

ด้านนอกสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



วงจรกรองแบบแอคทีฟ

ACTIVE FILTER



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 42584  
วัน, เดือน, ปี..... 4 ส.ย. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

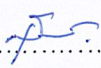
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรกรองแบบแอคทีฟ

ผู้จัดทำ



..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)

.....  ..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรรองแบบแอกทีฟ

นายเอกรินทร์ สมเพาะ

นายทงศักดิ์ มณีโชติ

นายบุญฤทธิ์ ช่างเรือ

ศส.ประภาส ไพรสวรรณา อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2543

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการแก้ปัญหาฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นกับระบบไฟฟ้ากำลัง เมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่ไม่ต่อเนื่อง เช่น อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ มีผลทำให้เกิดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำลง วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์จึงถูกพัฒนาและแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จากนั้นจะสร้างเป็นวงจรต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบผลการทดลองจริงกับผลที่จำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยการควบคุมกระแสที่ใช้กับวงจรต้นแบบจะใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส โหลดที่ใช้คือโหลด ไดโอดเรกติไฟร์ และโหลดบริดจ์เรกติไฟร์ ที่พิกัดแรงดัน 220 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ACTIVE FILTER

Ekarin	Sompoa	
Tanongsak	Maneechote	
Boonyarit	Changrue	
Ast.Prapat	Prisuwana	Advisor
Surin	Khomfoi	Advisor
2000		

## ABSTRACT

This thesis is improve to harmonics of transmission power system when distribute to nonlinear load , such as power electronics equipment .It is an effect to lower power factor , harmonics current injection active filter is developed of this problem . It's simulated by computer program ,then making prototype and compared the results with computer simulation , harmonics current control is used for a prototype , with diode rectifier and bridge rectifier loads at 220 volts rated voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ปัญหาและที่มา	1
1.2 วัตถุประสงค์	3
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	4
2.1 ฮาร์โมนิกส์	4
2.1.1 สมการทั่วไปของรูปคลื่น	5
2.1.2 แหล่งกำเนิดและชนิดของแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์	6
2.2 การวัดค่าความผิดเพี้ยนของรูปคลื่น	8
2.3 เพาเวอร์แฟกเตอร์	9
2.4 ผลกระทบจากการมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำ	10
บทที่ 3 วงจรที่ใช้ปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์	11
3.1 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์	11
3.2 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์	12
3.2.1 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบชนิดกระแสฮาร์โมนิกส์	12
3.2.2 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบปริเร็กกูเรเตอร์	13
บทที่ 4 วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบชนิดกระแสฮาร์โมนิกส์	15
4.1 แอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน	15
4.2 แอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรม	16
บทที่ 5 ทฤษฎีและหลักการของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบชนิดกระแสฮาร์โมนิกส์	18
5.1 ทฤษฎีเบื้องต้น	18
5.2 การวิเคราะห์กระแส	19
5.3 การควบคุมกระแส โดยการใช้วงจรควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.1 เทคนิคการควบคุมกระแส	21
5.3.2 การควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์รีซิส	22
5.3.3 การทำงาน	23
บทที่ 6 การสร้างและการออกแบบ	26
6.1 ส่วนที่ทำหน้าที่สร้างกระแสชดเชย	27
6.1.1 ส่วนที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้า	27
6.1.2 วงจรคูณ	28
6.1.3 วงจรกรองความถี่ต่ำ	28
6.1.4 วงจรลบ	29
6.2 ส่วนที่ทำการควบคุม และสร้างกระแสชดเชย	29
6.2.1 วงจรแบ่ง แบ่ง	30
6.2.2 วงจรเพื่อเวลา	31
6.2.3 วงจรขับเกท	31
6.2.4 วงจรตรวจจับกระแส	32
6.2.5 วงจรกำลัง	32
6.2.6 วงจรไฟเลี้ยง	33
บทที่ 7 ผลการทดลอง	34
7.1 ผลการจำลองชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	34
7.2 การชดเชยในวงจรต้นแบบ	38
7.3 การทดลองในวงจรต้นแบบ	41
7.3.1 โหลดเป็นไดโอดเรกติไฟร์ต่อกับโหลดหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด	43
7.3.2 โหลดเป็นไดโอดเรกติไฟร์ต่อกับโหลด L อนุกรมกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด	46
7.3.3 โหลดเป็นบริดจ์เรกติไฟร์ ต่อกับโหลด C ขนานกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด	49
บทที่ 8 สรุปผลการทดลอง	52
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

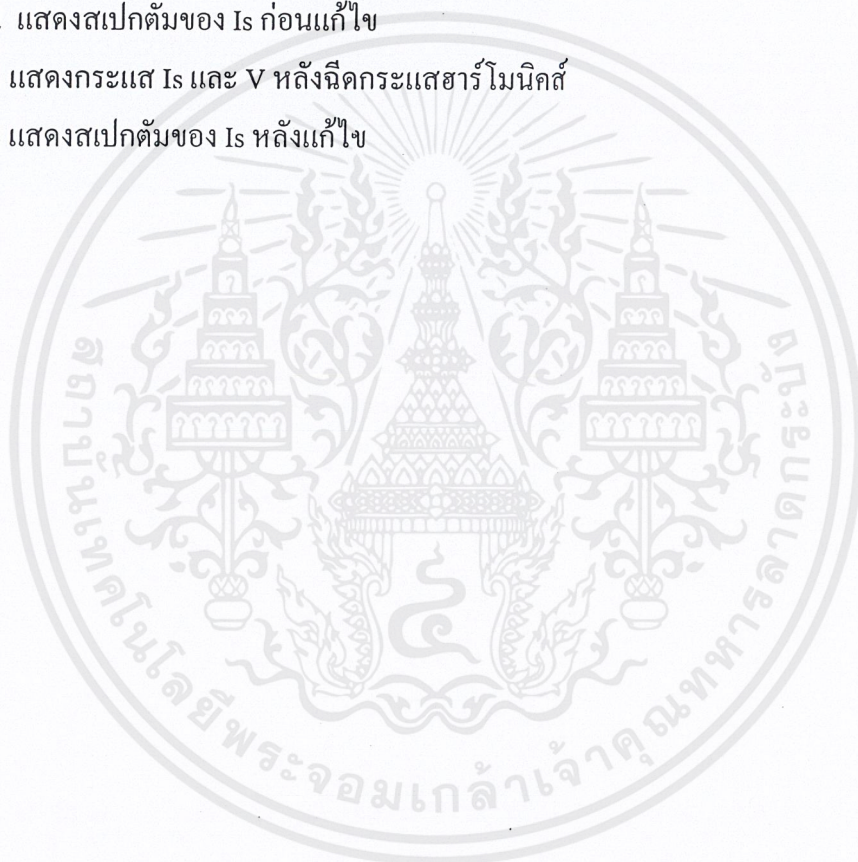
	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการเชื่อมต่ออุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์กับแหล่งจ่าย	1
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรเรกติไฟร์ชนิดใช้ไดโอดอย่างเดียว	4
รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นกระแสอินพุทเทียบกับแรงดันอินพุท	4
รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณ Sinusoidal ที่ความถี่มูลฐาน และที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์	5
รูปที่ 2.4 แสดงแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส	7
รูปที่ 2.5 แสดงแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน	8
รูปที่ 2.6 แสดงกำลังไฟฟ้า	9
รูปที่ 3.1 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์สำหรับปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของกระแสด้านอินพุท	11
รูปที่ 3.2 ไดอะแกรมเส้นเคี้ยวของแอกทีฟฟิลเตอร์แบบชนิดกระแสฮาร์โมนิกส์	12
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนานสำหรับแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์	15
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนานสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์	16
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรมสำหรับแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์	16
รูปที่ 4.4 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์	17
รูปที่ 5.1 แสดงระบบที่ไม่มีการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์	18
รูปที่ 5.2 แสดงระบบที่มีการปรับปรุงค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์	18
รูปที่ 5.3 แสดงกระแสตามสมการที่ 5.2	19
รูปที่ 5.4 แสดงไดอะแกรมแบบลูปเปิด(open loop) ที่ใช้คำนวณกระแสชดเชย	20
รูปที่ 5.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซีต	22
รูปที่ 5.6 แสดงการทำงานของวงจรฮิสเตอร์รีซีตเพื่อการควบคุมกระแส	23
รูปที่ 5.7 แสดงวงจรฮิสเตอร์รีซีต	23
รูปที่ 5.8 แสดงการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซีต	24
รูปที่ 5.9 แสดงกราฟแรงดันระหว่าง $V_o$ กับ $I$ ที่มีลักษณะเป็นฮิสเตอร์รีซีต	24
รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์	26
รูปที่ 6.2 แสดงวงจรส่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้า	27
รูปที่ 6.3 แสดงวงจรคูณ	28
รูปที่ 6.4 แสดงวงจรรองความถี่ต่ำ	28
รูปที่ 6.5 แสดงวงจรลบ	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.6 แสดงวงจรแบ่ง แบ่ง	30
รูปที่ 6.7 แสดงวงจรเพื่อเวลา	31
รูปที่ 6.8 แสดงวงจรเพื่อเวลา	31
รูปที่ 6.9 แสดงวงจรตรวจจับกระแส	32
รูปที่ 6.10 แสดงวงจรกำลัง	32
รูปที่ 6.11 แสดงวงจรไฟเลี้ยง	33
รูปที่ 7.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่วิเคราะห์แบบลูปเปิด	34
รูปที่ 7.2 แสดงสัญญาณ $\cos \omega t$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 1	35
รูปที่ 7.3 แสดงกระแสแอกที่ $i_p(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 2	35
รูปที่ 7.4 แสดงกระแสรีแอกที่ $i_p \cos \omega t$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 3	35
รูปที่ 7.5 แสดงกระแสโหลด $i_l(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 4	36
รูปที่ 7.6 แสดงกระแสฮาร์โมนิกส์ $i_f(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 5	36
รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณ $\cos \omega t$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 1	36
รูปที่ 7.8 แสดงกระแสแอกที่ $i_p(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 2	37
รูปที่ 7.9 แสดงกระแสรีแอกที่ $i_p \cos \omega t$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 3	37
รูปที่ 7.10 แสดงกระแสโหลด $i_l(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 4	37
รูปที่ 7.11 แสดงกระแสฮาร์โมนิกส์ $i_f(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 5	38
รูปที่ 7.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการหากระแสชดเชย $i_f(t)$	38
รูปที่ 7.13 แสดงกระแสโหลด $i_l(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 1	39
รูปที่ 7.14 แสดงกระแสรีแอกที่ $i_p \cos \omega t$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 2	39
รูปที่ 7.15 แสดงกระแสฮาร์โมนิกส์ $i_f(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 3	40
รูปที่ 7.16 แสดงกระแสโหลด $i_l(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 1	40
รูปที่ 7.17 แสดงกระแสรีแอกที่ $i_p \cos \omega t$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 2	41
รูปที่ 7.18 แสดงกระแสฮาร์โมนิกส์ $i_f(t)$ ตำแหน่งวัดที่ Scope 3	41
รูปที่ 7.19 แสดงวงจรการทดลอง	42
รูปที่ 7.20 แสดงโหลดเป็นไดโอด ต่อกับโหลดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด	43
รูปที่ 7.21 แสดงกระแส $I_s$ และ $V$ ก่อนฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์	43
รูปที่ 7.22 แสดงสเปกตรัมของ $I_s$ ก่อนแก้ไข	44
รูปที่ 7.23 แสดงกระแส $I_s$ และ $V$ หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์	44
รูปที่ 7.24 แสดงสเปกตรัมของ $I_s$ หลังแก้ไข	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.25 แสดงโหลดเป็นไดโอด ต่อ L 2 mH อนุกรมกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด	46
รูปที่ 7.26 แสดงกระแส Is และ V ก่อนฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์	46
รูปที่ 7.27 แสดงสเปกตรัมของ Is ก่อนแก้ไข	47
รูปที่ 7.28 แสดงกระแส Is และ V หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์	47
รูปที่ 7.29 แสดงสเปกตรัมของ Is หลังแก้ไข	48
รูปที่ 7.30 แสดงโหลดบริดจ์เรกติไฟร์ต่อกับโหลด C ขนานกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด	49
รูปที่ 7.31 แสดงกระแส Is และ V ก่อนฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์	49
รูปที่ 7.32 แสดงสเปกตรัมของ Is ก่อนแก้ไข	50
รูปที่ 7.33 แสดงกระแส Is และ V หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์	50
รูปที่ 7.34 แสดงสเปกตรัมของ Is หลังแก้ไข	51



## สารบัญตาราง

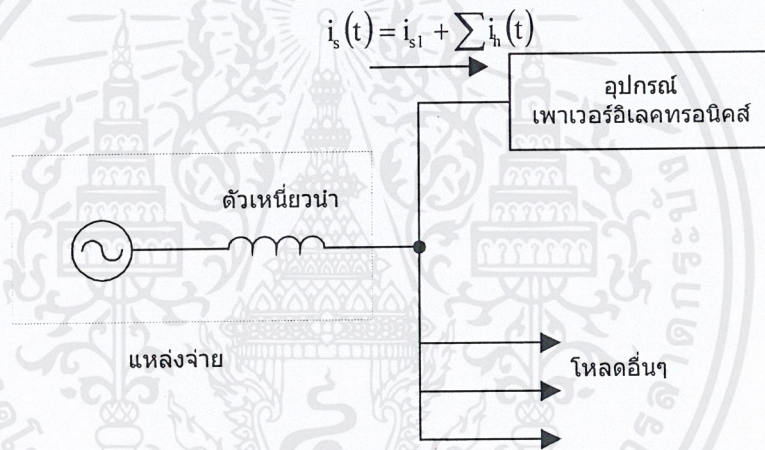
	หน้า
ตารางที่ 3.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างแอกทีฟฟิลเตอร์และพาสซีฟฟิลเตอร์	14
ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างแอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนานและอนุกรม	17
ตารางที่ 7.1 แสดงค่า %THD และค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ เปรียบเทียบก่อนการแก้ไข และหลังแก้ไขเมื่อโหลดเป็นไดโอด	45
ตารางที่ 7.2 แสดงค่า %THD และค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ เปรียบเทียบก่อนการแก้ไข และหลังแก้ไขเมื่อโหลดเป็นไดโอดต่อกับโหลด R,L	48
ตารางที่ 7.3 แสดงค่า %THD และค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ เปรียบเทียบก่อนการแก้ไข และหลังแก้ไขเมื่อโหลดเป็นบริดจ์เรกติไฟร์	51

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ปัญหาและที่มา

ปัจจุบันปัญหาเรื่องฮาร์โมนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลังได้มีการนำมาพิจารณามากขึ้นเนื่องจากประเทศไทยกำลังก้าวเข้าสู่เป็นประเทศอุตสาหกรรมจึงทำให้มีโรงงานเกิดขึ้นมากมาย การใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear load) จึงเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ตัวอย่างอุปกรณ์เหล่านี้ได้แก่ หม้อแปลง, เครื่องจักรกลไฟฟ้า, เครื่องเชื่อมแบบอาร์ค, อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากประสิทธิภาพสูง เช่น วงจรเรียงกระแส (Rectifier) เป็นต้น โดยการต่อเชื่อมกับแหล่งจ่ายดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงการเชื่อมต่ออุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์กับแหล่งจ่าย

การทำงานของอุปกรณ์เหล่านี้จะทำให้รูปคลื่นซายน์เกิดการเปลี่ยนแปลงก่อให้เกิดฮาร์โมนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อระบบไฟฟ้ากำลัง เช่น คาปาซิเตอร์ที่ใช้ในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Cap Bank) ที่ใช้กันทั่วไปในโรงงานอุตสาหกรรมอาจเกิดความเสียหายได้ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านคาปาซิเตอร์มากเกินไป ในกรณีคาปาซิเตอร์เกิดการรีโซแนนซ์กับอุปกรณ์อื่นๆ ในระบบ เช่น หม้อแปลงไฟฟ้า, สวิตช์เกียร์, อุปกรณ์ป้องกัน เป็นต้น

ดังนั้นจึงต้องมีการศึกษาถึงผลกระทบ และปัญหาของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลัง และวิธีการแก้ไข โดยจะศึกษาถึงลักษณะของฮาร์โมนิกส์ ปริมาณฮาร์โมนิกส์ เพื่อที่จะนำมาแก้ไข และทำการควบคุมระบบให้มีฮาร์โมนิกส์ลดลงซึ่งจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น

ในการแก้ปัญหาเหล่านี้ ที่นิยมทั่วไปคือ การใช้ LC passive filter ในการกรองฮาร์โมนิกส์ ออกไป แต่อย่างไรก็ตาม LC passive filter ก็ยังไม่สามารถแก้ปัญหาฮาร์โมนิกส์ได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้น Active Filter จึงถูกนำมาเป็นทางเลือกในการแก้ปัญหานี้ ซึ่ง Active Filter สามารถจำแนกออก เป็นประเภทได้ตามลักษณะการต่อวงจรและลักษณะการทำงานของ Active Filter ได้เป็น 4 ประเภท คือ Active Filter ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบขนาน ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบอนุกรม ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันแบบขนาน และชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันแบบอนุกรม ซึ่งการออกแบบ Active Filter นั้นจะต้องคำนึงถึงปัจจัย 3 ประการคือ หลักการทำงานที่เหมาะสมกับชนิดของ โหลด วิธีการควบคุมและวิธีการสร้างกระแสอ้างอิงให้มีความถูกต้อง

อุปกรณ์ Active Filter เป็นอุปกรณ์ที่อาศัยอุปกรณ์สวิตชิง โดยอาศัยหลักการ bi-directional power flow ไปมากับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยผ่านทางอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการควบคุมแบบ PWM ซึ่งประพอดิตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแส ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการทำงาน ชนิดที่ใช้ลักษณะการควบคุมแบบ Hysteresis โดยเป็น Active Filter ประเภทแหล่งจ่ายกระแสแบบ ขนาน

จากที่กล่าวมาแล้วว่าการใช้งานของ โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นใน ระบบไฟฟ้ากำลัง กล่าวคือ โหลดดังกล่าวจะทำตัวเป็นแหล่งจ่ายฮาร์โมนิกส์เข้าสู่ระบบไฟฟ้า จน กลายเป็นปัญหาใหญ่ที่หลายประเทศพยายามแก้ไข แอคทีฟฟิลเตอร์(Active filter)จึงถูกนำเสนอมา เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว ซึ่งใช้หลักการ สร้างกระแสขึ้นมาชดเชยกับกระแสฮาร์โมนิกส์ที่โหลดไม่ เป็นเชิงเส้นสร้างขึ้นมา เพื่อให้กระแสที่แหล่งจ่ายมีคุณภาพดีขึ้น

ตามปกติกระแสที่เกิดจาก โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ( $i_s$ ) จะประกอบด้วย

1. กระแสที่มีความถี่มูลฐาน(Fundamental Sinusoidal Current :  $i_{s1}$ )
2. กระแสฮาร์โมนิกส์(Harmonics Sinusoidal Current:  $i_h$ )

$$i_s = i_{s1} + i_h \quad \dots(1.1)$$

การทำงานของแอคทีฟฟิลเตอร์ เพื่อการชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ สามารถแบ่งออกเป็น ประเภทที่มีการชดเชย รีแอคทีฟเพาเวอร์ (reactive power) และไม่ชดเชยรีแอคทีฟเพาเวอร์ ซึ่งใน ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะศึกษาแอคทีฟฟิลเตอร์ ที่ชดเชยทั้งกระแสฮาร์โมนิกส์และรีแอคทีฟเพา เวอร์โดยอาศัยหลักการฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

## 1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาทฤษฎี และหลักการของการแก้ปัญหากระแสฮาร์โมนิกส์ และปรับปรุงค่าอินพุท เพาเวอร์แฟกเตอร์
2. ออกแบบวงจร และจำลองการทำงาน(Simulation) ของวงจรที่ใช้ชดเชยฮาร์โมนิกส์ด้วยโปรแกรม คอมพิวเตอร์
3. สร้างวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ต้นแบบ ที่ใช้ในการชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ เพื่อแก้ไขฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น
4. วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ ของวงจรต้นแบบ และจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

## 1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

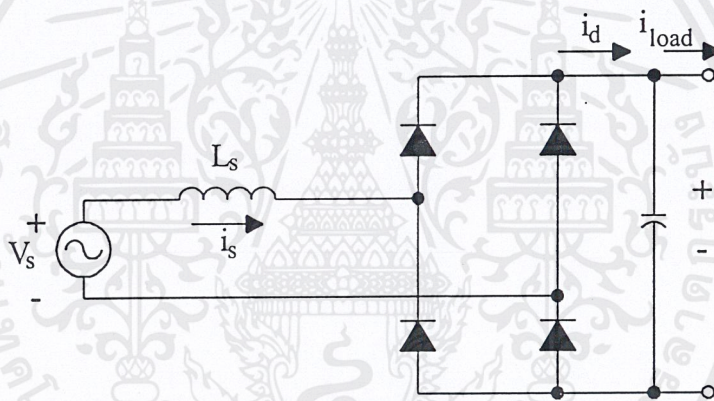
1. ศึกษาทฤษฎี และออกแบบวงจรที่ใช้ในการที่จะแก้ไขปัญหาฮาร์โมนิกส์ และจำลองผลการทำงานโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ว่าสามารถทำงานได้จริงหรือไม่ เพื่อนำไปสร้างวงจรต้นแบบ
2. สร้างวงจรต้นแบบ เพื่อนำผลการทดลองมาเปรียบเทียบการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยการชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ให้กับโหลดที่เป็น ไดโอดเรกติไฟร์ และ บริดจ์เรกติไฟร์

## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐาน

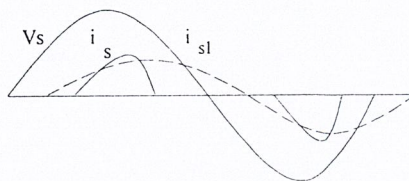
#### 2.1 ฮาร์โมนิกส์

การใช้งานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันกระแสตรง, แหล่งจ่ายไฟสำรอง, คอนเวอร์เตอร์แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ฯลฯ ที่กล่าวมาส่วนใหญ่ส่วนใหญ่มักจะต้องประกอบด้วยส่วนที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง นั่นคือ วงจรเรกติไฟร์ ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงแต่ชนิดที่ใช้ไดโอดอย่างเดียว (Line-frequency diode bridge rectifier) ส่วนที่ใช้ไทรสเตอร์ด้วยจะใช้กับระบบที่ซับซ้อนขึ้นไปอีกเช่น ระบบการส่งไฟฟ้าแรงดันสูงด้วยแรงดันกระแสตรง (High voltage DC Transmission line : HVDC)



รูปที่ 2.1 วงจรเรกติไฟร์ชนิดใช้ไดโอดอย่างเดียว

จากรูปที่ 2.1 แสดงวงจรเรกติไฟร์ที่ใช้ไดโอดอย่างเดียว จากวงจรนี้ถ้าเราพิจารณาที่กระแสอินพุท (Input current) จะได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นกระแสอินพุทเทียบกับแรงดันอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

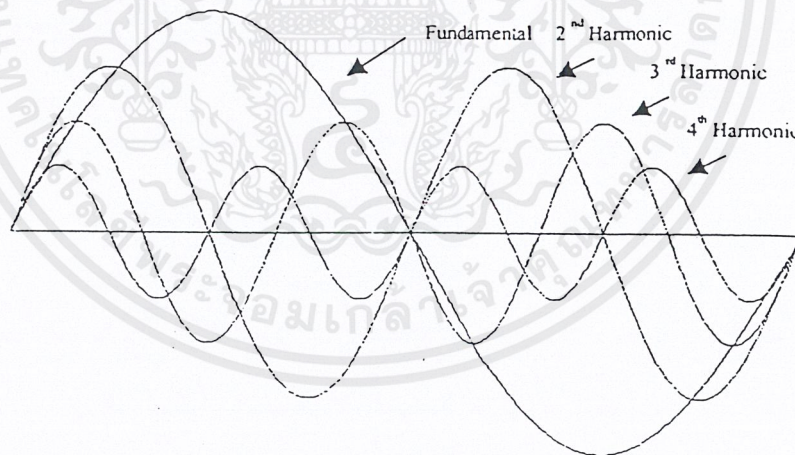
จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่ากระแสอินพุทที่มีความผิดเพี้ยนไปจากแรงดันอินพุท และจากการวิเคราะห์จะพบว่า กระแสอินพุทประกอบไปด้วยองค์ประกอบ สองชนิดคือ

1. องค์ประกอบความถี่มูลฐาน
2. องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์

องค์ประกอบความถี่มูลฐานนั้น หมายถึง รูปคลื่นไซน์ซอซอดัล(Sinusoidal) ที่ความถี่ต่ำสุดคือที่ความถี่  $f$  และองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ หมายถึงรูปคลื่นไซน์ซอซอดัลที่ความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่มูลฐานคือ  $2f, 3f, 4f, \dots$  ซึ่งสามารถจำแนกรูปคลื่นฮาร์โมนิกส์ ออกเป็นสองประเภทคือ

ฮาร์โมนิกส์เลขคู่ หมายถึง รูปคลื่นที่มีจำนวนเท่าของความถี่มูลฐานเป็นเลขจำนวนเต็มคู่ที่มากกว่า 1 คือรูปคลื่นที่ความถี่  $2f, 4f, 6f, \dots$

ฮาร์โมนิกส์เลขคี่ หมายถึง รูปคลื่นที่มีจำนวนเท่าของความถี่มูลฐานเป็นเลขจำนวนเต็มคี่ที่มากกว่า 1 คือรูปคลื่นที่ความถี่  $3f, 5f, 7f, \dots$



รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณ Sinusoidal ที่ความถี่มูลฐาน และที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์

### 2.1.1 สมการทั่วไปของรูปคลื่น

ในการหาสมการทั่วไปของรูปคลื่นนั้น ถ้าพิจารณารูปคลื่นโดยทั่วไปแล้วจะพบว่าเกิดจากรูปคลื่นที่ความถี่มูลฐาน แลที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆ มารวมกัน ซึ่งในแต่ละรูปคลื่นมีค่าสูงสุดและค่ามุมแตกต่างกัน ดังนั้น ที่ความถี่มูลฐานจะเขียนได้ดังสมการดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_1 = E_{1m} \sin(\omega t + \theta_1) \quad \dots(2.1)$$

เมื่อ  $e_1$  คือ สมการของรูปคลื่นที่มีความถี่มูลฐาน

$E_{1m}$  คือ ค่าสูงสุดของรูปคลื่น

$\omega$  คือ ค่าความเร็วเชิงมุมที่มีความถี่มูลฐาน

$\theta_1$  คือ ค่ามุมต่างเฟสของรูปคลื่น

ในทำนองเดียวกันสามารถเขียนสมการของรูปคลื่นที่มีความถี่ต่างๆ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} e_1 &= E_{1m} \sin(\omega t + \theta_1) \\ e_2 &= E_{2m} \sin(2\omega t + \theta_2) \\ &\dots \\ &\dots \\ e_n &= E_{nm} \sin(n\omega t + \theta_n) \end{aligned} \quad \dots(2.2)$$

เพราะฉะนั้น สมการของรูปคลื่นโดยทั่วไปคือ

$$\begin{aligned} e &= e_1 + e_2 + e_3 + \dots e_n \\ &= E_{1m} \sin(\omega t + \theta_1) + E_{2m} \sin(2\omega t + \theta_2) + \dots \\ &\quad + E_{nm} \sin(n\omega t + \theta_n) \end{aligned} \quad \dots(2.3)$$

รูปคลื่นของกระแสโดยทั่วไปคือ

$$\begin{aligned} i &= i_1 + i_2 + i_3 + \dots i_n \\ &= I_{1m} \sin(\omega t + \phi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \phi_2) + \dots \\ &\quad + I_{nm} \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad \dots(2.4)$$

### 2.1.2 แหล่งกำเนิดและชนิดของแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์

การพิจารณาปัญหาฮาร์โมนิกส์นั้น เนื่องจากฮาร์โมนิกส์มีสาเหตุมาจาก การใช้โหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังนั้นในการมองปัญหาจึงพิจารณาโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นเหล่านี้ ทำหน้าที่เป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ให้แก่ระบบไฟฟ้ากำลัง ซึ่งสามารถจำแนกประเภทของแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นตามคุณลักษณะได้เป็นสองประเภทคือ

แหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส(แหล่งจ่ายกระแสฮาร์โมนิกส์)

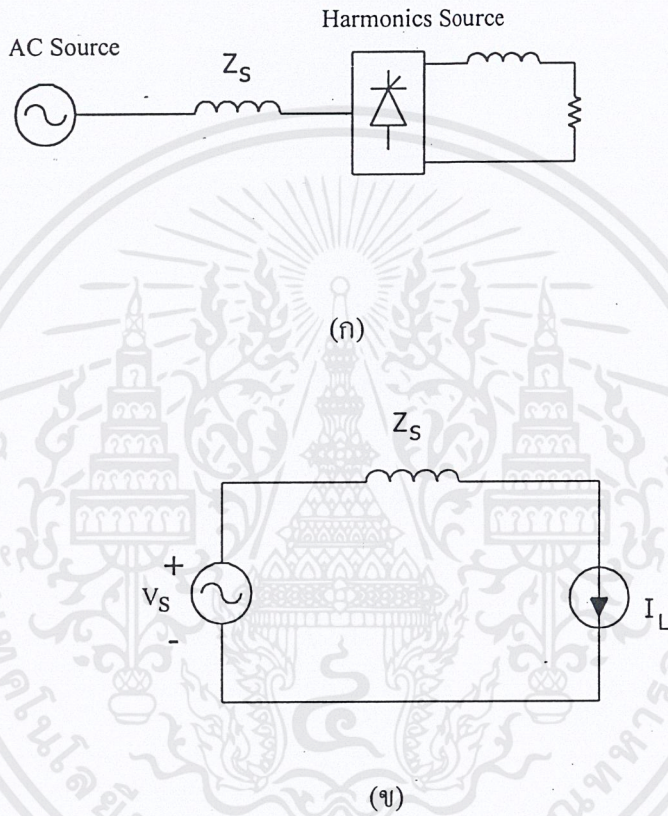
แหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน(แหล่งจ่ายแรงดันฮาร์โมนิกส์)

แหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส(แหล่งจ่ายกระแสฮาร์โมนิกส์)

การเกิดฮาร์โมนิกส์ประเภทนี้มีสาเหตุมาจาก การทำงานที่เป็นลักษณะสวิตซ์ซึ่ง ที่รู้จักได้ดี

ได้แก่ ไทริสเตอร์คอนเวอร์เตอร์ เป็นต้น รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะวงจรการทำงานของวงจรเรียงเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสโดยอาศัยทรินสเตอร์ที่มีตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าต่ออยู่ เพื่อให้กระแสไฟตรงมีลักษณะคงที่ ซึ่งวงจรนี้มีการกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์ขึ้นมา ทำให้รูปคลื่นมีความผิดเพี้ยนจากความเป็นไซน์ชอยด์ล



รูปที่ 2.4 แสดงแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส

- (ก) วงจรทรินสเตอร์ที่ต่อกับโหลด RL ซึ่งทำตัวเป็นแหล่งจ่ายกระแสฮาร์โมนิกส์
- (ข) วงจรสมมูลของรูป (ก)

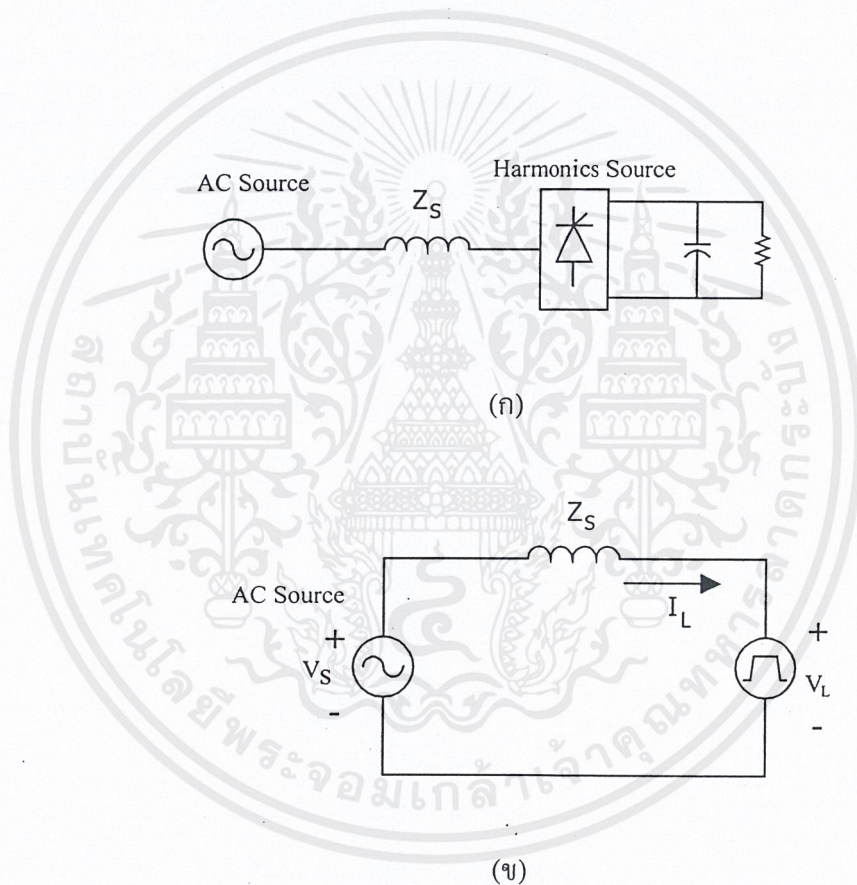
แหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน(แหล่งจ่ายแรงดันฮาร์โมนิกส์)

วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ที่มีกาต่อกับตัวเก็บประจุ แสดงวงจรโดยรูปที่ 2.5(ก) รูปคลื่นที่เกิดขึ้นในกรณีนี้มีความผิดเพี้ยน นอกจากนี้กระแสที่เกิดขึ้นในกรณีนี้ก็ยังมีความเพี้ยนสูงมาก ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านไฟสลับจึงมีผลอย่างมากต่อค่าแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ ในขณะที่แรงดันมีคุณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ทางด้านไฟสลับอยู่น้อย จึงทำให้มันทำตัวเป็นแหล่งจ่ายแหล่งจ่ายแรงดันมากกว่าจะเป็นแหล่งจ่ายกระแส

ดังนั้นสามารถแสดงวงจรของระบบวงจรเรกติไฟร์ได้ดังรูปที่ 2.5(ข) และจากรูปจึงสามารถสรุปได้ว่า วงจรเรียงบริดจ์เรกติไฟร์นั้นจะทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันหรือแหล่งจ่ายแรงดันฮาร์โมนิกส์ นอกจากนี้กระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นมาจากวงจรบริดจ์เรกติไฟร์นั้น จะมีขนาดขึ้นอยู่กับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ที่ใช้ และขนาดอิมพีแดนซ์ของไฟสลับ



รูปที่ 2.5 แสดงแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ชนิดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

(ก) วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ ซึ่งทำตัวเป็นแหล่งจ่ายแรงดันฮาร์โมนิกส์

(ข) วงจรสมมูลของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

## 2.2 การวัดค่าความผิดเพี้ยนของรูปคลื่น

ในการใช้งานของอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์นั้นสัญญาณที่ได้ออกมาจะมีฮาร์โมนิกส์ประกอบอยู่ เพื่อที่จะหาค่าคุณภาพของรูปคลื่นที่ได้ออกมาจะใช้ค่านิยามค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(1) องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $n$  :  $HF_n$  (Harmonics factor of  $n^{\text{th}}$  harmonics)

โดย

$$HF = \frac{V_n}{V_1} \quad \dots(2.5)$$

เมื่อ  $V_1$  และ  $V_n$  เป็นค่าแรงดันประสิทธิผลที่ความถี่มูลฐาน และที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $n$  ตามลำดับ

(2) ค่าโททัลฮาร์โมนิกส์ดีสทอร์ชัน : THD (Total Harmonics Distortion)

แสดงการผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นระหว่างรูปคลื่นหนึ่ง กับองค์ประกอบกับความถี่มูลฐานของรูปคลื่นนั้น โดย

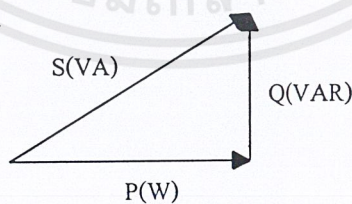
$$THD = \frac{1}{V} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad \dots(2.6)$$

เมื่อ  $V_1$  และ  $V_n$  เป็นค่าแรงดันประสิทธิผลที่ความถี่มูลฐาน และที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $n$  ตามลำดับ

### 2.3 เพาเวอร์แฟกเตอร์

คำนิยามของเพาเวอร์แฟกเตอร์คือ อัตราส่วนของกำลังที่จ่ายจริงต่อกำลังที่ปรากฏ แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 นั้นคือสามารถเขียนเป็นสูตรได้เป็น

$$p.f. = \frac{W}{VA} \quad \dots(2.7)$$



รูปที่ 2.6 แสดงกำลังไฟฟ้า

ถ้า  $I_{S1}$  และ  $I_S$  แทนค่ากระแสประสิทธิผลของรูปคลื่นกระแสที่ความถี่มูลฐาน และกระแสขาเข้าตามลำดับ และ  $V$  เป็นค่าแรงดันประสิทธิผล ดังนั้นจะได้ว่า

$$W = V_S I_{S1} \cos \theta \quad \dots(2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{และ } VA = V_S I_S \dots \quad \dots(2.9)$$

$$\text{p.f.} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \theta \quad \dots(2.10)$$

โดยเราสามารถแยกพิจารณาได้เป็น 2 ส่วน คือ

1.  $\frac{I_{S1}}{I_S}$  เป็นส่วนที่แสดงถึงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่เกิดจากความผิดเฟสของรูปคลื่นกระแส

ถ้า อัตราส่วนนี้ เท่ากับ 1 แสดงว่ากระแสเป็นรูปคลื่นไซน์ปกติที่ไม่ผิดเฟส

ถ้า อัตราส่วนนี้ น้อยกว่า 1 แสดงว่ากระแสมีการผิดเฟส ถ้าค่ายิ่งต่ำกระแสจะยิ่งผิดเฟสมากขึ้น

2.  $\cos \theta$  คือ Displacement Power Factor(DPF) เป็นค่าที่บอกว่าการเหนี่ยวนำ(Lead) หรือ หล้าหลัง(Lag) กับแรงดันเท่าไร ถ้าเป็นศูนย์แสดงว่าตามเฟส(Unity)แรงดัน

## 2.4 ผลกระทบจากการมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำ

การเกิดค่าเพาเวอร์ต่ำนั้น มีผลกระทบที่เกิดขึ้น 3 ทางคือ

1. ค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในสายทองแดงที่มีค่าสูงขึ้นเนื่องจากกระแสที่สูงขึ้น หมายความว่าค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นจะมีค่าแปรผันตามค่ากระแสกำลังสอง นั่นคือมีค่าแปรผันตาม  $\frac{1}{\cos^2 \theta}$
2. เนื่องจากค่าพิคคของอุปกรณ์ไฟฟ้าเช่น แหล่งกำเนิดไฟฟ้า หม้อแปลง ฯลฯ ปกติจะมีค่าแปรผันตามค่ากระแส นั่นคือแปรผันตาม  $\frac{1}{\cos \theta}$  ดังนั้นจึงต้องมีขนาดอุปกรณ์ที่ใหญ่ขึ้น
3. ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์แบบล้าหลังที่มีค่าต่ำ จะเป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันครอปมาก ทำให้ต้องใช้อุปกรณ์เรกูลชันชนิดพิเศษเพื่อให้แรงดันครอปอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้

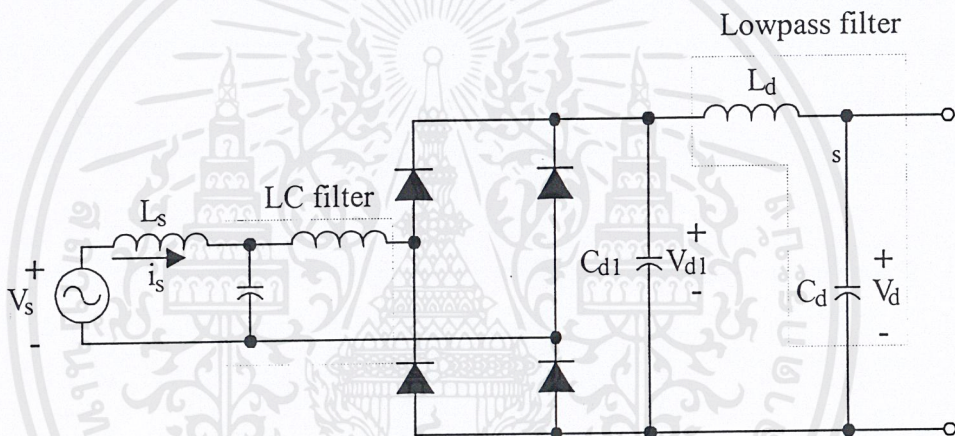
### บทที่ 3

#### วงจรที่ใช้ปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์

วงจรที่สามารถนำมาปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ ของกระแสด้านอินพุตมีหลายชนิด แต่ที่สำคัญ มีอยู่ 2 ชนิด คือ วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ และวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์

#### 3.1 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์(Passive Filter)

วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ที่ใช้ปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์สำหรับปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของกระแสด้านอินพุต

โครงสร้างประกอบด้วย

1. ตัวเหนี่ยวนำกรองสัญญาณด้านอินพุต (Inductive Input Filter :  $L_s$ )
2. รีโซแนนซ์แอลซีฟิลเตอร์(Resonant series LC-Filter) โดยต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ และตัวเก็บประจุที่ความถี่เดียวกับแหล่งจ่าย
3. Ferroresonant Transformer จะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก

ข้อดี ข้อเสียของพาสซีฟฟิลเตอร์

- |       |                                             |
|-------|---------------------------------------------|
| ข้อดี | 1. เป็นวงจรที่ง่าย                          |
|       | 2. ค่า EMI(Electromagnetic Interference)ต่ำ |
|       | 3. ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์สูงสุดเท่ากับ 0.9     |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

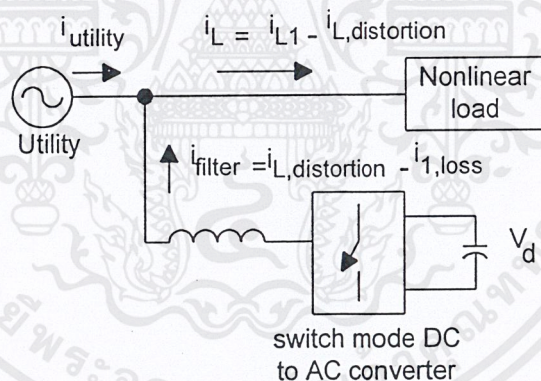
- ข้อเสีย
1. มีขนาดและน้ำหนักมาก เนื่องจากใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่
  2. ราคาแพง
  3. มีค่า %THD สูง
  4. มีค่าความสูญเสียมาก เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ
  5. มีผลกระทบกับค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จะจ่ายโหลด

### 3.2 วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter Circuit)

วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ที่นำมาปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ ได้ดังนี้

1. วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์แบบฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์ (Harmonics Current Injection)
2. วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์แบบปรับเรกกูเลเตอร์ (Preregulator)

#### 3.2.1 วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์แบบฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์



รูปที่ 3.2 ไดอะแกรมเส้นเดียว (One line diagram) ของแอคทีฟฟิลเตอร์แบบฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่ากระแสอินพุทที่เข้าโหลดจะประกอบด้วย

1. องค์ประกอบความถี่มูลฐาน (Fundamental component:  $i_{L1}$ )
2. องค์ประกอบความถี่ผิดเพี้ยน (Distortion component:  $i_{L,distortion}$ )

สำหรับวิธีการนี้อาศัยการฉีดกระแสชดเชย หรือกระแสผิดเพี้ยน (Compensating Current or Distortion Current) ที่สร้างจากตัวคอนเวอร์เตอร์แปลงแรงดันกระแสตรงเป็นกระแสสลับแบบสวิทช์โหมด (Switch-mode dc-ac Converter) หรือ Inverter เข้าไปที่ด้านอินพุทเพื่อหักล้างกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮาร์โมนิกส์ในวงจรให้เหลือแต่องค์ประกอบความถี่มูลฐานทำให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ดีขึ้น ดังนั้น สิ่งที่สำคัญ คือ ต้องมีเทคนิคการคำนวณหากระแสชดเชยที่เหมาะสม จากนั้นจะต้องออกแบบวงจร แอคทีฟฟิลเตอร์ให้สามารถสร้างสัญญาณกระแสชดเชยตามที่คำนวณได้ โดยการออกแบบสัญญาณพัลส์วิดมอดคูเลตเพื่อควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ เช่น มอสเฟต(Mosfet) หรือ ไอจีบีที(IGBT) เป็นต้น

### 3.2.2 วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์แบบปริเรกกูเลเตอร์

สำหรับวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์แบบนี้จะอาศัยพื้นฐานของพัลส์วิดมอดคูเลต(Pulse width modulate)ที่นำมาควบคุมสวิตช์เป็นหลักมีอยู่หลายวิธี ดังนี้

1. วิธีแบบฟลายแบค(Flyback Method)
  2. วิธีแบบบัค(Buck Method)
  3. วิธีแบบบูต(Boost Method)
1. วิธีแบบฟลายแบค(Flyback Method)  
วิธีนี้มีผลทำให้กระแสอินพุทมีลักษณะไม่ต่อเนื่อง (Discontinue Current) ซึ่งทำให้กระแสสูงสุด(Peak current) สูงกว่ากระแสไลน์(Line current) ขนาดตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ต้องมีขนาดใหญ่กว่าวิธีแบบบัค และแบบบูต และแรงดันเอาต์พุตสามารถปรับให้ต่ำหรือสูงกว่าแรงดันอินพุทได้
  2. วิธีแบบบัค(Buck Method)  
วิธีนี้จะมีผลทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุท
  3. วิธีแบบบูต(Boost Method)  
กระแสอินพุทที่ผ่าน ตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรม(Series Inductor) จะมีลักษณะเป็นกระแสต่อเนื่อง และแรงดันด้านเอาต์พุตจะกระเพื่อมอยู่ที่แรงดันสูงสุดของแรงดันอินพุท

จากตารางที่ 3.1 จะเห็นว่าแอคทีฟฟิลเตอร์นั้นมีข้อดีมากกว่าวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ซึ่งในปริญญาณิพนธ์ฉบับนี้จะศึกษาวงจรกรองฮาร์โมนิกส์แบบแอคทีฟฟิลเตอร์

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบระหว่างแอกทีฟฟิลเตอร์และพาสซีฟฟิลเตอร์

ความสามารถของวงจร	วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์	วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์
สามารถกรองฮาร์โมนิกส์จากระบบไฟฟ้าทั้งหมด	ได้	ได้
สามารถกรองฮาร์โมนิกส์ได้หลายฮาร์โมนิกส์	ได้	ได้
ต้องการการวิเคราะห์ระบบไฟฟ้าอย่างละเอียด	ไม่ต้องการ	ต้องการอย่างยิ่ง
สามารถเปลี่ยนแปลงฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการได้ภายหลัง	ได้	ไม่ได้
สามารถต่อเพิ่มขนาดได้ภายหลัง หากโหลดเพิ่ม	ได้	อาจเกิดโอเวอร์โหลดได้
สามารถเลือกฮาร์โมนิกส์แบบไม่ต่อเนื่อง	ได้	ต้องเรียงลำดับจากน้อยไปหามาก
สามารถโปรแกรมการทำงานได้โดยผู้ใช้งาน	ได้	ไม่ได้
สามารถกำหนดฮาร์โมนิกส์ที่ต้องการได้	ได้	กำหนดไม่ได้, กรองทั้งหมด
ออกแบบโมดูล(Module) สามารถเพิ่มหรือลดได้ง่าย	ได้	แก้ไขไม่ได้
ไม่เกิดโอเวอร์โหลดแม้ฮาร์โมนิกส์จะมาก	ไม่โอเวอร์โหลด	เกิดโอเวอร์โหลดได้ง่าย
มีขนาดเล็กและเบา	ใช่	ขนาดใหญ่ และหนัก
สามารถกรองฮาร์โมนิกส์ได้แม้ในระบบที่มีเพาเวอร์แฟกเตอร์ใกล้ 1.0	ได้	ไม่ได้เพราะต้องใช้ตัวเก็บประจุจำนวนมากเป็นส่วนประกอบหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทดังนี้

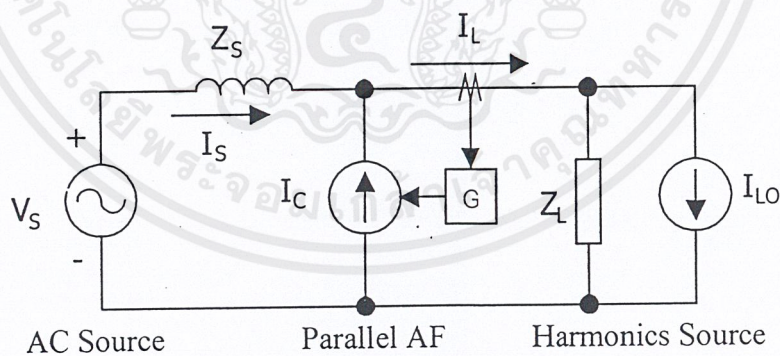
1. วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน
2. วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรม

#### 4.1 แอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน

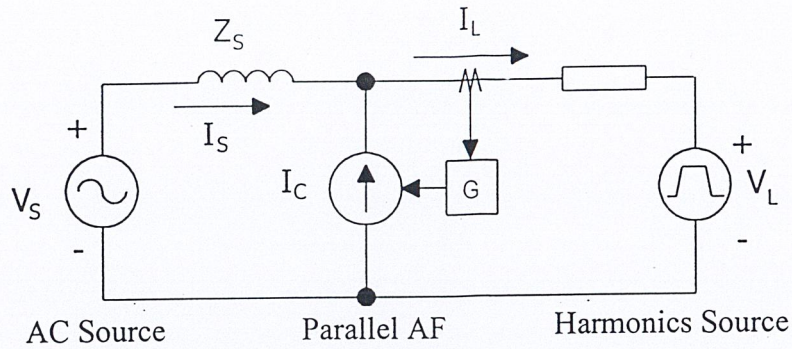
แอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้หลักการ พัดดับลิวเอ็ม ที่ต่อขนานกับแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ เพื่อฉีดกระแสชดเชยฮาร์โมนิกส์ ซึ่งเป็นกระแสที่มีขนาดเท่ากัน แต่มีเฟสตรงข้ามกับกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังด้านไฟสลับ ดังนั้นกลไกสำคัญของการทำงานจึงอยู่ที่ความสามารถในการตรวจจับ และคำนวณกระแสฮาร์โมนิกส์ที่จะทำการชดเชยให้ถูกต้อง ซึ่งเป็นส่วนของวงจรควบคุม

แอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนานสามารถแบ่งตามประเภทการทำงานได้อีก 2 ประเภท คือ

1. ใช้สำหรับแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์ ดังรูปที่ 4.1
2. ใช้สำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์ ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน สำหรับแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์



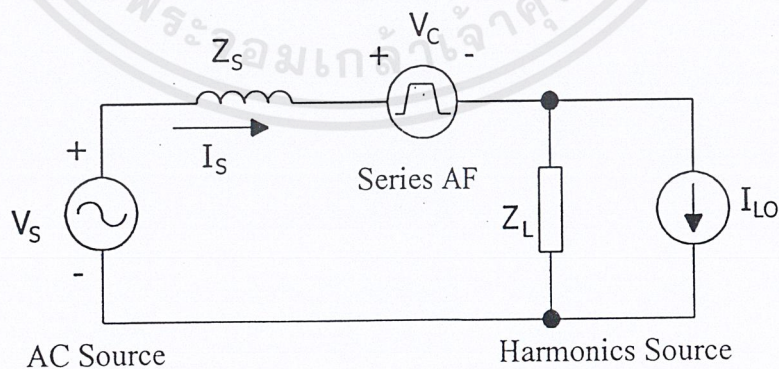
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน สำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์

#### 4.2 แอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรม

แอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรม จะเป็นการต่อวงจรอนุกรมระหว่าง แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับ กับแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ที่เป็นโหลด เพื่อทำการบังคับกระแสแหล่งจ่ายให้มีความเป็นไซน์ชอยดัล โดยแอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรมนี้ จะทำหน้าที่เป็นอิมพีแดนซ์สูงกับกระแสฮาร์โมนิกส์ เพื่อกั้นขวางไม่ให้กระแสฮาร์โมนิกส์ไหลจากโหลดไปสู่ระบบไฟฟ้ากำลัง และจากระบบไฟฟ้ากำลังไปสู่โหลดได้

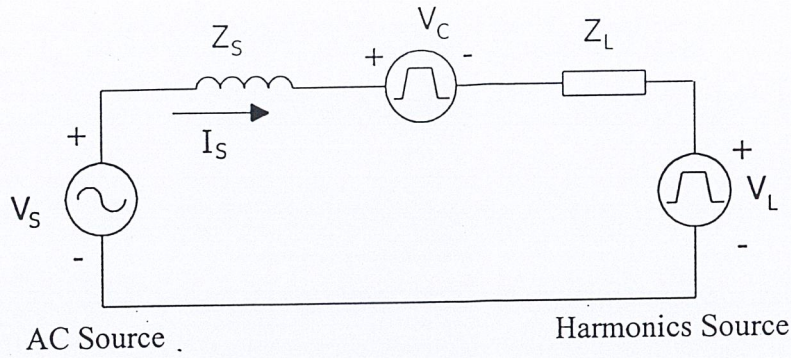
แอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรมนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทเช่นกันคือ

1. ใช้สำหรับโหลดที่เป็นแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์ ดังรูปที่ 4.3
2. ใช้สำหรับโหลดที่เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์ ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรม สำหรับแหล่งกำเนิดกระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรม สำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์

ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างแอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน กับแบบอนุกรม

คุณลักษณะ	แอกทีฟฟิลเตอร์แบบขนาน	แอกทีฟฟิลเตอร์แบบอนุกรม
รูป		
หลักการทํางาน	ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส	ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน
โหลดที่ใช้งาน	- โหลดอินคัลทีฟ - โหลดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส - โหลดที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสฮาร์โมนิกส์	- โหลดคาปาซิทีฟ - โหลดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน - โหลดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันฮาร์โมนิกส์
คุณลักษณะการชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์	ทํางานได้ดีและไม่ขึ้นกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ( $Z_s$ ) ในกรณีที่โหลดเป็นแหล่งจ่ายกระแส	ทํางานได้ดีและไม่ขึ้นกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ( $Z_s$ ) และอิมพีแดนซ์ของโหลด ในกรณีที่ใช้กับโหลดที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

แอกทีฟฟิลเตอร์ที่จะนำมาศึกษาในปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ จะพิจารณาแอกทีฟฟิลเตอร์ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสต่อขนานอยู่กับโหลดที่เป็นแหล่งจ่ายฮาร์โมนิกส์ ซึ่งหลักการฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์ที่มีขนาดเท่ากับกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นแต่มีเฟสตรงข้ามกัน เพื่อไปหักล้างกับกระแสฮาร์โมนิกส์ในระบบไฟฟ้า

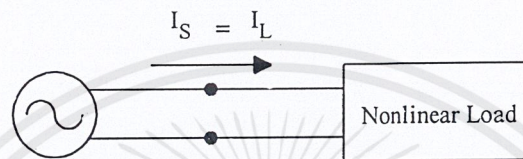
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

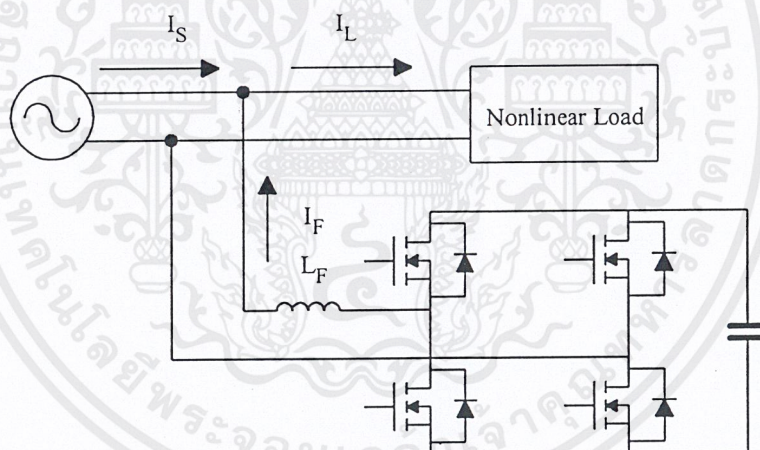
### ทฤษฎีและหลักการของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์แบบฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

#### 5.1 ทฤษฎีเบื้องต้น

พิจารณาระบบการส่งจ่ายไฟฟ้ากำลังดังรูป



รูปที่ 5.1 แสดงระบบที่ไม่มีการปรับปรุ่ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์



รูปที่ 5.2 แสดงระบบที่มีการปรับปรุ่ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์

โดยที่

$I_S$  คือ กระแสอินพุท

$I_L$  คือกระแสที่โหลด

$I_F$  คือกระแสชดเชยที่วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์สร้างขึ้นมา

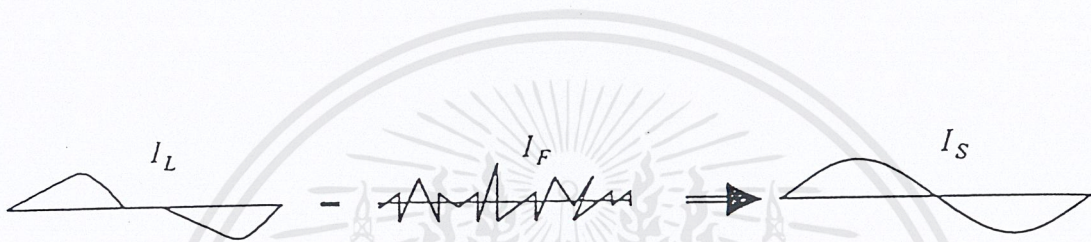
ในรูปที่ 5.1 แสดงระบบที่ไม่มีการปรับปรุ่ค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์นั้นคือกระแสอินพุทจะมีค่าเท่ากับกระแสโหลดคั้งสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_S = I_L \quad \dots(5.1)$$

ในรูปที่ 5.2 แสดงการนำแอมป์ที่ฟิวดอร์ต่อขนานกับระบบเพื่อปรับปรุงค่าอินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์และช่วยลดกระแสฮาร์โมนิกส์ ดังนั้นกระแสอินพุทจะมีค่าดังสมการ

$$I_S = I_L - I_F \quad \dots(5.2)$$



รูปที่ 5.3 แสดงกระแสตามสมการที่ 5.2

## 5.2 การวิเคราะห์กระแส

การหากระแสที่จะทำการชดเชยให้กับระบบนั้น จะต้องทำการศึกษาลักษณะของกระแสก่อนว่ากระแสนั้นประกอบด้วยองค์ประกอบอะไรบ้าง เพื่อหาวิธีการในการสร้างกระแสเพื่อที่จะชดเชยให้กับกระแสฮาร์โมนิกส์ของระบบ โดยทั่วไปแล้วกระแสที่เกิดในวงจรสามารถที่จะแยกเป็นองค์ประกอบต่างๆ คือ กระแสไฟตรง กระแสแอมป์หรือกระแสที่ความถี่มูลฐาน กระแสรีแอมป์ และกระแสฮาร์โมนิกส์ ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i_l(t) = i_o(t) + i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \quad \dots(5.3)$$

เมื่อ

$i_o$  คือ ไฟกระแสตรง(DC Component)

$i_p$  คือ กระแสที่มีเฟสตรงกับแรงดันของแหล่งจ่าย

$i_q$  คือกระแสรีแอมป์(Reactive current)

$i_h$  คือกระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่(5.3) นำมาวิเคราะห์ห้จะได้ว่าองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นจะมี 2 องค์ประกอบย่อยคือ ฮาร์โมนิกส์เลขคู่ และฮาร์โมนิกส์เลขคี่ซึ่งจากสมการที่ (5.3)สามารถขยายได้ดังนี้

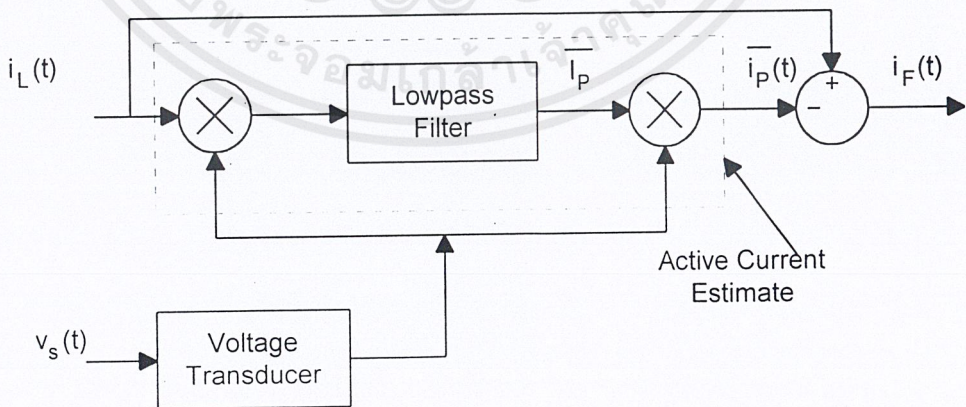
$$\begin{aligned}
 I_L(t) &= I_o + I_p \cos(\omega t) + I_q \sin(\omega t) \\
 &+ \sum_{j=1}^{\infty} \frac{I_{2j}}{2} [\cos((2j\omega + 1) + \phi_{2j}) + \cos((2j\omega - 1) + \phi_{2j})] \\
 &+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_{2k+1}}{2} [\cos((2k + 2)\omega t + \phi_{2k+1}) + \cos(2\omega t + \phi_{2k+1})] \quad \dots(5.4)
 \end{aligned}$$

จากการพิจารณาสมการที่ (5.4) เป็นสมการรูปทั่วไปของกระแสโหลด แต่ในทางปฏิบัติจะถือว่าองค์ประกอบกระแสตรง( $I_o$ ) มีค่าน้อยมากเสมือนไม่มีอยู่ในสมการ

จากสมการที่ (5.3) ถ้าให้วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์เป็นตัวจ่ายองค์ประกอบกระแสตรง( $I_o$ ), กระแสรีแอกทีฟ( $I_q$ ), กระแสฮาร์โมนิกส์( $I_h$ ) ดังนั้นแหล่งจ่ายจะต้องจ่ายเพียงกระแสแอกทีฟ( $I_p$ ) จากหลักการนี้เราสามารถหาค่ากระแสชดเชย( $I_F$ ) ซึ่งวงจรแอกทีฟสร้างขึ้นมาคือ

$$i_F(t) = i_L(t) - i_p(t) = i_L(t) - I_p \cos(\omega t) \quad \dots(5.5)$$

จากสมการนี้เราจะต้องหาค่าประมาณของ  $I_p$  ซึ่งเป็นขนาดของกระแสอินเฟส(In-phase current) โดยใช้หลักการตามรูปนี้



รูปที่ 5.4 แสดงไดอะแกรมแบบลูปเปิด(Open Loop) ที่ใช้คำนวณกระแสชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประมาณค่าของ  $I_p$  โดยวิธีรูปเปิดสามารถอธิบายได้ดังนี้

พิจารณาผลคูณสมการที่ (5.4) กับแรงดันอ้างอิง(Reference Voltage) ซึ่งเป็นสัญญาณ ไซน์ ขอยกตัด มีอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย ในที่นี้ใช้แรงดันอ้างอิงเป็นรูปฟังก์ชันของ  $\cos \omega t$  จะได้สมการดังนี้

$$i_L(t) = I_o \cos \omega t + \frac{I_p}{2} [1 + \cos(2\omega t)] + \frac{I_q}{2} \sin(2\omega t) \\ + \sum_{j=1}^{\infty} \frac{I_{2j}}{2} \{ \cos[(2j+1)\omega t + \phi_{2j}] + \cos[(2j-1)\omega t + \phi_{2j}] \} \\ + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_{2k+1}}{2} \{ \cos[(2k+2)\omega t + \phi_{2k+1}] + \cos[2k\omega t + \phi_{2k+1}] \} \quad \dots(5.6)$$

จากสมการที่ (5.6) จะถูกวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(Low pass Filter)ที่ตั้งความถี่คัทออฟ (Cut off frequency) ไว้เท่ากับ  $\omega$  กรองออกมาเหลือเพียงพจน์  $\frac{I_p}{2}$  หรือ  $\bar{i}_p$  จากนั้นนำไปคูณกับฟังก์ชัน  $\cos \omega t$  จะได้  $\bar{i}_p(t)$  หรือกระแสแอกทีฟ แล้วนำมาลบออกจาก  $i_L(t)$  เพื่อหาค่า  $i_f(t)$  แต่วิธีการนี้จะมีปัญหาอยู่ 3 ประการคือ

1. ขนาดแอมพลิจูดของแรงดันอ้างอิง(Reference Voltage), สเกลแฟกเตอร์(Scaling Factor)ของการคูณและค่าขยาย(Gain)ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีผลต่อขนาดของ  $\bar{i}_p(t)$
2. หากมีการเลื่อนเฟส(Phase Shift) เพียงเล็กน้อยที่ Voltage Transducer มีผลต่อความแม่นยำของวงจร
3. ถ้าแรงดันที่แหล่งจ่ายมีการผิดเพี้ยน จะทำให้  $\cos \omega t$  ซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิงผิดเพี้ยนไป

### 5.3 การควบคุมกระแสโดยการใช้วงจรควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส

#### 5.3.1 เทคนิคการควบคุมกระแส

เนื่องจากเทคนิค พีคดับลิวิตี เป็นารควบคุมกระแสขาออกของอินเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายแรงดัน ดังนั้นในการควบคุมกระแสขาออกโดยใช้เทคนิคพีคดับลิวิตีนี้ จึงสามารถทำได้โดยอาศัยการป้อนกลับของกระแส โดยใช้อุปกรณ์ตรวจจับกระแส เพื่อป้อนสัญญาณกระแสเข้าสู่ วงจรควบคุม ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบกระแสที่ทำการจ่ายจริงกับกระแสอ้างอิง จะได้กระแสผิดพลาดเพื่อนำผลลัพธ์ที่ได้ไปกำหนดการสวิตซ์ที่เหมาะสม จากนั้นจึงผ่านสัญญาณที่ได้ไปป้อนสู่

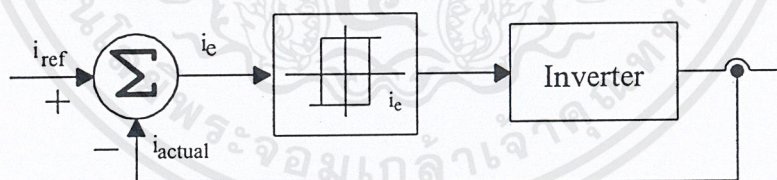
อินเวอร์เตอร์ ในที่สุดทำให้กระแสผิดพลาด และแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ ก็จะเป็นพีคดับลิว เอ็มด้วย ซึ่งก็จะไปทำการควบคุมรูปคลื่นกระแสขาออกให้เหมือนกับกระแสอ้างอิงนั่นเอง

กลไกในการควบคุมกระแสให้ได้ประสิทธิภาพสูง ในทางปฏิบัติก็เป็นเรื่องที่ยุ่งยากมากเนื่องจากการใช้งานจริงไม่สามารถที่จะไปกำหนดลักษณะของโหลดที่ตายตัวทำให้กระแสของโหลดก็เปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นเงื่อนไขที่จำเป็นเพื่อให้การควบคุมกระแสได้ผลดีควรมีลักษณะดังนี้

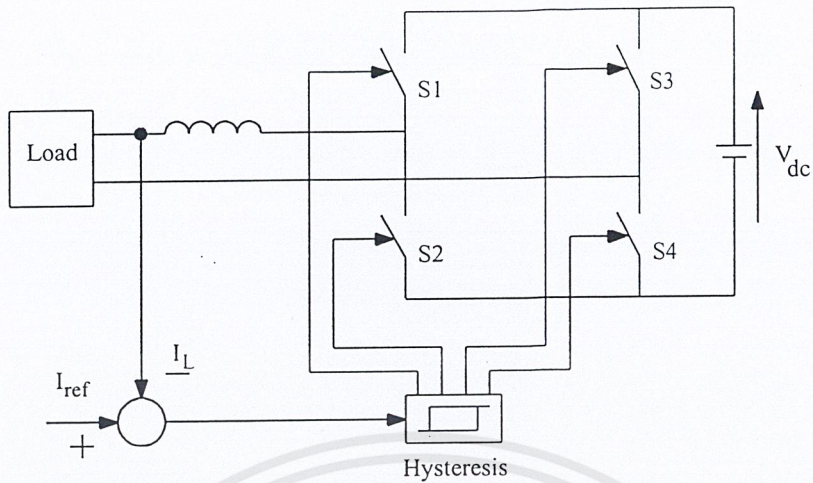
1. มีคุณลักษณะยูติไลซ์เซชันของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงที่ดี
2. มีกระแสเออร์เรอร์ค่อนข้างต่ำทั้งในสถานะสแตติกและไดนามิก ซึ่งหมายถึงผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบของกระแสอ้างอิง และกระแสที่จ่ายจริงมีค่าต่ำทั้งในสถานะคงตัว และในสถานะการทำงานแบบทรานเซียน
3. มีค่าการสูญเสียจากการสวิตซ์ต่ำในวงจรอินเวอร์เตอร์
4. ต้องมีค่าเวลาที่เพียงพอ เพื่อให้ระบบควบคุมและการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ทำงานได้อย่างเหมาะสม

### 5.3.2 การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซีต

ลักษณะของบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และการทำงานของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.6 ซึ่งมีชื่อเรียกว่าการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซีต

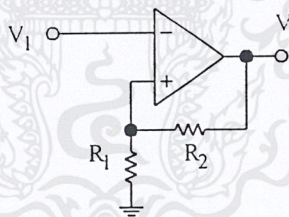


รูปที่ 5.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซีต



รูปที่ 5.6 แสดงการทำงานของวงจรฮิสเตอร์รีซิสสำหรับการควบคุมกระแส

วงจรฮิสเตอร์รีซิส สามารถกำหนดขอบเขตของฮิสเตอร์รีซิสได้จากการเลือกค่า ความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ตามรูปที่ 5.7 โดยถ้าของเขตของฮิสเตอร์รีซิสมีช่วงแคบ จะทำให้การควบคุมกระแสใกล้เคียงตามที่ต้องการมากที่สุด



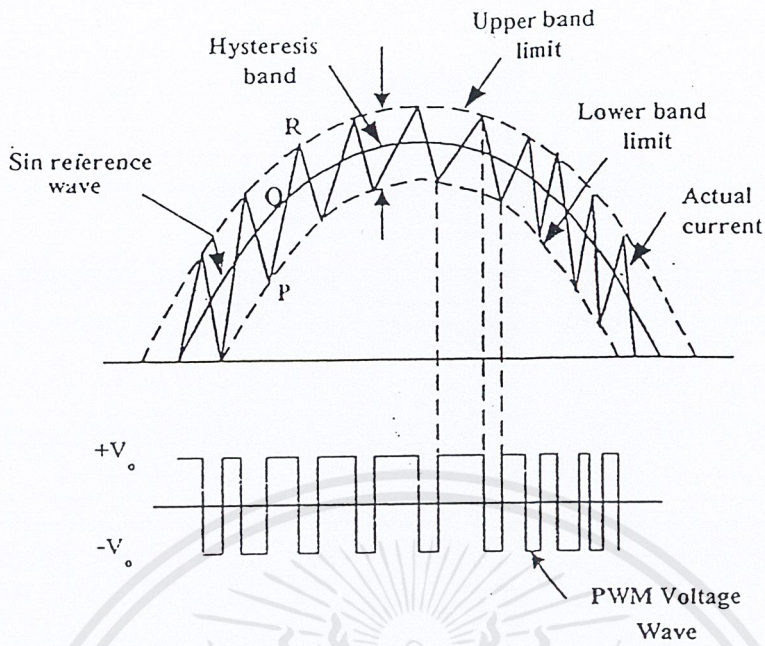
รูปที่ 5.7 แสดงวงจรฮิสเตอร์รีซิส

$$V_o = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc} \quad \dots(5.7)$$

### 5.3.3 การทำงาน

กระแสขาออกของอินเวอร์เตอร์จะถูกตรวจจับ และถูกนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นของกระแสอ้างอิงที่ต้องการ จากนั้นผลของการเปรียบเทียบที่ได้จะถูกป้อนเข้าสู่ตัวควบคุมกระแส ซึ่งตัวควบคุมกระแสนี้จะทำการผลิตสัญญาณ เพื่อป้อนเข้าสู่อินเวอร์เตอร์ดังรูป 5.8

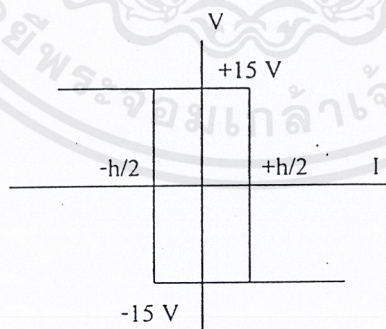
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 แสดงการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซีต

จากรูปที่ 5.8 จะเห็นว่าจะเป็นลักษณะสัญญาณควบคุมกระแสของสวิตช์ และคุณลักษณะของฮิสเตอร์รีซีตจะเป็นดังสมการ

$$V_{out} = \begin{cases} -15 & \text{ถ้า } \Delta i < -\frac{h}{2} \\ +15 & \text{ถ้า } \Delta i > \frac{h}{2} \end{cases} \quad \dots(5.7)$$



รูปที่ 5.9 แสดงกราฟแรงดันระหว่าง  $V_o$  กับ  $I$  ที่มีลักษณะเป็นฮิสเตอร์รีซีต

เมื่อ  $h$  แสดงความกว้างของลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างต้นถ้าค่าของ  $-h/2 \leq \Delta I \leq h/2$  นั้นจะให้ค่าของสัญญาณเอาต์พุทไม่เปลี่ยนแปลง ความกว้างของรูป  $h$  สามารถพิจารณาเป็นความกว้างของทอริโอรีเรนค์เบนของกระแส  $I$  เพราะถ้ายังมีกระแสเออร์เรอร์อยู่ในช่วงเบนนี้ การทำงานของตัวควบคุมก็ยังให้ค่าเอาต์พุทที่ไม่เปลี่ยนแปลง แต่ถ้าค่าของเออร์เรอร์ที่ได้มีค่าสูงเกินไป เช่นในกรณีที่กระแสจ่ายจริงอยู่ต่ำกว่าลูกคลื่นของกระแสอ้างอิงเกินค่า  $h/2$  ผลลัพธ์ที่ได้ก็จะกลายเป็น  $-15$  ซึ่งมีผลทำให้ค่ากระแสขาออกมีค่าสูงขึ้น ในทำนองเดียวกันจะได้  $+15$  เมื่อกระแสขาออกมีค่าเกิน  $-h/2$  ซึ่งจะทำให้กระแส  $I$  ลดลง

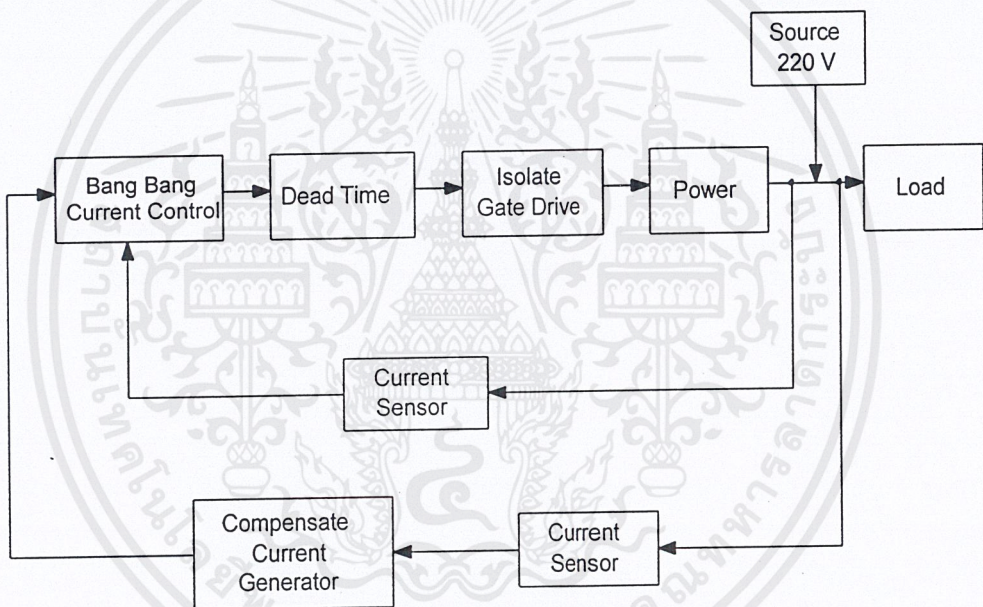


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### การสร้างและการออกแบบ

การทำงานของแอกทีฟฟิลเตอร์จะประกอบไปด้วย ส่วนที่สร้างกระแสชดเชยเพื่อเพื่อจ่ายกระแสชดเชยเข้าไปหักล้างกับกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นให้แก่ระบบ และส่วนของการควบคุมกระแส เพื่อให้จ่ายกระแสที่มีลักษณะตามที่ต้องการเพื่อชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ โดยนำสัญญาณควบคุมที่ได้ไปควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์ ที่มีตัวเก็บประจุต่ออยู่เพื่อจ่ายพลังงานที่มีส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์ และส่วนกระแสรีแอกทีฟ ซึ่งวงจรโดยรวมของแอกทีฟฟิลเตอร์แสดงไว้ที่บล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์

#### วงจรและส่วนประกอบของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์

ในการทำงานของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์สามารถแยกออกได้ 2 ส่วน คือ

1. ส่วนที่ทำหน้าที่สร้างกระแสชดเชย จะประกอบด้วย
  - ส่วนที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้า
  - วงจรคูณ
  - วงจรกรองความถี่ต่ำ
  - วงจรลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

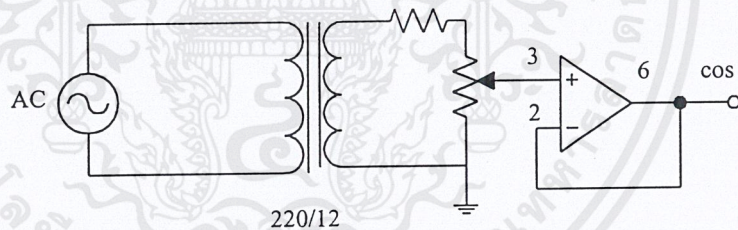
2. ส่วนที่ทำารควบคุมและสร้างกระแสชดเชย ประกอบไปด้วย

- วงจรควบคุมกระแส
- วงจรเพื่อเวลา
- วงจรขับเกท
- วงจรตรวจจับกระแส
- วงจรกำลัง
- วงจรไฟเลี้ยง
- 

### 6.1 ส่วนที่ทำหน้าที่สร้างกระแสชดเชย

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่สร้างกระแสชดเชยอ้างอิงให้แก่แอกทีฟฟิลเตอร์ เพื่อทำการฉีดกระแสชดเชยให้แก่โหลดเพื่อชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นกับระบบ ในส่วนนี้มีส่วนที่เป็นอินพุทอยู่ 2 องค์ประกอบที่จะนำมาคำนวณในวงจรสร้างกระแสชดเชย คือกระแสโหลด และแรงดันของแหล่งจ่าย จึงต้องป้อนสัญญาณทั้งสองเข้ามา จากนั้นสัญญาณทั้งสองจะทำงานดังรูปที่ 6.2

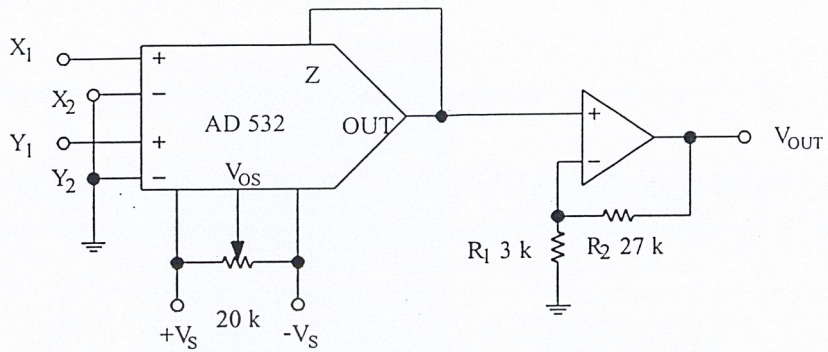
#### 6.1.1 ส่วนที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 6.2 แสดงวงจรส่งสัญญาณแรงดัน

วงจรที่ใช้ในการส่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้า  $\cos \omega t$  รูปที่ 6.2 จะต้องมีเฟสตรงกับแหล่งจ่าย และแยกกราวด์ ส่วนของวงจรกำลังและวงจรควบคุมด้วยการใช้หม้อแปลง step down ให้มีแรงดัน 12 V แล้วเข้าตัวต้านทานปรับค่าได้ เพื่อเปลี่ยนแรงดันให้เหลือ 1 V จากนั้นป้อนเข้าวงจรบัฟเฟอร์ต่อไฟเลี้ยง  $\pm 15V$  เพื่อนำสัญญาณไปใช้ในการหากระแสชดเชย

6.1.2 วงจรคูณ



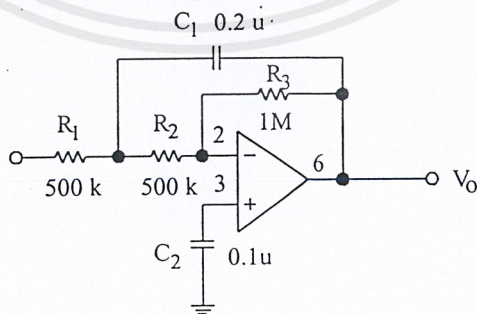
รูปที่ 6.3 แสดงวงจรคูณ

การทำงานของวงจรมคูณสัญญาณซึ่งจากโครงสร้างของ AD532 มีขาอินพุตแบบดิฟเฟอเรนเชียล ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนเป็นสมการทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันจะได้ดังนี้

$$V_{out} = (V_{X1} - V_{X2})(V_{Y1} - V_{Y2})/10 \quad \dots(6.1)$$

การป้อนสัญญาณให้กับ AD532 อาจป้อนโดยใช้ขาดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อหาค่าความแตกต่างของสัญญาณอินพุตที่ขา X และ Y สำหรับขาใดที่ไม่ได้ใช้งานก็ต่อลงกราวด์ทั้งหมด ตัวต้านทานปรับค่าได้ต่อไว้เพื่อทำการปรับ Vos ซึ่งเป็นส่วนออฟเซตสำหรับปรับค่าชดเชยเมื่ออินพุตทั้งสองมีค่าเป็น 0 โวลต์ด้วย หรือปรับตั้งค่าออฟเซตให้เหมาะสมกับวงจรในภาคอื่นๆ

6.1.3 วงจรกรองความถี่ต่ำ

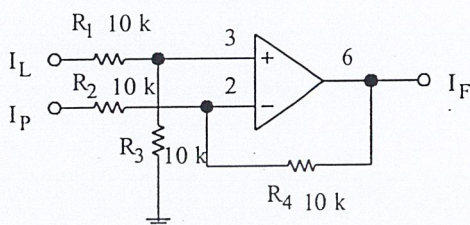


รูปที่ 6.4 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่ออกแบบให้มีความถี่คutoff ที่ 25 Hz เพื่อให้ได้ค่าขนาดของ  $I_p$  ที่มีแต่ ส่วนของ DC

#### 6.1.4 วงจรลบ



รูปที่ 6.5 แสดงวงจรลบ

เมื่อได้สัญญาณ  $I_p \cos(\omega t)$  จากการคำนวณ จะสามารถหา  $I_F$  ซึ่งเป็นกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ จะต้องชดเชย ได้จากวงจรลบดังรูปที่ 6.5 โดยจ่ายไฟเลี้ยงออปแอมป์  $\pm 15V$

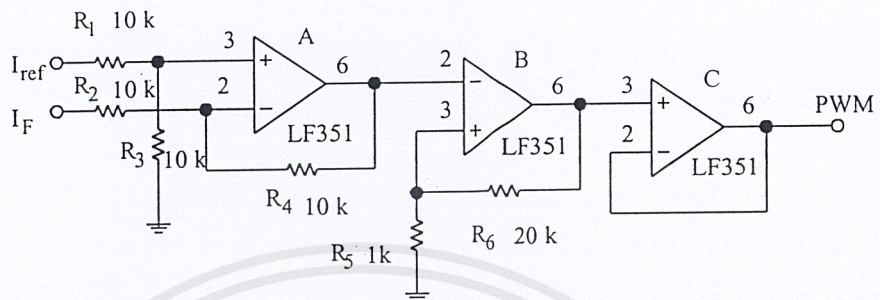
จากวงจรข้างต้น สามารถสร้างกระแสชดเชยได้โดยการต่อวงจรตามบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 6.1 โดยการนำสัญญาณ  $\cos(\omega t)$  จากหม้อแปลง step down และสัญญาณ  $i_L$  จากการจรวจจับกระแส นำมาคูณกัน และผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ โดยออกแบบให้มีความถี่คutoff ที่  $\omega t$  เพื่อให้ได้ สัญญาณส่วนของ DC ซึ่งเป็นขนาดของกระแส  $I_p$  เพื่อให้ได้ผลที่ได้ออกมาเป็นไปตามสมการที่ (5.4)

เมื่อได้ขนาดกระแส  $I_p$  นำมาคูณกับสัญญาณ  $\cos(\omega t)$  ได้เป็นสัญญาณของกระแสส่วน แอคทีฟ ดังนั้นจากสมการที่(5.5) จะได้กระแสชดเชยโดยการนำเอาสัญญาณ  $i_L$  ลบกับ  $I_p \cos(\omega t)$  ซึ่งกระแสชดเชยที่จะจ่ายให้กับระบบเพื่อแก้ไขกระแสฮาร์โมนิกส์จะประกอบด้วยกระแสรีแอกทีฟ และกระแสฮาร์โมนิกส์ ต่าง ๆ

#### 6.2 ส่วนที่ทำการควบคุม และสร้างกระแสชดเชย

การทำงานในส่วนนี้ จะเป็นการนำกระแสชดเชยที่จะต้องจ่ายจริง กระแสชดเชยอ้างอิงที่ได้ มาจากส่วนที่ 6.1 มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสที่อินเวอร์เตอร์จ่ายอยู่เพื่อนำไปคำนวณ สร้างสัญญาณสวิตชิ่งโดยใช้วงจรแบ่ง แบน หรือวงจรควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส เพื่อนำไปป้อนเข้าสู่ วงจรเพื่อเวลาและวงจรจับเกทเพื่อสร้างสัญญาณสวิตชิ่งไปป้อนอินเวอร์เตอร์ทำการสร้างกระแสชดเชยต่อไป

## 6.2.1 วงจรแบ่ง แบ่ง



รูปที่ 6.6 แสดงวงจรแบ่ง แบ่ง

วงจรแบ่ง แบ่ง สามารถแบ่งออกเป็นส่วนดังนี้

- ส่วนวงจรลบ

ออปแอมป์ A เปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณอ้างอิง  $I_{ref}$  กับสัญญาณกระแสที่ชดเชย ( $I_f$ ) จะได้สัญญาณ error แล้วนำสัญญาณไปวงจรอินเวอร์ตอร์รี่ชิส โดยจ่ายไฟเลี้ยง  $\pm 15 V$

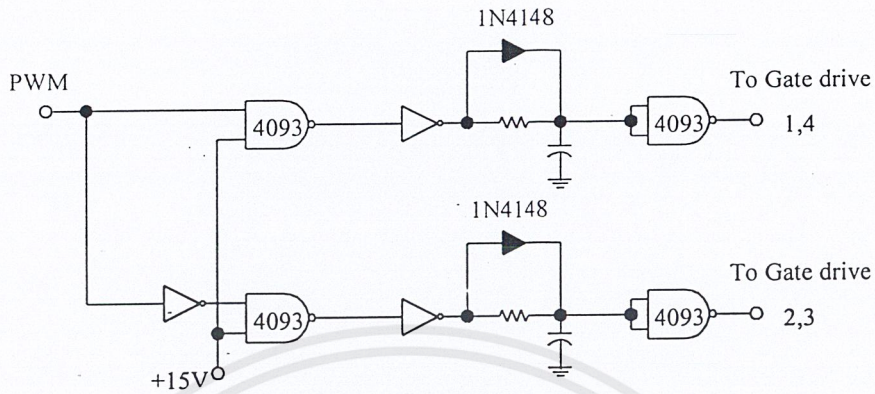
- ส่วนสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์

สัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ A มาผ่านวงจรอินเวอร์ตอร์รี่ชิส คอมพาราเตอร์ออปแอมป์ B โดยสัญญาณที่เข้ามาถ้ามากกว่าขอบเขตบน จะได้สัญญาณ  $+15 V$  แต่ถ้าสัญญาณที่เข้ามาน้อยกว่าขอบเขตล่างจะได้สัญญาณ  $-15 V$  โดยจ่ายไฟเลี้ยงออปแอมป์  $\pm 15 V$

- ส่วนบัฟเฟอร์(Buffer)

ออปแอมป์ C จะนำสัญญาณที่ผ่านจากออปแอมป์ B ผ่านออกไปโดยกันไม่ให้สัญญาณเกิดการผิดเพี้ยนมารบกวนทางออปแอมป์ C โดยจ่ายไฟเลี้ยงออปแอมป์  $\pm 15 V$

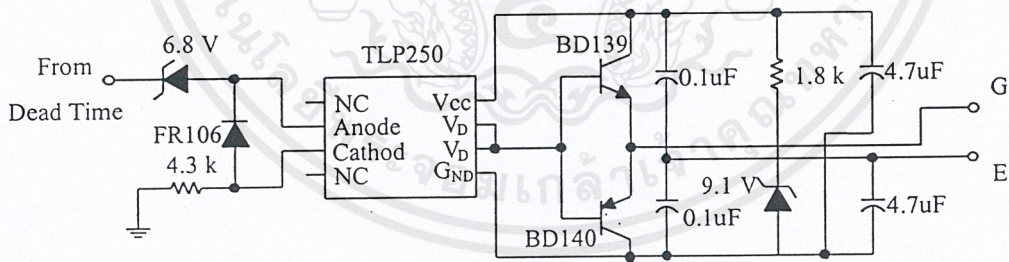
6.2.2 วงจรเพื่อเวลา



รูปที่ 6.7 แสดงวงจรเพื่อเวลา

วงจรเพื่อเวลามีไว้เพื่อป้องกันสวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน ซึ่งจะเกิดการลัดวงจรในกิ่ง ซึ่งจะทำให้สวิตช์เสียหายได้ และการกำหนดช่วงเพื่อเวลาเราสามารถ กำหนดได้จากค่าความต้านทานและค่า คาปาซิเตอร์ ซึ่งในทางปฏิบัติควรใช้ความต้านทานแบบปรับค่าได้ เพราะสามารถปรับเปลี่ยนช่วงเวลาที่เมื่อได้ สัญญาณที่ได้จากวงจรเพื่อเวลาส่งไปยังวงจรขับเคลื่อนต่อไป

6.2.3 วงจรขับเคลื่อน

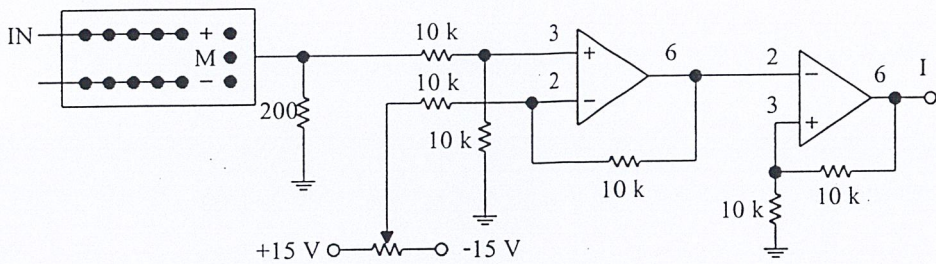


รูปที่ 6.8 แสดงวงจรขับเคลื่อน

อุปกรณ์หลักของวงจรขับเคลื่อนนี้คือ ไอซี TLP250 ซึ่งเป็นออปโตคัปเปิลเลอร์(Optocoupler) ที่แอลที 250 นี้สามารถตอบสนองความถี่ได้ดีมาก และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้สามารถนำไปขับเคลื่อนได้โดยไม่ต้องผ่านวงจรปรับแต่งสัญญาณซึ่งอาจจะทำให้สัญญาณในแต่ละเอาต์พุตที่ไปขับเคลื่อนไม่เท่ากัน สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตส่งไปยังวงจรสวิตช์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6.2.4 วงจรตรวจจับกระแส

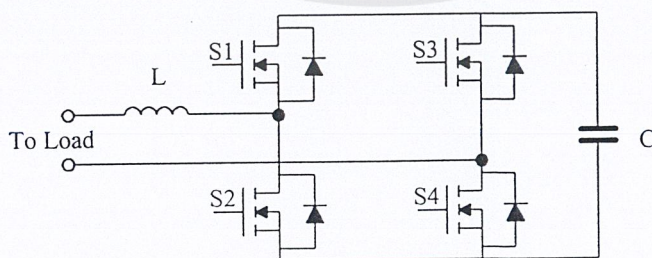


รูปที่ 6.9 แสดงวงจรตรวจจับกระแส

การควบคุมกระแสฮอลล์โมนิคส์ เพื่อที่จะฉีดเข้าไปแก้ไขให้แกระบบ โดยใช้การควบคุมแบบ แบน แบน จะทำให้สัญญาณของกระแสมีความถี่สูง จึงไม่สามารถใช้ Current Transformer ได้ เพราะไม่เหมาะสมที่วัดความถี่สูง ซึ่งอาจจะทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวได้ ดังนั้นในการตรวจจับสัญญาณของกระแสจะใช้วงจร Hall Effect ซึ่งสามารถวัดสัญญาณของกระแสได้ตั้งแต่ 0-100 kHz ทำให้ได้สัญญาณของกระแสที่มีความถูกต้อง

ในวงจรนี้จะต่อให้ Hall Effect มี turn ratio มีค่าเท่า 1:1000 ดังนั้นถ้ากระแสเข้ามา 1 A จะออกจาก Hall Effect 1mA จากนั้นนำกระแสที่ได้ต่อกับตัวต้านทาน 200  $\Omega$  จะได้สัญญาณขนาด 0.2 V สัญญาณที่ได้จะมีค่า offset จึงต้องแก้ไขด้วยวงจร ออปแอมป์ A ให้สัญญาณที่ได้จาก Hall Effect เข้าที่ขั้วบวกแล้วไฟ  $\pm 15V$  เข้าที่ขาลบ จากนั้นนำสัญญาณเข้าวงจรขยายสัญญาณ ออปแอมป์ B มีค่า gain = 5 เพื่อให้ได้สัญญาณขนาด 1 V ต่อกระแส 1 A

## 6.2.5 วงจรกำลัง

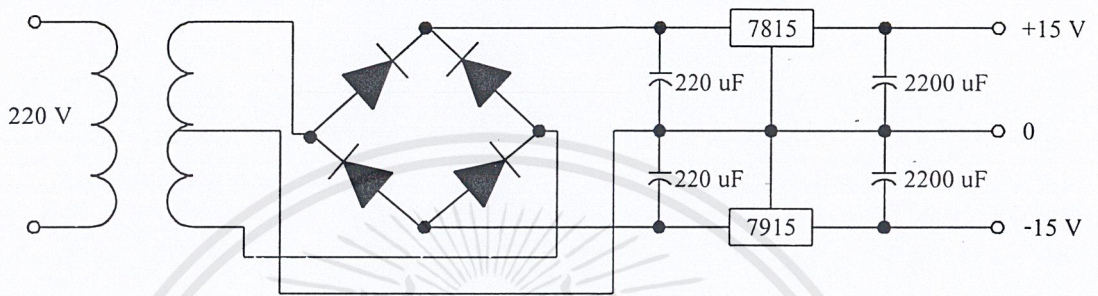


รูปที่ 6.10 แสดงวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ได้จากวงจรขับเคลื่อน จะนำมาป้อนสู่วงจรกำลังที่ขาเกทของอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อเปิด ปิดการทำงานให้จ่ายกระแสตามวงจรควบคุม

### 6.2.6 วงจรไฟเลี้ยง



รูปที่ 6.11 แสดงวงจรไฟเลี้ยง

วงจรไฟเลี้ยงใช้สำหรับวงจรควบคุม ใช้ไฟเลี้ยง  $\pm 15$  V ดังรูปที่ 6.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### ผลการทดลอง

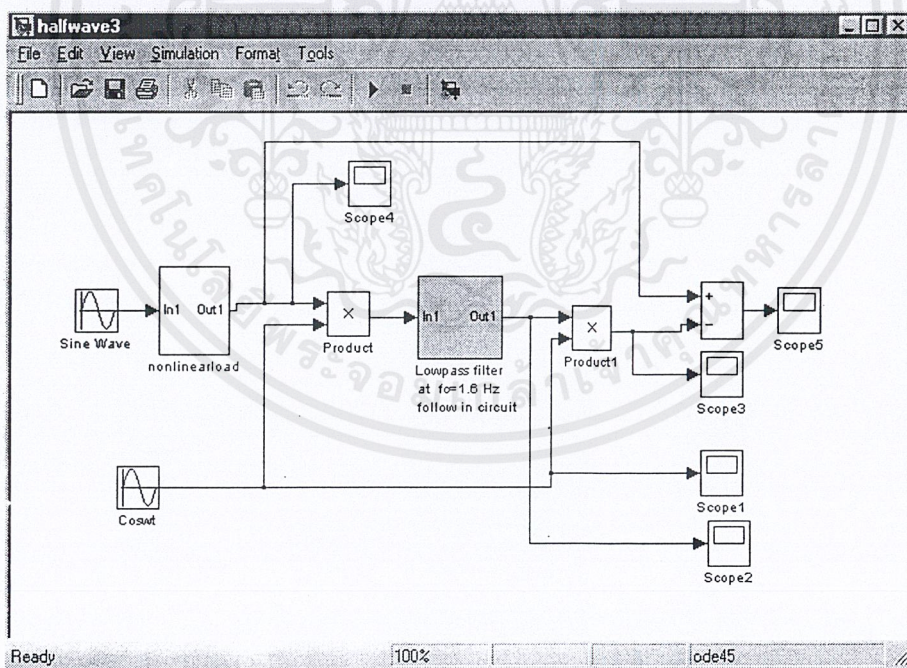
การทดลองในปริณญาณิพนธ์ฉบับนี้แบ่งการทดลองออกเป็น 2 ส่วนคือ

1. จำลองการคำนวณหากระแสชดเชยโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และการคำนวณหากระแสชดเชยในวงจรต้นแบบ โดยผลของการหาค่ากระแสชดเชย ( $I_f$ ) โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ นั้น จะนำไปเปรียบเทียบกับผลของการคำนวณหากระแสชดเชย ในวงจรต้นแบบว่าการคำนวณจากวงจรต้นแบบนั้นมีความถูกต้องแม่นยำมากน้อยเพียงใด เพื่อที่จะลดฮาร์โมนิกส์ได้มากที่สุด

2. การทดลองกับวงจรต้นแบบ จากการทดลองข้อที่ 1 เมื่อได้กระแสชดเชยที่ถูกต้องเพื่อที่จะฉีดเข้าไปในระบบแล้ว ก็จะทดลองในวงจรต้นแบบโดยจ่ายโหลด ไดโอดเรกติไฟร์ และบริดจ์เรกติไฟร์ ที่พิกัดแรงดัน 220 โวลต์

#### 7.1 ผลการจำลองชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ศึกษาผลของรูปสัญญาณต่างๆ ของไดอะแกรมแบบลูปเปิด



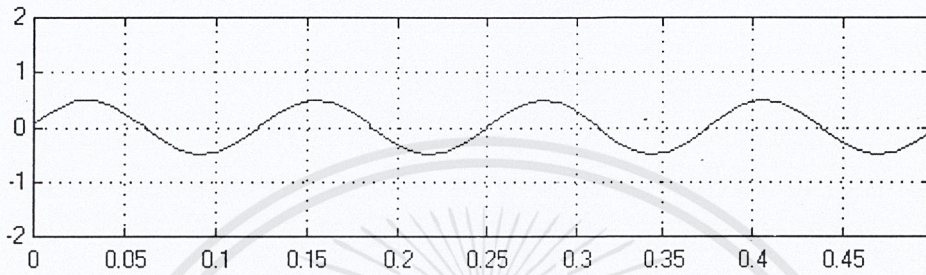
รูปที่ 7.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่วิเคราะห์แบบลูปเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษานั้นเป็นการจำลองกระแสไหลดไม่เป็นเชิงเส้น 2 ลักษณะคือ

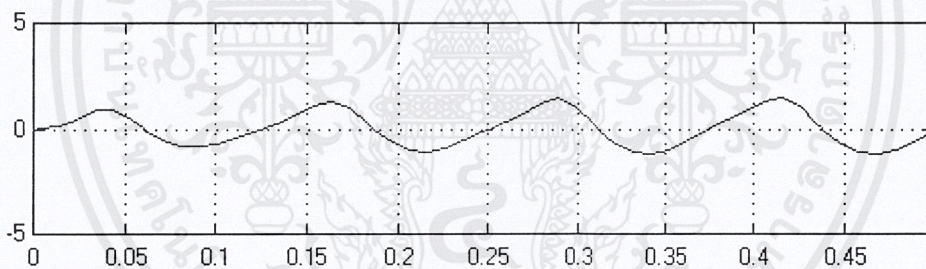
1. ไหลดเป็นไดโอด การวัดและตำแหน่งการวัดเป็นไปตามรูปที่ 7.1 มีดังนี้

1.1 วัดสัญญาณ  $\cos \omega t$  ที่ตำแหน่ง Scope 1 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.2



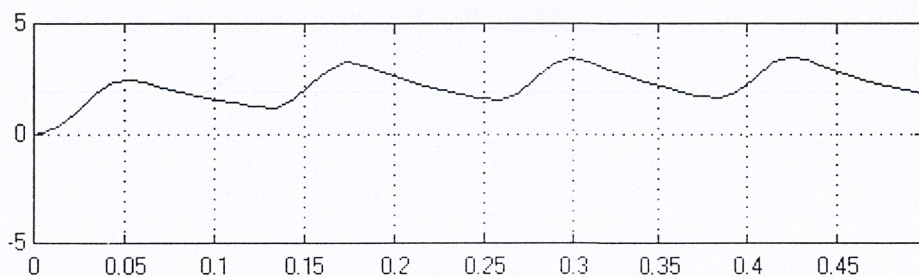
รูปที่ 7.2 แสดงสัญญาณ  $\cos \omega t$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 1

1.2 วัดกระแสแอกทีฟ  $i_p(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 2 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.3



รูปที่ 7.3 แสดงกระแสแอกทีฟ  $i_p(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 2

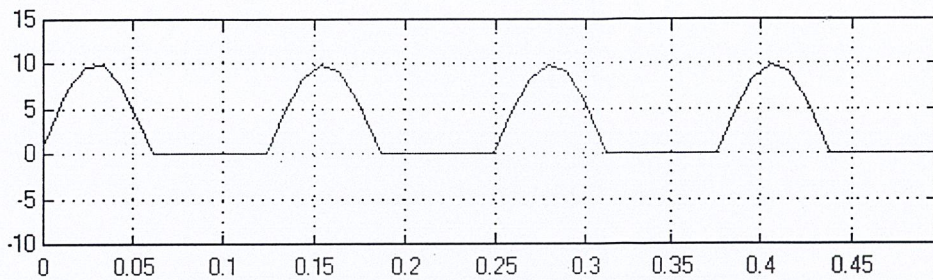
1.3 วัดกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ที่ตำแหน่ง Scope 3 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.4



รูปที่ 7.4 แสดงกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ตำแหน่งวัดที่ Scope

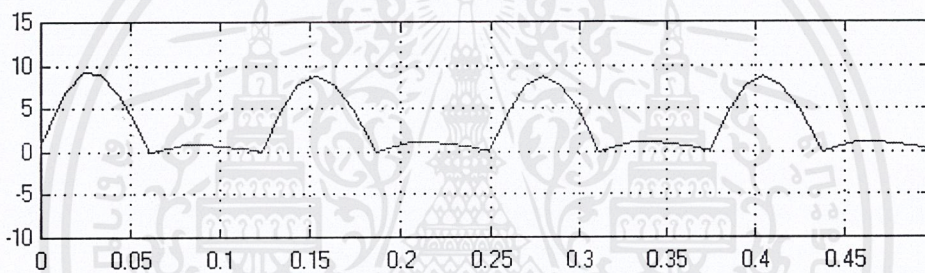
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 วัดกระแสไหลด  $i_l(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 4 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.5



รูปที่ 7.5 แสดงกระแสไหลด  $i_l(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 4

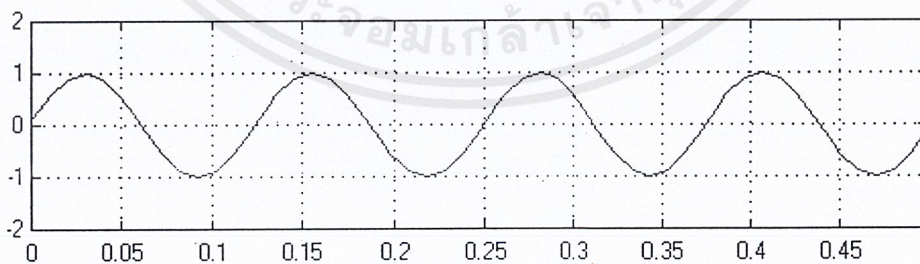
1.5 วัดกระแสฮาร์โมนิกส์  $i_r(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 5 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.6 แสดงกระแสฮาร์โมนิกส์  $i_r(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 5

1. โหลดเป็นบริดจ์เรกติไฟร์ การวัดและตำแหน่งการวัดเป็นไปตามรูปที่ 7.1 มีดังนี้

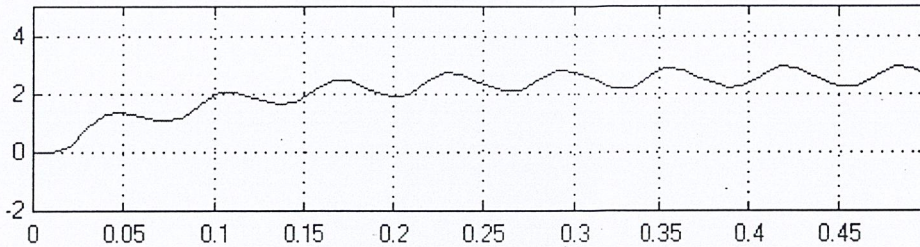
2.1 วัดสัญญาณ  $\cos \omega t$  ที่ตำแหน่ง Scope 1 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.7



รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณ  $\cos \omega t$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 1

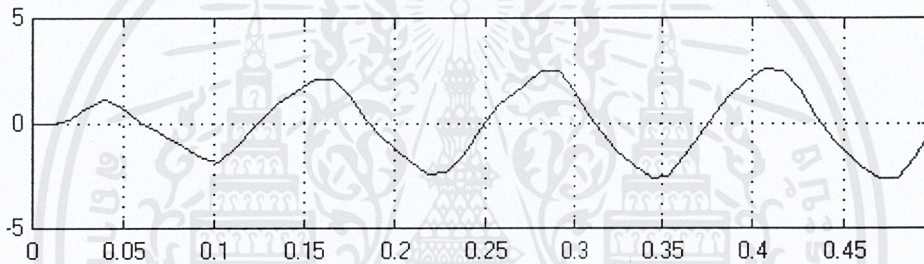
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วัดกระแสแอกทีฟ  $i_p(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 2 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.8



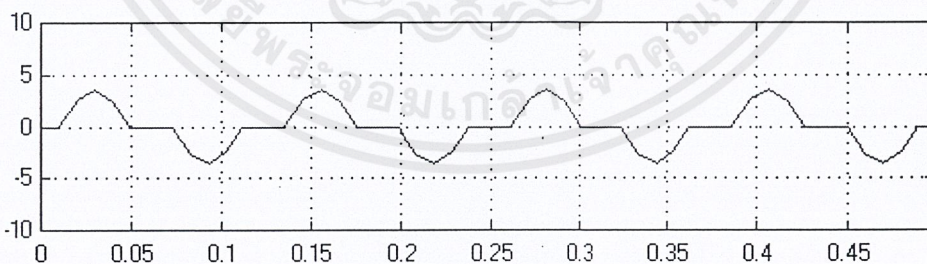
รูปที่ 7.8 แสดงกระแสแอกทีฟ  $i_p(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 2

2.3 วัดกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ที่ตำแหน่ง Scope 3 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.9



รูปที่ 7.9 แสดงกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 3

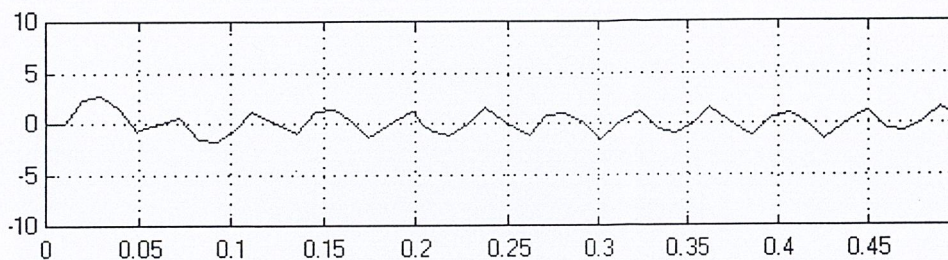
2.4 วัดกระแสไหลด  $i_i(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 4 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.10



รูปที่ 7.10 แสดงกระแสไหลด  $i_i(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 4

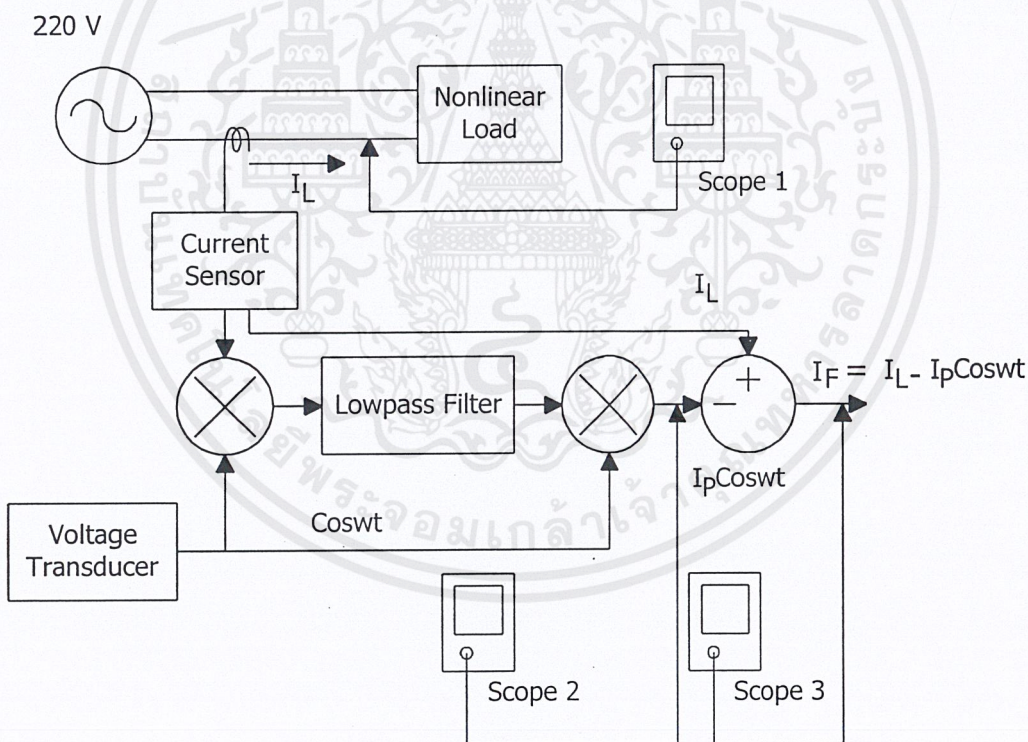
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วัดกระแสฮาร์โมนิกส์  $i_r(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 5 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.11



รูปที่ 7.11 แสดงกระแสฮาร์โมนิกส์  $i_r(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 5

### 7.2 การหากระแสชดเชยในวงจรต้นแบบ

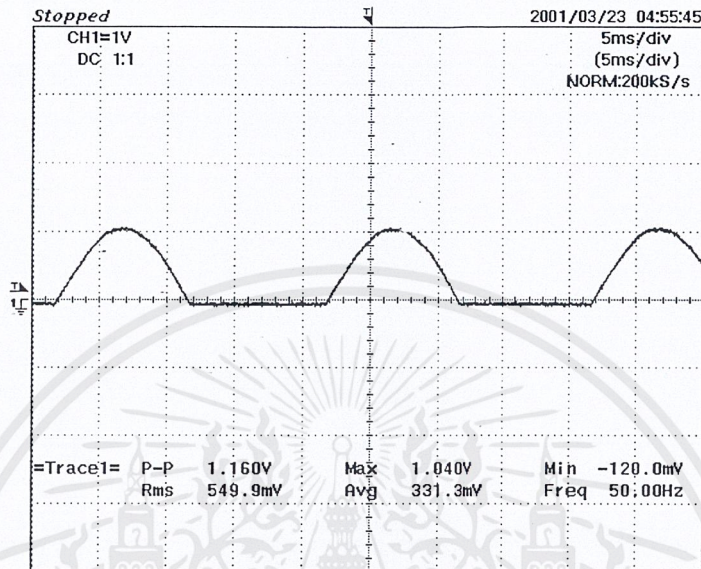


รูปที่ 7.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการหากระแสชดเชย  $i_r(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

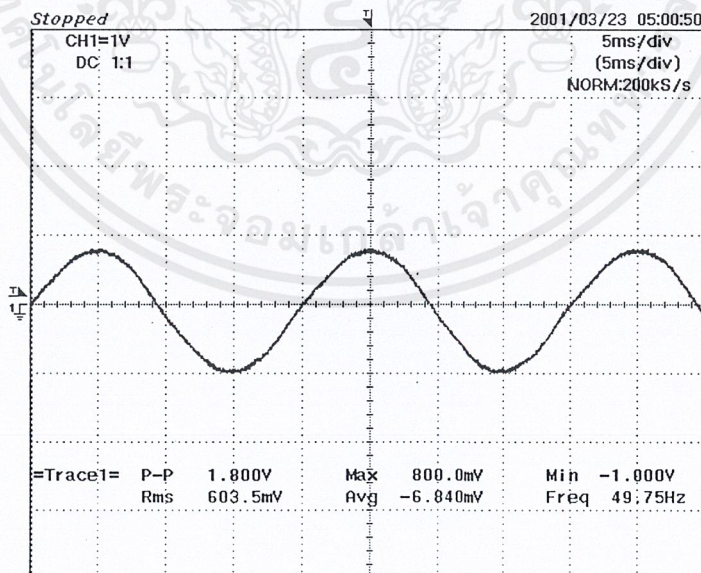
1. เมื่อโหลดเป็นไดโอดเมื่อโหลดเป็นไดโอด การวัดและตำแหน่งการวัดเป็นไปตามรูปที่ 7.12

1.1 วัดกระแสโหลด  $i_L(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 1 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.13



รูปที่ 7.13 แสดงกระแสโหลด  $i_L(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 1

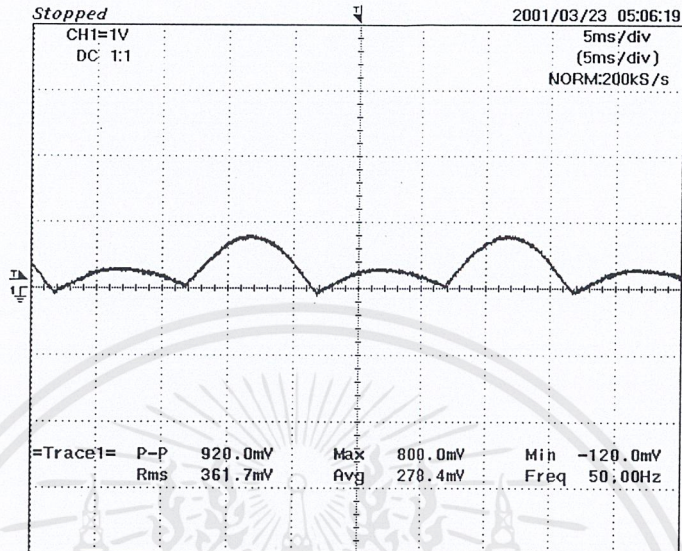
1.2 วัดกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ที่ตำแหน่ง Scope 2 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.14



รูปที่ 7.14 แสดงกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

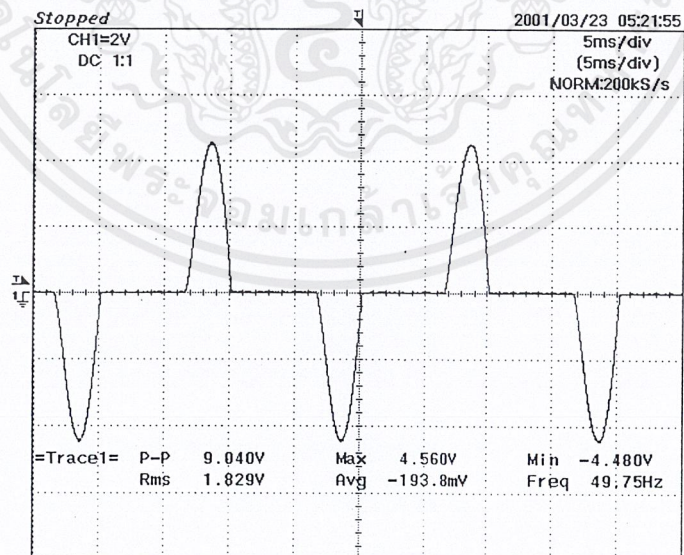
1.3 วัดกระแสฮาร์โมนิกส์  $i_f(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 3 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.15



รูปที่ 7.15 แสดงกระแสฮาร์โมนิกส์  $i_f(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 3

2. โหลดเป็นบริดจ์เร็กติไฟร์ การวัดและตำแหน่งการวัดเป็นไปตามรูปที่ 7.12 มีดังนี้

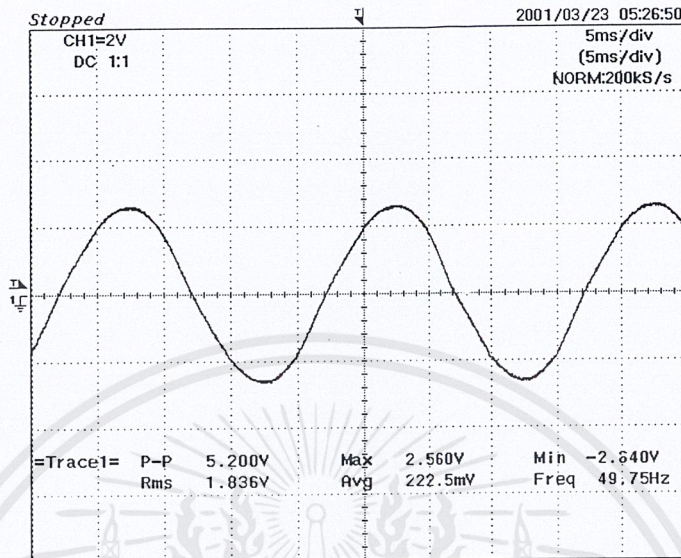
2.1 วัดกระแสโหลด  $i_l(t)$  ที่ตำแหน่ง Scope 1 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.16



รูปที่ 7.16 แสดงกระแสโหลด  $i_l(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 1

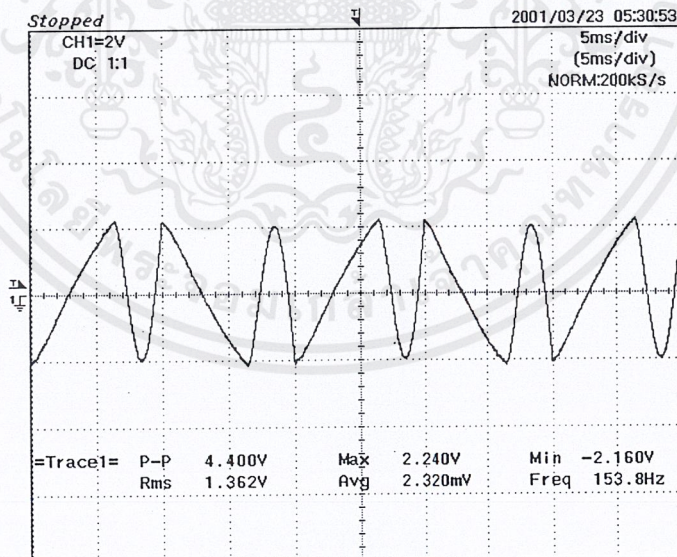
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วัดกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ที่ตำแหน่ง Scope 2 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.17



รูปที่ 7.17 แสดงกระแสรีแอกทีฟ  $i_p \cos \omega t$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 2

2.3 วัดกระแสฮาร์มอนิก  $i_f(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 3 ผลที่ได้เป็นไปตามรูปที่ 7.18



รูปที่ 7.18 แสดงกระแสฮาร์มอนิก  $i_f(t)$  ตำแหน่งวัดที่ Scope 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

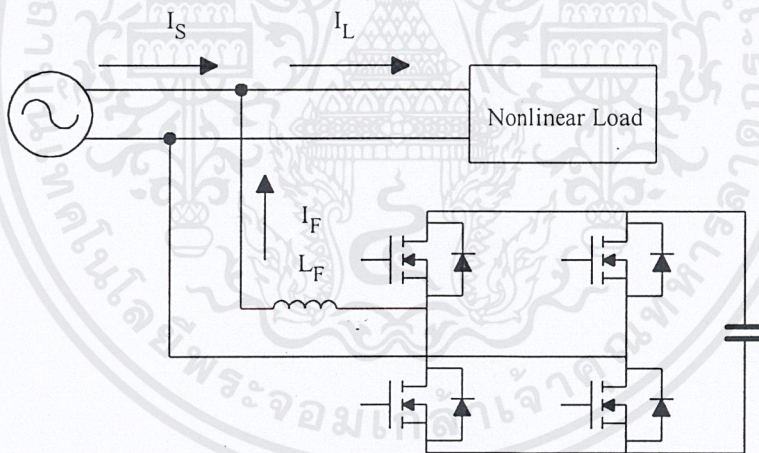
### 7.3 การทดลองในวงจรต้นแบบ

การทดลองในส่วนนี้ เป็นการแก้กระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากโหลด 2 ประเภทคือ โหลดที่เป็นไดโอดรีกติไฟร์ และโหลดไดโอดบริดจ์รีกติไฟร์

การวิเคราะห์ %THD จะคิดที่ ความถี่มูลฐานถึงฮาร์โมนิกส์อันดับที่ 50

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

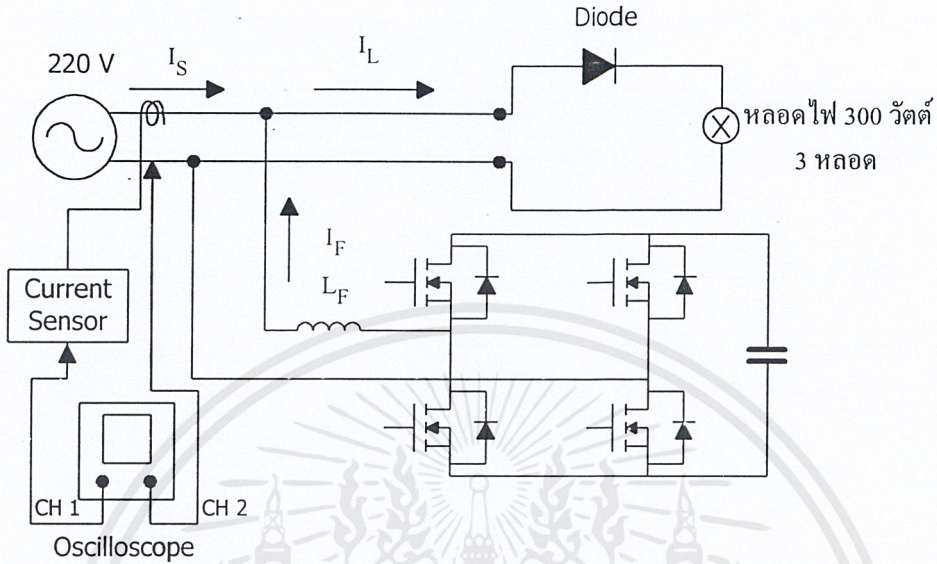
1. ไดโอด
2. บริดจ์รีกติไฟร์
3. หลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด
4. oscilloscope YOGOGAWA DL1520
5. probe YOGOGAWA 700998
6. variac



รูปที่ 7.19 แสดงวงจรการทดลอง

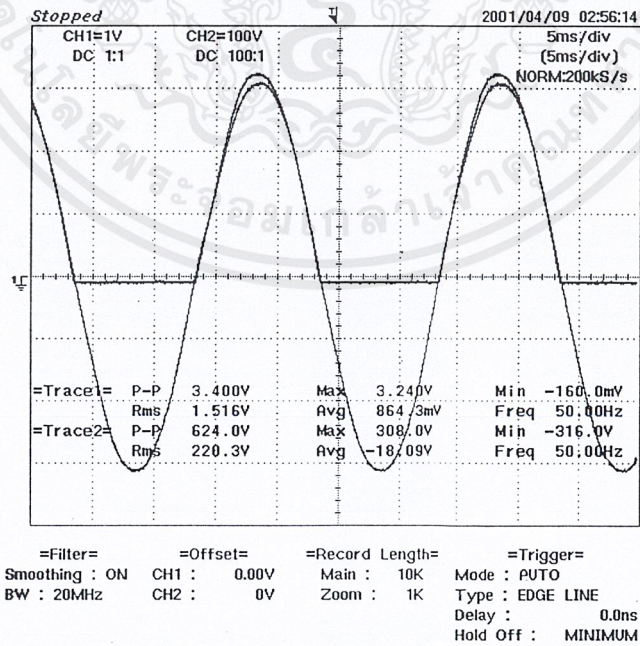
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3.1 โหลดเป็นไดโอดเรกติไฟร์ต่อกับโหลด หลอดไฟ 100 วัตต์ จำนวน 3 หลอด



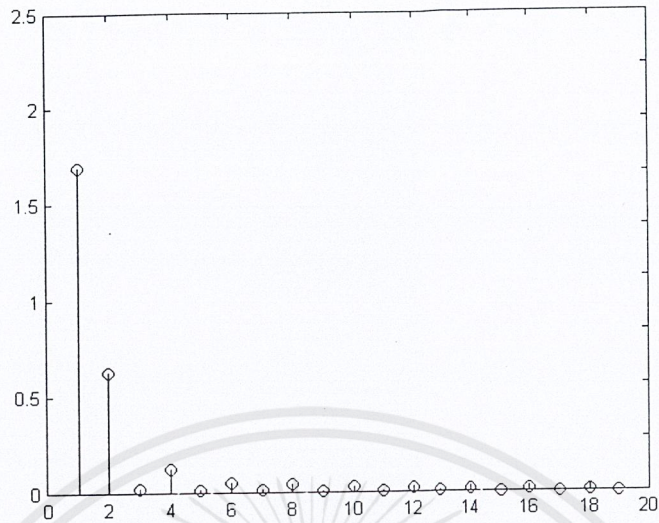
รูปที่ 7.20 แสดงโหลดเป็นไดโอด ต่อกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด

- ผลการวัดรูปคลื่น ก่อนฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์  
 $I_s$  วัดที่ตำแหน่ง CH1 , V วัดที่ตำแหน่ง CH2



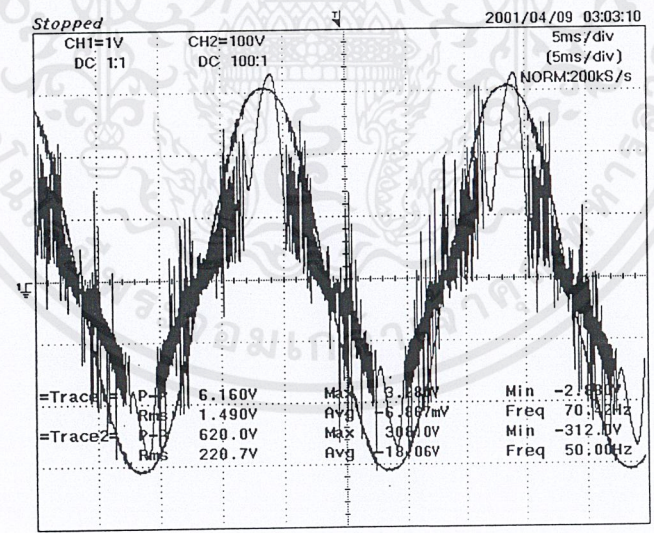
รูปที่ 7.21 แสดงกระแส  $I_s$  และ V ก่อนฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.22 แสดงสเปกตรัมของ Is ก่อนแก้ไข

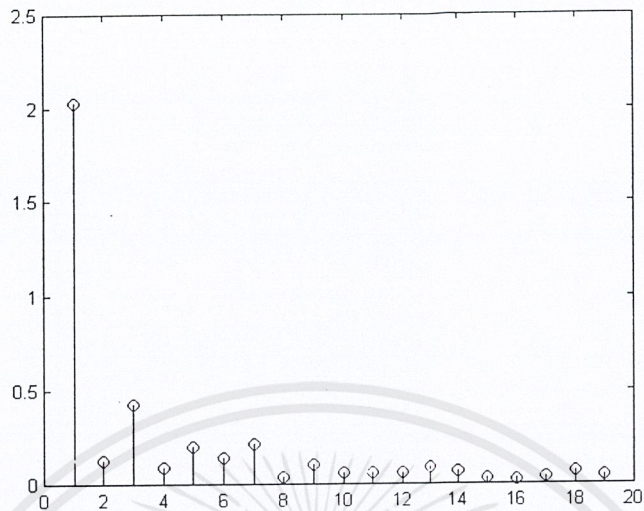
- ผลการวัดรูปคลื่น หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์  
Is วัดที่ตำแหน่ง CH1 , V วัดที่ตำแหน่ง CH2



=Filter= Smoothing : ON BW : 20MHz  
 =Offset= CH1 : 0.00V CH2 : 0V  
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 1K  
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE LINE Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 7.23 แสดงกระแส Is และ V หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.24 แสดงสเปกตรัมของ Is หลังแก้ไข

ตารางที่ 7.1 แสดงค่า %THD และค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ เปรียบเทียบก่อนแก้ไข และหลังแก้ไขเมื่อโหลดเป็นไดโอด

ก่อนแก้ไข

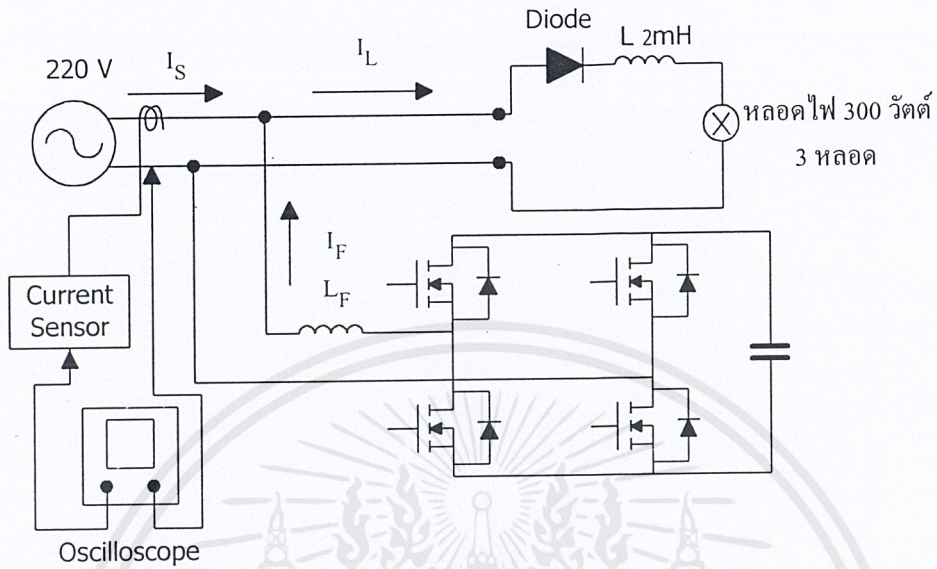
Vi/p	%THD	FF	DPF	PF	Is(A)	Is1(A)
220	42.9841	0.7793	0.6509	0.7793	1.516	1.815

หลังแก้ไข

Vi/p	%THD	FF	DPF	PF	Is(A)	Is1(A)
220	29.1376	0.9624	0.9568	0.9210	1.490	1.4341

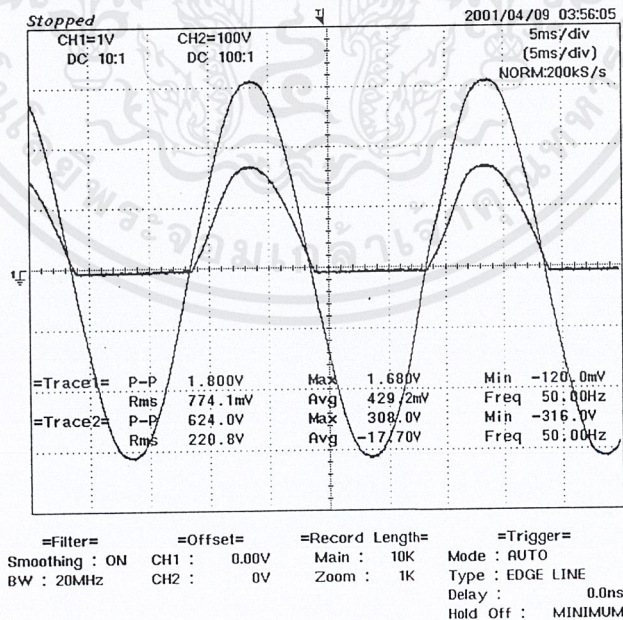
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3.2 โหลดเป็นไดโอดต่อกับโหลด L 2 mH อนุกรมกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด



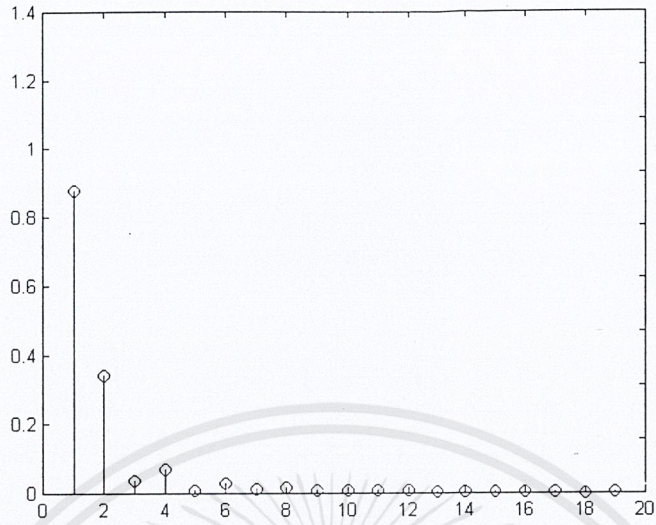
รูปที่ 7.25 แสดงโหลดเป็นไดโอด ต่อ L 2 mH อนุกรมกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด

- ผลการวัดรูปคลื่น ก่อนฉีดกระแสรีโมเน็คส์  
 $I_s$  วัดที่ตำแหน่ง CH1 , V วัดที่ตำแหน่ง CH2



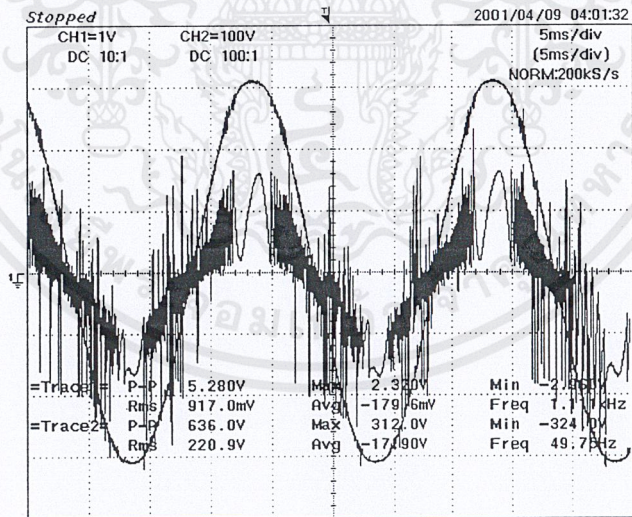
รูปที่ 7.26 แสดงกระแส  $I_s$  และ V ก่อนฉีดกระแสรีโมเน็คส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.27 แสดงสเปกตรัมของ Is ก่อนแก้ไข

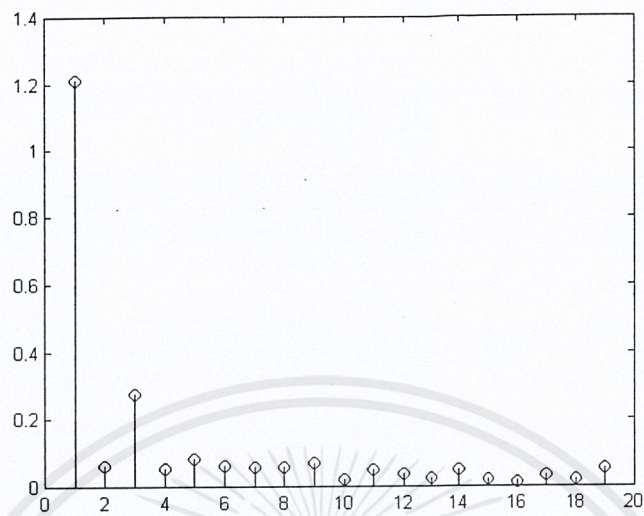
- ผลการวัดรูปคลื่น หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์  
Is วัดที่ตำแหน่ง CH1 , V วัดที่ตำแหน่ง CH2



=Filter=      =Offset=      =Record Length=      =Trigger=  
 Smoothing : ON    CH1 : 0.00V      Main : 10K      Mode : AUTO  
 BW : 20MHz      CH2 : 0V      Zoom : 1K      Type : EDGE LINE  
 Delay : 0.0ns  
 Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 7.28 แสดงกระแส Is และ V หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.29 แสดงสเปกตรัมของ  $I_s$  หลังแก้ไข

ตารางที่ 7.2 แสดงค่า %THD และค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ เปรียบเทียบก่อนแก้ไข และหลังแก้ไขเมื่อโหลดเป็นไดโอด ต่อกับโหลด R,L

ก่อนแก้ไข

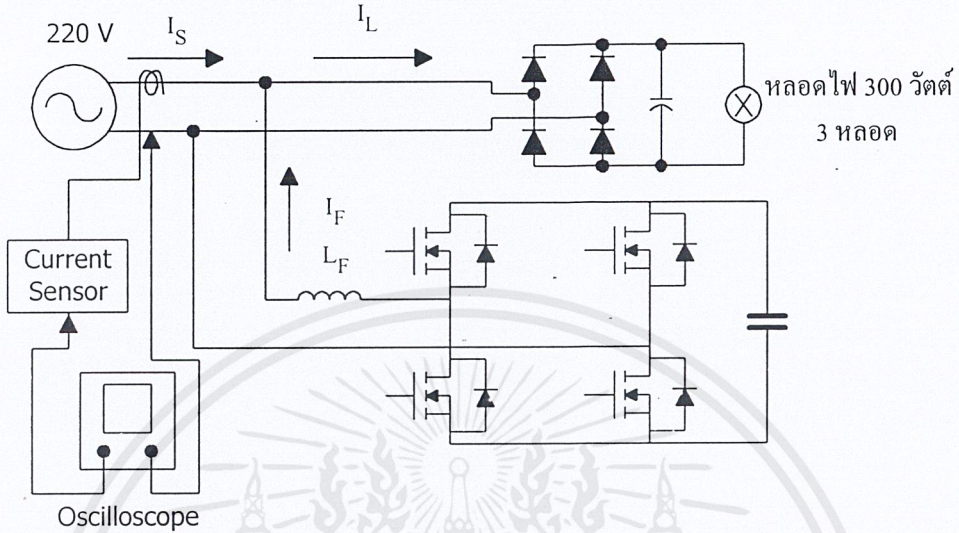
$V_i/p$	%THD	FF	DPF	PF	$I_s(A)$	$I_{s1}(A)$
220	43.392	0.7927	0.9911	0.7819	0.774	0.6106

หลังแก้ไข

$V_i/p$	%THD	FF	DPF	PF	$I_s(A)$	$I_{s1}(A)$
220	28.222	0.9352	0.9928	0.9284	0.917	0.8575

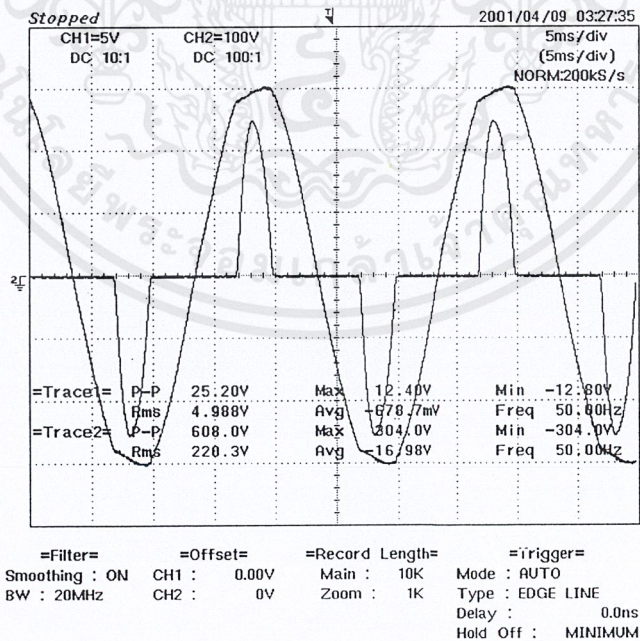
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3.3 โหลดเป็นบริดจ์เรกติไฟร์ต่อกับโหลด C ขนานกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด



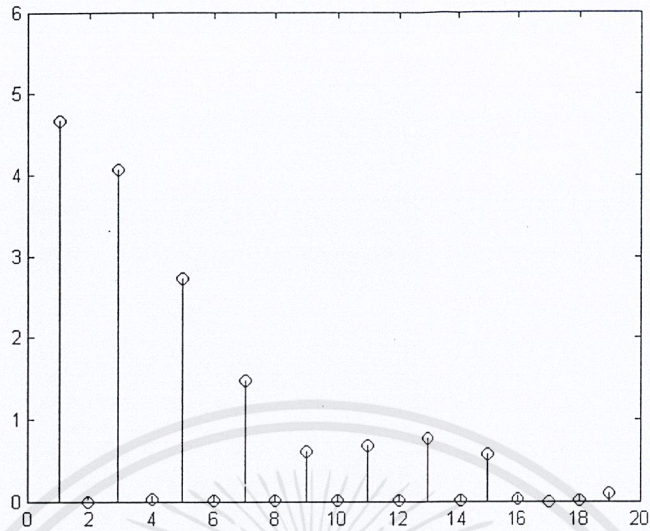
รูปที่ 7.30 แสดงโหลดบริดจ์เรกติไฟร์ต่อกับโหลด C ขนานกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 3 หลอด

- ผลการวัดรูปคลื่น ก่อนฉีดกระแสฮาร์โมนิกต์  
 $I_s$  วัดที่ตำแหน่ง CH1 , V วัดที่ตำแหน่ง CH2



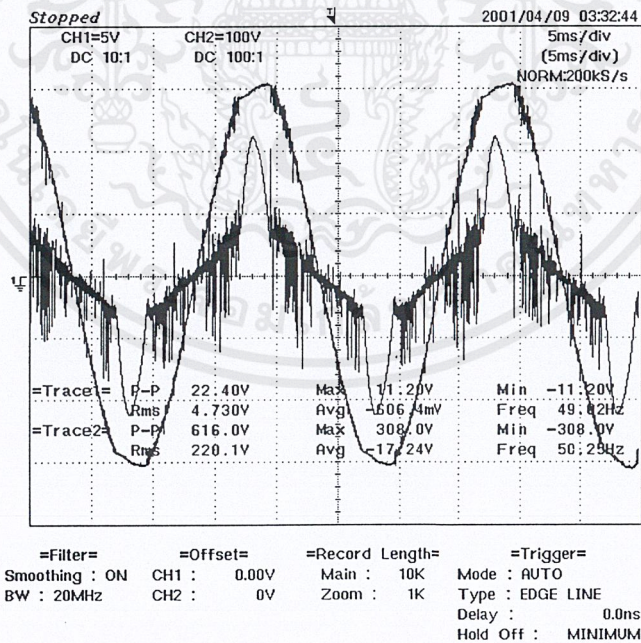
รูปที่ 7.31 แสดงกระแส  $I_s$  และ V ก่อนฉีดกระแสฮาร์โมนิกต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



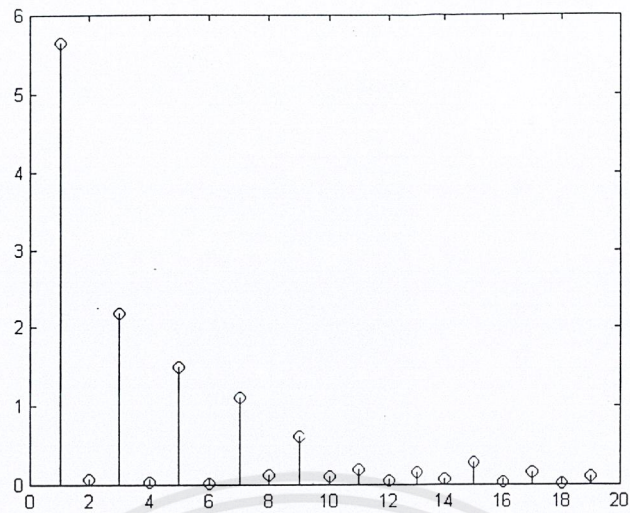
รูปที่ 7.32 แสดงสเปกตรัมของ  $I_s$  ก่อนแก้ไข

- ผลการวัดรูปคลื่น หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์  
 $I_s$  วัดที่ตำแหน่ง CH1, V วัดที่ตำแหน่ง CH2



รูปที่ 7.33 แสดงกระแส  $I_s$  และ V หลังฉีดกระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.34 แสดงสเปกตรัมของ Is หลังแก้ไข

ตารางที่ 7.3 แสดงค่า %THD และค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ เปรียบเทียบก่อนแก้ไข และหลังแก้ไขเมื่อโหลดเป็นบริดจ์เรกติไฟร์

ก่อนแก้ไข

Vi/p	%THD	FF	DPF	PF	Is(A)	Is1(A)
220	105.964	0.680	0.9478	0.6445	4.988	3.394

หลังแก้ไข

Vi/p	%THD	FF	DPF	PF	Is(A)	Is1(A)
220	52.765	0.8442	0.9832	0.830	4.730	3.993

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 8

### สรุปผลการทดลอง

#### 8.1 สรุปผลการทดลอง

จากการสร้างวงจรต้นแบบนั้นพบว่าสามารถชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ได้ ซึ่งสามารถแก้กระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำได้ดี แต่ฮาร์โมนิกส์ลำดับสูงที่เกิดจากความถี่สวิตซ์ซึ่งนั้นควรมีวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์เพื่อที่จะชดเชยได้ดีขึ้น

##### 8.1.1 การศึกษาด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานนั้นสามารถนำมาเปรียบเทียบกับวงจรต้นแบบได้เพื่อนำกระแสชดเชยไปแก้ไขกระแสฮาร์โมนิกส์ เพื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ให้สูงขึ้น

##### 8.1.2 การแก้ไขค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์

การทดลองกับวงจรต้นแบบ พบว่า การชดเชยสามารถแบ่งออกเป็น

##### 1. การชดเชยส่วนของ DPF

วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ต้นแบบสามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์ สามารถให้ค่า DPF สูงขึ้นใกล้เคียง 1 โดยไม่ขึ้นอยู่กับประเภทของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น

##### 2. การชดเชยส่วนของ FF

วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ต้นแบบสามารถแก้ไข FF ได้ซึ่งค่า FF ที่เกิดขึ้นไม่ขึ้นอยู่กับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น แต่จะขึ้นอยู่กับความกว้างของแบนของวงจรฮีสเตอร์รีซิส

##### 8.1.3 การชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์

การชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์นั้น วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ต้นแบบสามารถชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ในโหลดทั้ง 3 ประเภทได้ดี โดยค่า THD ของโหลดไดโอดสามารถชดเชยได้ดีกว่าโหลดบริดจ์เรกติไฟร์ เพราะว่าโหลดบริดจ์เรกติไฟร์ ทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดแรงดันฮาร์โมนิกส์ทำให้กระแสที่เกิดขึ้นมีความผิดเพี้ยนไปตามรูปคลื่นแรงดัน

##### 8.1.4 การควบคุมกระแส

การชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ พบว่าตรงส่วนยอดของรูปคลื่นไม่สามารถชดเชยได้อย่างเต็มที่ เพราะว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำไม่เพียงพอ ให้อัตราเพิ่มขึ้น และลดลงของกระแสให้ถึงค่าขอบเขตของความกว้างของฮีสเตอร์รีซิส จึงทำให้ตรงช่วงยอดคลื่นไม่สามารถควบคุมได้

การควบคุมกระแสมีการควบคุมดังต่อไปนี้

1. ความชันของกระแสสามารถควบคุมได้โดย การเปลี่ยนค่า L ซึ่งค่า L สูงขึ้นจะทำให้ความชันของกระแสมีความชันต่ำลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของฮิสเตอร์รีซิส ทำให้ลักษณะรูปคลื่นของกระแสมีความเปลี่ยนแปลง การเพิ่มความกว้างของฮิสเตอร์รีซิสสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่า  $R$  ที่วงจร แบน แบน จะทำให้ลักษณะของรูปคลื่นมีความกว้างของแบนลดลง ความถี่เฉลี่ยของรูป sinusoidal ก็จะมีมากขึ้น
3. ค่าความถี่ของสวิตช์ซึ่งสามารถเปลี่ยนได้โดยการเปลี่ยนค่าความกว้างของฮิสเตอร์รีซิส และค่าของ  $L$

## 8.2 ปัญหาและอุปสรรค

- 8.2.1 สัญญาณรบกวนเป็นปัญหาหลักในการทำโครงการนี้ ทำให้เกิดความยุ่งยากในการทำงาน
- 8.2.2 ในการทดลองนั้น ความถี่สวิตช์ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงไม่คงที่ ทำให้การเลือกความไวของออปี่แอมป์ให้ได้ค่าที่เหมาะสมยาก
- 8.2.3 การตั้งค่าออปเซ็คของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์เพื่อที่จะให้ชดเชยกระแสฮาร์โมนิกส์ได้อย่างสมบูรณ์นั้นทำได้ยาก

## ภาคผนวก

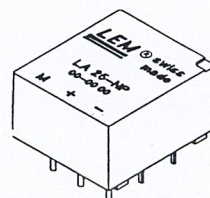


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data			
$I_{PN}$	Primary nominal r.m.s. current	25	At
$I_P$	Primary current, measuring range	0 .. $\pm 36$	At
$R_M$	Measuring resistance with $\pm 15 \text{ V}$	$R_{Mmin}$	$R_{Mmax}$
		@ $\pm 25 \text{ At}_{max}$	100 320 $\Omega$
	@ $\pm 36 \text{ At}_{max}$	100	190 $\Omega$
$I_{SN}$	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
$K_N$	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5 \%$ )	$\pm 15$	V
$I_C$	Current consumption	$10 + I_s$	mA
$V_d$	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV
$V_b$	R.m.s. rated voltage <sup>1)</sup> , safe separation basic isolation	600	V
		1700	V

### Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Accuracy - Dynamic performance data			
X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 0.5$	%
$\epsilon_L$	Linearity	$< 0.2$	%
$I_o$	Offset current <sup>2)</sup> @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
		$\pm 0.05$	$\pm 0.15$ mA
$I_{OM}$	Residual current <sup>3)</sup> @ $I_P = 0$ , after an overload of $3 \times I_{PN}$	$\pm 0.05$	$\pm 0.15$ mA
$I_{OT}$	Thermal drift of $I_o$	0°C .. +25°C	$\pm 0.06$ $\pm 0.25$ mA
		+25°C .. +70°C	$\pm 0.10$ $\pm 0.35$ mA
$t_r$	Response time <sup>4)</sup> @ 90 % of $I_{Pmax}$	$< 1$	$\mu\text{s}$
di/dt	di/dt accurately followed	$> 50$	A/ $\mu\text{s}$
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz

General data		
$T_A$	Ambient operating temperature	0 .. +70 $^\circ\text{C}$
$T_S$	Ambient storage temperature	-25 .. +85 $^\circ\text{C}$
$R_P$	Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$< 1.25$ m $\Omega$
$R_S$	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110 $\Omega$
$R_{IS}$	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$> 1500$ M $\Omega$
m	Mass	22 g
	Standards <sup>5)</sup>	EN 50178

Notes : <sup>1)</sup> Pollution class 2

<sup>2)</sup> Measurement carried out after 15 mn functioning

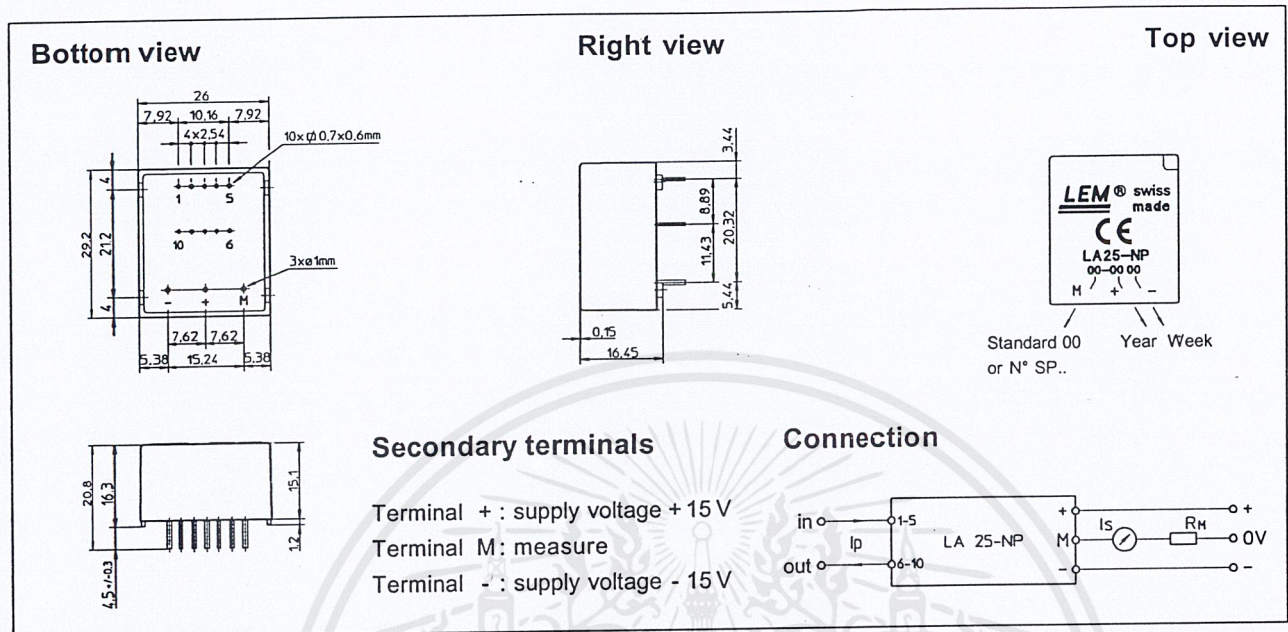
<sup>3)</sup> The result of the coercive field of the magnetic circuit

<sup>4)</sup> With a di/dt of 100 A/ $\mu\text{s}$

<sup>5)</sup> A list of corresponding tests is available

980909/8

## Dimensions LA 25-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Number of primary turns	Primary current		Nominal output current $I_{SN}$ [mA]	Turns ratio $K_N$	Primary resistance $R_p$ [ $m\Omega$ ]	Primary insertion inductance $L_p$ [ $\mu H$ ]	Recommended connections
	nominal $I_{PN}$ [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	

### Mechanical characteristics

- General tolerance  $\pm 0.2$  mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins  $\varnothing 1$  mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

### Remarks

- $I_s$  is positive when  $I_p$  flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### FEATURES

- Pretrimmed to  $\pm 1.0\%$  (AD532K)
- No External Components Required
- Guaranteed  $\pm 1.0\%$  max 4-Quadrant Error (AD532K)
- Diff Inputs for  $(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10$  V Transfer Function
- Monolithic Construction, Low Cost

### APPLICATIONS

- Multiplication, Division, Squaring, Square Rooting
- Algebraic Computation
- Power Measurements
- Instrumentation Applications
- Available in Chip Form

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD532 is the first pretrimmed single chip monolithic multiplier/divider. It guarantees a maximum multiplying error of  $\pm 1.0\%$  and a  $\pm 10$  V output voltage without the need for any external trimming resistors or output op amp. Because the AD532 is internally trimmed, its simplicity of use provides design engineers with an attractive alternative to modular multipliers, and its monolithic construction provides significant advantages in size, reliability and economy. Further, the AD532 can be used as a direct replacement for other IC multipliers that require external trim networks.

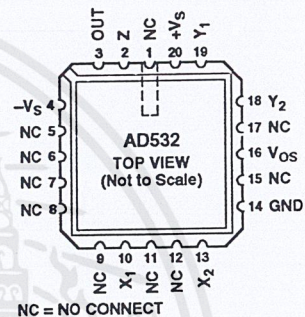
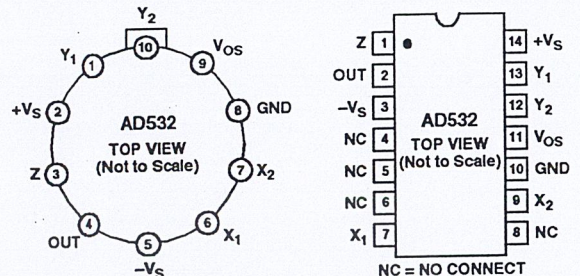
### FLEXIBILITY OF OPERATION

The AD532 multiplies in four quadrants with a transfer function of  $(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10$  V, divides in two quadrants with a  $10$  V  $Z/(X_1 - X_2)$  transfer function, and square roots in one quadrant with a transfer function of  $\pm\sqrt{10$  V  $Z$ . In addition to these basic functions, the differential X and Y inputs provide significant operating flexibility both for algebraic computation and transducer instrumentation applications. Transfer functions, such as  $XY/10$  V,  $(X^2 - Y^2)/10$  V,  $\pm X^2/10$  V, and  $10$  V  $Z/(X_1 - X_2)$ , are easily attained and are extremely useful in many modulation and function generation applications, as well as in trigonometric calculations for airborne navigation and guidance applications, where the monolithic construction and small size of the AD532 offer considerable system advantages. In addition, the high CMRR (75 dB) of the differential inputs makes the AD532 especially well qualified for instrumentation applications, as it can provide an output signal that is the product of two transducer-generated input signals.

### REV. C

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



### GUARANTEED PERFORMANCE OVER TEMPERATURE

The AD532J and AD532K are specified for maximum multiplying errors of  $\pm 2\%$  and  $\pm 1\%$  of full scale, respectively at  $25^\circ\text{C}$ , and are rated for operation from  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ . The AD532S has a maximum multiplying error of  $\pm 1\%$  of full scale at  $25^\circ\text{C}$ ; it is also 100% tested to guarantee a maximum error of  $\pm 4\%$  at the extended operating temperature limits of  $-55^\circ\text{C}$  and  $+125^\circ\text{C}$ . All devices are available in either the hermetically-sealed TO-100 metal can, TO-116 ceramic DIP or LCC packages. J, K, and S grade chips are also available.

### ADVANTAGES OF ON-THE-CHIP TRIMMING OF THE MONOLITHIC AD532

1. True ratiometric trim for improved power supply rejection.
2. Reduced power requirements since no networks across supplies are required.
3. More reliable since standard monolithic assembly techniques can be used rather than more complex hybrid approaches.
4. High impedance X and Y inputs with negligible circuit loading.
5. Differential X and Y inputs for noise rejection and additional computational flexibility.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### FEATURES

- Pretrimmed to  $\pm 1.0\%$  (AD532K)
- No External Components Required
- Guaranteed  $\pm 1.0\%$  max 4-Quadrant Error (AD532K)
- Diff Inputs for  $(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10\text{ V}$  Transfer Function
- Monolithic Construction, Low Cost

### APPLICATIONS

- Multiplication, Division, Squaring, Square Rooting
- Algebraic Computation
- Power Measurements
- Instrumentation Applications
- Available in Chip Form

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD532 is the first pretrimmed single chip monolithic multiplier/divider. It guarantees a maximum multiplying error of  $\pm 1.0\%$  and a  $\pm 10\text{ V}$  output voltage without the need for any external trimming resistors or output op amp. Because the AD532 is internally trimmed, its simplicity of use provides design engineers with an attractive alternative to modular multipliers, and its monolithic construction provides significant advantages in size, reliability and economy. Further, the AD532 can be used as a direct replacement for other IC multipliers that require external trim networks.

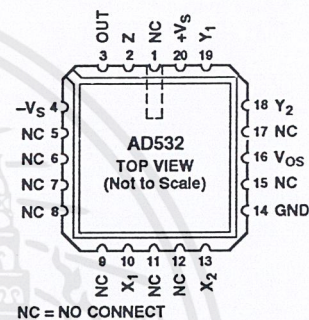
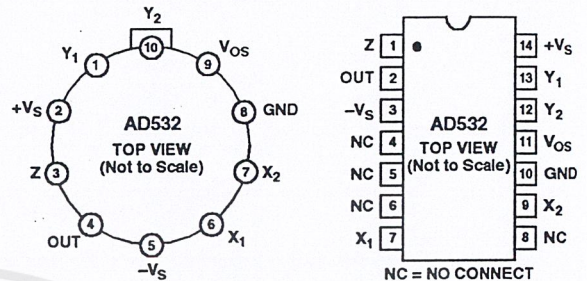
### FLEXIBILITY OF OPERATION

The AD532 multiplies in four quadrants with a transfer function of  $(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10\text{ V}$ , divides in two quadrants with a  $10\text{ V } Z/(X_1 - X_2)$  transfer function, and square roots in one quadrant with a transfer function of  $\pm\sqrt{10\text{ V } Z}$ . In addition to these basic functions, the differential X and Y inputs provide significant operating flexibility both for algebraic computation and transducer instrumentation applications. Transfer functions, such as  $XY/10\text{ V}$ ,  $(X^2 - Y^2)/10\text{ V}$ ,  $\pm X^2/10\text{ V}$ , and  $10\text{ V } Z/(X_1 - X_2)$ , are easily attained and are extremely useful in many modulation and function generation applications, as well as in trigonometric calculations for airborne navigation and guidance applications, where the monolithic construction and small size of the AD532 offer considerable system advantages. In addition, the high CMRR (75 dB) of the differential inputs makes the AD532 especially well qualified for instrumentation applications, as it can provide an output signal that is the product of two transducer-generated input signals.

### REV. C

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



### GUARANTEED PERFORMANCE OVER TEMPERATURE

The AD532J and AD532K are specified for maximum multiplying errors of  $\pm 2\%$  and  $\pm 1\%$  of full scale, respectively at  $25^\circ\text{C}$ , and are rated for operation from  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$ . The AD532S has a maximum multiplying error of  $\pm 1\%$  of full scale at  $25^\circ\text{C}$ ; it is also 100% tested to guarantee a maximum error of  $\pm 4\%$  at the extended operating temperature limits of  $-55^\circ\text{C}$  and  $+125^\circ\text{C}$ . All devices are available in either the hermetically-sealed TO-100 metal can, TO-116 ceramic DIP or LCC packages. J, K, and S grade chips are also available.

### ADVANTAGES OF ON-THE-CHIP TRIMMING OF THE MONOLITHIC AD532

1. True ratiometric trim for improved power supply rejection.
2. Reduced power requirements since no networks across supplies are required.
3. More reliable since standard monolithic assembly techniques can be used rather than more complex hybrid approaches.
4. High impedance X and Y inputs with negligible circuit loading.
5. Differential X and Y inputs for noise rejection and additional computational flexibility.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD532—SPECIFICATIONS (@ 25°C, V<sub>S</sub> = ±15 V, R ≥ 2 kΩ V<sub>OS</sub> grounded, unless otherwise noted.)

Model	AD532J			AD532K			AD532S			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>MULTIPLIER PERFORMANCE</b>										
Transfer Function	$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)$			$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)$			$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)$			
Total Error (-10 V ≤ X, Y ≤ +10 V)	±2.0			±1.0			±1.0			%
T <sub>A</sub> = Min to Max	±2.5			±1.5			±4.0			%
Total Error vs. Temperature	±0.04			±0.03			±0.01			%/°C
Supply Rejection (±15 V ± 10%)	±0.05			±0.05			±0.05			%/%
Nonlinearity, X (X = 20 V p-p, Y = 10 V)	±0.8			±0.5			±0.5			%
Nonlinearity, Y (Y = 20 V p-p, X = 10 V)	±0.3			±0.2			±0.2			%
Feedthrough, X (Y Nulled, X = 20 V p-p 50 Hz)	50	200		30	100		30	100		mV
Feedthrough, Y (X Nulled, Y = 20 V p-p 50 Hz)	30	150		25	80		25	80		mV
Feedthrough vs. Temperature	2.0			1.0			1.0			mV p-p/°C
Feedthrough vs. Power Supply	±0.25			±0.25			±0.25			mV/%
<b>DYNAMICS</b>										
Small Signal BW (V <sub>OUT</sub> = 0.1 rms)	1			1			1			MHz
1% Amplitude Error	75			75			75			kHz
Slew Rate (V <sub>OUT</sub> 20 p-p)	45			45			45			V/μs
Settling Time (to 2%, ΔV <sub>OUT</sub> = 20 V)	1			1			1			μs
<b>NOISE</b>										
Wideband Noise f = 5 Hz to 10 kHz	0.6			0.6			0.6			mV (rms)
f = 5 Hz to 5 MHz	3.0			3.0			3.0			mV (rms)
<b>OUTPUT</b>										
Output Voltage Swing	±10	±13		±10	±13		±10	±13		V
Output Impedance (f ≤ 1 kHz)	1			1			1			Ω
Output Offset Voltage	±40			±30			±30			mV
Output Offset Voltage vs. Temperature	0.7			0.7			2.0			mV/°C
Output Offset Voltage vs. Supply	±2.5			±2.5			±2.5			mV/%
<b>INPUT AMPLIFIERS (X, Y, and Z)</b>										
Signal Voltage Range (Diff. or CM Operating Diff)	±10			±10			±10			V
CMRR	40			50			50			dB
Input Bias Current										μA
X, Y Inputs	3			1.5	4		1.5	4		μA
X, Y Inputs T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	10			8			8			μA
Z Input	±10			±5	±15		±5	±15		μA
Z Input T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	±30			±25			±25			μA
Offset Current	±0.3			±0.1			±0.1			μA
Differential Resistance	10			10			10			MΩ
<b>DIVIDER PERFORMANCE</b>										
Transfer Function (X <sub>1</sub> > X <sub>2</sub> )	10 V Z/(X <sub>1</sub> - X <sub>2</sub> )			10 V Z/(X <sub>1</sub> - X <sub>2</sub> )			10 V Z/(X <sub>1</sub> - X <sub>2</sub> )			
Total Error										%
(V <sub>X</sub> = -10 V, -10 V ≤ V <sub>Z</sub> ≤ +10 V)	±2			±1			±1			%
(V <sub>X</sub> = -1 V, -10 V ≤ V <sub>Z</sub> ≤ +10 V)	±4			±3			±3			%
<b>SQUARE PERFORMANCE</b>										
Transfer Function	$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V}$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V}$			$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10 V}$			
Total Error	±0.8			±0.4			±0.4			%
<b>SQUARE ROOTER PERFORMANCE</b>										
Transfer Function	$-\sqrt{10 V Z}$			$-\sqrt{10 V Z}$			$-\sqrt{10 V Z}$			
Total Error (0 V ≤ V <sub>Z</sub> ≤ 10 V)	±1.5			±1.0			±1.0			%
<b>POWER SUPPLY SPECIFICATIONS</b>										
Supply Voltage										V
Rated Performance										V
Operating	±10	±15		±10	±15		±10	±15		
Supply Current										mA
Quiescent	4			6		4	6			
<b>PACKAGE OPTIONS</b>										
TO-116 (D-14)	AD532JD			AD532KD			AD532SD			
TO-100 (H-10A)	AD532JH			AD532KH			AD532SH			
LCC (E-20A)							AD532SE/883B			

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.

## THERMAL CHARACTERISTICS

H-10A: θ<sub>JC</sub> = 25°C/W; θ<sub>JA</sub> = 150°C/W

E-20A: θ<sub>JC</sub> = 22°C/W; θ<sub>JA</sub> = 85°C/W

D-14: θ<sub>JC</sub> = 22°C/W; θ<sub>JA</sub> = 85°C/W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ-2-หรือศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ REV. C

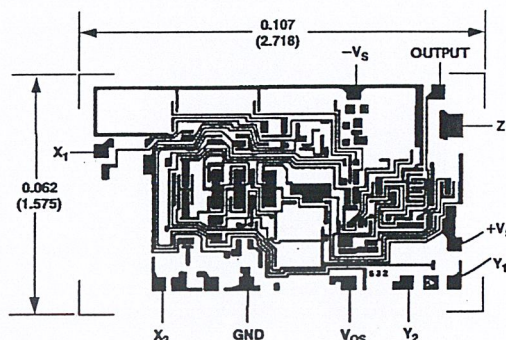
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ORDERING GUIDE

Model	Temperature Ranges	Package Descriptions	Package Options
AD532JD	0°C to 70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD532JD/+	0°C to 70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD532KD	0°C to 70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD532KD/+	0°C to 70°C	Side Brazed DIP	D-14
AD532JH	0°C to 70°C	Header	H-10A
AD532KH	0°C to 70°C	Header	H-10A
AD532JCHIPS	0°C to 70°C	Chip	
AD532SD	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD532SD/883B	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
JM38510/13903BCA	-55°C to +125°C	Side Brazed DIP	D-14
AD532SE/883B	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD532SH	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD532SH/883B	-55°C to +125°C	Header	H-10A
JM38510/13903BIA	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD532SCHIPS	-55°C to +125°C	Chip	

## CHIP DIMENSIONS AND BONDING DIAGRAM

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



## FUNCTIONAL DESCRIPTION

The functional block diagram for the AD532 is shown in Figure 1, and the complete schematic in Figure 2. In the multiplying and squaring modes, Z is connected to the output to close the feedback around the output op amp. (In the divide mode, it is used as an input terminal.)

The X and Y inputs are fed to high impedance differential amplifiers featuring low distortion and good common-mode rejection. The amplifier voltage offsets are actively laser trimmed to zero during production. The product of the two inputs is resolved in the multiplier cell using Gilbert's linearized trans-conductance technique. The cell is laser trimmed to obtain  $V_{OUT} = (X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10$  volts. The built-in op amp is used to obtain low output impedance and make possible self-contained operation. The residual output voltage offset can be zeroed at  $V_{OS}$  in critical applications . . . otherwise the  $V_{OS}$  pin should be grounded.

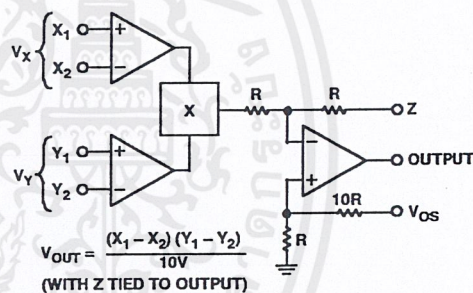


Figure 1. Functional Block Diagram

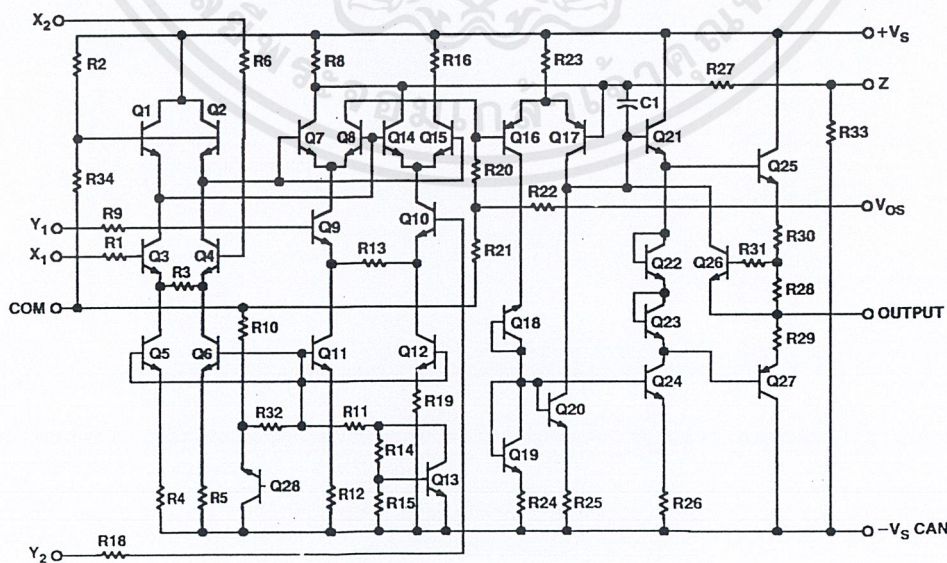


Figure 2. Schematic Diagram

**D532 PERFORMANCE CHARACTERISTICS**

Multiplication accuracy is defined in terms of total error at 25°C with the rated power supply. The value specified is in percent of full scale and includes  $X_{IN}$  and  $Y_{IN}$  nonlinearities, feedback and scale factor error. To this must be added such application-dependent error terms as power supply rejection, common-mode rejection and temperature coefficients (although worst case error over temperature is specified for the AD532S). Total expected error is the rms sum of the individual components since they are uncorrelated.

Accuracy in the divide mode is only a little more complex. To achieve division, the multiplier cell must be connected in the feedback of the output op amp as shown in Figure 13. In this configuration, the multiplier cell varies the closed loop gain of the op amp in an inverse relationship to the denominator voltage. Thus, as the denominator is reduced, output offset, bandwidth and other multiplier cell errors are adversely affected. The divider error and drift are then  $\epsilon_m \times 10 V / (X_1 - X_2)$  where  $\epsilon_m$  represents multiplier full-scale error and drift, and  $(X_1 - X_2)$  is the absolute value of the denominator.

**NONLINEARITY**

Nonlinearity is easily measured in percent harmonic distortion. The curves of Figures 3 and 4 characterize output distortion as a function of input signal level and frequency respectively, with one input held at plus or minus 10 V dc. In Figure 4 the sine wave amplitude is 20 V (p-p).

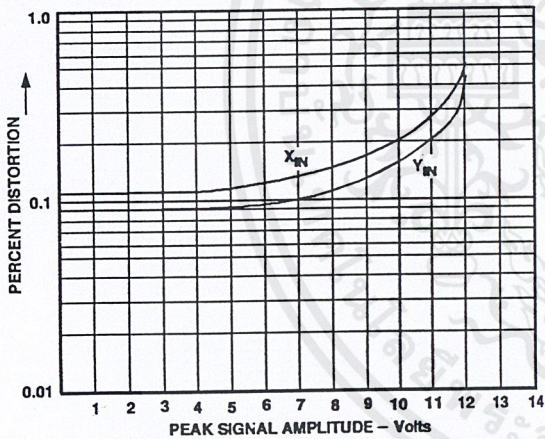


Figure 3. Percent Distortion vs. Input Signal

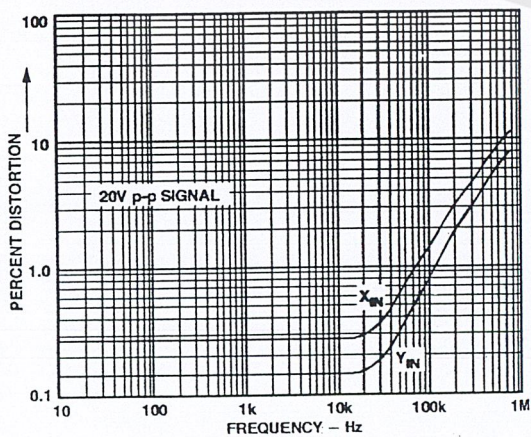


Figure 4. Percent Distortion vs. Frequency

**AC FEEDTHROUGH**

AC feedthrough is a measure of the multiplier's zero suppression. With one input at zero, the multiplier output should be zero regardless of the signal applied to the other input. Feedthrough as a function of frequency for the AD532 is shown in Figure 5. It is measured for the condition  $V_X = 0$ ,  $V_Y = 20$  V (p-p) and  $V_Z = 0$ ,  $V_X = 20$  V (p-p) over the given frequency range. It consists primarily of the second harmonic and is measured in millivolts peak-to-peak.

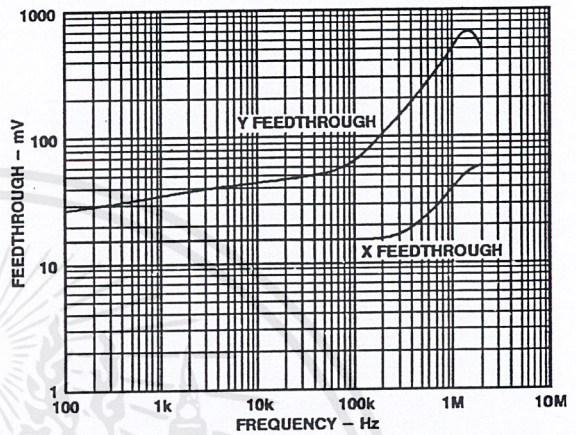


Figure 5. Feedthrough vs. Frequency

**COMMON-MODE REJECTION**

The AD532 features differential X and Y inputs to enhance its flexibility as a computational multiplier/divider. Common-mode rejection for both inputs as a function of frequency is shown in Figure 6. It is measured with  $X_1 = X_2 = 20$  V (p-p),  $(Y_1 - Y_2) = 10$  V dc and  $Y_1 = Y_2 = 20$  V (p-p),  $(X_1 - X_2) = 10$  V dc.

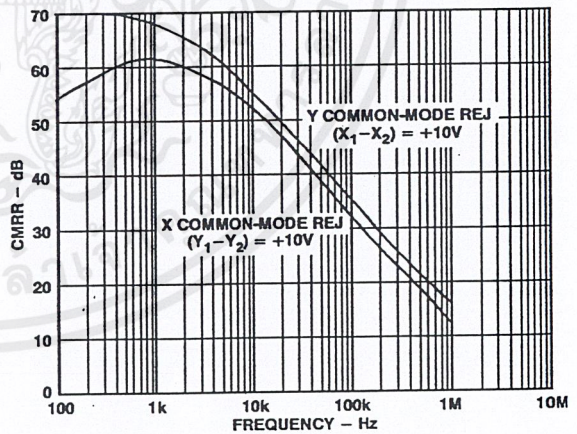


Figure 6. CMRR vs. Frequency

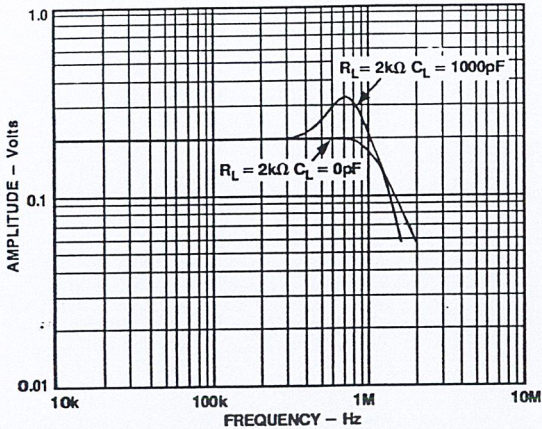


Figure 7. Frequency Response, Multiplying

**DYNAMIC CHARACTERISTICS**

The closed loop frequency response of the AD532 in the multiplier mode typically exhibits a 3 dB bandwidth of 1 MHz and rolls off at 6 dB/octave thereafter. Response through all inputs is essentially the same as shown in Figure 7. In the divide mode, the closed loop frequency response is a function of the absolute value of the denominator voltage as shown in Figure 8.

Stable operation is maintained with capacitive loads to 1000 pF in all modes, except the square root for which 50 pF is a safe upper limit. Higher capacitive loads can be driven if a 100 Ω resistor is connected in series with the output for isolation.

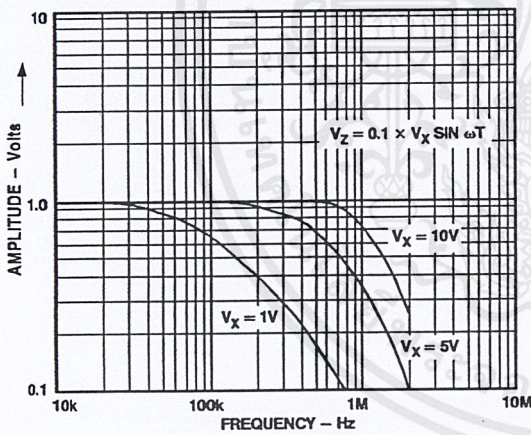


Figure 8. Frequency Response, Dividing

**POWER SUPPLY CONSIDERATIONS**

Although the AD532 is tested and specified with ±15 V dc supplies, it may be operated at any supply voltage from ±10 V to ±18 V for the J and K versions, and ±10 V to ±22 V for the S version. The input and output signals must be reduced proportionately to prevent saturation; however, with supply voltages below ±15 V, as shown in Figure 9. Since power supply sensitivity is not dependent on external null networks as in other conventionally nulled multipliers, the power supply rejection ratios are improved from 3 to 40 times in the AD532.

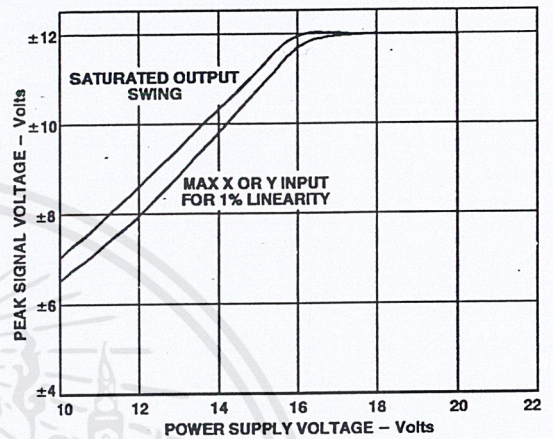


Figure 9. Signal Swing vs. Supply

**NOISE CHARACTERISTICS**

All AD532s are screened on a sampling basis to assure that output noise will have no appreciable effect on accuracy. Typical spot noise vs. frequency is shown in Figure 10.

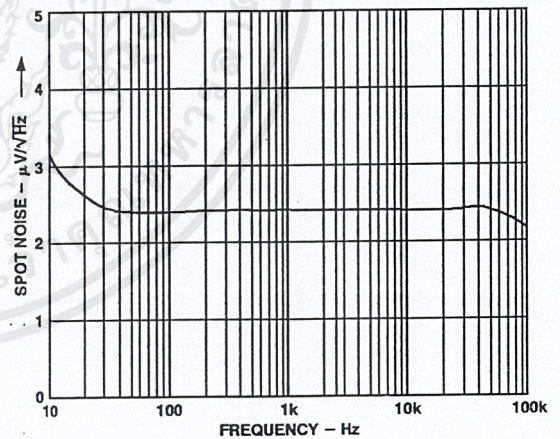


Figure 10. Spot Noise vs. Frequency

# AD532

## APPLICATIONS CONSIDERATIONS

The performance and ease of use of the AD532 is achieved through the laser trimming of thin-film resistors deposited directly on the monolithic chip. This trimming-on-the-chip technique provides a number of significant advantages in terms of cost, reliability and flexibility over conventional in-package trimming of off-the-chip resistors mounted or deposited on a hybrid substrate.

First and foremost, trimming on the chip eliminates the need for a hybrid substrate and the additional bonding wires that are required between the resistors and the multiplier chip. By trimming more appropriate resistors on the AD532 chip itself, the second input terminals that were once committed to external trimming networks have been freed to allow fully differential operation at both the X and Y inputs. Further, the requirement for an input attenuator to adjust the gain at the Y input has been eliminated, letting the user take full advantage of the high input impedance properties of the input differential amplifiers. Thus, the AD532 offers greater flexibility for both algebraic computation and transducer instrumentation applications.

Finally, provision for fine trimming the output voltage offset has been included. This connection is optional, however, as the AD532 has been factory-trimmed for total performance as described in the listed specifications.

## REPLACING OTHER IC MULTIPLIERS

Existing designs using IC multipliers that require external trimming networks can be simplified using the pin-for-pin replaceability of the AD532 by merely grounding the X<sub>2</sub>, Y<sub>2</sub> and V<sub>OS</sub> terminals. (The V<sub>OS</sub> terminal should always be grounded when unused.)

## APPLICATIONS MULTIPLICATION

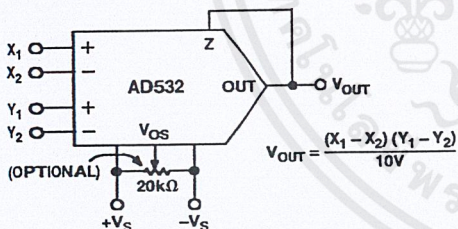


Figure 11. Multiplier Connection

For operation as a multiplier, the AD532 should be connected as shown in Figure 11. The inputs can be fed differentially to the X and Y inputs, or single-ended by simply grounding the unused input. Connect the inputs according to the desired polarity in the output. The Z terminal is tied to the output to close the feedback loop around the op amp (see Figure 1). The offset adjust V<sub>OS</sub> is optional and is adjusted when both inputs are zero volts to obtain zero out, or to buck out other system offsets.

## SQUARE

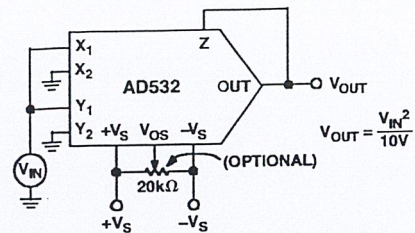


Figure 12. Squarer Connection

The squaring circuit in Figure 12 is a simple variation of the multiplier. The differential input capability of the AD532, however, can be used to obtain a positive or negative output response to the input. . . a useful feature for control applications, as it might eliminate the need for an additional inverter somewhere else.

## DIVISION

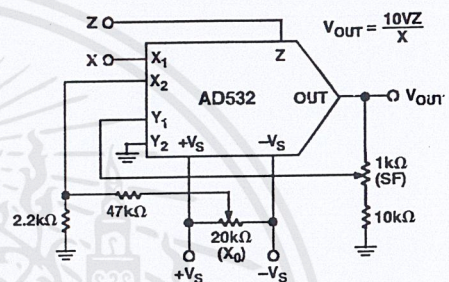


Figure 13. Divider Connection

The AD532 can be configured as a two-quadrant divider by connecting the multiplier cell in the feedback loop of the op amp and using the Z terminal as a signal input, as shown in Figure 13. It should be noted, however, that the output error is given approximately by  $10 V \epsilon_m / (X_1 - X_2)$ , where  $\epsilon_m$  is the total error specification for the multiply mode; and bandwidth by  $f_m \times (X_1 - X_2) / 10 V$ , where  $f_m$  is the bandwidth of the multiplier. Further, to avoid positive feedback, the X input is restricted to negative values. Thus for single-ended negative inputs (0 V to -10 V), connect the input to X and the offset null to X<sub>2</sub>; for single-ended positive inputs (0 V to +10 V), connect the input to X<sub>2</sub> and the offset null to X<sub>1</sub>. For optimum performance, gain (S.F.) and offset (X<sub>0</sub>) adjustments are recommended as shown and explained in Table I.

For practical reasons, the useful range in denominator input is approximately  $500 \text{ mV} \leq |(X_1 - X_2)| \leq 10 \text{ V}$ . The voltage offset adjust (V<sub>OS</sub>), if used, is trimmed with Z at zero and (X<sub>1</sub> - X<sub>2</sub>) at full scale.

Table I. Adjust Procedure (Divider or Square Root)

	DIVIDER			SQUARE ROOTER	
	With:		Adjust for:	With:	Adjust for:
Adjust	X	Z	V <sub>OUT</sub>	Z	V <sub>OUT</sub>
Scale Factor	-10 V	+10 V	-10 V	+10 V	-10 V
X <sub>0</sub> (Offset)	-1 V	+0.1 V	-1 V	+0.1 V	-1 V

Repeat if required.

SQUARE ROOT

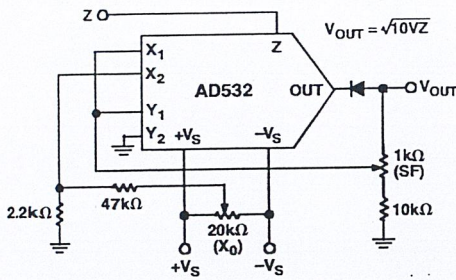


Figure 14. Square Rooter Connection

The connections for square root mode are shown in Figure 14. Similar to the divide mode, the multiplier cell is connected in the feedback of the op amp by connecting the output back to both the X and Y inputs. The diode  $D_1$  is connected as shown to prevent latch-up as  $Z_{IN}$  approaches 0 volts. In this case, the  $V_{OS}$  adjustment is made with  $Z_{IN} = +0.1$  V dc, adjusting  $V_{OS}$  to obtain  $-1.0$  V dc in the output,  $V_{OUT} = -\sqrt{10VZ}$ . For optimum performance, gain (S.F.) and offset ( $X_0$ ) adjustments are recommended as shown and explained in Table I.

DIFFERENCE OF SQUARES

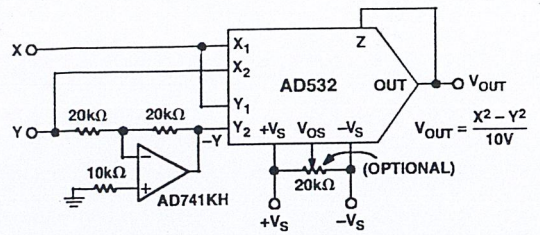
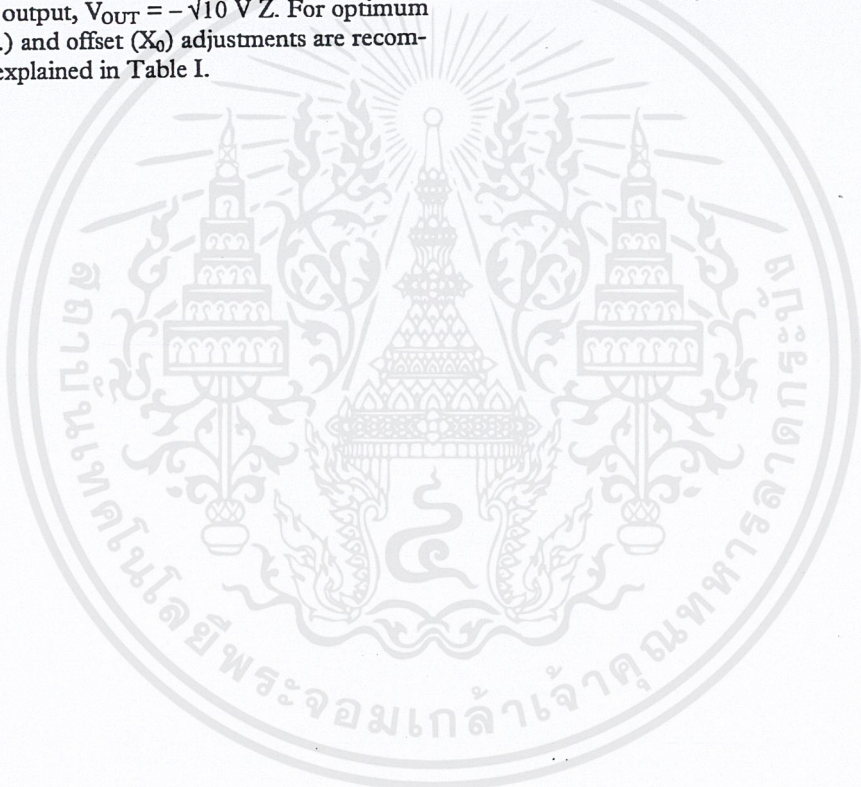


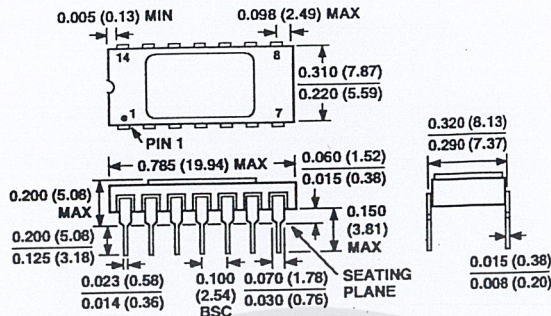
Figure 15. Differential of Squares Connection

The differential input capability of the AD532 allows for the algebraic solution of several interesting functions, such as the difference of squares,  $X^2 - Y^2/10$  V. As shown in Figure 15, the AD532 is configured in the square mode, with a simple unity gain inverter connected between one of the signal inputs (Y) and one of the inverting input terminals ( $-Y_{IN}$ ) of the multiplier. The inverter should use precision (0.1%) resistors or be otherwise trimmed for unity gain for best accuracy.

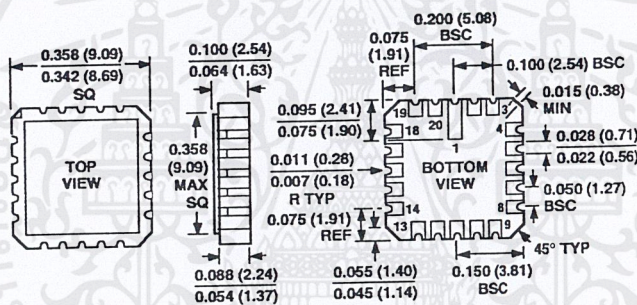


**OUTLINE DIMENSIONS**  
Dimensions shown in inches and (mm).

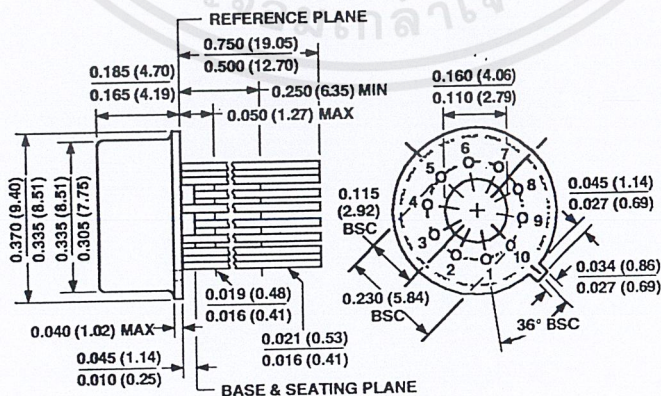
**Side-Brazed DIP  
(D-14)**



**Leadless Chip Carrier  
(E-20A)**

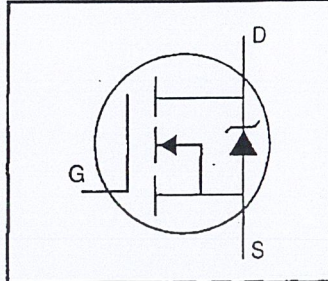


**Metal Can  
(H-10A)**



### HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 500V$$

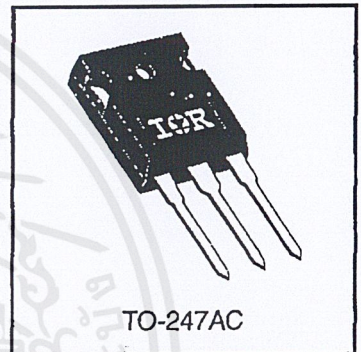
$$R_{DS(on)} = 0.40\Omega$$

$$I_D = 14A$$

### Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEETS

### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	14	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	8.7	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	56	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	190	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	760	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	8.7	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	19	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
$T_J$ $T_{STG}$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

### Thermal Resistance

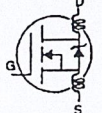
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 1019 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

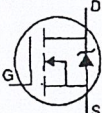
# IRFP450



## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.40	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=8.4A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	9.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=8.4A$ ④
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	150	nC	$I_D=14A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	20		$V_{DS}=400V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	80		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	17	—	ns	$V_{DD}=250V$
$t_r$	Rise Time	—	47	—		$I_D=14A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	92	—		$R_G=6.2\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	44	—		$R_D=17\Omega$ See Figure 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
$L_S$	Internal Source Inductance	—	13	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	2600	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	720	—		$V_{DS}=25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	340	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	14	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	56		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.4	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=14A, V_{GS}=0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	540	810	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=14A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	4.8	7.2	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

### Notes:

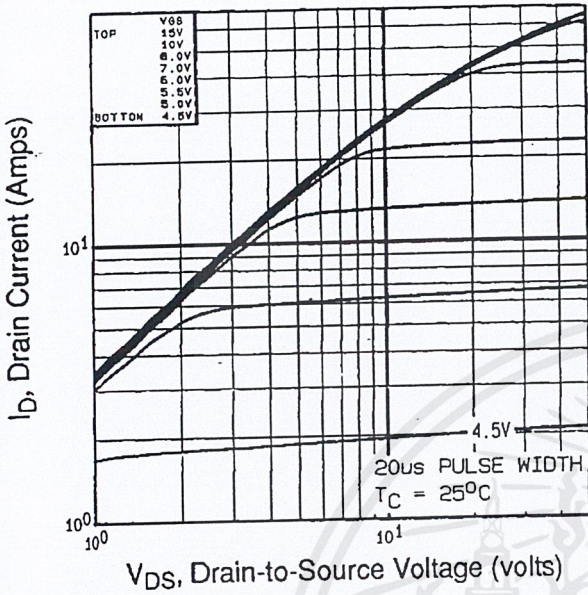
① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

③  $I_{SD} \leq 14A, di/dt \leq 130A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$

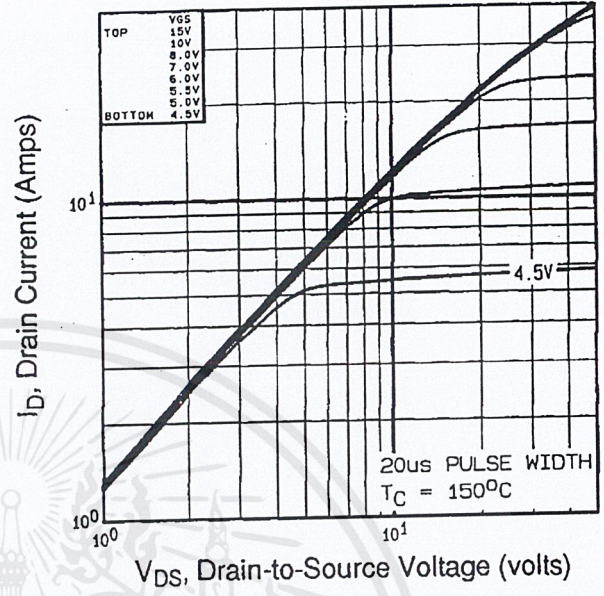
②  $V_{DD}=50V, \text{ starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=7.0\text{mH}, R_G=25\Omega, I_{AS}=14A$  (See Figure 12)

④ Pulse width  $\leq 300 \mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

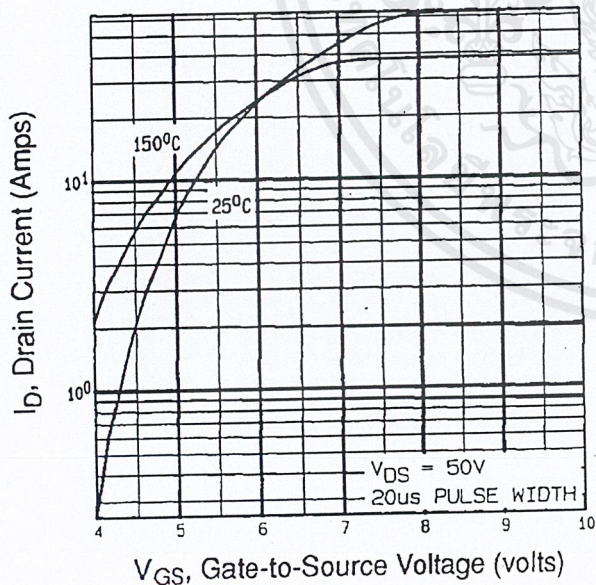
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึ020เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



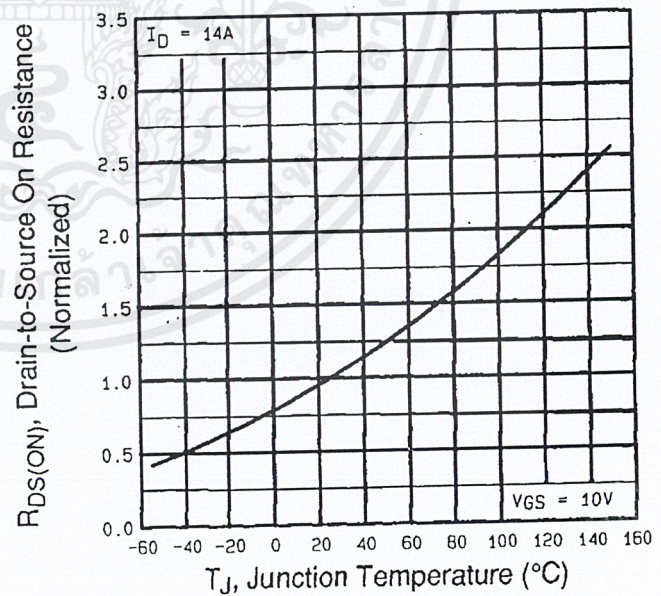
**Fig 1.** Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$



**Fig 2.** Typical Output Characteristics,  $T_C=150^\circ\text{C}$

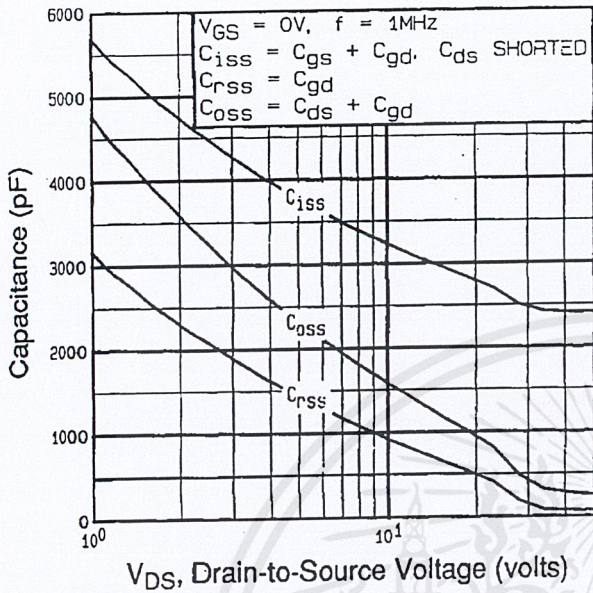


**Fig 3.** Typical Transfer Characteristics

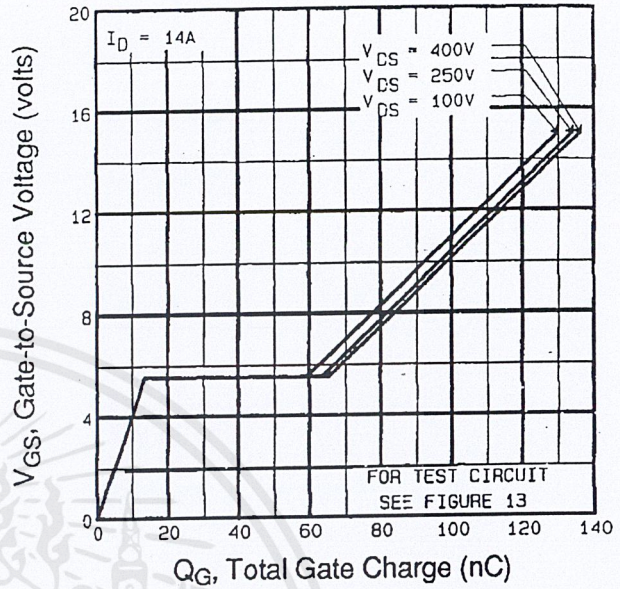


**Fig 4.** Normalized On-Resistance Vs. Temperature

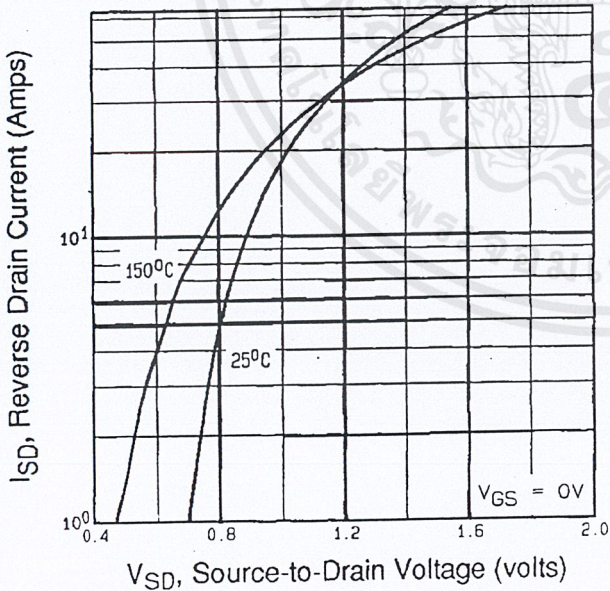
DATA SHEETS



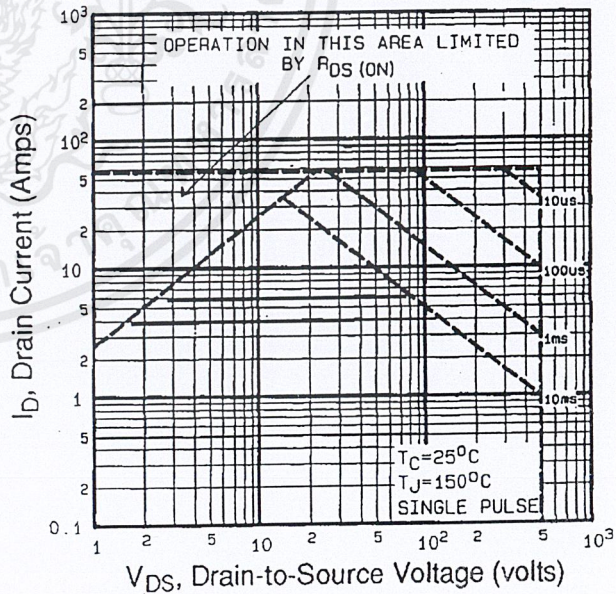
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



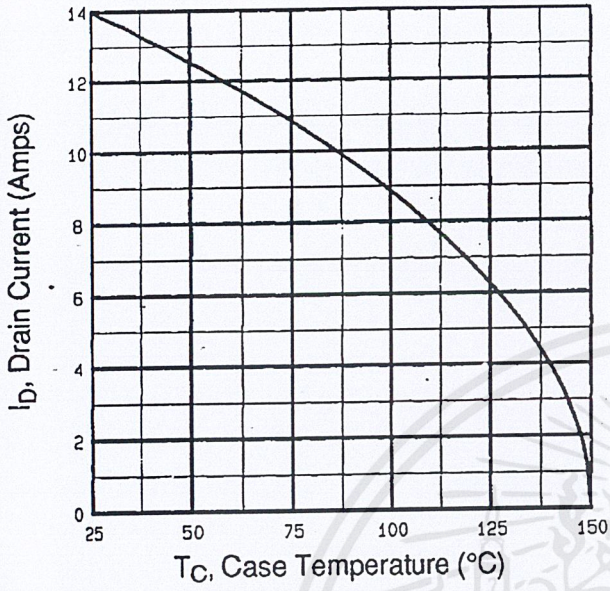
**Fig 6.** Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage



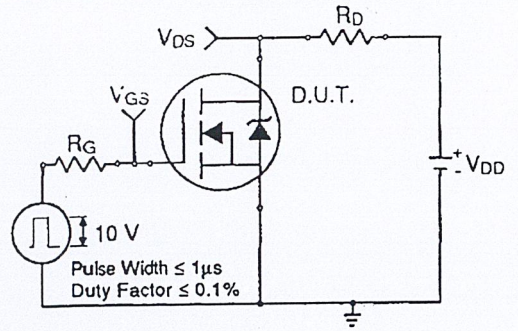
**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



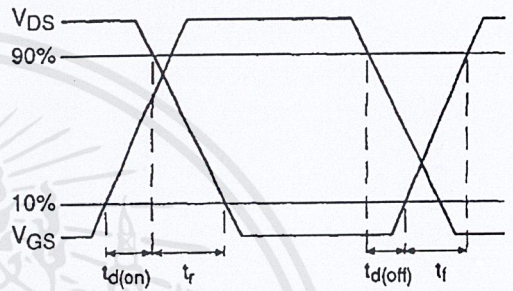
**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area



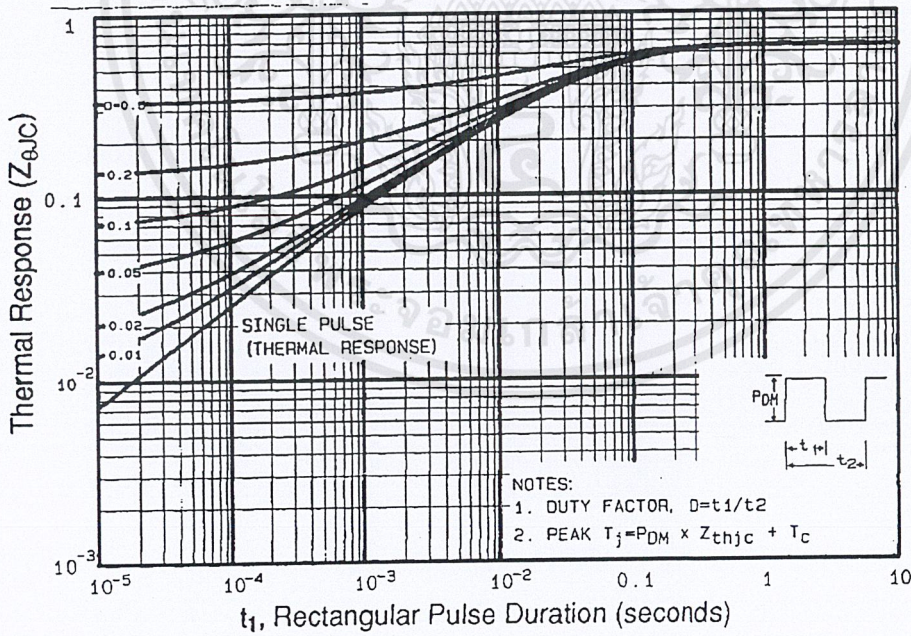
**Fig 9.** Maximum Drain Current Vs. Case Temperature



**Fig 10a.** Switching Time Test Circuit

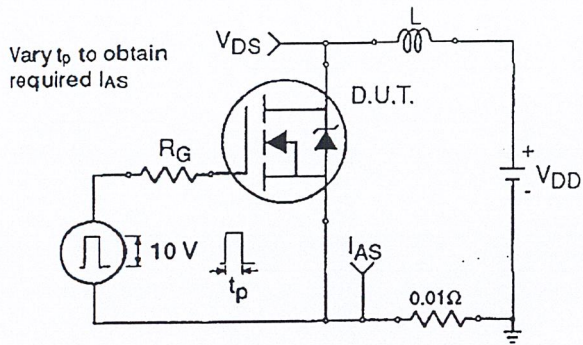


**Fig 10b.** Switching Time Waveforms

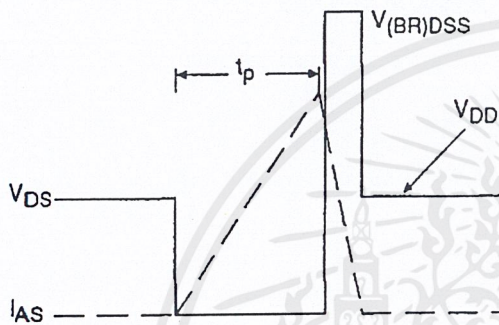


**Fig 11.** Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

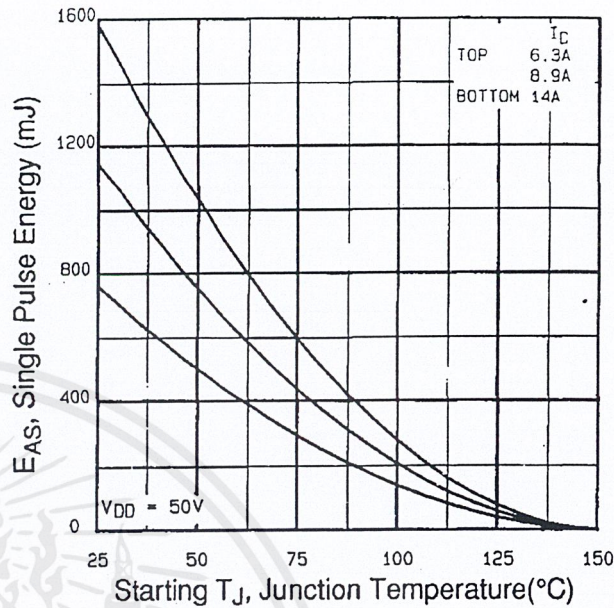
DATA SHEETS



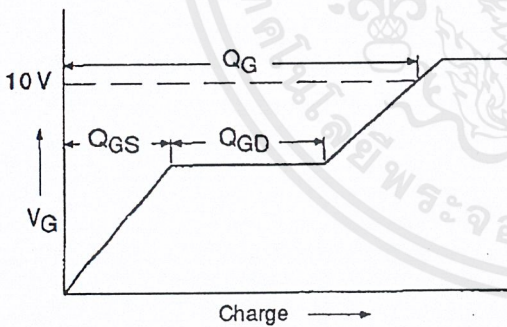
**Fig 12a.** Unclamped Inductive Test Circuit



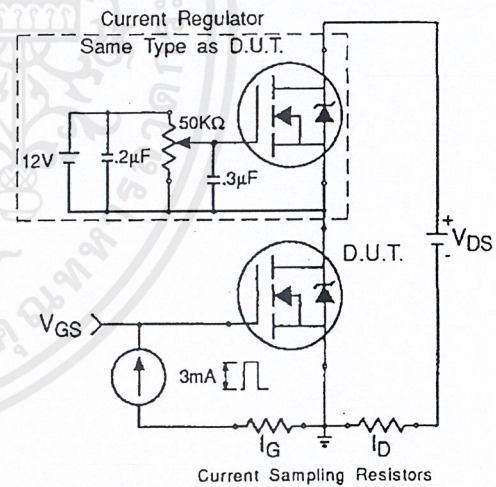
**Fig 12b.** Unclamped Inductive Waveforms



**Fig 12c.** Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current



**Fig 13a.** Basic Gate Charge Waveform



**Fig 13b.** Gate Charge Test Circuit

**Appendix A:** Figure 14, Peak Diode Recovery  $dv/dt$  Test Circuit – See page 1505

**Appendix B:** Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

**Appendix C:** Part Marking Information – See page 1517

(TLP250)

TRANSISTOR INVERTER  
 INVERTER FOR AIR CONDITIONOR  
 IGBT GATE DRIVE  
 POWER MOS FET GATE DRIVE

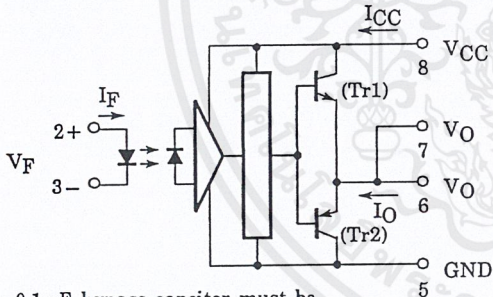
The Toshiba TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
 This unit is 8-lead DIP package.  
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input Threshold Current :  $I_F = 5\text{mA (Max.)}$
- Supply Current ( $I_{CC}$ ) :  $11\text{mA (Max.)}$
- Supply Voltage ( $V_{CC}$ ) :  $10\text{-}35\text{V}$
- Output Current ( $I_O$ ) :  $\pm 0.5\text{A (Min.)}$
- Switching Time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ) :  $0.5\mu\text{s (Max.)}$
- Isolation Voltage :  $2500\text{V}_{\text{rms (Min.)}}$
- UL Recognized : UL1577, File No.E67349
- Option (D4) type  
 VDE Approved : DIN VDE0884/06.92, Certificate No.76823  
 Maximum Operating Insulation Voltage :  $630\text{V}_{\text{PK}}$   
 Highest Permissible Over Voltage :  $4000\text{V}_{\text{PK}}$

(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "Option (D4)"

- Creepage Distance :  $6.4\text{mm (Min.)}$
- Clearance :  $6.4\text{mm (Min.)}$

SCHMATIC

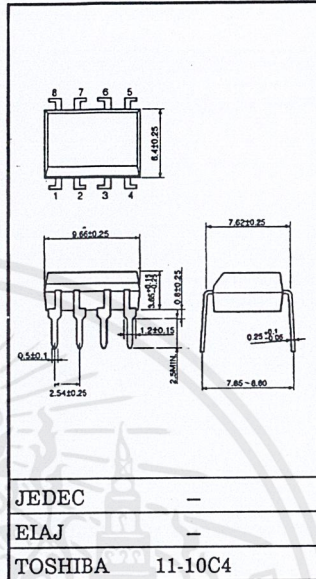


A  $0.1\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See more 5).

TRUTH TABLE

		Tr1	Tr2
Input LED	ON	ON	OFF
	OFF	OFF	ON

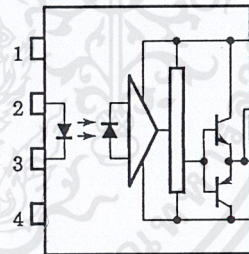
Unit in mm



JEDEC	—
EIAJ	—
TOSHIBA	11-10C4

Weight : 0.54g

PIN CONFIGURATION (TOP VIEW)



- 1 : N.C.
- 2 : ANODE
- 3 : CATHODE
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 :  $V_O$  (OUTPUT)
- 7 :  $V_O$
- 8 :  $V_{CC}$

© The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.  
 © These TOSHIBA products are intended for use in general commercial applications (office equipment, communication equipment, measuring equipment, domestic appliances, etc.). please make sure that you consult with us before you use these TOSHIBA products in equipment which requires extraordinarily high quality and/or reliability, and in equipment which may involve life threatening or critical application, including but not limited to such uses as atomic energy control, airplane or spaceship instrumentation, traffic signals, medical instrumentation, combustion control, all types of safety devices, etc. TOSHIBA cannot accept and hereby disclaims liability for any damage which may occur in case the TOSHIBA products are used in such equipment or applications without prior consultation with TOSHIBA.

①

TLP250 - 1

1996 - 4 - 8

TOSHIBA CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)  
 ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT	
LED	Forward Current	I <sub>F</sub>	20	mA	
	Forward Current Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔI <sub>F</sub> / ΔTa	-0.36	mA / °C	
	Peak Transient Forward Current (Note 1)	I <sub>FPT</sub>	1	A	
	Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	5	V	
	Junction Temperature	(T <sub>j</sub> )	125	°C	
DETECTOR	"H" Peak Output Current (P <sub>W</sub> ≤ 2.5 μs, f ≤ 15kHz)(Note 2)	I <sub>OPH</sub>	-1.5	A	
	"L" Peak Output Current (P <sub>W</sub> ≤ 2.5 μs, f ≤ 15kHz)(Note 2)	I <sub>OPL</sub>	+1.5	A	
	Output Voltage	V <sub>O</sub>	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Output Voltage Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV <sub>O</sub> / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Supply Voltage Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV <sub>CC</sub> / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Junction Temperature	(T <sub>j</sub> )	125	°C	
	Operating Frequency (Note 3)	f	25	kHz	
Operating Temperature Range	T <sub>opr</sub>	-20~70	°C		
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-55~125	°C		
Lead Solder Temperature (10s)	T <sub>sol</sub>	260	°C		
Isolation Voltage (AC, I <sub>min.</sub> , R.H. ≤ 60%, Ta=25°C) (Note 4)	BV <sub>S</sub>	2500	V <sub>rms</sub>		

Note 1 : Pulse width P<sub>W</sub> ≤ 1 μs, 300pps

Note 2 : Exponential Waveform

Note 3 : Exponential Waveform, I<sub>OPH</sub> ≤ -1.0A (≤ 2.5 μs), I<sub>OPL</sub> ≤ +1.0A (≤ 2.5 μs)

Note 4 : Device considered a two terminal device : pins 1,2,3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 5 : A ceramic capacitor (0.1 μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
Input Current, ON	I <sub>F</sub> (ON)	7	8	10	mA	
Input Voltage, OFF	V <sub>F</sub> (OFF)	0	—	0.8	V	
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	15	—	30	20	V
Peak Output Current	I <sub>OPH</sub> / I <sub>OPL</sub>	—	—	±0.5	A	
Operating Temperature	T <sub>opr</sub>	-20	25	70	85	°C

TLP250-2  
 1996-4-8  
**TOSHIBA CORPORATION**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)  
 ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT	
Input Forward Voltage	V <sub>F</sub>	—	I <sub>F</sub> =10mA, Ta=25°C		1.6	1.8	V	
Temperature Coefficient of Forward Voltage	ΔV <sub>F</sub> /ΔTa	—	I <sub>F</sub> =10mA	—	-2.0	—	mV/°C	
Input Reverse Current	I <sub>R</sub>	—	V <sub>R</sub> =5V, Ta=25°C		—	10	μA	
Input Capacitance	C <sub>T</sub>	—	V=0, f=1MHz, Ta=25°C	—	45	250	pF	
Output Current	"H" Level	I <sub>OPH</sub>	3	V <sub>CC</sub> =30V (*1)	I <sub>F</sub> =10mA V <sub>8-6</sub> =4V	-0.5	-1.5	A
	"L" Level	I <sub>OPL</sub>	2		I <sub>F</sub> =0 V <sub>6-5</sub> =2.5V	0.5	2	
Output Voltage	"H" Level	V <sub>OH</sub>	4	V <sub>CC1</sub> =+15V, V <sub>EE1</sub> =-15V R <sub>L</sub> =200Ω, I <sub>F</sub> =5mA	11	12.8	—	V
	"L" Level	V <sub>OL</sub>	5	V <sub>CC1</sub> =+15V, V <sub>EE1</sub> =-15V R <sub>L</sub> =200Ω, V <sub>F</sub> =0.8V	—	-14.2	-12.5	
Supply Current	"H" Level	I <sub>CCH</sub>	—	V <sub>CC</sub> =30V, I <sub>F</sub> =10mA Ta=25°C	—	7	—	mA
				V <sub>CC</sub> =30V, I <sub>F</sub> =10mA	—	—	11	
	"L" Level	I <sub>CCL</sub>	—	V <sub>CC</sub> =30V, I <sub>F</sub> =0mA Ta=25°C	—	7.5	—	
				V <sub>CC</sub> =30V, I <sub>F</sub> =0mA	—	—	11	
Threshold Input Current	"Output L→H"	I <sub>FLH</sub>	—	V <sub>CC1</sub> =+15V, V <sub>EE1</sub> =-15V R <sub>L</sub> =200Ω, V <sub>O</sub> >0V	—	1.2	5	mA
Threshold Input Voltage	"Output H→L"	V <sub>FHL</sub>	—	V <sub>CC1</sub> =+15V, V <sub>EE1</sub> =-15V R <sub>L</sub> =200Ω, V <sub>O</sub> <0V	0.8	—	—	V
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	—	—	—	10	—	35	V
Capacitance (Input-Output)	C <sub>S</sub>	—	—	V <sub>S</sub> =0, f=1MHz Ta=25°C	—	1.0	2.0	pF
Resistance (Input-Output)	R <sub>S</sub>	—	—	V <sub>S</sub> =500V, Ta=25°C R.H. ≤ 60%	5×10 <sup>10</sup>	10 <sup>14</sup>	—	Ω

\* All typical values are at Ta=25°C (\*1) : Duration of I<sub>O</sub> time ≤ 50μs

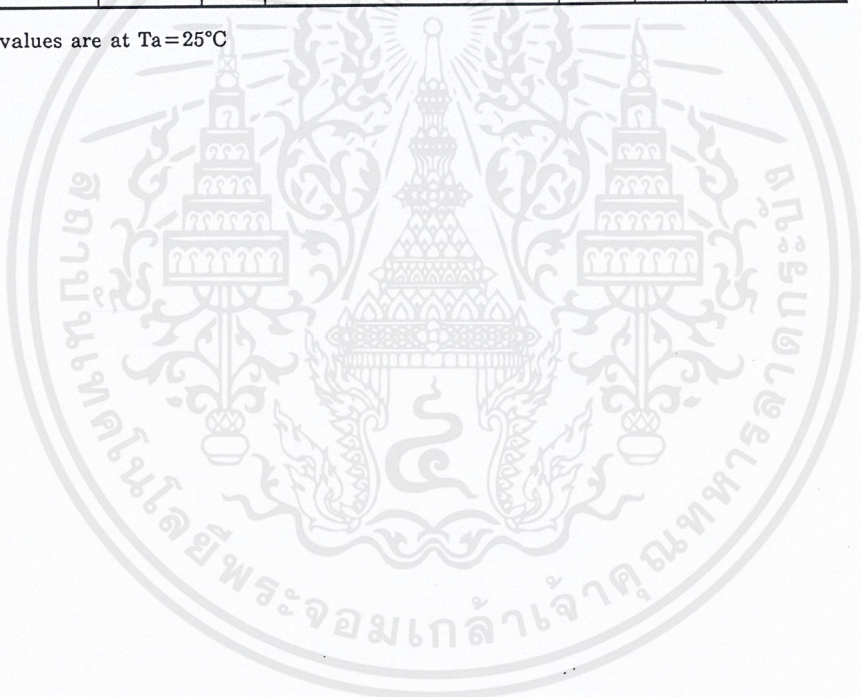
TLP250-3
1996-4-8
<b>TOSHIBA CORPORATION</b>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)  
 SWITCHING CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIR-CUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT
Propagation Delay Time	L→H	t <sub>PLH</sub>	6	I <sub>F</sub> = 8mA V <sub>CC1</sub> = +15V, V <sub>EE1</sub> = -15V R <sub>L</sub> = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t <sub>PHL</sub>			—	0.15	0.5	
Output Rise Time		t <sub>r</sub>			—	—	—	
Output Fall Time		t <sub>f</sub>			—	—	—	
Common Mode Transient Immunity at High Level Output		C <sub>MH</sub>	7	V <sub>CM</sub> = 600V, I <sub>F</sub> = 8mA V <sub>CC</sub> = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common Mode Transient Immunity at Low Level Output		C <sub>ML</sub>	7	V <sub>CM</sub> = 600V, I <sub>F</sub> = 0mA V <sub>CC</sub> = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

\* All typical values are at Ta = 25°C

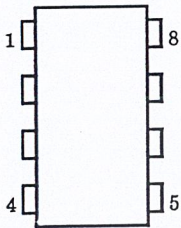


TLP250 - 4
1996-4-8
<b>TOSHIBA CORPORATION</b>

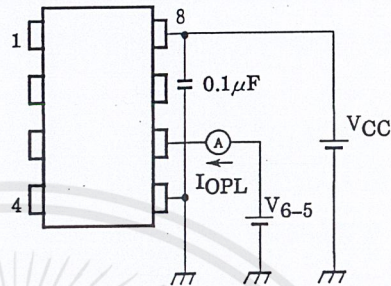
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

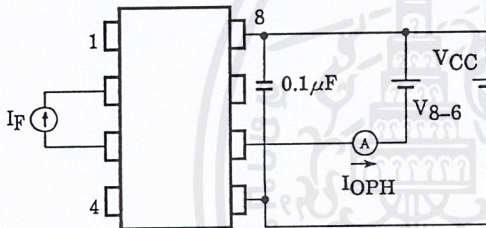
TEST CIRCUIT 1 :



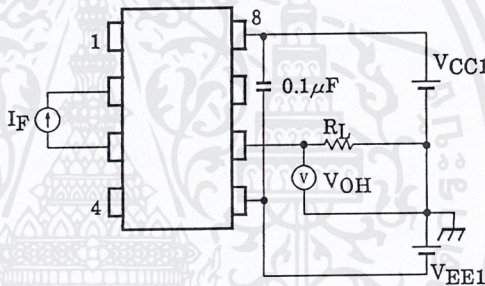
TEST CIRCUIT 2 : IOPL



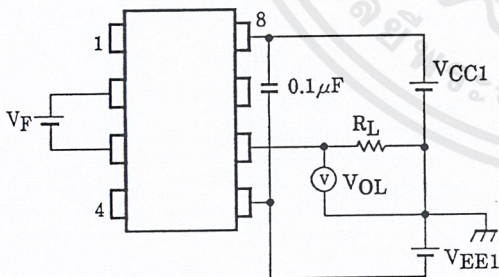
TEST CIRCUIT 3 : IOPH



TEST CIRCUIT 4 : VOH



TEST CIRCUIT 5 : VOL

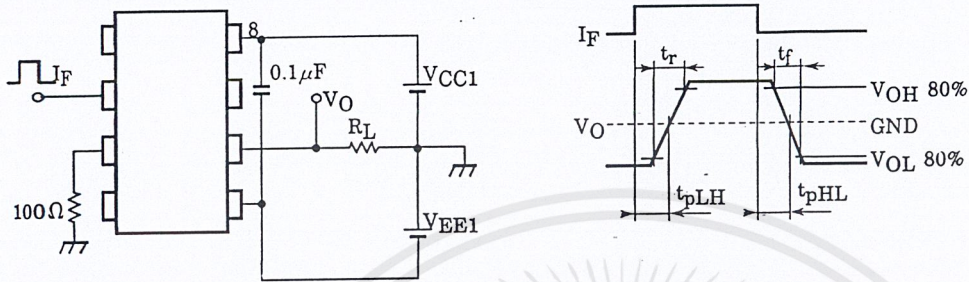


TLP250 - 5
1996 - 4 - 8
<b>TOSHIBA CORPORATION</b>

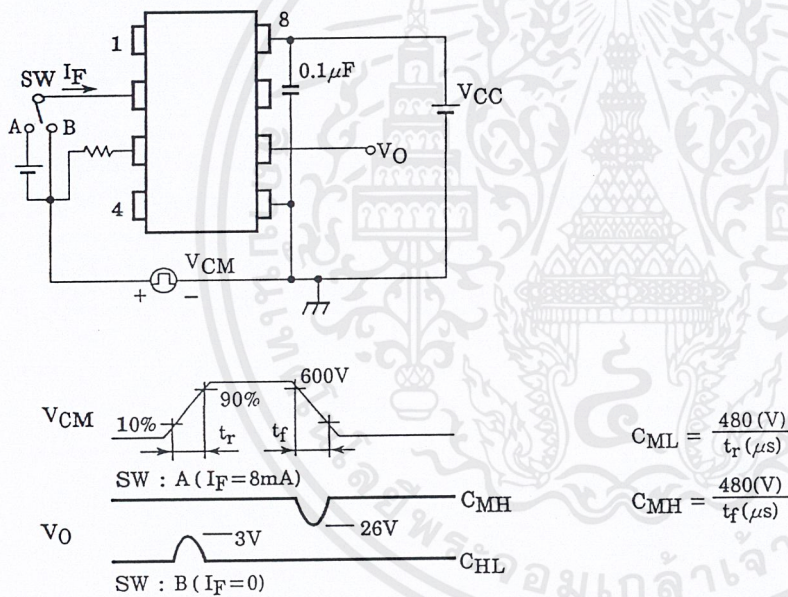
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

TEST CIRCUIT 6 :  $t_{pLH}$ ,  $t_{pHL}$ ,  $t_r$ ,  $t_f$



TEST CIRCUIT 7 :  $C_{MH}$ ,  $C_{ML}$

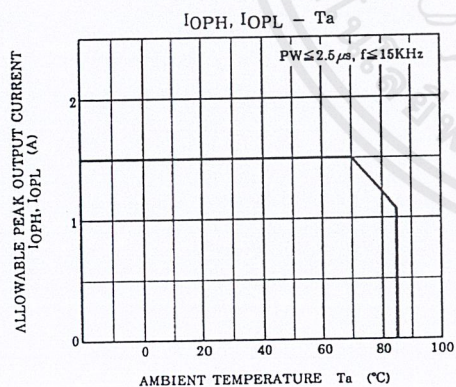
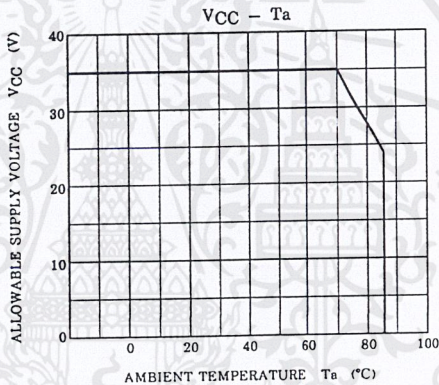
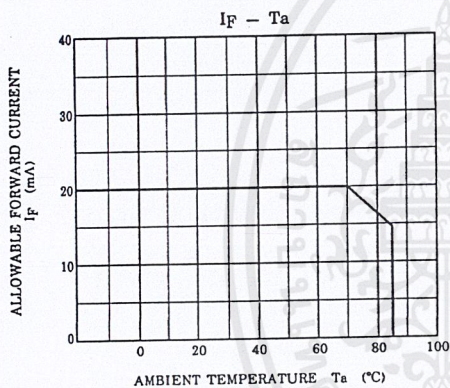
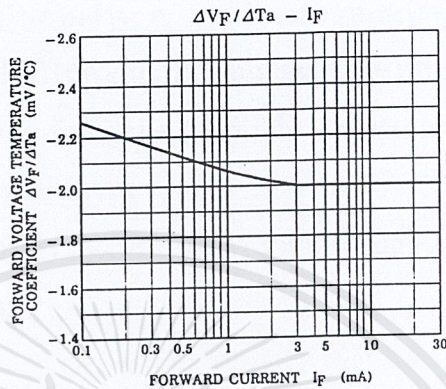
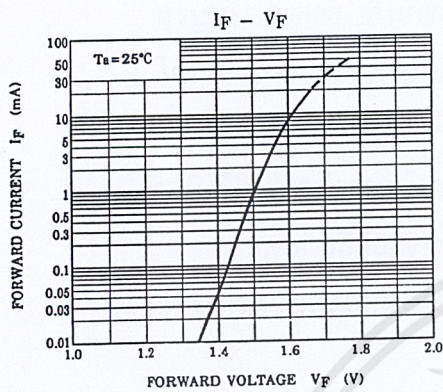


$C_{ML}$  ( $C_{MH}$ ) is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.

TLP250 - 6
1996 - 4 - 8
<b>TOSHIBA CORPORATION</b>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)



TLP250 - 7*
1996 - 4 - 8
TOSHIBA CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] NedMohan,Tore M.Undeland,William P.Robbins,“Power Electronics:Converters, Application, and Design”,2<sup>nd</sup> Ed, John Willey & sons,inc.,USA ,1995
- [2] John C. Salmon ,“Circuit Topologies for Single-Phase Voltage-DoublerBoost Rectifiers”,IEEE Transactions on Pwer Electronics. Vol. 8,No.4,October 1993
- [3] J.Sebatian Tebber, Juan W.Dixon,Gustavo Venegus, and Luis Moran, “A simple Frequency-Independence Method for Caculating the Reactive and Harmonics Current in a Nonlinear Load”,IEEE Transaction on Industrial Electronics.,Vol 43.No.6 December 1995
- [4] Robeto Martinez, Prasad N. Enjeti, “A High-Persomance Single-Phase with Input Power Facyor Correction”, IEEE Transaction on Power Electronics.,Vol 11.No.2 March 1996
- [5] ประวิทย์ ยั่งยืน , “เทคนิค 184 ,การแก้ปัญหาฮาร์โมนิกส์ด้วยแอคทีฟฟิลเตอร์”,ABB Ltd, พฤษภาคม, 2543
- [6] เพ็ญภัค รัตนวงศ์สว่าง,สรยุทธ แซ่เจียม, “การศึกษาวจรแอคทีฟฟิลเตอร์สำหรับปรับปรุ่งค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์”,วิทยานิพนธ์ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2541