจารณาฮาร์โมนิกอันดับต่ำ ส่วนที่ฮาร์โมนิกอันดับสูงจะมีค่าเกินมาตรฐานเพียงเล็กน้อยเนื่องจากคุณสมบัติของวงจรกรองแอกทีฟที่มีความสามารถในการกรองกระแสฮาร์โมนิกที่ความถี่สูงได้ไม่ดีซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 แต่เมื่อมองจากภาพโดยรวมแล้วค่าเปอร์เซ็นต์การผิดเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกมีค่าต่ำกว่ามาตรฐานซึ่งน้อยกว่า 5 เปอร์เซ็นต์

6.5 สรุป

จากผลการทดลองโดยใช้วงจรกรองที่นำเสนอในการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกที่ต่อกับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นได้แก่ วงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ แบบฟูลเวฟ และแบบไทรสเตอร์ กระแสฮาร์โมนิกมีขนาดลดลงทำให้กระแสแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้นและสามารถประเมินสมรรถนะการทำงานของวงจรกรองได้ด้วยกราฟคุณสมบัติของค่าดัชนีคุณภาพภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ส่วนกรณีที่ค่าตัวประกอบกำลังเมื่อใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมจะมีขนาดต่ำกว่าเมื่อใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียวเนื่องจากค่ากระแสชดเชยอ้างอิงที่คำนวณได้จะมีความถูกต้องมากที่สุดที่พิกัดไฟฟ้าและกระแสชดเชยอ้างอิงที่ได้ อาจมีกระแสแอกทีฟต่ำกว่าที่มีอยู่ในระบบจึงต้องมีการปรับเกนให้เหมาะสมทุกครั้งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดหรือรูปแบบการกรอง เพื่อให้ได้ค่ากระแสชดเชยอ้างอิงมีความถูกต้องมากขึ้น ควรมีการออกแบบเป็นแบบดิจิทัลซึ่งจะทำให้ได้ค่ากระแสที่มีความถูกต้องสูงกว่าแบบอนาล็อก จึงเป็นข้อควรนำไปพิจารณาในการพัฒนาต่อไปและจากการเปรียบเทียบขนาดพิกัดของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่พิกัดโหลดพบว่า มีขนาดต่ำกว่าเมื่อเทียบกับการใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียวแต่ก็ยังคงมีขนาดลดลงต่ำอยู่เพื่อให้วงจรกรองแพสซีฟทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพในการออกแบบจึงต้องมีการพิจารณาข้อมูลอย่างละเอียด

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้วิเคราะห์และออกแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมสำหรับใช้กับระบบแรงดัน 1 เฟส 220 โวลต์ และโหลดที่สร้างกระแสฮาร์มอนิกเป็นประเภทวงจรเรียงกระแสแบบฮาล์ฟเวฟ ฟูลเวฟ และแบบไทรสเตอร์ที่มีการปรับมุมจุดชนวนขนาด 1 kVA ซึ่งวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่ได้นำเสนอนี้เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรรอกแพสซีฟมีหน้าที่กำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่ทำหน้าที่กำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่เหลือของระบบ นอกจากนี้ยังได้ทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรอกแบบต่างๆ ด้วยค่าดัชนีคุณภาพได้แก่ THD , PF , DF และ η กับค่าการเปลี่ยนแปลงของโหลดไฟตรงของ Non-Linear Loads รวมทั้งได้มีการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรควบคุมเพื่อให้เกิดความเหมาะสมในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก จากการศึกษาค้นคว้าและทดลองงานวิจัยดังกล่าวสามารถสรุปได้ดังนี้

7.1 สรุปผลการทดลอง

- 7.1.1 การคำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิงที่ได้นำเสนอมีหลักการที่ง่ายไม่ยุ่งยากซับซ้อน และมีการใช้เฟสล็อกในการสร้างสัญญาณไซน์อินเฟสแรงดันทำให้ค่ากระแสชดเชยอ้างอิงมีความถูกต้องและแม่นยำสูง
- 7.1.2 จากผลการทดลองโดยการเปรียบเทียบค่าดัชนีคุณภาพกับค่าการเปลี่ยนแปลงโหลดไฟตรงของ Non-Linear Loads โดยทดสอบด้วยวงจรรอกแพสซีฟ วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน และวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมซึ่งสามารถแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์และชี้ให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรรอกแต่ละแบบที่ใช้ในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก
- 7.1.3 โดยหลักการแล้วขนาด kVA ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่ใช้ในวงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมจะมีขนาด kVA ที่เล็กกว่ากรณีที่ใช้วงจรรอกกำลังแอกทีฟขนานเพียงอย่างเดียว ซึ่งจากผลการวิจัยที่ได้แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของขนาด kVA
- 7.1.4 ในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกเมื่อมีการเปลี่ยนโหลดแบบฉับพลัน วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานและแบบผสมยังคงสามารถทำงานได้ดี
- 7.1.5 ผลการทดสอบการทำงานของระบบแสดงให้เห็นว่าวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบผสมที่ได้ทำการวิจัยขึ้นมาสามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกให้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ตามมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992

7.2 ข้อเสนอแนะการพัฒนางานวิจัยต่อไป

- 7.2.1 ในการนำเอาวงจรรอกกำลังแอกทีฟขานแบบผสมไปใช้งานจริงจำเป็นต้องพิจารณาการตัดต่อวงจรรอกกำลังแอกทีฟเข้าออกจากระบบกำลัง ดังนั้นจึงควรพัฒนาระบบให้มีส่วนที่ทำหน้าที่ในการตัดต่อระบบวงจรรอกแอกทีฟเข้าออกจากระบบกำลังรวมอยู่ด้วย
- 7.2.2 เนื่องจากวงจรการสร้างสัญญาณกระแสชดเชยที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นแบบอนาล็อกทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ง่าย โดยเฉพาะสัญญาณฮิสเตอร์ซิสซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดเล็ก ทำให้วงจรมีความอ่อนไหวต่อสัญญาณรบกวนซึ่งอาจทำให้ระบบการทำงานผิดพลาด ส่งผลให้วงจรกำลังเกิดความเสียหายเนื่องจากการลัดวงจรชั่วขณะที่กึ่งเดี่ยวกันของอุปกรณ์สวิทซ์ ดังนั้นงานวิจัยต่อไปควรเปลี่ยนวิธีสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงและวงจรควบคุมเป็นแบบดิจิทัลโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์หรือ Digital Signal Processor : DSP ซึ่งจะช่วยแก้ปัญหาดังกล่าวได้ และจะช่วยลดค่าใช้จ่ายของวงจรลงเช่น วงจรคูณแบบ 4 ควอดแดนซ์และเกน เป็นต้น ส่งผลให้การทำงานของวงจรถูกต้อง และมีเสถียรภาพดีขึ้นอีกด้วย
- 7.2.3 เนื่องจากวงจรรอกกำลังแอกทีฟขานแบบผสมที่ได้ทำการวิจัยนี้ในส่วนของตัวควบคุมกระแสใช้ Hysteresis Comparator ซึ่งจะส่งผลให้เกิดการกระจายของกลุ่มสเปกตร้าฮาร์โมนิกของการสวิทซ์ ทำให้กำจัดออกได้ยากเนื่องจากมีความถี่ไม่คงที่ ควรมีการพัฒนาแบบการควบคุมกระแสให้มีความถี่การสวิทซ์ที่เกิดขึ้นมีค่าคงที่เพื่อให้ง่ายต่อการกำจัดฮาร์โมนิกในส่วนที่เกิดจากการสวิทซ์

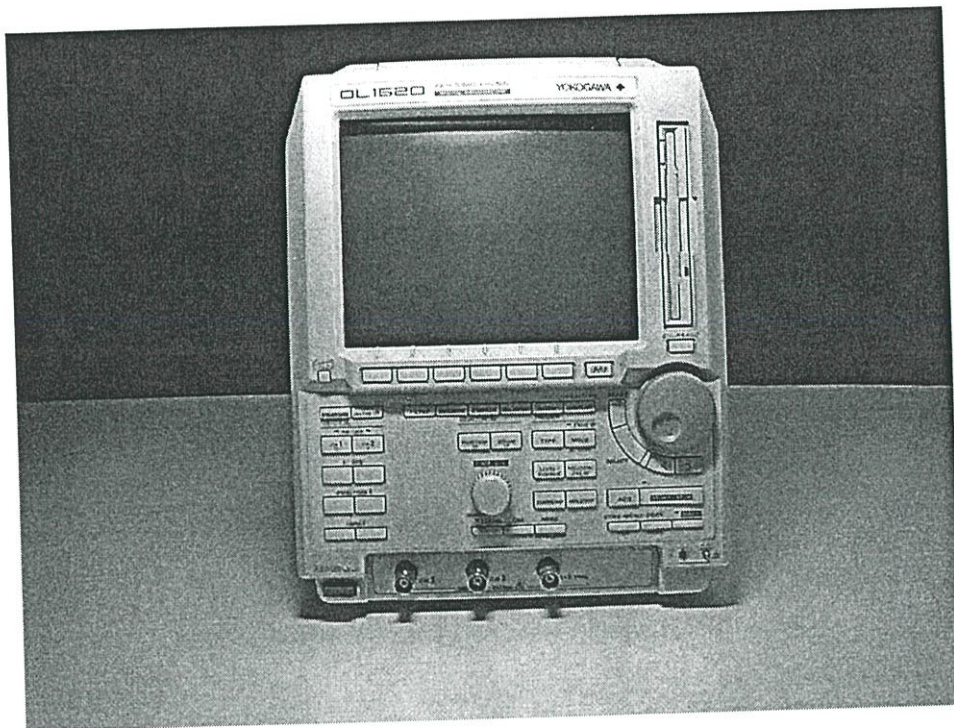
เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Arrillaga ,D. A.Bradley , P.S.Bodger. Power System Harmonics. :John Wiley & Sons Ltd.,1985.
- [2] P. Z. Peng, H. Akagi and A. Nabae “A Study of Active Filters Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation.” in conf. Rec. IEEE/PESC’87, 1987, pp. 204-211.
- [3] สมพร ะวังจู. “การออกแบบที่เหมาะสมที่สุดของตัวกรองกระแสฮาร์มอนิกชนิดกรองเดี่ยว.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [4] สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ “ชนิด หลักการ และการประยุกต์ใช้วงจรกรองแอกทีฟ.” เอกสารประกอบการอบรมการไฟฟ้านครหลวง ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. หน้า 1-47.
- [5] กิติพงษ์ สิทธิเลิศพิศาล, สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์. “วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรมสำหรับลดกระแสฮาร์มอนิกและรักษาระดับแรงดัน.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 18, 2538, หน้า 176-181.
- [6] H.-L.Jou ,J.-C. Wu and H.Y.Chu “New Single-Phase Active Power Filter.” IEE Proc. Electro. Power Appl., Vol. 141, No. 3, May 1994, pp. 129-134.
- [7] David A. Torrey and Adel M.A.M.Al-Zamel “Single-Phase Active Power Filters for Multiple Nonlinear Loads.” IEE Trans. On Power Electronic, Vol. 10, No.3, May 1995, pp. 263-272.
- [8] David A. Torrey and Adel M. A. M. Al-Zamel “A Single-Phase Active Power Filters for Multiple Nonlinear Loads.” In conf. Rec. IEEE/CCECE’94, 1994, pp. 901-908.
- [9] Bhim Singh, Ambrish Chandra and Kamal Al-Haddad “An Improved Single Phase Active Power Filter with Optinum DC Capacitor.” in conf. Rec. IEEE/PESC’96, 1996, pp. 677-682.
- [10] Chen Weiji, Chen Wenhong, Ma Xiaojun, Chen Jianye, Wang Zhonghong and Han Yingduo “An Adaptive Noise Canceling Theory Based Single-Phase Shunt Active Power Filter.” in conf. Rec. IEEE/PESC’97, 1997, pp. 191-196.
- [11] Chin-Yuan Hsu and Horng-Yuan Wu “A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy Storage Capacitor.” In conf. Rec. IEEE/PESC’95, 1995, pp. 202-208.

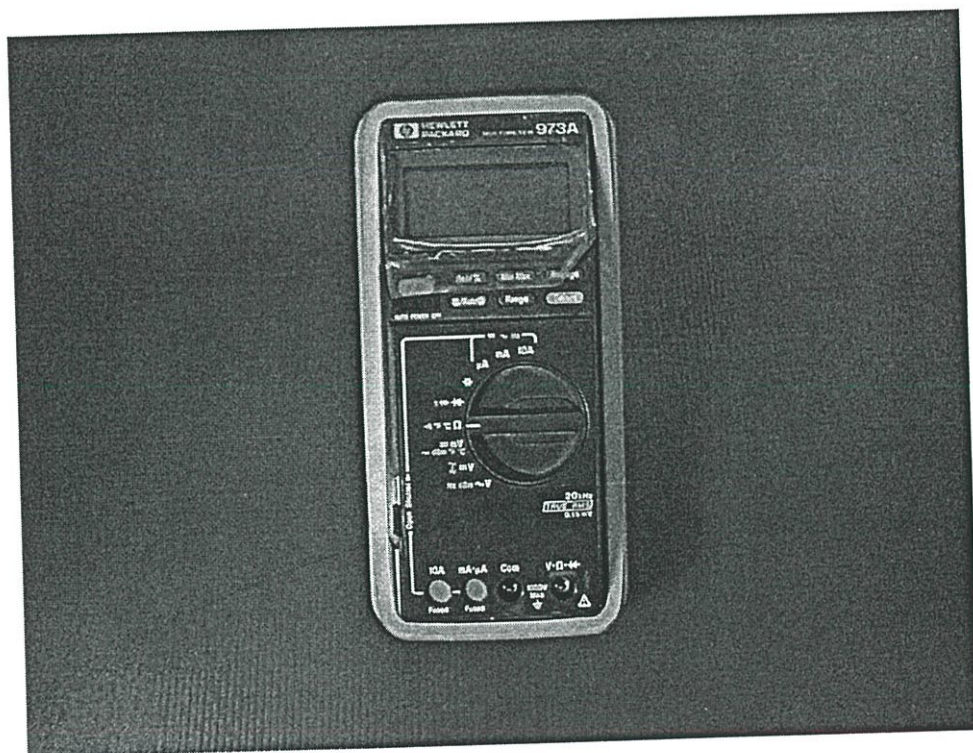
- [12] P.Chevrel, F.Auger and M.Machmoum “ H_{∞} Control for a Single-Phase Active Power Filter.” in conf. Rec. IEEE/PESC’96, 1996, pp. 1112-1118.
- [13] B.R.Lin and Y.L.Hou “Simplified Control Method for Single-Phase Multilevel Active Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics.” IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 148, No. 1, January 2001, pp. 85-96.
- [14] Fabiana Pottker and Ivo Barbi “Power Factor Correction of Non-Linear Loads Employing a Single Phase Active Power Filter:Control Strategy,Design Methodology and Experimentation.” IEEE/PESC’97, 1997, pp. 412-417.
- [15] K.Haddad and G.Joos “Implementation Issues for Half-Bridge and Full-Bridge Active Filters in Single Phase Application.” In conf. Rec. IEEE/CCECE’97, 1997, pp. 544-547.
- [16] J.Sebastian Tepper, Juan W. Dixon, Gustavo Venegas and Luis Moran “A Simple Frequency - Independent Method for calculating the Reactive and Harmonic Current in a Nonlinear Load.” IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.43, No.6, December 1996, pp. 647-654.
- [17] B.N.Singh, Bhim Singh, Ambrish Chandra and Kamal Al-Haddad “Digital Implementation of a New Type of Hybrid Filter with Simplified Control Strategy.” in conf. Rec. IEEE/PESC’99, 1999, pp. 642-648.
- [18] Chin E-Lin , Wei-Fu Su , Shun-Li Lu , Chin-Lin Chen and Ching-Lien Huang “Operation Strategy of Hybrid Harmonic Filter in Demand-Side System.” in conf. Rec. IEEE/PESC’95, 1995, pp. 1862-1866.
- [19] ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล. “การวิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคเดลด้ามีอดคูล์เอชชั่นที่มีขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสแบบต่างๆสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน.”วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [20] ไชยะ แซ่มซ้อย. “การแก้ปัญหาฮาร์มอนิกโดยการใช้ตัวกรองฮาร์มอนิก.” ศูนย์เชี่ยวชาญพิเศษเฉพาะด้านเทคโนโลยีไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, หน้า 1-47.
- [21] G.H. Bode amd D.G.Holmes “Implementation of Three Level Hysteresis Current Control for a Single Phase Voltage Source Inverter.” in conf. Rec. IEEE/PESC, 2000, pp. 33-38.
- [22] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. Power Electronics Converters, Application, and Design. 2nd Ed. :John wiley&sons, Inc. 1995.

ภาคผนวก ก

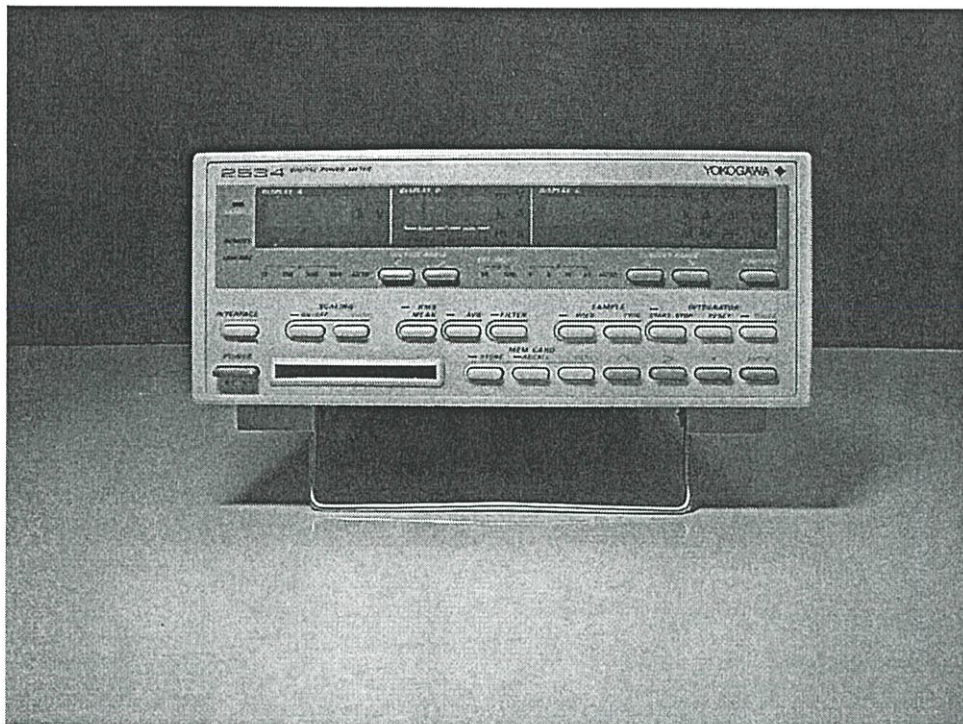
ข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องมือวัดที่ใช้ทดลอง



รูปที่ ก.1 Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA, 8bits 200M/s, 150 MHz



รูปที่ ก.2 เครื่องมือวัดโวลต์-แอมป์ด้านอินพุต ยี่ห้อ HEWLETT PACKARD 973A



รูปที่ ก.3 เครื่องมือวัดกำลังงานไฟฟ้า 1 เฟสด้านเอาต์พุต ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น 2534

ภาคผนวก ข

**โปรแกรม MATLAB สำหรับ
การวิเคราะห์คุณภาพของรูปคลื่นกระแส**

```

%-----
%%% Calculation program of parameter of delta modulation technique
%%%
%-----
%%% Input parameter of delta modulation technique
%-----
kk=input('k= ');
fcc=input('fc= ');
vrr=input('Vr= ');
fre=input('f= ');
ee=13.6;
ww1=2*pi*fre;
%-----
pot1=kk*ee/(4*fcc);
pot2=(0.5*vrr^2*ww1^2)/(4*fcc*kk*ee);
pot3=pot1-pot2
%-----
pot4=pot3-pot2;
pot5=pot3+pot2;
pot6=pot5-pot4;
%-----
%%% Parameter of adaptive band
%-----
fprintf('** DC = %e      **\n',pot3)
fprintf('** Amplitude(-)= %e  **\n',pot2)
%-----
%%% Parameter of sine band
%-----
fprintf('** DC = %e      **\n',pot4)
fprintf('** Amplitude(-)= %e  **\n',pot6)
%-----

```

```

%-----
%% Calculation program of quality index of PWM technique
%-----
st=input(' Input voltage data ');
st1=abs(fft(st(1:length(st)))/round((length(st)/2)));
st2=st1(2:round((length(st)/2)));
%-----
inn=input(' Input current data ');
inn1=abs(fft(inn(1:length(inn)))/round((length(inn)/2)));
in=inn1(2:round((length(inn)/2)));
%-----
zer=0;
for i=1:length(st);
    if st(i)>0;
        sw(i)=200;
    else
        sw(i)=0;
    end
end
%-----
%% Calculation program of pulse number
%-----
num=0;
for r=1:length(sw)-1
    if sw(r)~=sw(r+1)
        num=num+1;
    end
end
%-----
v11=st2(1)/sqrt(2);
fprintf(' ** V1rms = %e      **\n',v11) .
%-----

```

```

%-----
hhh=st2;
hh1=160;
hh2=hhh(2:hh1);
bbb=sqrt(sum(hh2.^2));
thds=(bbb/hhh(1))*100;
fprintf(' ** THDv = %e      **\n',thds)
%-----

hhh1=in;
hh22=hhh1(2:hh1);
bbb1=sqrt(sum(hh22.^2));
thdsi=(bbb1/hhh1(1))*100;
fprintf(' ** THDi = %e      **\n',thdsi)
%-----

athd1=st2;
athd1=rot90(athd1);
athdd=athd1(2:hh1);
annn=(2:hh1);
am11=sqrt(sum((athdd./annn).^2));
am22=(100/athd1(1))*am11;
fprintf(' ** DF1 = %e      **\n',am22)
%-----

bthd1=st2;
bthd1=rot90(bthd1);
bthdd=bthd1(2:hh1);
bnnn=(2:hh1).^2;
bm11=sqrt(sum((bthdd./bnnn).^2));
bm22=(100/bthd1(1))*bm11;
fprintf(' ** DF2 = %e      **\n',bm22)
%-----

```

ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์



1. การพัฒนาหัวฉีดเพื่อนำมาใช้กับน้ำมันพืชผสมสำหรับเครื่องยนต์ดีเซลโดยการฉีดตรงเข้าห้องเผาไหม้
อภิชาติ เสมศรี จินดา เจริญพรพาณิชย์ 1
2. วิธีหนึ่งในการคำนวณเพื่อประหยัดพลังงานในการอบแห้งโลหะแผ่นแบบต่อเนื่อง
ธีรโชติ สุขสิน มิ่ง โลกิจแสงทอง 7
3. Effects of Central Inclusion on Copper Shaped-Wire Drawing by FEA
Somchai Norasethasopon 13
4. การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มีเดียนของสัญญาณไฟฟ้ากล่อมเนื้อแซนกับมุมในการออกแบบ
สาวิตรี สุวรรณรัตน์ ชุศักดิ์ ลิ้มสกุล บุญเจริญ วงศ์กิตติศึกษา อลิสา สุวัฒน์ประ 18
5. วงจรเปรียบเทียบกระแสขโมสโดยใช้แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ
ทรงพล บุญชูช่วย กอบชัย เดชหาญ สมยศ จุณณะปิยะ สุชาติ คุณทวีเทพ 24
6. วงจรขยายความแตกต่างขโมสดีฟเฟอร์เรนเซียลปฏิบัติงานแบบ Rail-to-Rail ใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ
มนตรี คำเงิน พงศ์ยศ ศิริวานานท์ กอบชัย เดชหาญ ชรรค์ชัย ตูลละสกุล 30
7. การศึกษาอุณหภูมิของขดลวดสเตเตอร์ในมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานเป็นคาบเวลาในสภาวะโหลดเกินปกติ
ทรงภข ศรีประสาน สุดอิพร นันทพานิช สมโภชน์ ประไพ 36
8. วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพีดับเบิลยูเอ็มฟูลบริดจ์ซอฟต์สวิชชิงโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำอิมิตัว
จิรศักดิ์ สงบุญแก้ว เอกรงค์ จันทร์เจริญ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ 42
9. เทคนิค Predictor-Corrector Primal-Dual Interior Point สำหรับการคิดราคาตลาดของไฟฟ้า
สุนทร ฝ่ายหมื่นไวย์ ศุภี บรรจงจิตร นิตศน์ กฤษณจินดา วิมลแข วงศ์ละสิน 48
10. การวิเคราะห์โหลดเกินในระบบไฟฟ้ากำลังโดยวิธีแซท-เมตริกซ์ เทียบกับ วิธีไลเนียร์เซมิวิตต์แฟกเตอร์
สิทธิเดช วิชาศรีศิริกุล มณฑล สีลาจินดาไกรฤกษ์ 54
11. การทดสอบและประเมินสมรรถนะวงจรกรองแบบผสมแอกทิฟชานานและแพสซีฟ 1 เฟส สำหรับภาระไม่เป็นเชิงเส้น
วิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมคร วิจิตร กิณเรศ 60
12. การวิเคราะห์และเปรียบเทียบแอกทิฟเพาเวอร์ฟิลเตอร์
ไพโรจน์ วนาราม วิจิตร กิณเรศ 66
13. การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบเฟสเซอร์โดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการควบคุมการทำงาน
จรัส ตั้งวงศ์ชูเกตุ เอกวิทย์ หายักวงษ์ วิจิตร กิณเรศ 72
14. การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมเวกเตอร์โดยจ่ายด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ เอ็มซีเอส 51
ปราโมทย์ พานุกุหลาบ วิทยา กิพย์สุวรรณพร วิจิตร กิณเรศ 78
15. การสร้างอัลกอริทึมของ Sobel Edge Detection ด้วย TMS320C31 โดยปราศจากไมโครคอมพิวเตอร์
อนุชิต ภูปเหลือง สุรพันธ์ ยิ้มมัน กอบชัย เดชหาญ 84

การทดสอบและประเมินสมรรถนะวงจรกรองแบบผสมแอกทีฟ ขนานและแพสซีฟ 1 เฟส สำหรับภาระไม่เป็นเชิงเส้น

Performance Testing and Evaluation of Single-Phase Hybrid Passive and Shunt Active Power Filters for Non-Linear Load

วิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมคร : วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

ในระบบแหล่งจ่ายไฟเอซีหนึ่งเฟสที่ต่อกับ โหลดไม่เป็นเชิงเส้นทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกมีผลทำให้รูปคลื่นกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายมีการผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์และมีผลกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆมากมาย ในบทความนี้จึงได้นำเสนอการทดสอบและประเมินสมรรถนะวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบผสมหนึ่งเฟสที่ใช้สำหรับชดเชยกระแสรีแอกทีฟและฮาร์มอนิก โดยเป็นการทำงานร่วมกันกับวงจรกรองแพสซีฟที่มีการออกแบบให้กำจัดฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ 7 วงจรสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงของวงจรกรองแอกทีฟขนานอยู่บนพื้นฐานการคำนวณค่าจริงของกระแสโหลดที่มีความถี่มูลฐานที่มีการควบคุมเป็นแบบป้อนกลับรวมทั้งมีการใช้เฟสล็อกลูป (Phase-Locked Loop) สร้างสัญญาณไซน์อินเฟสแรงดันทำให้กระแสชดเชยอ้างอิงที่ได้มีความถูกต้องและมีเสถียรภาพสูง นอกจากนี้ในบทความได้มีการตรวจสอบสมรรถนะของเทคนิคที่นำเสนอในแง่ของดัชนีคุณภาพโดยการทดลอง

Abstract

In 1- ϕ ac main line system, having non-linear loads, harmonic currents result in nonsinusoidal input current distortion on the line side and harmful disturbance to other appliances. This paper presents performance testing and evaluation of a single-phase hybrid active power filter for compensating reactive and harmonic currents combined with shunt passive filter which is designed to suppress the 5th and 7th harmonics. The circuit of generating reference compensated current of the shunt active filter is based on calculation of a real part of the fundamental load current having feedback control. In addition, phase-locked loop (PLL) is used to generate in-phase sinusoidal signal with voltage supply. As a result, high accuracy and stability of the compensated current signal are achieved. Furthermore this paper gives experimentally verification of the performance of the proposed technique in terms of quality index.

1. บทนำ

ปัจจุบันอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆจะมีส่วนประกอบของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้น ซึ่งก่อให้เกิดฮาร์มอนิกในระบบและมีผลต่อการรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆ จากปัญหาดังกล่าวส่งผลให้คุณภาพกำลังงานไฟฟ้ามีค่าลดลง สำหรับวิธีการแก้ปัญหาฮาร์มอนิกนั้นในปัจจุบันก็ได้มีการนำเอาวงจรแบบแพสซีฟเข้ามาติดตั้งเพื่อจำกัดค่าของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นแต่อย่างไรก็ตามการใช้วงจรดังกล่าวยังมีข้อจำกัดอยู่ คือ คุณสมบัติการกรองขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของระบบ มีปัญหาเรื่องของเรโซแนนซ์ การออกแบบมีความยุ่งยากและซับซ้อน จำเป็นต้องใช้ตัวกรองเป็นจำนวนมากในกรณีที่ต้องการกำจัดฮาร์มอนิกหลายอันดับ จากข้อจำกัดดังกล่าวจึงมีการนำเอาวงจรกำลังแอกทีฟ [1] เข้ามาใช้โดยมีคุณสมบัติของการกรองที่ดีกว่าวงจรแพสซีฟรวมถึงการติดตั้งและการใช้งานที่ง่ายกว่า

ในบทความนี้จึงได้นำเสนอวงจรกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมแสดงโครงสร้างดังรูปที่ 1 ซึ่งเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรแพสซีฟกับวงจรกำลังแอกทีฟแบบขนานเพื่อใช้ในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยกระแสรีแอกทีฟรวมทั้งทำการประเมินสมรรถนะวงจรที่ได้นำเสนอด้วยค่าดัชนีคุณภาพ

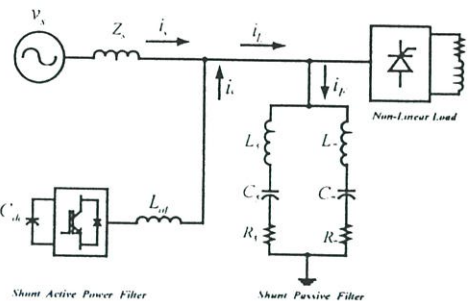
2. วงจรกรองที่นำเสนอ

2.1 วงจรกรอง แพสซีฟ

ในการออกแบบให้วงจรกรองแพสซีฟชนิดกรองเดี่ยวทำหน้าที่กำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 และ 7 โดยมีหลักการการทำงานที่เกิดจากส่วนประกอบหลัก 3 ส่วนคือ ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวความต้านทานที่อยู่ในรูปขดลวดเหนี่ยวนำมาถือเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมเพื่อทำให้ตัวกรองมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสุดที่ความถี่ปรับคลื่นโดยค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองมีค่าเท่ากับ [2]

$$Z_F = R + j(2\pi f_n L - \frac{1}{2\pi f_n C}) \quad (1)$$

ในสมการจะเห็นว่าค่า Z_F จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับค่า R ที่ค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_n) และสามารถหาค่าได้คือ



รูปที่ 1 โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมที่นำเสนอ

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

และค่าตัวประกอบคุณภาพของตัวกรอง (Q_F) เป็นอัตราส่วนของค่าความเหนี่ยวนำ (หรือค่าตัวเก็บประจุ) ต่อค่าความต้านทาน ซึ่งเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการจูนความถี่ของตัวกรอง โดยทั่วไปกำหนดค่า Q_F อยู่ระหว่าง 30-60 เมื่อออกแบบตัวกรองกำจัดกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 [3]

$$Q_F = \frac{2\pi f_n L_n}{R_n} \quad (3)$$

2.2 วงจรกรองกำลัง แอกทีฟ แบบขนาน

วงจรจะมีคุณสมบัติกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบจำหน่ายโดยการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังงานซึ่งเชื่อมต่อกันระหว่างแหล่งจ่ายไฟกับโหลดที่สร้างฮาร์มอนิกให้จ่ายกระแสป้อนเข้าสู่ระบบไฟฟ้าอย่างเหมาะสมทำให้กระแสฮาร์มอนิกไม่ไหลกลับไปยังแหล่งจ่ายและการวิเคราะห์หาค่ากระแสชดเชยอ้างอิงพิจารณาจากองค์ประกอบของกระแสโหลดดังสมการที่ (4)

$$i_L(t) = i_n(t) + i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \quad (4)$$

เมื่อ i_n คือ องค์ประกอบไฟตรง

i_p คือ กระแสไลน์อินเฟส

i_q คือ กระแสรีแอกทีฟ

i_h คือ กระแสฮาร์มอนิก

จากสมการที่ (4) องค์ประกอบของกระแสต่างๆสามารถกระจายพจน์ได้เป็นสมการที่ (5) โดยในเทอมของกระแสฮาร์มอนิกจะประกอบด้วยผลรวมของฮาร์มอนิกอันดับคู่และคี่

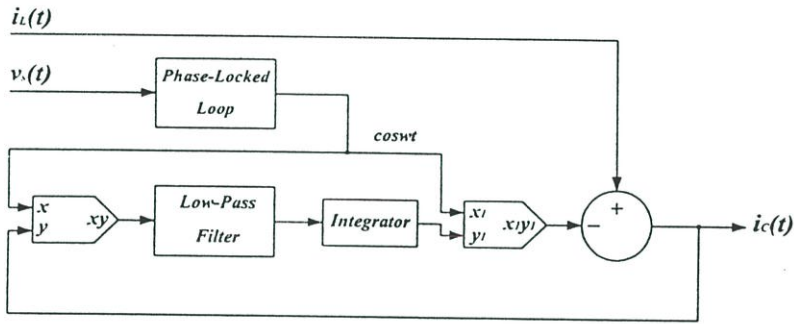
$$i_L(t) = I_o + I_p \cos(\omega t) + I_q \sin(\omega t) + \sum_{j=1}^{\infty} I_{2j} \cos(2j\omega t + \phi_{2j}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{2k+1} \cos((2k+1)\omega t + \phi_{2k+1}) \quad (5)$$

ถ้าให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟจ่ายของค์ประกอบไฟตรง กระแสรีแอกทีฟ กระแสฮาร์มอนิก ให้กับโหลดคั้งนั้น แหล่งจ่ายจะจ่ายเพียงกระแสแอกทีฟเท่านั้น จากสมการที่ (4)และ(5)สามารถคำนวณหาค่ากระแสชดเชยอ้างอิงได้โดยการนำค่ากระแสโหลดลบด้วยค่ากระแสแอกทีฟ แสดงได้

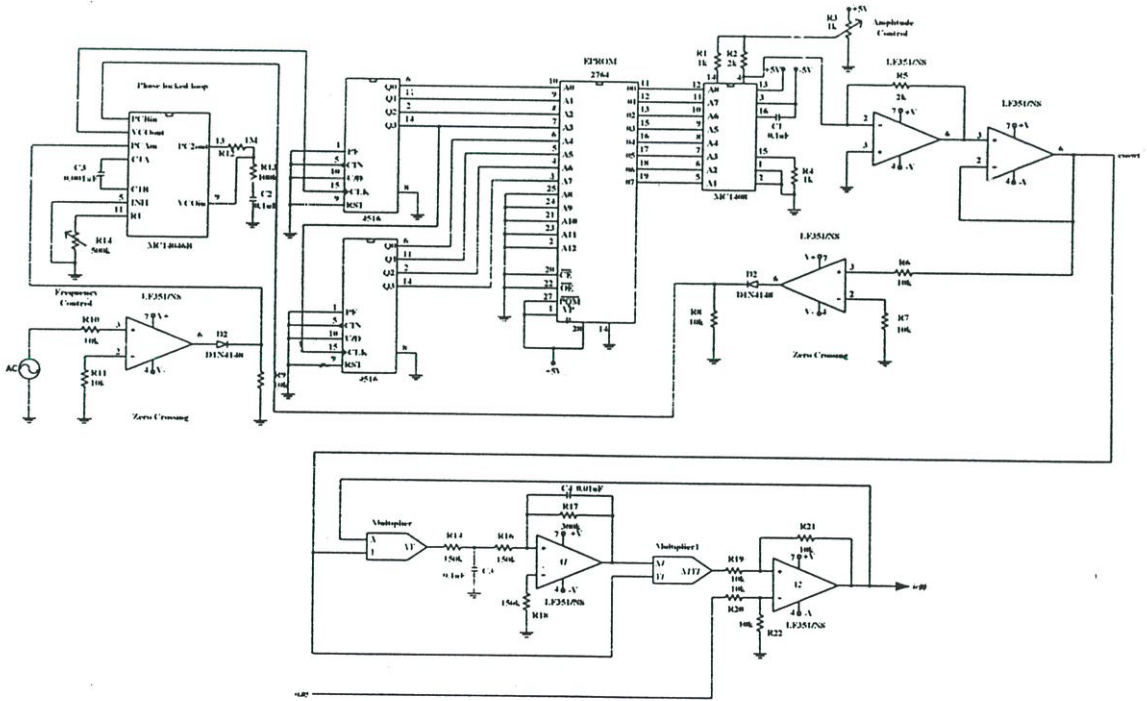
คังสมการที่ (6)

$$i_c(t) = i_L(t) - i_p(t) = i_L(t) - I_p \cos(\omega t) \quad (6)$$

เมื่อ I_p คือ ขนาดของกระแสแอกทีฟ (กระแสไลน์อินเฟส) $\cos\omega t$ คือ สัญญาณไซน์อินเฟสแรงดัน สัญญาณ $\cos\omega t$ เป็นสัญญาณไซน์อินเฟสกับแรงดันแหล่งจ่ายสร้างโดยใช้เฟสล็อกและมอดูเลเตอร์เก็บข้อมูลของสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ได้จากการคำนวณของวงจรD/A บล็อกโคเดแกรมการคำนวณกระแสชดเชยอ้างอิงแสดงในรูปที่2 และสามารถออกแบบเป็นวงจรอนาล็อกได้คังรูปที่3

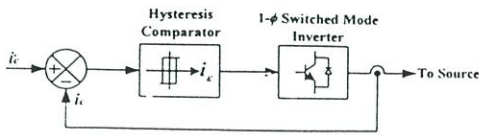


รูปที่ 2 บล็อกโคเดแกรมการคำนวณค่ากระแสชดเชยอ้างอิง



รูปที่ 3 วงจรควบคุมการสร้างกระแสชดเชยอ้างอิงที่ใช้ในการทดลอง

3. การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส

หลักการทำงานของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส สามารถอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4 โดยสัญญาณกระแสอ้างอิง i_c^* จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสจริง i_c ซึ่งผลต่างของ i_c^* กับ i_c จะเกิดสัญญาณ error จากนั้นนำไปผ่านวงจร Hysteresis Comparator ที่ใช้ในการพิจารณาว่ามีค่ามากเกินไปเกินแถบฮิสเตอร์ซิสหรือไม่เพื่อนำไปกำหนดการเปิดปิดสวิตช์ ถ้ากระแสจริงมากกว่าแถบฮิสเตอร์ซิสจะมีการสั่งให้คอสวิตช์ตัวล่างและตัดสวิตช์ตัวบนเพื่อให้อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันออกเป็นค่าลบซึ่งจะทำให้ได้กระแสมีค่าลดลง และสวิตช์ตัวล่างจะทำงานเมื่อกระแสจริงมีค่าน้อยกว่าแถบฮิสเตอร์ซิส โดยตัดสวิตช์ตัวบนเพื่อให้อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันออกเป็นค่าบวกและจะทำให้ได้กระแสมีค่าเพิ่มขึ้น จากวงจรการทำงานกำหนดค่าขอบเขตฮิสเตอร์ซิสเท่ากับ $\pm 0.5 A$.

4. การประเมินสมรรถนะวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยค่าดัชนีคุณภาพ

ค่าแฟคเตอร์คุณภาพที่ใช้ในการประเมินสัญญาณกระแสอินพุทของแหล่งจ่ายประกอบด้วย

4.1 ค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิก (Total Harmonic Distortion : THD)

ค่า Total Harmonic Distortion ของกระแส (THD_i) ดัชนีที่ใช้ในการบ่งชี้คุณภาพของความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุททางด้านแหล่งจ่ายที่มีความแตกต่างจากองค์ประกอบของกระแสที่มีความถี่มูลฐาน ในการหาค่า THD_i นี้จะต้องอาศัยการวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์ ค่าความผิดเพี้ยนรวมหาได้จากสมการที่(7)

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100 \quad (7)$$

โดยถ้าเปอร์เซ็นต์ THD_i มีค่ามากแสดงว่ารูปคลื่นสัญญาณมีความผิดเพี้ยน(distortion) มาก

4.2 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน (Distortion Factor; DF)

ค่า DF เป็นค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนซึ่งหาได้จากอัตราส่วนของกระแสอินพุทอาร์.เอ็ม.เอสที่มีความถี่มูลฐานต่อกระแสอาร์.เอ็ม.เอส ที่รวมผลของฮาร์มอนิกแสดงได้ดังสมการที่(8)

$$DF = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \quad (8)$$

โดยที่ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนมีค่าต่ำๆแสดงว่าเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแส

4.3 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor; PF)

ลักษณะรูปคลื่นกระแสและมุมต่างเฟสของกระแสและแรงดันจะเป็นตัวกำหนดค่าตัวประกอบกำลังของวงจร ในกรณีของแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์และกระแสมีความผิดเพี้ยนหาได้จากสมการที่(9)

$$PF = \frac{I_{S1rms}}{I_{Srms}} \cos \phi_1 \quad (9)$$

ซึ่งโดยรวมแล้วค่าตัวประกอบกำลังของวงจรจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงประสิทธิภาพของวงจร กล่าวคือ ถ้าคิที่กัลังไฟฟ้า (Watt) เทียบกับวงจรที่มีค่า PF สูง(ไม่เกิน1)จะมีกระแสไหลในวงจรมีค่าน้อยกว่าวงจรที่มีค่า PF ต่ำกว่า

4.4 ประสิทธิภาพ (Efficiency; η)

ประสิทธิภาพคืออัตราส่วนระหว่างกำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตต่อกำลังงานไฟฟ้าอินพุทมีค่าเท่ากับ

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \quad (10)$$

4.5 ขนาดพิกัดวงจรกรองกำลังแอกทีฟ (VA)

พิกัดของวงจรกรองกำลังแอกทีฟหาได้จากผลคูณระหว่างพิกัดแรงดันแหล่งจ่ายกับพิกัดกระแสผิดเพี้ยนในกระแสโหลดหาได้ดังสมการที่ (11)

$$VA_{af} = V_s \cdot I_{L,dis} \quad (11)$$

และสามารถหาเปอร์เซ็นต์ขนาดของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมเทียบกับแบบขนานเพียงอย่างเดียวคือ

$$\%VA_{afH} = \frac{VA_{afH}}{VA_{afSh}} \times 100 \quad (12)$$

5.ผลการทดลอง

ในการทดสอบกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรรองกำลังแอกทีฟและแพสซีฟได้ดังนี้

$$L_5 = 26.40 \text{ mH}, C_5 = 16 \text{ uF}, R_5 = 1 \Omega, Q_5 = 40$$

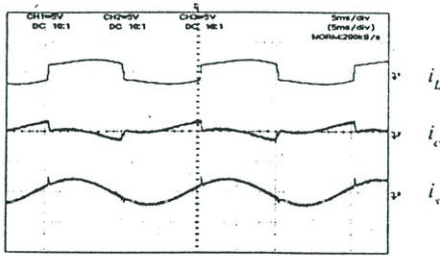
$$L_7 = 17.11 \text{ mH}, C_7 = 13 \text{ uF}, R_7 = 1 \Omega, Q_7 = 36$$

$$C_{dk} = 2,200 \text{ uF}, L_{df} = 6.6 \text{ mH}, V_{dk} = 390 \text{ V}, V_{\xi} = 220 \text{ V}_{rms}$$

อุปกรณ์การสวิตช์ใช้ 1-∅ Intelligent Power Modul IGBT ทำหน้าที่เป็นตัวสวิตช์, $f_{sw,max} = 10 \text{ kHz}$, โหลดเป็นวงจรเรียงกระแส 1-∅ ไทริสเตอร์ปรับมุมเฟส $\alpha = 30^\circ$

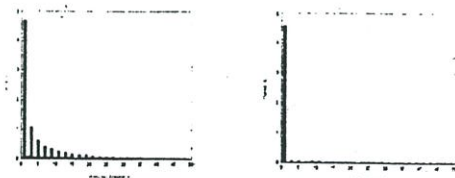
จากการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมด้วยชุดทดลองต้นแบบให้ผลดังต่อไปนี้

ในรูปที่ 5 และ 6 แสดงผลการทดลองของรูปคลื่นและสเปกตรัมของกระแสแหล่งจ่ายภายใต้การทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว ส่วนรูปที่ 7 และ 8 แสดงผลการทดลองของรูปคลื่นและสเปกตรัมของกระแสแหล่งจ่ายภายใต้การทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมและจากการทดลองการทำงานของวงจรรองทั้งสองแบบจะพบว่า กระแสแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากขึ้น



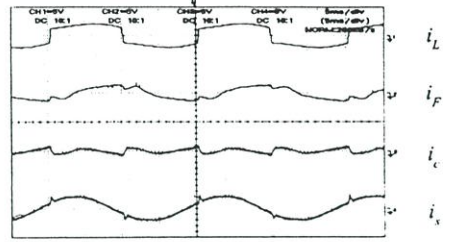
สเกล x:5ms/div,y=10A/div

รูปที่ 5 รูปคลื่นกระแสจากการทดลองการทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียวกับ non-linear load ขนาด 1000 W



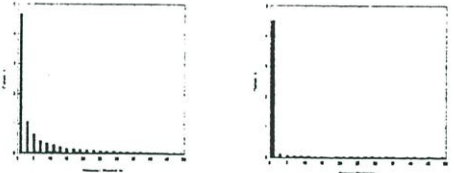
ก่อนการชดเชย หลังการชดเชย

รูปที่ 6 สเปกตรัมของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายเมื่อทดสอบด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว



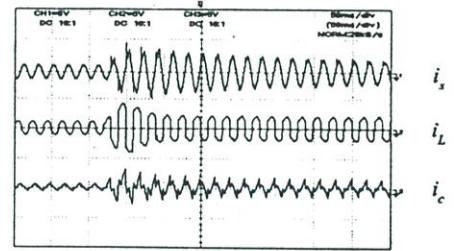
สเกล x:5ms/div,y=10A/div

รูปที่ 7 รูปคลื่นกระแสจากการทดลองการทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสมต่อกับ non-linear load ขนาด 1000 W



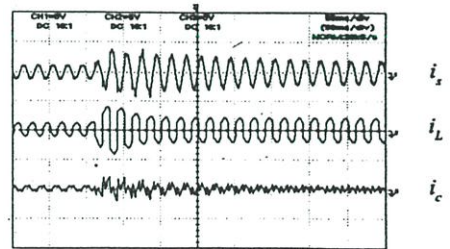
ก่อนการชดเชย หลังการชดเชย

รูปที่ 8 สเปกตรัมของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายเมื่อทดสอบด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม



สเกล x:50ms/div,y=10A/div

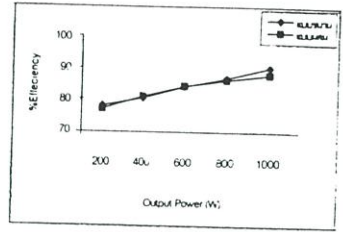
รูปที่ 9 ผลตอบสนองชั่วคราวขณะเพิ่ม non-linear load แบบทันทีทันใดเมื่อต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว



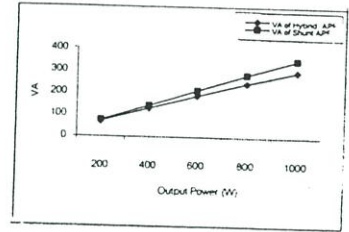
สเกล x:50ms/div,y=10A/div

รูปที่ 10 ผลตอบสนองชั่วคราวขณะเพิ่ม non-linear load แบบทันทีทันใดเมื่อต่อวงจรรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม

รูปที่ 9 และ 10 แสดงผลตอบสนองการทำงาน ของวงจรกรองแอกทีฟเมื่อทำการเพิ่ม non-linear load จาก 500w เป็น 1000w จากรูปจะพบว่าวงจรกรองทั้งสองชนิด สามารถทำงานได้ขณะมีการเปลี่ยนแปลงแบบฉับพลันและ สมรรถนะการทำงานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบ ขนานและแบบผสมที่ได้นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 11-15 รูปที่ 11 แสดงเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนรวมกระแส (THDi) แหล่งจ่ายเท่ากับ 4.77% และ 4.92% ที่พิกัดโหลด เอาท์พุท รูปที่ 12 แสดงค่าความความผิดเพี้ยนของกระแส จากการทดลองมีค่าลดลง โดยมีอัตราส่วนใกล้เคียงหนึ่งรูป ที่ 13 แสดงค่าตัวประกอบกำลังหลังทำการชดเชย มีค่าเท่ากับ 0.970 และ 0.958 รูปที่ 14 แสดงประสิทธิภาพของระบบ จากการทดลองที่พิกัดโหลดมีค่าเท่ากับ 90.63% และ 88.30% รูปที่ 15 แสดงการเปรียบเทียบขนาดพิกัดของวง จรกรองกำลังแอกทีฟจากรูปจะสังเกตได้ว่าขนาดพิกัด ของวงจรกรองกำลังแอกทีฟเมื่อคือเป็นแบบผสมมีขนาด ลดลงประมาณ 16 %



รูปที่ 14 ค่า 77 ต่อการเปลี่ยนแปลง non-linear load



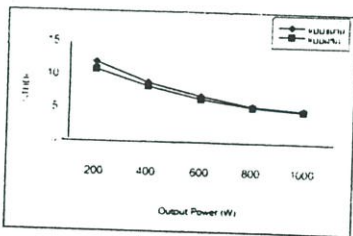
รูปที่ 15 การเปรียบเทียบขนาดพิกัดวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ต่อการเปลี่ยนแปลง non-linear load

6.สรุปผลการทดลอง

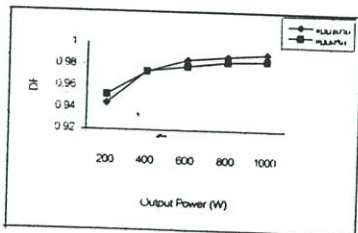
ในบทความนี้ได้นำเสนอวิธีการกำจัดฮาร์มอนิก โดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟขนานแบบผสม จากผลการ ทดสอบฮาร์มอนิกมีขนาดลดลงทำให้กระแสแหล่งจ่ายมี ลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้น การทำงานของวงจรกรอง สามารถประเมินสมรรถนะได้ ด้วยกราฟคุณสมบัติของค่า คำนวณคุณภาพภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลด โดยผลการ ทดลองที่ได้มีความสอดคล้องและเป็นไปตามทฤษฎี และ จากการเปรียบเทียบขนาดพิกัดของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ แบบผสมที่พิกัดโหลดพบว่ามีความต่ำกว่าเมื่อเทียบกับกร ใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานเพียงอย่างเดียว

7.เอกสารอ้างอิง

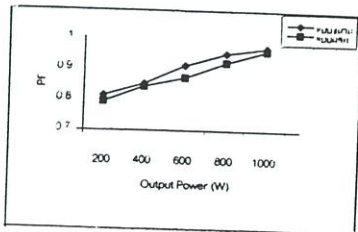
[1] J. Tepper, Juan W. Dixon, G.Venegas and L. Moran, "A Simple Frequency - Independent Method for Calculating the Reactive and Harmonic Current in a Nonlinear Load," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol.43, No.6, December 1996, pp.647-654.
 [2] สมพร ชะวังจุ "การออกแบบที่เหมาะสมที่สุดขอตัว กรองกระแสฮาร์มอนิกชนิดกรองเดี่ยว" วิทยานิพนธ์ ปริญญาโท จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 1999.
 [3] J.Arrillaga, D.A.Bradley, P.S.Bodger, "Power System Harmonic", John Wiley & Sons Ltd.,1985.



รูปที่ 11 ค่า THDi ต่อการเปลี่ยนแปลง non-linear load



รูปที่ 12 ค่า DF ต่อการเปลี่ยนแปลง non-linear load



รูปที่ 13 ค่า PF ต่อการเปลี่ยนแปลง non-linear load

ภาคผนวก ง

ข้อมูลเกี่ยวกับไอซีคิวณ AD 534 และ MC14046B



Internally Trimmed Precision IC Multiplier

AD534

FEATURES

Pretrimmed to $\pm 0.25\%$ max 4-Quadrant Error (AD534L)
 All Inputs (X, Y and Z) Differential, High Impedance for
 $[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10V] + Z_2$ Transfer Function
 Scale-Factor Adjustable to Provide up to X100 Gain
 Low Noise Design: 90 μV rms, 10 Hz–10 kHz
 Low Cost, Monolithic Construction
 Excellent Long Term Stability

APPLICATIONS

High Quality Analog Signal Processing
 Differential Ratio and Percentage Computations
 Algebraic and Trigonometric Function Synthesis
 Wideband, High-Crest rms-to-dc Conversion
 Accurate Voltage Controlled Oscillators and Filters
 Available in Chip Form

PRODUCT DESCRIPTION

The AD534 is a monolithic laser trimmed four-quadrant multiplier divider having accuracy specifications previously found only in expensive hybrid or modular products. A maximum multiplication error of $\pm 0.25\%$ is guaranteed for the AD534L without any external trimming. Excellent supply rejection, low temperature coefficients and long term stability of the on-chip thin film resistors and buried Zener reference preserve accuracy even under adverse conditions of use. It is the first multiplier to offer fully differential, high impedance operation on all inputs, including the Z-input, a feature which greatly increases its flexibility and ease of use. The scale factor is pretrimmed to the standard value of 10.00 V; by means of an external resistor, this can be reduced to values as low as 3 V.

The wide spectrum of applications and the availability of several grades commend this multiplier as the first choice for all new designs. The AD534J ($\pm 1\%$ max error), AD534K ($\pm 0.5\%$ max) and AD534L ($\pm 0.25\%$ max) are specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range. The AD534S ($\pm 1\%$ max) and AD534T ($\pm 0.5\%$ max) are specified over the extended temperature range, -55°C to +125°C. All grades are available in hermetically sealed TO-100 metal cans and TO-116 ceramic DIP packages. AD534J, K, S and T chips are also available.

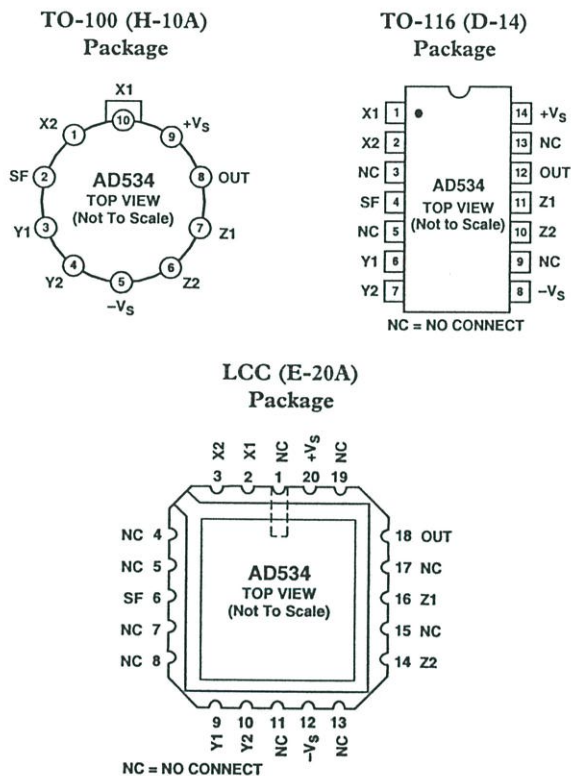
PROVIDES GAIN WITH LOW NOISE

The AD534 is the first general purpose multiplier capable of providing gains up to X100, frequently eliminating the need for separate instrumentation amplifiers to precondition the inputs. The AD534 can be very effectively employed as a variable gain differential input amplifier with high common-mode rejection. The gain option is available in all modes, and will be found to simplify the implementation of many function-fitting algorithms

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

PIN CONFIGURATIONS



such as those used to generate sine and tangent. The utility of this feature is enhanced by the inherent low noise of the AD534: 90 μV , rms (depending on the gain), a factor of 10 lower than previous monolithic multipliers. Drift and feedthrough are also substantially reduced over earlier designs.

UNPRECEDENTED FLEXIBILITY

The precise calibration and differential Z-input provide a degree of flexibility found in no other currently available multiplier. Standard MDSSR functions (multiplication, division, squaring, square-rooting) are easily implemented while the restriction to particular input/output polarities imposed by earlier designs has been eliminated. Signals may be summed into the output, with or without gain and with either a positive or negative sense. Many new modes based on implicit-function synthesis have been made possible, usually requiring only external passive components. The output can be in the form of a current, if desired, facilitating such operations as integration.

AD534—SPECIFICATIONS (@ T_A = + 25°C, ±V_S = 15 V, R ≥ 2 kΩ)

Model	AD534J			AD534K			AD534L			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
MULTIPLIER PERFORMANCE										
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z_2$			
Total Error ¹ (-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V) T _A = min to max		±1.5	±1.0		±1.0	±0.5		±0.5	±0.25	%
Total Error vs. Temperature		±0.022			±0.015			±0.008		%/°C
Scale Factor Error (SF = 10.000 V Nominal) ²		±0.25			±0.1			±0.1		%
Temperature-Coefficient of Scaling Voltage		±0.02			±0.01			±0.005		%/°C
Supply Rejection (±15 V ± 1 V)		±0.01			±0.01			±0.01		%
Nonlinearity, X (X = 20 V p-p, Y = 10 V)		±0.4			±0.2	±0.3		±0.10	±0.12	%
Nonlinearity, Y (Y = 20 V p-p, X = 10 V)		±0.2			±0.1	±0.1		±0.005	±0.1	%
Feedthrough ³ , X (Y Nulled, X = 20 V p-p 50 Hz)		±0.3			±0.15	±0.3		±0.05	±0.12	%
Feedthrough ³ , Y (X Nulled, Y = 20 V p-p 50 Hz)		±0.01			±0.01	±0.1		±0.003	±0.1	%
Output Offset Voltage		±5	±30		±2	±15		±2	±10	mV
Output Offset Voltage Drift		200			100			100		μV/°C
DYNAMICS										
Small Signal BW (V _{OUT} = 0.1 rms)		1			1			1		MHz
1% Amplitude Error (C _{LOAD} = 1000 pF)		50			50			50		kHz
Slew Rate (V _{OUT} 20 p-p)		20			20			20		V/μs
Settling Time (to 1%, ΔV _{OUT} = 20 V)		2			2			2		μs
NOISE										
Noise Spectral-Density SF = 10 V SF = 3 V ⁴		0.8 0.4			0.8 0.4			0.8 0.4		μV/√Hz μV/√Hz
Wideband Noise f = 10 Hz to 5 MHz f = 10 Hz to 10 kHz		1 90			1 90			1 90		mV/rms μV/rms
OUTPUT										
Output Voltage Swing		±11			±11			±11		V
Output Impedance (f ≤ 1 kHz)		0.1			0.1			0.1		Ω
Output Short Circuit Current (R _L = 0, T _A = min to max)		30			30			30		mA
Amplifier Open Loop Gain (f = 50 Hz)		70			70			70		dB
INPUT AMPLIFIERS (X, Y and Z)⁵										
Signal Voltage Range (Diff. or CM Operating Diff.)		±10 ±12			±10 ±12			±10 ±12		V V
Offset Voltage X, Y		±5	±20		±2	±10		±2	±10	mV
Offset Voltage Drift X, Y		100			50			50		μV/°C
Offset Voltage Z		±5	±30		±2	±15		±2	±10	mV
Offset Voltage Drift Z		200			100			100		μV/°C
CMRR	60	80		70	90		70	90		dB
Bias Current		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0	μA
Offset Current		0.1			0.1			0.05	0.2	μA
Differential Resistance		10			10			10		MΩ
DIVIDER PERFORMANCE										
Transfer Function (X ₁ > X ₂)	$10 V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10 V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10 V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			
Total Error ¹ (X = 10 V, -10 V ≤ Z ≤ +10 V) (X = 1 V, -1 V ≤ Z ≤ +1 V) (0.1 V ≤ X ≤ 10 V, -10 V ≤ Z ≤ 10 V)		±0.75 ±2.0 ±2.5			±0.35 ±1.0 ±1.0			±0.2 ±0.8 ±0.8		% % %
SQUARE PERFORMANCE										
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V} + Z_2$			
Total Error (-10 V ≤ X ≤ 10 V)		±0.6			±0.3			±0.2		%
SQUARE-ROOTER PERFORMANCE										
Transfer Function (Z ₁ ≤ Z ₂)	$\sqrt{10 V(Z_2 - Z_1)} + X_2$			$\sqrt{10 V(Z_2 - Z_1)} + X_2$			$\sqrt{10 V(Z_2 - Z_1)} + X_2$			
Total Error ¹ (1 V ≤ Z ≤ 10 V)		±1.0			±0.5			±0.25		%
POWER SUPPLY SPECIFICATIONS										
Supply Voltage		±15			±15			±15		V
Rated Performance										V
Operating	±8		±18	±8		±18	±8		±18	V
Supply Current										mA
Quiescent		4	6		4	6		4	6	mA
PACKAGE OPTIONS										
TO-100 (H-10A)	AD534JH			AD534KH			AD534LH			
TO-116 (D-14)	AD534JD			AD534KD			AD534LD			
Chips				AD534K Chips						

NOTES

- Figures given are percent of full scale, ±10 V (i.e., 0.01% = 1 mV).
- May be reduced down to 3 V using external resistor between -V_S and SF.
- Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.
- Using external resistor adjusted to give SF = 3 V.
- See Functional Block Diagram for definition of sections.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

AD534

Model	AD534S			AD534T			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
MULTIPLIER PERFORMANCE							
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10 V} + Z_2$			
Total Error ¹ (-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V)			±1.0			±0.5	%
T _A = min to max			±2.0		±1.0		%
Total Error vs. Temperature			±0.02			±0.01	%/°C
Scale Factor Error (SF = 10.000 V Nominal) ²		±0.25			±0.1		%
Temperature-Coefficient of Scaling Voltage		±0.02				±0.005	%/°C
Supply Rejection (±15 V ± 1 V)		±0.01			±0.01		%
Nonlinearity, X (X = 20 V p-p, Y = 10 V)		±0.4			±0.2	±0.3	%
Nonlinearity, Y (Y = 20 V p-p, X = 10 V)		±0.2			±0.1	±0.1	%
Feedthrough ³ , X (Y Nulled, X = 20 V p-p 50 Hz)		±0.3			±0.15	±0.3	%
Feedthrough ³ , Y (X Nulled, Y = 20 V p-p 50 Hz)		±0.01			±0.01	±0.1	%
Output Offset Voltage		±5	±30		±2	±15	mV
Output Offset Voltage Drift			500			300	μV/°C
DYNAMICS							
Small Signal BW (V _{OUT} = 0.1 rms)		1			1		MHz
1% Amplitude Error (C _{LOAD} = 1000 pF)		50			50		kHz
Slew Rate (V _{OUT} 20 p-p)		20			20		V/μs
Settling Time (to 1%, ΔV _{OUT} = 20 V)		2			2		μs
NOISE							
Noise Spectral-Density SF = 10 V		0.8			0.8		μV/√Hz
SF = 3 V ⁴		0.4			0.4		μV/√Hz
Wideband Noise f = 10 Hz to 5 MHz		1.0			1.0		mV/rms
f = 10 Hz to 10 kHz		90			90		μV/rms
OUTPUT							
Output Voltage Swing		±11			±11		V
Output Impedance (f ≤ 1 kHz)		0.1			0.1		Ω
Output Short Circuit Current (R _L = 0, T _A = min to max)		30			30		mA
Amplifier Open Loop Gain (f = 50 Hz)		70			70		dB
INPUT AMPLIFIERS (X, Y and Z)⁵							
Signal Voltage Range (Diff. or CM Operating Diff.)		±10			±10		V
Offset Voltage X, Y		±12			±12		V
Offset Voltage Drift X, Y		±5	±20		±2	±10	mV
Offset Voltage Z		100			150		μV/°C
Offset Voltage Drift Z		±5	±30		±2	±15	mV
CMRR	60	80	2.0	70	90	2.0	dB
Bias Current		0.8			0.8		μA
Offset Current		0.1			0.1		μA
Differential Resistance		10			10		MΩ
DIVIDER PERFORMANCE							
Transfer Function (X ₁ > X ₂)	$10 V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			$10 V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$			
Total Error ¹ (X = 10 V, -10 V ≤ Z ≤ +10 V)		±0.75			±0.35		%
(X = 1 V, -1 V ≤ Z ≤ +1 V)		±2.0			±1.0		%
(0.1 V ≤ X ≤ 10 V, -10 V ≤ Z ≤ 10 V)		±2.5			±1.0		%
SQUARE PERFORMANCE							
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V} + Z_2$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V} + Z_2$			
Total Error (-10 V ≤ X ≤ 10 V)		±0.6			±0.3		%
SQUARE-ROOTER PERFORMANCE							
Transfer Function (Z ₁ ≤ Z ₂)	$\sqrt{10 V(Z_2 - Z_1)} + X_2$			$\sqrt{10 V(Z_2 - Z_1)} + X_2$			
Total Error ¹ (1 V ≤ Z ≤ 10 V)		±1.0			±0.5		%
POWER SUPPLY SPECIFICATIONS							
Supply Voltage							V
Rated Performance		±15			±15		V
Operating	±8		±22	±8		±22	V
Supply Current							mA
Quiescent		4	6		4	6	mA
PACKAGE OPTIONS							
TO-100 (H-10A)	AD534SH			AD534TH			
TO-116 (D-14)	AD534SD			AD534TD			
E-20A	AD534SE						
Chips	AD534S Chips			AD534T Chips			

NOTES

¹Figures given are percent of full scale, ±10 V (i.e., 0.01% = 1 mV).

²May be reduced down to 3 V using external resistor between -V_S and SF.

³Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.

⁴Using external resistor adjusted to give SF = 3 V.

⁵See Functional Block Diagram for definition of sections.

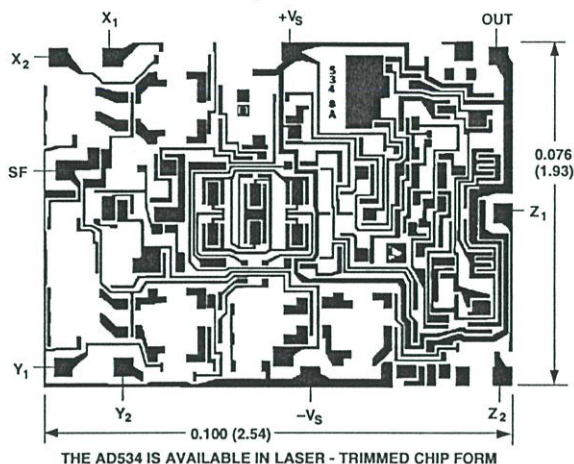
Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

AD534

CHIP DIMENSIONS AND BONDING DIAGRAM

Dimensions shown in inches and (mm).
Contact factory for latest dimensions.



Thermal Characteristics

Thermal Resistance $\theta_{JC} = 25^\circ\text{C}/\text{W}$ for H-10A
 $\theta_{JA} = 150^\circ\text{C}/\text{W}$ for H-10A
 $\theta_{JC} = 25^\circ\text{C}/\text{W}$ for D-14 or E-20A
 $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C}/\text{W}$ for D-14 or E-20A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	AD534J, K, L	AD534S, T
Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$	$\pm 22\text{ V}$
Internal Power Dissipation	500 mW	*
Output Short-Circuit to Ground	Indefinite	*
Input Voltages, X ₁ X ₂ Y ₁ Y ₂ Z ₁ Z ₂	$\pm V_S$	*
Rated Operating Temperature Range	0°C to +70°C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	*
Lead Temperature Range, 60 s Soldering	+300°C	*

*Same as AD534J Specs.

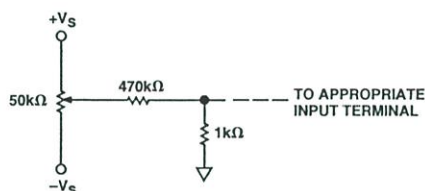


Figure 1. Optional Trimming Configuration

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD534JD	0°C to +70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534KD	0°C to +70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534LD	0°C to +70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534JH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534JH/+	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534KH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534KH/+	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534LH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD534K Chip	0°C to +70°C	Chip	
AD534SD	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534SD/883B	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534TD	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534TD/883B	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
JM38510/13902BCA	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
JM38510/13901BCA	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD534SE	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD534SE/883B	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD534TE/883B	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD534SH	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534SH/883B	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534TH	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534TH/883B	-55°C to +125°C	Header	H-10A
JM38510/13902BIA	-55°C to +125°C	Header	H-10A
JM38510/13901BIA	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD534S Chip	-55°C to +125°C	Chip	
AD534T Chip	-55°C to +125°C	Chip	

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD534 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



AD534

FUNCTIONAL DESCRIPTION

Figure 2 is a functional block diagram of the AD534. Inputs are converted to differential currents by three identical voltage-to-current converters, each trimmed for zero offset. The product of the X and Y currents is generated by a multiplier cell using Gilbert's translinear technique. An on-chip "Buried Zener" provides a highly stable reference, which is laser trimmed to provide an overall scale factor of 10 V. The difference between XY/SF and Z is then applied to the high gain output amplifier. This permits various closed loop configurations and dramatically reduces nonlinearities due to the input amplifiers, a dominant source of distortion in earlier designs. The effectiveness of the new scheme can be judged from the fact that under typical conditions as a multiplier the nonlinearity on the Y input, with X at full scale (± 10 V), is $\pm 0.005\%$ of FS; even at its worst point, which occurs when $X = \pm 6.4$ V, it is typically only $\pm 0.05\%$ of FS. Nonlinearity for signals applied to the X input, on the other hand, is determined almost entirely by the multiplier element and is parabolic in form. This error is a major factor in determining the overall accuracy of the unit and hence is closely related to the device grade.

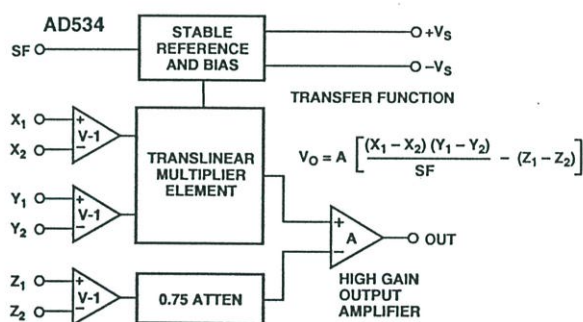


Figure 2. Functional Block Diagram

The generalized transfer function for the AD534 is given by:

$$V_{OUT} = A \left(\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right)$$

where A = open loop gain of output amplifier, typically 70 dB at dc

X, Y, Z = input voltages (full scale = $\pm SF$, peak = $\pm 1.25 SF$)

SF = scale factor, pretrimmed to 10.00 V but adjustable by the user down to 3 V.

In most cases the open loop gain can be regarded as infinite, and SF will be 10 V. The operation performed by the AD534, can then be described in terms of equation:

$$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2) = 10 V (Z_1 - Z_2)$$

The user may adjust SF for values between 10.00 V and 3 V by connecting an external resistor in series with a potentiometer between SF and $-V_S$. The approximate value of the total resistance for a given value of SF is given by the relationship:

$$R_{SF} = 5.4K \frac{SF}{10 - SF}$$

Due to device tolerances, allowance should be made to vary R_{SF} by $\pm 25\%$ using the potentiometer. Considerable reduction in bias currents, noise and drift can be achieved by decreasing SF . This has the overall effect of increasing signal gain without the customary increase in noise. Note that the peak input signal is always limited to 1.25 SF (i.e., ± 5 V for $SF = 4$ V) so the overall transfer function will show a maximum gain of 1.25. The performance with small input signals, however, is improved by using a lower SF since the dynamic range of the inputs is now fully utilized. Bandwidth is unaffected by the use of this option.

Supply voltages of ± 15 V are generally assumed. However, satisfactory operation is possible down to ± 8 V (see Figure 16). Since all inputs maintain a constant peak input capability of $\pm 1.25 SF$ some feedback attenuation will be necessary to achieve output voltage swings in excess of ± 12 V when using higher supply voltages.

OPERATION AS A MULTIPLIER

Figure 3 shows the basic connection for multiplication. Note that the circuit will meet all specifications without trimming.

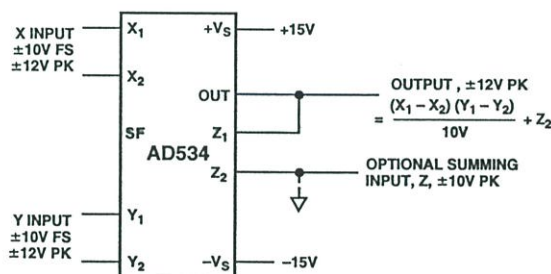


Figure 3. Basic Multiplier Connection

In some cases the user may wish to reduce ac feedthrough to a minimum (as in a suppressed carrier modulator) by applying an external trim voltage (± 30 mV range required) to the X or Y input (see Figure 1). Figure 19 shows the typical ac feedthrough with this adjustment mode. Note that the Y input is a factor of 10 lower than the X input and should be used in applications where null suppression is critical.

The high impedance Z_2 terminal of the AD534 may be used to sum an additional signal into the output. In this mode the output amplifier behaves as a voltage follower with a 1 MHz small signal bandwidth and a 20 V/ μ s slew rate. This terminal should always be referenced to the ground point of the driven system, particularly if this is remote. Likewise, the differential inputs should be referenced to their respective ground potentials to realize the full accuracy of the AD534.

AD534

A much lower scaling voltage can be achieved without any reduction of input signal range using a feedback attenuator as shown in Figure 4. In this example, the scale is such that $V_{OUT} = XY$, so that the circuit can exhibit a maximum gain of 10. This connection results in a reduction of bandwidth to about 80 kHz without the peaking capacitor $C_F = 200$ pF. In addition, the output offset voltage is increased by a factor of 10 making external adjustments necessary in some applications. Adjustment is made by connecting a 4.7 M Ω resistor between Z_1 and the slider of a pot connected across the supplies to provide ± 300 mV of trim range at the output.

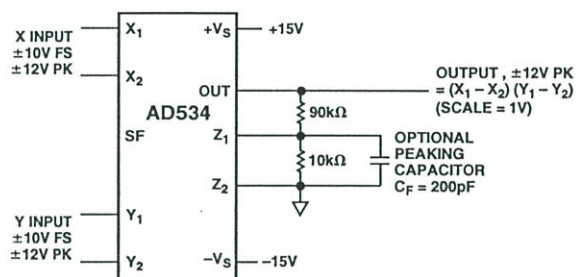


Figure 4. Connections for Scale-Factor of Unity

Feedback attenuation also retains the capability for adding a signal to the output. Signals may be applied to the high impedance Z_2 terminal where they are amplified by +10 or to the common ground connection where they are amplified by +1. Input signals may also be applied to the lower end of the 10 k Ω resistor, giving a gain of -9. Other values of feedback ratio, up to X100, can be used to combine multiplication with gain.

Occasionally it may be desirable to convert the output to a current, into a load of unspecified impedance or dc level. For example, the function of multiplication is sometimes followed by integration; if the output is in the form of a current, a simple capacitor will provide the integration function. Figure 5 shows how this can be achieved. This method can also be applied in squaring, dividing and square rooting modes by appropriate choice of terminals. This technique is used in the voltage-controlled low-pass filter and the differential-input voltage-to-frequency converter shown in the Applications section.

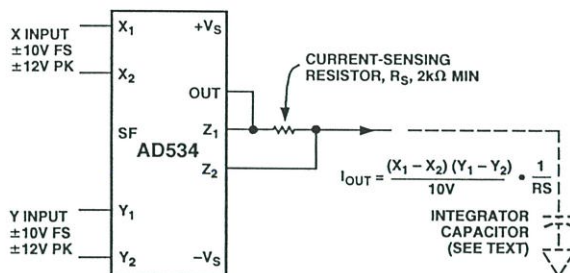


Figure 5. Conversion of Output to Current

OPERATION AS A SQUARER

Operation as a squarer is achieved in the same fashion as the multiplier except that the X and Y inputs are used in parallel. The differential inputs can be used to determine the output polarity (positive for $X_1 = Y_1$ and $X_2 = Y_2$, negative if either one of the inputs is reversed). Accuracy in the squaring mode is typically a factor of 2 better than in the multiplying mode, the largest errors occurring with small values of output for input below 1 V.

If the application depends on accurate operation for inputs that are always less than ± 3 V, the use of a reduced value of SF is recommended as described in the Functional Description section (previous page). Alternatively, a feedback attenuator may be used to raise the output level. This is put to use in the difference-of-squares application to compensate for the factor of 2 loss involved in generating the sum term (see Figure 8).

The difference-of-squares function is also used as the basis for a novel rms-to-dc converter shown in Figure 15. The averaging filter is a true integrator, and the loop seeks to zero its input. For this to occur, $(V_{IN})^2 - (V_{OUT})^2 = 0$ (for signals whose period is well below the averaging time-constant). Hence V_{OUT} is forced to equal the rms value of V_{IN} . The absolute accuracy of this technique is very high; at medium frequencies, and for signals near full scale, it is determined almost entirely by the ratio of the resistors in the inverting amplifier. The multiplier scaling voltage affects only open loop gain. The data shown is typical of performance that can be achieved with an AD534K, but even using an AD534J, this technique can readily provide better than 1% accuracy over a wide frequency range, even for crest-factors in excess of 10.

AD534

OPERATION AS A DIVIDER

The AD535, a pin-for-pin functional equivalent to the AD534, has guaranteed performance in the divider and square-rooter configurations and is recommended for such applications.

Figure 6 shows the connection required for division. Unlike earlier products, the AD534 provides differential operation on both numerator and denominator, allowing the ratio of two floating variables to be generated. Further flexibility results from access to a high impedance summing input to Y_1 . As with all dividers based on the use of a multiplier in a feedback loop, the bandwidth is proportional to the denominator magnitude, as shown in Figure 23.

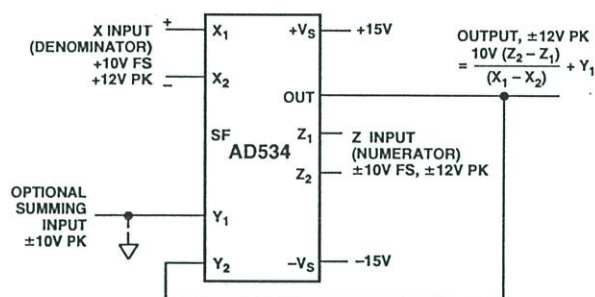


Figure 6. Basic Divider Connection

Without additional trimming, the accuracy of the AD534K and L is sufficient to maintain a 1% error over a 10 V to 1 V denominator range. This range may be extended to 100:1 by simply reducing the X offset with an externally generated trim voltage (range required is ± 3.5 mV max) applied to the unused X input (see Figure 1). To trim, apply a ramp of +100 mV to +V at 100 Hz to both X_1 and Z_1 (if X_2 is used for offset adjustment, otherwise reverse the signal polarity) and adjust the trim voltage to minimize the variation in the output.*

Since the output will be near +10 V, it should be ac-coupled for this adjustment. The increase in noise level and reduction in bandwidth preclude operation much beyond a ratio of 100 to 1.

As with the multiplier connection, overall gain can be introduced by inserting a simple attenuator between the output and Y_2 terminal. This option, and the differential-ratio capability of the AD534 are utilized in the percentage-computer application shown in Figure 12. This configuration generates an output proportional to the percentage deviation of one variable (A) with respect to a reference variable (B), with a scale of one volt per percent.

OPERATION AS A SQUARE ROOTER

The operation of the AD534 in the square root mode is shown in Figure 7. The diode prevents a latching condition which could occur if the input momentarily changes polarity. As shown, the output is always positive; it may be changed to a negative output by reversing the diode direction and interchanging the X inputs. Since the signal input is differential, all combinations of input and output polarities can be realized, but operation is restricted to the one quadrant associated with each combination of inputs.

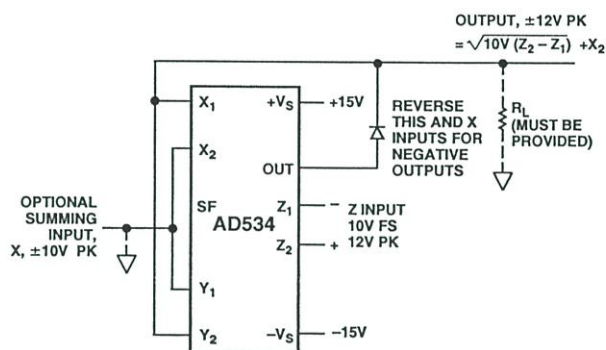


Figure 7. Square-Rooter Connection

In contrast to earlier devices, which were intolerant of capacitive loads in the square root modes, the AD534 is stable with all loads up to at least 1000 pF. For critical applications, a small adjustment to the Z input offset (see Figure 1) will improve accuracy for inputs below 1 V.

*See the AD535 data sheet for more details.

AD534—Applications Section

The versatility of the AD534 allows the creative designer to implement a variety of circuits such as wattmeters, frequency doublers and automatic gain controls to name but a few.

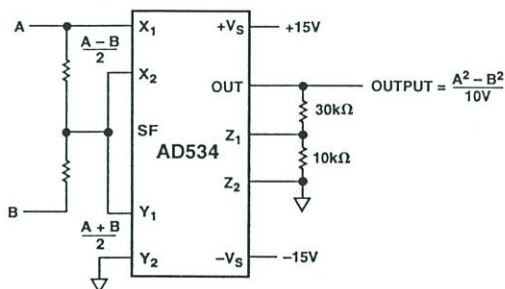
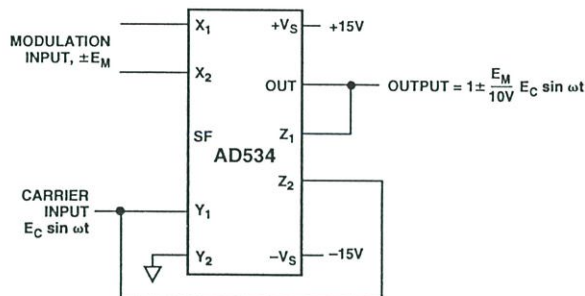
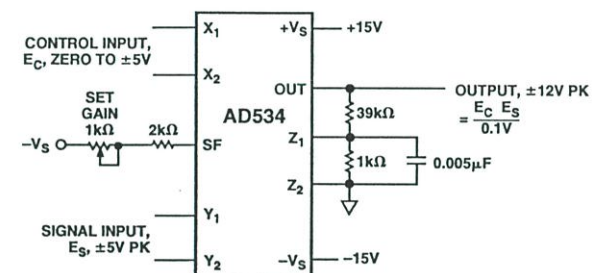


Figure 8. Difference-of-Squares



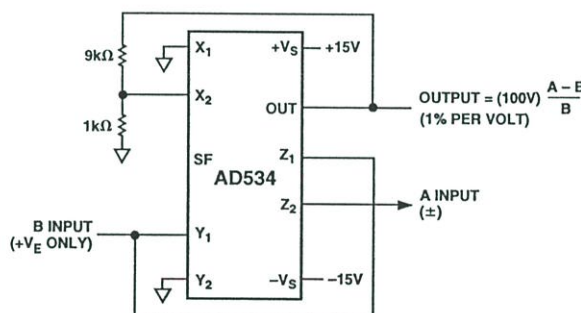
THE SF PIN OR A Z-ATTENUATOR CAN BE USED TO PROVIDE OVERALL SIGNAL AMPLIFICATION, OPERATION FROM A SINGLE SUPPLY POSSIBLE; BIAS Y_2 TO $V_S/2$.

Figure 11. Linear AM Modulator



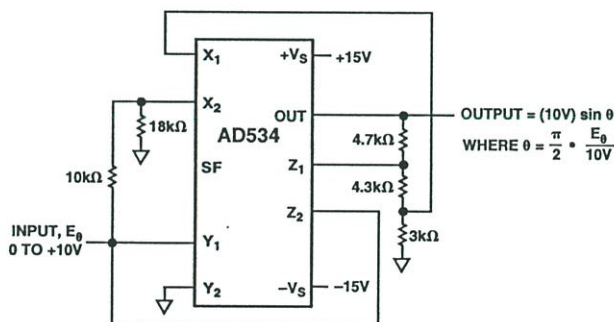
- NOTES:
- 1) GAIN IS X 10 PER-VOLT OF E_C , ZERO TO X 50
 - 2) WIDEBAND (10Hz – 30kHz) OUTPUT NOISE IS 3mV RMS, TYP CORRESPONDING TO A.F.S. S/N RATIO OF 70dB
 - 3) NOISE REFERRED TO SIGNAL INPUT, WITH $E_C = \pm 5V$, IS 60 μ V RMS, TYP
 - 4) BANDWIDTH IS DC TO 20kHz, -3dB, INDEPENDENT OF GAIN

Figure 9. Voltage-Controlled Amplifier



OTHER SCALES, FROM 10% PER VOLT TO 0.1% PER VOLT CAN BE OBTAINED BY ALTERING THE FEEDBACK RATIO.

Figure 12. Percentage Computer



USING CLOSE TOLERANCE RESISTORS AND AD534L, ACCURACY OF FIT IS WITHIN $\pm 0.5\%$ AT ALL POINTS. θ IS IN RADIANS.

Figure 10. Sine-Function Generator

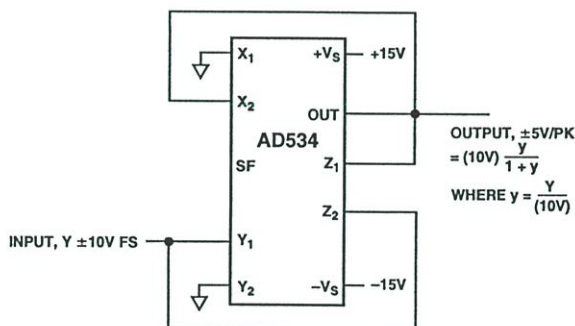
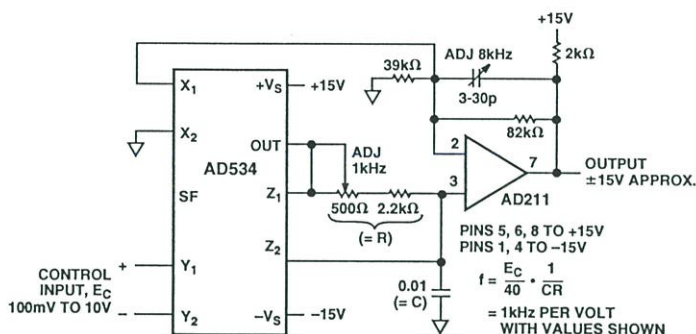


Figure 13. Bridge-Linearization Function

AD534

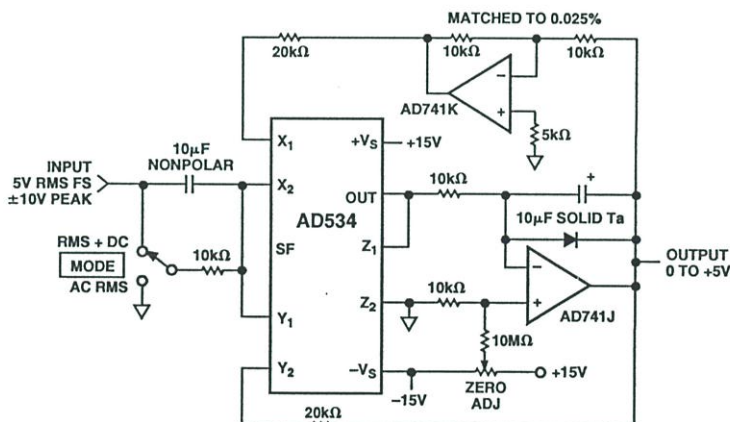


CALIBRATION PROCEDURE:

WITH $E_C = 1.0\text{V}$, ADJUST POT TO SET $f = 1.000\text{kHz}$. WITH $E_C = 8.0\text{V}$ ADJUST TRIMMER CAPACITOR TO SET $f = 8.000\text{kHz}$. LINEARITY WILL TYPICALLY BE WITHIN $\pm 0.1\%$ OF FS FOR ANY OTHER INPUT.

DUE TO DELAYS IN THE COMPARATOR, THIS TECHNIQUE IS NOT SUITABLE FOR MAXIMUM FREQUENCIES ABOVE 10kHz . FOR FREQUENCIES ABOVE 10kHz THE AD537 VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER IS RECOMMENDED. A TRIANGLE-WAVE OF $\pm 5\text{V}$ PK APPEARS ACROSS THE $0.01\mu\text{F}$ CAPACITOR; IF USED AS AN OUTPUT, A VOLTAGE-FOLLOWER SHOULD BE INTERPOSED.

Figure 14. Differential-Input Voltage-to-Frequency Converter



CALIBRATION PROCEDURE:

WITH 'MODE' SWITCH IN 'RMS + DC' POSITION, APPLY AN INPUT OF $+1.00\text{VDC}$. ADJUST ZERO UNTIL OUTPUT READS SAME AS INPUT. CHECK FOR INPUTS OF $\pm 10\text{V}$; OUTPUT SHOULD BE WITHIN $\pm 0.05\%$ (5mV).

ACCURACY IS MAINTAINED FROM 60Hz TO 100kHz , AND IS TYPICALLY HIGH BY 0.5% AT 1MHz FOR $V_{IN} = 4\text{V}$ RMS (SINE, SQUARE OR TRIANGULAR-WAVE). PROVIDED THAT THE PEAK INPUT IS NOT EXCEEDED, CREST-FACTORS UP TO AT LEAST TEN HAVE NO APPRECIABLE EFFECT ON ACCURACY.

INPUT IMPEDANCE IS ABOUT $10\text{k}\Omega$; FOR HIGH ($10\text{M}\Omega$) IMPEDANCE, REMOVE MODE SWITCH AND INPUT COUPLING COMPONENTS.

FOR GUARANTEED SPECIFICATIONS THE AD536A AND AD636 ARE OFFERED AS A SINGLE PACKAGE RMS-TO-DC CONVERTER.

Figure 15. Wideband, High-Crest Factor, RMS-to-DC Converter

AD534—Typical Performance Curves (typical at +25°C, with $V_S = \pm 15$ V dc, unless otherwise noted)

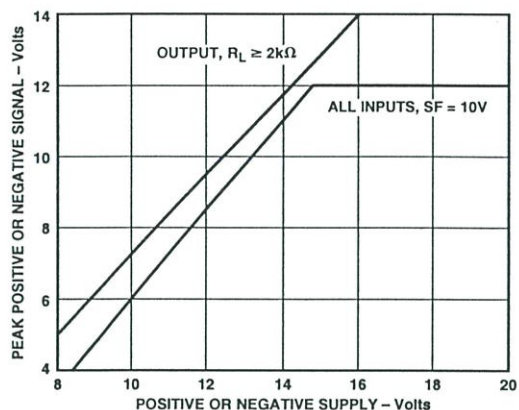


Figure 16. Input/Output Signal Range vs. Supply Voltages

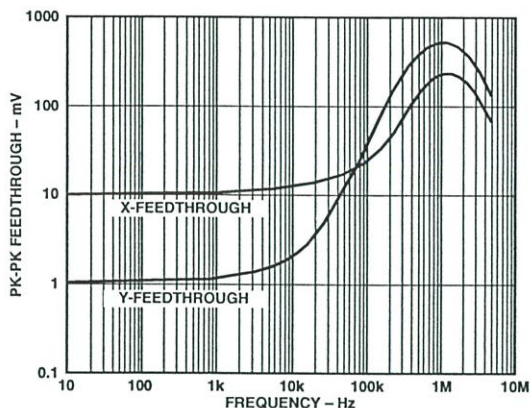


Figure 19. AC Feedthrough vs. Frequency

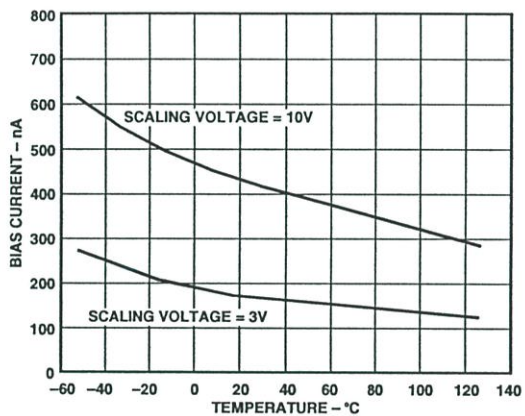


Figure 17. Bias Currents vs. Temperature (X, Y or Z Inputs)

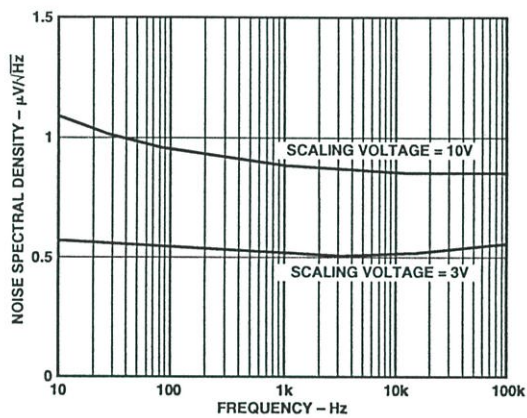


Figure 20. Noise Spectral Density vs. Frequency

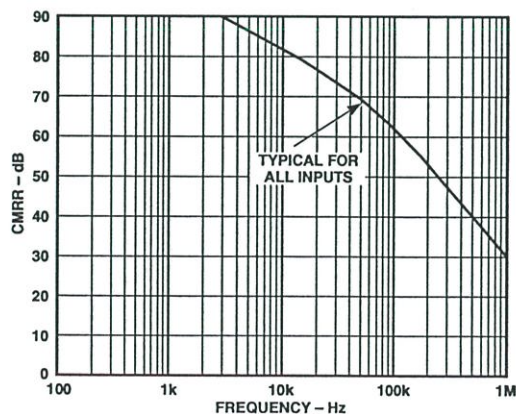


Figure 18. Common-Mode Rejection Ratio vs. Frequency

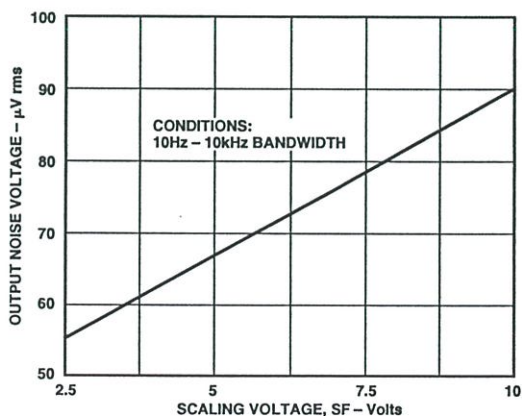


Figure 21. Wideband Noise vs. Scaling Voltage

AD534

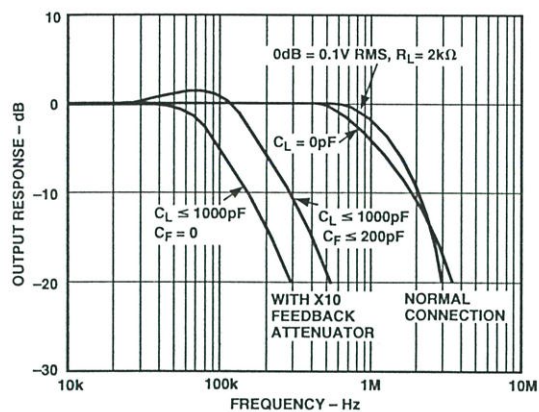


Figure 22. Frequency Response as a Multiplier

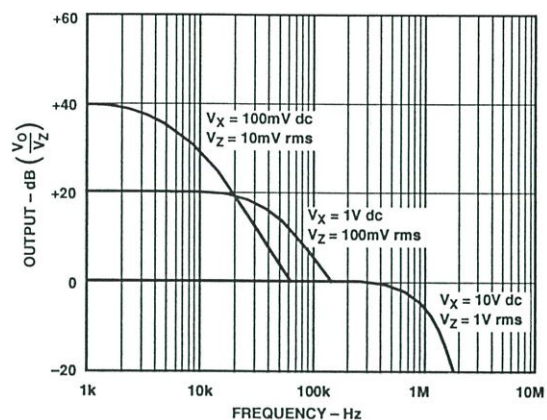
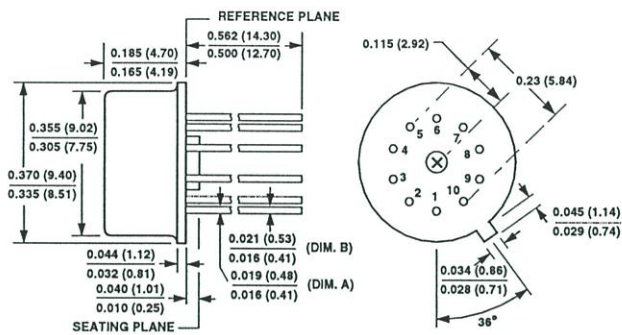


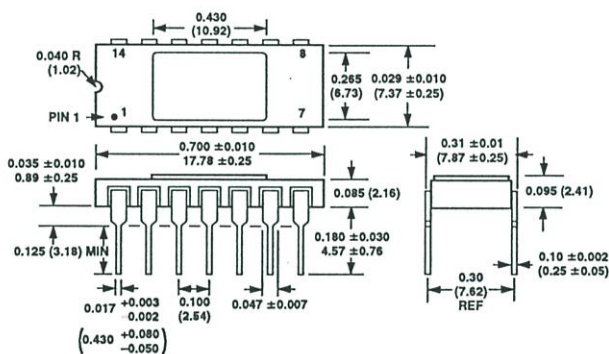
Figure 23. Frequency Response vs. Divider Denominator Input Voltage

OUTLINE DIMENSIONS
Dimensions shown in inches and (mm).

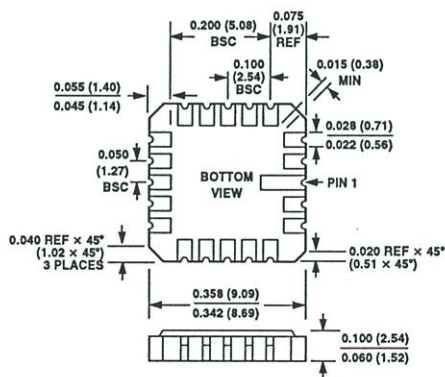
**H-10A Package
TO-100**



**D-14 Package
TO-116**



**E-20A Package
LCC**



C495e-0-6/99

PRINTED IN U.S.A.

MOTOROLA

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

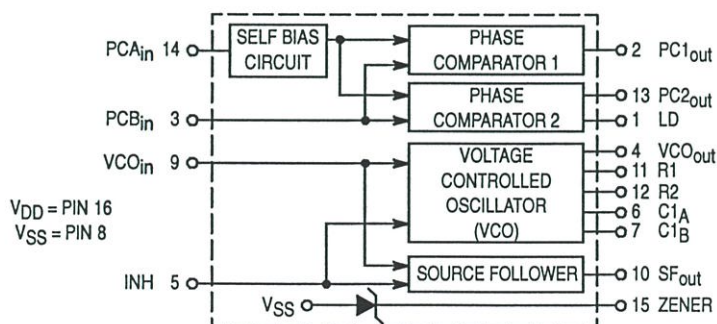
Phase Locked Loop

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs, PCA_{in} and PCB_{in} . Input PCA_{in} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal $PC1_{out}$, and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA_{in} and PCB_{in} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals, $PC2_{out}$ and LD, and maintains a 0° phase shift between PCA_{in} and PCB_{in} signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source-follower output SF_{out} with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited

BLOCK DIAGRAM



MC14046B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



DW SUFFIX
SOIC
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP	Plastic
MC14XXXBCL	Ceramic
MC14XXXBDW	SOIC

$T_A = -55^\circ$ to 125°C for all packages.

PIN ASSIGNMENT

LD	1	16	V _{DD}
PC1 _{out}	2	15	ZENER
PCB _{in}	3	14	PCA _{in}
VCO _{out}	4	13	PC2 _{out}
INH	5	12	R2
C1A	6	11	R1
C1B	7	10	SF _{out}
VSS	8	9	VCO _{in}



MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V _{DD}	- 0.5 to + 18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V _{in}	- 0.5 to V _{DD} + 0.5	Vdc
DC Input Current, per Pin	I _{in}	± 10	mAdc
Power Dissipation, per Package†	P _D	500	mW
Operating Temperature Range	T _A	- 55 to + 125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	- 65 to + 150	°C

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
V _{in} = 0 or V _{DD}	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Input Voltage # (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
(V _O = 0.5 or 4.5 Vdc) (V _O = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _O = 1.5 or 13.5 Vdc)	"1" Level V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc	
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—		
		15	11	—	11	8.25	—	11	—		
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	- 1.2	—	- 1.0	- 1.7	—	- 0.7	—	mAdc	
		5.0	- 0.25	—	- 0.2	- 0.36	—	- 0.14	—		
		10	- 0.62	—	- 0.5	- 0.9	—	- 0.35	—		
	(V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
			10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
			15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current	I _{in}	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	μAdc	
Input Capacitance	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package) I _{nh} = PCA _{iin} = V _{DD} , Zener = VCO _{in} = 0 V, PCB _{in} = V _{DD} or 0 V, I _{out} = 0 μA	I _{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc	
		10	—	10	—	0.010	10	—	300		
		15	—	20	—	0.015	20	—	600		
Total Supply Current† (I _{nh} = "0", f _O = 10 kHz, C _L = 50 pF, R ₁ = 1.0 MΩ, R ₂ = ∞, R _{SF} = ∞, and 50% Duty Cycle)	I _T	5.0	I _T = (1.46 μA/kHz) f + I _{DD}							mAdc	
		10	I _T = (2.91 μA/kHz) f + I _{DD}								
		15	I _T = (4.37 μA/kHz) f + I _{DD}								

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V_{DD} = 5.0 Vdc

2.0 Vdc min @ V_{DD} = 10 Vdc

2.5 Vdc min @ V_{DD} = 15 Vdc

†To Calculate Total Current in General:

$$I_T \approx 2.2 \times V_{DD} \left(\frac{V_{COin} - 1.65}{R_1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R_2} \right)^{3/4} + 1.6 \times \left(\frac{V_{COin} - 1.65}{R_{SF}} \right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + 9) V_{DD} f +$$

$$1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left(\frac{100\% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) + I_Q \quad \text{where: } I_T \text{ in } \mu\text{A}, C_L \text{ in pF, } V_{COin}, V_{DD} \text{ in Vdc, } f \text{ in kHz, and } R_1, R_2, R_{SF} \text{ in M}\Omega, C_L \text{ on VCO}_{out}.$$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Minimum	Typical	Maximum	Units
			Device		Device	
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	t_{TLH}	5.0 10 15	— — —	180 90 65	350 150 110	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	t_{THL}	5.0 10 15	— — —	100 50 37	175 75 55	ns

PHASE COMPARATORS 1 and 2

Input Resistance — PCA_{in}	R_{in}	5.0	1.0	2.0	—	$M\Omega$
		10	0.2	0.4	—	
		15	0.1	0.2	—	
— PCB_{in}	R_{in}	15	150	1500	—	$M\Omega$
Minimum Input Sensitivity AC Coupled — PCA_{in} C series = 1000 pF, f = 50 kHz	V_{in}	5.0	—	200	300	mV p-p
		10	—	400	600	
		15	—	700	1050	
DC Coupled — PCA_{in} , PCB_{in}	—	5 to 15	See Noise Immunity			

VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)

Maximum Frequency ($VCO_{in} = V_{DD}$, $C_1 = 50 \text{ pF}$ $R_1 = 5.0 \text{ k}\Omega$, and $R_2 = \infty$)	f_{max}	5.0	0.5	0.7	—	MHz
		10	1.0	1.4	—	
		15	1.4	1.9	—	
Temperature — Frequency Stability ($R_2 = \infty$)	—	5.0	—	0.12	—	%/°C
		10	—	0.04	—	
		15	—	0.015	—	
Linearity ($R_2 = \infty$) ($VCO_{in} = 2.5 \text{ V} \pm 0.3 \text{ V}$, $R_1 > 10 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 5.0 \text{ V} \pm 2.5 \text{ V}$, $R_1 > 400 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 7.5 \text{ V} \pm 5.0 \text{ V}$, $R_1 \geq 1000 \text{ k}\Omega$)	—	5.0	—	1.0	—	%
		10	—	1.0	—	
		15	—	1.0	—	
Output Duty Cycle	—	5 to 15	—	50	—	%
Input Resistance — VCO_{in}	R_{in}	15	150	1500	—	$M\Omega$

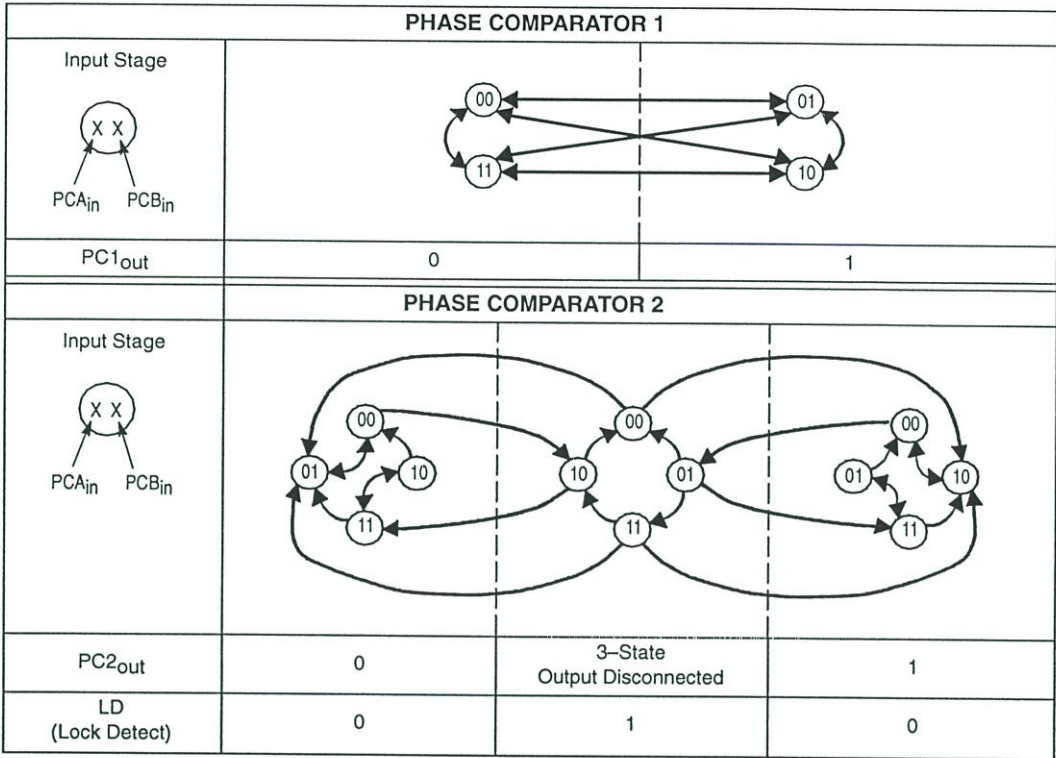
SOURCE-FOLLOWER

Offset Voltage (VCO_{in} minus SF_{out} , $RSF > 500 \text{ k}\Omega$)	—	5.0	—	1.65	2.2	V
		10	—	1.65	2.2	
		15	—	1.65	2.2	
Linearity ($VCO_{in} = 2.5 \text{ V} \pm 0.3 \text{ V}$, $RSF > 50 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 5.0 \text{ V} \pm 2.5 \text{ V}$, $RSF > 50 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 7.5 \text{ V} \pm 5.0 \text{ V}$, $RSF > 50 \text{ k}\Omega$)	—	5.0	—	0.1	—	%
		10	—	0.6	—	
		15	—	0.8	—	

ZENER DIODE

Zener Voltage ($I_Z = 50 \mu\text{A}$)	V_Z	—	6.7	7.0	7.3	V
Dynamic Resistance ($I_Z = 1.0 \text{ mA}$)	R_Z	—	—	100	—	Ω

* The formula given is for the typical characteristics only.

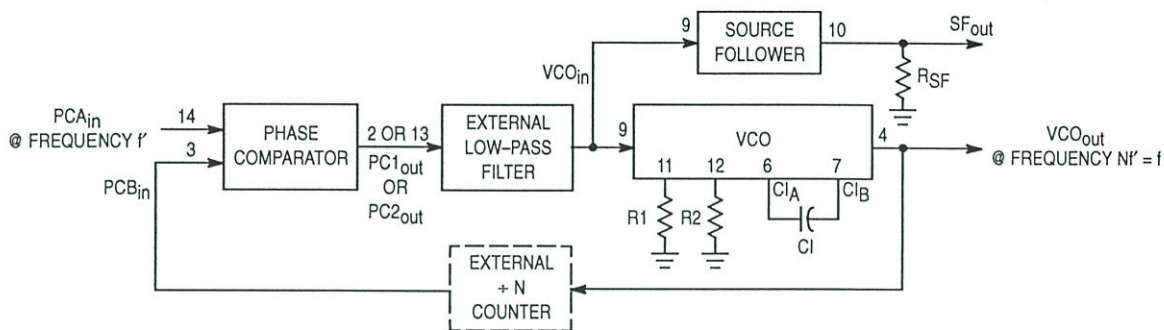


Refer to Waveforms in Figure 3.

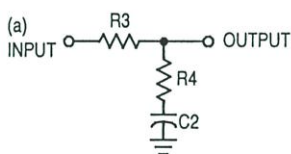
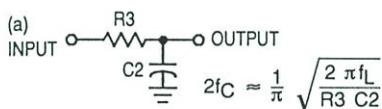
Figure 1. Phase Comparators State Diagrams

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA _{in} .	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f ₀).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f _{min}).
Phase angle between PCA _{in} and PCB _{in} .	90° at center frequency (f ₀), approaching 0° and 180° at ends of lock range (2f _L)	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range (2f _L).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock; 2f _L = full VCO frequency range = f _{max} - f _{min} .	
Capture frequency range (2f _C).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics (see Figure 3). f _C ≤ f _L	f _C = f _L
Center frequency (f ₀).	The frequency of VCO _{out} , when VCO _{in} = 1/2 V _{DD}	
VCO output frequency (f).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})} \quad (\text{VCO input} = V_{SS})$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{min} \quad (\text{VCO input} = V_{DD})$ <p>Where: 10K ≤ R₁ ≤ 1 M 10K ≤ R₂ ≤ 1 M 100pF ≤ C₁ ≤ .01 μF</p>	
Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is typically less than ± 20%.		

Figure 2. Design Information



Typical Low-Pass Filters



Typically:

$$R_4 C_2 = \frac{6N}{f_{max}} - \frac{N}{2\pi \Delta f}$$

$$(R_3 + 3,000\Omega) C_2 = \frac{100N\Delta f}{f_{max}^2} - R_4 C_2$$

$$\Delta f = f_{max} - f_{min}$$

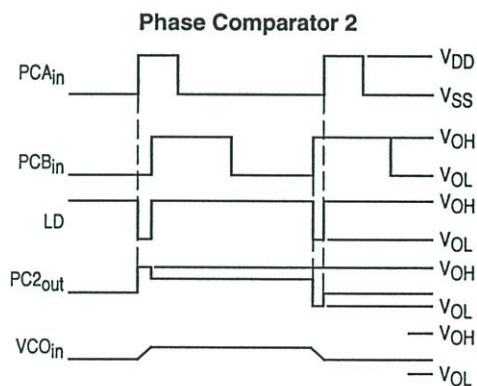
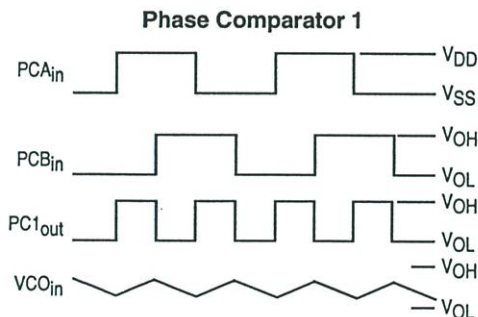
NOTE: Sometimes R3 is split into two series resistors each R3 + 2. A capacitor C_C is then placed from the midpoint to ground. The value for C_C should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect ω_n. In Figure B, the ratio of R3 to R4 sets the damping, R4 ≈ (0.1)(R3) for optimum results.

LOW-PASS FILTER

Definitions: N = Total division ratio in feedback loop
 K_φ = V_{DD}/π for Phase Comparator 1
 K_φ = V_{DD}/4π for Phase Comparator 2
 $KVCO = \frac{2\pi \Delta f VCO}{VDD - 2V}$
 for a typical design ω_n ≈ $\frac{2\pi f_r}{10}$ (at phase detector input)
 ζ ≈ 0.707

Filter A	Filter B
$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi KVCO}{NR_3 C_2}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi KVCO}{NC_2(R_3 + R_4)}}$
$\zeta = \frac{N\omega_n}{2K_\phi KVCO}$	$\zeta = 0.5 \omega_n (R_3 C_2 + \frac{N}{K_\phi KVCO})$
$F(s) = \frac{1}{R_3 C_2 S + 1}$	$F(s) = \frac{R_3 C_2 S + 1}{S(R_3 C_2 + R_4 C_2) + 1}$

Waveforms



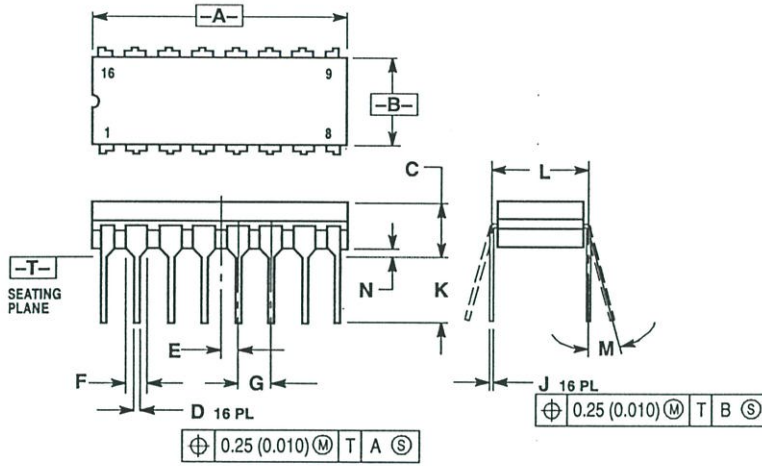
Note: for further information, see:

- (1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966.
- (2) G. S. Moschytz, "Miniature RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.
- (3) Garth Nash, "Phase-Lock Loop Design Fundamentals", AN-535, Motorola Inc.
- (4) A. B. Przedpelski, "Phase-Locked Loop Design Articles", AR254, reprinted by Motorola Inc.

Figure 3. General Phase-Locked Loop Connections and Waveforms

OUTLINE DIMENSIONS

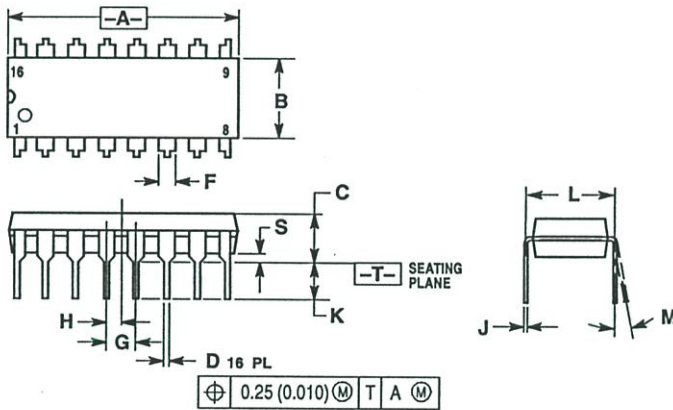
L SUFFIX
CERAMIC DIP PACKAGE
CASE 620-10
ISSUE V



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.93
B	0.240	0.295	6.10	7.49
C	—	0.200	—	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
E	0.050 BSC		1.27 BSC	
F	0.055		1.40	1.65
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

P SUFFIX
PLASTIC DIP PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R

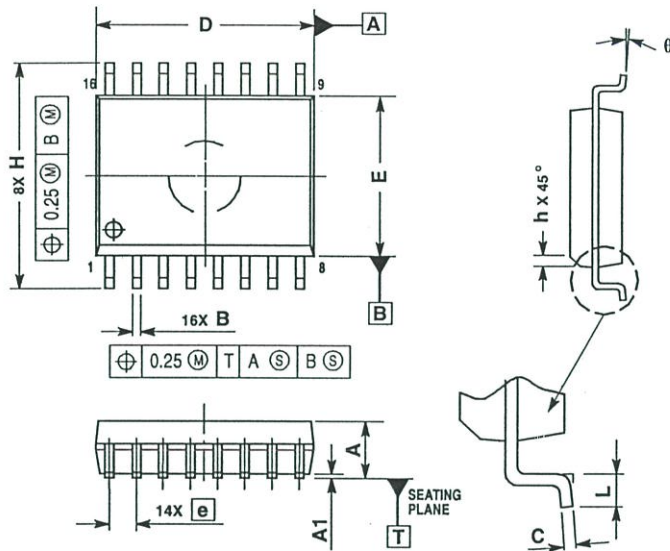


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

OUTLINE DIMENSIONS

DW SUFFIX
 PLASTIC SOIC WIDE PACKAGE
 CASE 751G-03
 ISSUE B



- NOTES:
1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
 2. INTERPRET DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M, 1994.
 3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
 5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	2.35	2.65
A1	0.10	0.25
B	0.35	0.49
C	0.23	0.32
D	10.15	10.45
E	7.40	7.60
e	1.27 BSC	
H	10.05	10.55
h	0.25	0.75
L	0.50	0.90
θ	0°	7°

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1, Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
 Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
 – http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



ภาคผนวก จ

ข้อมูลเกี่ยวกับตัวตรวจจับกระแส (LEM)



LA 25-NP

Multi-range current transducer 5-6-8-12-25 A

Definition

The «LA 25-NP» is a multi-range current transducer. Based on the principle of magnetic compensation, it provides electronic measurement of DC, AC, pulsed currents and their combination with galvanic isolation.

Electrical data

Nominal current I_N	: 25 A.t rms
Measuring range	: 0 to ± 36 A.t
Measuring resistance	: R_M min. R_M max.
with ± 15 V at ± 25 A.t max.	: 100 ohm 320 ohm
at ± 36 A.t max.	: 100 ohm 190 ohm
Nominal analog output current	: 25 mA
Turns ratio	: 1-2-3-4-5/1000
Typical accuracy at +25°C	: ± 0.5 % of I_N
Supply voltage	: + and - 15 V (± 5 %)
Isolation	: between primary and secondary : 2.5 kV rms/50 Hz/1 min.

Accuracy - Dynamic performance

	Typical	Max.
Zero offset current at +25°C*	: ± 0.05 mA	± 0.15 mA
Residual current ** after an overload of $3 \times I_N$: ± 0.05 mA	± 0.15 mA
Thermal drift of offset current (between 0°C to +25°C)	: ± 0.06 mA	± 0.25 mA
(between +25°C to +70°C)	: ± 0.1 mA	± 0.35 mA
Linearity	: better than ± 0.2 %	
Response time at 90 % of I_p max.	: better than 1 μ s	
Bandwidth	: DC to 150 kHz (-1dB)	

General data

Operating temperature	: 0°C to +70°C
Storage temperature	: -25°C to +85°C
Current consumption	: 10 mA + output current
Primary internal resistance	: < 1.25 mohm/turn
Secondary internal resistance	: 110 ohm (at +70°C)
Isolation resistance	: > 1500 Mohm (at 500 V and +25°C)
Weight	: 22 g.
Package	: potted into an insulated self-extinguishing plastic case
Polarity markings	: a positive output current is obtained on terminal M, when the primary current flows from terminals 1, 2, 3, 4 and 5 to terminals 10, 9, 8, 7 and 6.

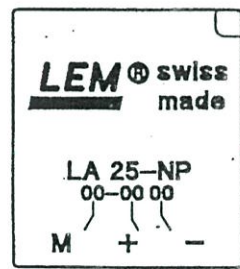
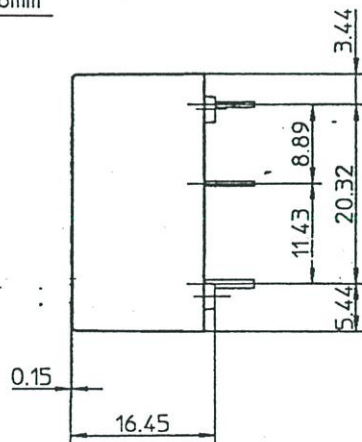
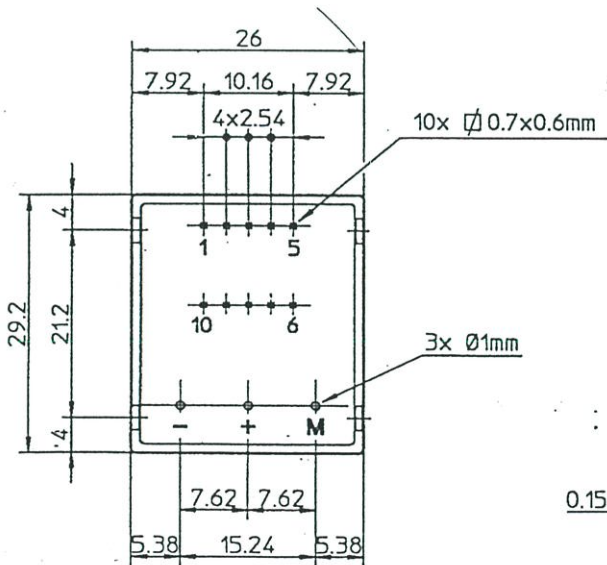
Note : This is a standard model; for different versions (e.g. supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements, etc.), please contact us.

* The device is supplied with ± 15 V, measurement is then carried out after 15 minutes.

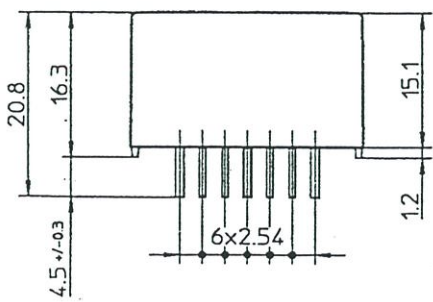
** Result of the coercive field of the magnetic circuit

Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_s [mA]	Turn ratio	Primary resistance [mOhm]	Primary insertion inductance [μ H]	Recommended connections
	nominal I_N [A]	maximum I_p [A]					
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	

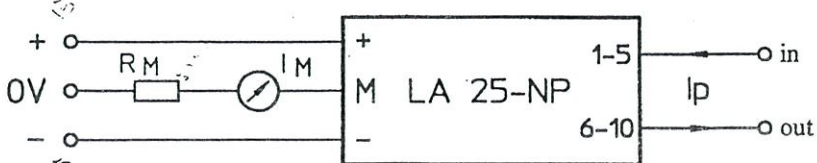
General tolerance ± 0.2 mm
Recommended PCB hole : $\varnothing 1.2$ mm



Standard 00 or N° SP..
year week
Date code



Connection



PRC Technologies Corp.
T : 932-2154, 932-3114
F : 932-3116

ภาคผนวก ฉ

ข้อมูลเกี่ยวกับมาตรฐาน IEEE Std. 519-1992



INVERTER TECHNICAL NOTE #:	TN_GEN_024
EFFECTIVE DATE:	
SUPERSEDES DATE:	10/27/1999
ORIGINATOR:	K. Vega
NO. OF PAGES:	3

Harmonic Distortion

What is Harmonic Distortion? Webster defines Harmonic: An alternating-current voltage or current or a component of such voltage or current, whose frequency is some integral of a fundamental frequency.

Distort: to twist out of shape; change the usual or normal shape, form or appearance of/to modify (a wave, sound, signal, etc...) so as to produce an unfaithful reproduction.

Therefore by definition Harmonic Distortion is the result of a fundamental frequency that has been mis-shaped so that it no longer resembles the original frequency.

When used in context with drives it is the effect that occurs when a drive is connected to the AC source, usually the local power utility.

The subject of Harmonics has been widely misunderstood. Harmonics are generated by non-linear loads¹ (devices which convert AC to DC).

In AC drives the converter generates harmonics back to the AC line. The amount of harmonics generated depends upon the amount of power that the converter draws from the AC line and the ability of the AC line and wiring to absorb and dissipate the generated harmonics.

Harmonic Frequencies	
Fundamental	60 Hz
5 th	300 Hz
7 th	420 Hz
11 th	660 Hz
13 th	780 Hz
17 th	1020 Hz
19 th	1140 Hz
23 rd	1380 Hz
25 th	1500 Hz

Table 1

Figure 1

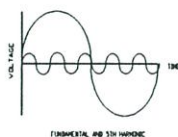
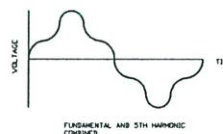


Figure 2



Harmonics Basics

Harmonic currents and voltages are usually multiple sinusoidal waveforms that combine to distort waveforms. Figure 1 is a pure 60 Hz sine wave and a pure 300 Hz sine wave, free of distortion, differing only in frequency and amplitude. Notice that the 300 Hz sine waveform is five times the frequency, but only one fifth the amplitude of the 60 Hz waveform. Figure 2 shows both the 60Hz (fundamental) and the 300 Hz (5th harmonic) waveforms added algebraically. The resultant waveform is still periodic and has the same frequency as the original 60 Hz wave form, it now show deviation from the sine-wave shape of the fundamental frequency.

Table 1 gives the harmonic frequencies through the 25th harmonic

¹ A non-linear load is one in which the load current is not proportional to the instantaneous voltage. Often the load current is not continuous. Non-linear load currents are non sinusoidal.
Form invtn 1

Harmonics are steady state distortion of the AC line, unlike transients, surges and under-voltage sags which normally last less than a few cycles. Harmonics can cause stress in a distribution system and can cause additional heating in motors, capacitors, transformers and wiring. This additional heat can reduce the operational life of these devices. Harmonics can also affect other drives and power supplies and cause spurious fuse blowing and tripping of circuit breakers

Harmonic Analysis

In order to perform a harmonic analysis and determine the level of harmonic distortion, information on the electrical system is required. This information includes the size and type of drive(s) being used, the size of any filters (line reactors, isolation transformers, DC link Chokes, harmonic traps, etc....) the size and impedance of the transformers and the size and length of wire between the drive and PCC (Point of Common Coupling).

The type of converter used (diode bridge or SCR) will also play a factor in the level of harmonics back to the AC line. A simple one line diagram with this information can usually supply sufficient information to perform a calculation.

IEEE 519-1992

IEEE Std. 519-1992 set the limits for Total Demand Distortion (TDD)

The object of these limits is to prevent excessive voltage distortion on the utility. To prevent a single user or group of users from creating a power quality problem that would affect all users connected to that portion of the utility distribution system.

The TDD limit is a method of allocating utility resources. The capacity of the utility is defined by the Short-Circuit Current (I_{sc}) at the Point of Common Coupling(PCC). The size of the user is defined by the Maximum Demand Load Current (I_L) drawn by the user's system. The ratio of these quantities define the TDD limit (I_{sc}/I_L), this is called the Short-Circuit Ratio (SCR).

IEEE 519-1992

Table 10.3

Current Distortion for General Distribution Systems
(120V Through 69,000V)

Maximum Harmonic Current Distortion in percentage of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	11<h<17	17<h<23	23<h<35	35<h	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above

Where

I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC
 I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC

The PCC is defined as that point where two or more users share the same voltage. This is usually the primary of the user's transformer.

Harmonic Counter-Measures.

There are several methods available to reduce the amount of harmonics contributed by drives.

Three phase AC Input Reactor

add additional impedance between the drive and power source. Typical values of impedance are 3% and 5% impedance. A draw back to this method is if the incoming voltage is low to begin with, the voltage to the drive will be reduced by approximately the percentage of the reactor. A benefit not related to harmonics is that a line reactor will offer an added level of transient protection to the diode bridge on the drive. This option is relatively inexpensive.

DC Bus Reactor

Along these lines, a reactor located in the DC bus section of the drive also provides additional impedance. It does not offer the additional transient protection to the diode bridge that an input reactor does. Economically this is usually less expensive than an input reactor. It may also be included as standard feature of some drives.

Drive Isolation Transformers

These typically offer the greatest amount of impedance without the voltage loss of an input reactor. They also provide transient protection. Be sure that the transformer manufacture provides the proper K-factor rating for use with variable frequency drives

Multi-phase Inputs

The next method of harmonic counter-measure is multiple phase input diode bridges. They range anywhere from 12 pulse to 24 pulse inputs². They require custom transformer designs with special phase shifted secondary windings.

They reduce the harmonic content by eliminating or greatly reducing the content of the lower order harmonics (12 pulse/ 5th and 7th, etc...)

Harmonic trap filters

Are currently the most effective means of reducing severe harmonic distortion. They typically are separately mounted enclosures as large as the drive. Also the installed cost is greater.

Which method of counter-measure to use depends on the severity of harmonics being generated.

How do you determine the severity? The best method requires taking field measurements with specialized test equipment designed to read and analyze harmonic distortion.

If certain information about the electrical distribution system can be supplied. There are a number of harmonic estimation programs available to the public. Remember these are for estimation purposes only.

An on-site analysis of the harmonics at a given point within an electrical distribution system will define the amplitude of each current and voltage harmonic as well as the total harmonic distortion at that given point.

Conclusion

Harmonics are a natural byproduct of variable frequency drives. However the amount of total demand distortion can be low if the drive(s) load is a small percentage of the total transformer load. If the drive(s) load is large in comparison to the transformer load then there are other means alternatives available to combat the effects of harmonics

² Higher multiples are being experimented with.
Form invtn 1

ประวัติผู้เขียน

นายวิรัตน์ เกตุสวัสดิ์สมคร เกิดเมื่อวันที่ 29 สิงหาคม พ.ศ. 2516 ที่จังหวัดราชบุรี สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ไฟฟ้ากำลัง) และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ไฟฟ้ากำลัง) จากวิทยาลัยเทคนิคราชบุรีในปี พ.ศ. 2536 และ พ.ศ. 2538 ตามลำดับและสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีจากคณะวิศวกรรมศาสตร์ หลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ พ.ศ. 2540

ปัจจุบันเข้าทำงานบริษัทสยาม อินเตอร์เนชั่นแนล อินดัสทรี เซอร์วิส จำกัด ตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า