

การศึกษาการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทางของ 1 เฟส AC/DC คอนเวอร์เตอร์

A STUDY OF BIDIRECTIONAL POWER FLOW OF
SINGLE PHASE AC/DC CONVERTER



โดย

นายกิตดา
นายพรชัย
นายวิทยา
นายอาภรณ์

ไชยนุสรณ์
เศรษฐสมบัติ
เถินมงคล
ไพฑูรย์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....45949
วัน, เดือน, ปี 2.6 ก.พ. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2544

การศึกษาการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทาง ของ 1 เฟส AC/DC คอนเวอร์เตอร์
A STUDY OF BIDIRECTIONAL POWER FLOW OF SINGLE PHASE
AC/DC CONVERTER



โดย
นาย กิตดา ไชยบุตรณ์
นาย พรชัย เศรษฐสมบัติ
นาย วิทยา เกินมงคล
นาย อารณ ไพฑูรย์

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.ดร.วิจิตร กิลเรศ
อ.สุรินทร์ คำฝอย

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ 2544

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การศึกษาการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทาง ของ 1 เฟส AC/DC คอนเวอร์เตอร์



1. นาย กิตดา

ไชยนุสรณ์

2. นาย พรชัย

เศรษฐสมบัติ

3. นาย วิทยา

เถินมงคล

4. นาย อภรณ์

ไพฑูรย์

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทาง ของ 1 เฟส AC/DC คอนเวอเตอร์

กิตดา ไชยอนุสรณ์

พรชัย เศรษฐสมบัติ

วิทยา เถินมงคล

อาภรณ์ ไพฑูรย์

ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

โครงงานนี้นำเสนอการศึกษาการทำงานของ Single-phase AC/DC converter โดยกำลังไฟฟ้าสามารถไหลผ่านตัวคอนเวอเตอร์ได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Power Flow) ทิศทางแรกกำลังไฟฟ้าไหลจากทางด้านอินพุทกระแสสลับไปยังด้านกระแสตรง ตัวคอนเวอเตอร์จะทำงานเป็น rectifier กระแสอินพุททางด้านกระแสสลับเกือบจะอินเฟสกับแรงดันอินพุท เพาเวอร์แฟกเตอร์ใกล้เคียงหนึ่ง ทิศทางที่สองกำลังไฟฟ้าจะไหลจากทางด้านกระแสตรงย้อนกลับมาทางด้านกระแสสลับตัวคอนเวอเตอร์จะทำงานเป็น inverter กระแสทางด้านกระแสสลับเกือบจะกลับเฟส 180 องศา กับแรงดัน เพาเวอร์แฟกเตอร์ใกล้เคียงหนึ่ง การควบคุมปริมาณและทิศทางของกำลังไฟฟ้าในโครงงานนี้ ใช้วิธีควบคุมกระแส โดยใช้เทคนิค Adaptive current control แบบ fixed band โดยการตรวจจับกระแสจริงทางด้านอินพุท กระแสสลับมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงรูปไซน์ ทำให้กระแสอินพุท พยายาม ติดตามกระแสอ้างอิงจนกระทั่งกระแสอินพุทเกือบจะเป็นรูปไซน์ในที่สุด เพาเวอร์แฟกเตอร์ ก่อนข้างดี มีกระแสฮาร์โมนิกส์ลดลง

A STUDY OF BIDIRECTIONAL POWER FLOW OF SINGLE PHASE AC/DC CONVERTER

Kisada Chainusorn

Pornchai Sestasombut

Wittaya Thurnmongkol

Arporn Pitoon

Assist. Prof.Dr. Vijit Kinares Advisor

Mr.Surin Khomfoi Advisor

2001

Abstract

This project presents a study of operation of single-phase AC/DC converter, which power can be bidirectly flowed. During the normal direction, the power flow from the AC input to the DC side ,the converter acts as a rectifier, the input current almost inphase with input voltage and a power factor is nearly unity. During second direction, the power flow from the DC side to the AC input ,the converter acts as an inverter, the input current almost 180 out of phase with input voltage and a power factor is nearly unity. The magnitude and direction of power flow are controlled by current control method by using fixed band adaptive current controlled technique, which the input current is sensed to compare with sine reference current to make input current is nearly the same as sinusoidal. The power factor is well and low harmonic current .

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	
ABSTRACT	
สารบัญ	I
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ทฤษฎี Interface for a bidirectional power flow	3
2.2 ทฤษฎีเทคนิค Adaptive current control PWM	10
2.3 ทฤษฎีการควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าโดยใช้เทคนิค การควบคุมกระแส	13
2.4 ทฤษฎีอินเวอร์เตอร์	15
2.5 ทฤษฎีฮาร์โมนิกส์	22
บทที่ 3 หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร	25
3.1 หลักการของระบบ	25
3.2 วงจรกำลัง	25
3.3 วงจรควบคุม	27
3.4 วงจรตรวจจับกระแส	30
3.5 วงจรป้องกัน	34
3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	35
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	38
4.1 การทดลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากด้าน AC ไปยังด้าน DC	41
4.1.1 ใช้วงจรเรกติไฟร์โดยใช้ไดโอด	
4.1.2 ใช้วงจรเรกติไฟร์ที่มีการสวิตช์	
4.2 การทดลองการส่งกำลังไฟฟ้าจากทางด้าน DC มายังด้าน AC โดยวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์	52
4.3 การทดลองการหาค่าประสิทธิภาพของระบบ	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

69

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของคอนเวอเตอร์	1
2.1 คอนเวอร์เตอร์สำหรับการเชื่อมโยงกับการไฟฟ้า (AC)	3
2.2 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรม	4
2.3 แสดงการส่งกำลังไฟฟ้าระหว่างบัสสองบัส	6
2.4 Voltage Source Inverter เฟสเดียวที่มี Diode rectifier	10
2.5 แสดงหลักการเกิดรูปคลื่น PWM โดยเทคนิค Adaptive Current Control	11
2.6 แสดงวงจรควบคุมเทคนิค Adaptive Current Control	11
2.7 บล็อกการทำงานพื้นฐานของ Adaptive Current Control	12
2.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสจริงภายในขอบเขตฮิสเทอรีซิส	13
2.9 รูปวงจรการทำงานของชุดคอนเวอเตอร์	13
2.10 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน	17
2.11 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส	18
2.12 แสดงการสูญเสียขณะอุปกรณ์ทำการสวิตช์	20
3.1 แสดงวงจรกำลังที่ใช้ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง	25
3.2 วงจร Voltage regulator power supply	26
3.3 แสดง Block diagram ของวงจรควบคุม	27
3.4 วงจรตรวจจับสัญญาณไซน์จากระบบการไฟฟ้า	28
3.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรตรวจจับสัญญาณไซน์จากระบบการไฟฟ้า	28
3.6 วงจรคุมแรงดัน	29
3.7 แสดงสัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณด้วยกระแสคำสั่งบวก	29
3.8 แสดงสัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณด้วยกระแสคำสั่งลบ	30
3.9 วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสลบ โดยใช้ LEM	30
3.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสคำสั่งบวก	31
3.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสคำสั่งลบ	31
3.12 วงจร Comparator แบบ bang-bang	31
3.13 แสดงสัญญาณที่เกิดจากการลบกันของกระแสอ้างอิงกับกระแสจริง	32
3.14 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรก่อนส่งไป dead time	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.15 แสดงวงจรเดคโทม์	33
3.16 แสดงสัญญาณขับ IGBT ในวงจรอินเวอร์เตอร์ในกิ่งเดียวกัน	33
3.17 แสดงวงจรป้องกันกระแสเกิน	34
3.18 แสดงวงจรจำกัดกระแสอินรัช	34
4.1 วงจรเรกติไฟร์ด้วยไดโอด	38
4.2 วงจรการทำงานของ Switch mode converter	38
4.3 แสดงการจำลองการทำงานในช่วงเรกติไฟร์และในช่วงอินเวอร์เตอร์	40
4.4 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุทของไดโอดเรกติไฟร์	42
4.5 แสดงรูปของกระแส Id กับแรงดัน Vdc	42
4.6 แสดงรูปของแรงดัน Vs และกระแส Is ด้านอินพุทของวงจรเรกติไฟร์ โดยการสวิตซ์ที่ 500 Kw	43
4.7 แสดงรูปของแรงดัน Vdc และกระแส Id	43
4.8 แสดงรูปของแรงดัน VL และกระแส Is	44
4.9 แสดงรูปของแรงดัน Vconv และกระแส Is	44
4.10 แสดงรูปของแรงดัน Vs และกระแส Is ด้านอินพุทของวงจรเรกติไฟร์ โดยการสวิตซ์ที่ 1Kw	45
4.11 แสดงกระแส Id กับแรงดัน Vdc	45
4.12 แสดงรูปของแรงดัน VL และกระแส Is	46
4.13 แสดงรูปของ Vconv และกระแส Is	46
4.14 แสดงสเปคตัมของ Vconv1 ที่กำลังไฟฟ้า 1Kw	46
4.15 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า	47
4.16 แสดงการเปลี่ยนแปลงของเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	47
4.17 แสดงการเปรียบเทียบกระแสไหลกลับกับกำลังไฟฟ้า	47
4.18 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า	48
4.19 แสดงการเปลี่ยนแปลงของเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	48
4.20 แสดงการเปรียบเทียบกระแสไหลกลับกับกำลังไฟฟ้า	48
4.21 แสดงการเปลี่ยนแปลง Vconv1 เทียบกับกำลังไฟฟ้า	49
4.22 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับกำลังไฟฟ้า	50
4.23 แสดงการเปลี่ยนแปลงของเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	50
4.24 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ THDi ที่กำลังไฟฟ้าต่างๆ	50

4.25 แสดงการเปลี่ยนแปลง V_{conv1} เทียบกับกำลังไฟฟ้า	51
4.26 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับกำลังไฟฟ้า	52
4.27 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้า	52
4.28 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ THDi ที่กำลังไฟฟ้าต่างๆ	52
4.29 แสดงการเปลี่ยนแปลง V_{conv1} เทียบกับกำลังไฟฟ้า	53
4.30 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับกำลังไฟฟ้า	54
4.31 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้า	54
4.32 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ THDi ที่กำลังไฟฟ้าต่างๆ	54
4.33 แสดงการเปลี่ยนแปลง V_{conv1} เทียบกับกำลังไฟฟ้า	55
4.34 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับกำลังไฟฟ้า	56
4.35 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้า	56
4.36 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ THDi ที่กำลังไฟฟ้าต่างๆ	56
4.37 แสดงการเปรียบเทียบ V_{conv1} กับกำลังไฟฟ้าที่ค่า V_{dc} ต่างๆ	57
4.38 แสดงการเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงของมุม δ กับกำลังไฟฟ้า ที่ค่า V_{dc} ต่างๆ	57
4.39 แสดงการเปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์กับกำลังไฟฟ้าที่ค่า V_{dc} ต่างๆ	58
4.40 แสดงการเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงของ THDi กับกำลังไฟฟ้า ที่ค่า V_{dc} ต่างๆ	58
4.41 แสดงกระแส I_s และ V_s เมื่อวงจรทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ ที่กำลังไฟฟ้า 500 วัตต์	59
4.42 แสดงกระแส I_d กับแรงดัน V_{dc}	59
4.43 แสดงแรงดัน V_L กับกระแส I_s	60
4.44 แสดงแรงดัน V_{conv1} กับกระแส I_s	60
4.45 แสดงกระแส I_s และ V_s เมื่อวงจรทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ ที่กำลังไฟฟ้า 1 กิโลวัตต์	61
4.46 แสดงกระแส I_d กับแรงดัน V_{dc}	61
4.47 แสดงแรงดัน V_L กับกระแส I_s	62
4.48 แสดงแรงดัน V_{conv1} กับกระแส I_s	62
4.49 แสดงสเปกตรัมของแรงดัน V_{conv1} ที่กำลังไฟฟ้า 1 กิโลวัตต์	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.50 แสดงการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของไดโอดเรกติไฟร์กับ ชุดคอนเวอเตอร์ที่ทำงานเป็นเรกติไฟร์ที่มีการสวิตช์	64
4.51 แสดงการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของชุดคอนเวอเตอร์ ที่ทำงานเป็นเรกติไฟร์กับการทำงานเป็นอินเวอเตอร์	65



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ผลการทดลองของวงจรไดโอดเรกติไฟร์กับชุดคอนเวอเตอร์ ที่ทำงานเป็นวงจรเรกติไฟร์ที่มีการสวิตช์	41
4.2 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 290V$	49
4.3 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 270 V$	51
4.4 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 250 V$	52
4.5 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 220 V$	53
4.6 แสดงการหาค่าประสิทธิภาพของวงจรเรกติไฟร์ที่ใช้ไดโอด	63
4.7 แสดงการหาค่าประสิทธิภาพของวงจรเรกติไฟร์ที่มีการสวิตช์	63
4.8 แสดงการหาค่าประสิทธิภาพของที่ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์	64

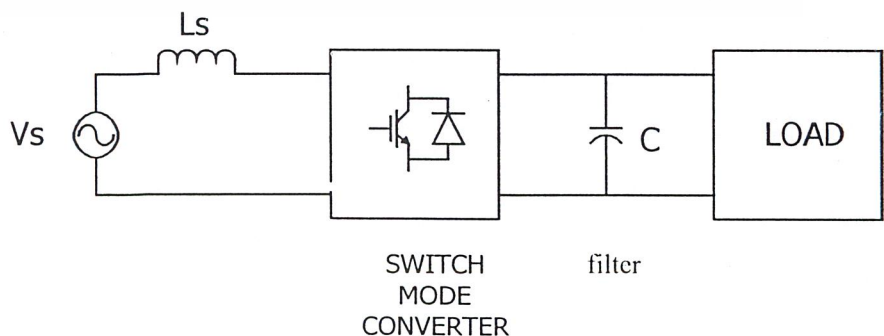
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นที่นิยมใช้กันแพร่หลายในอุตสาหกรรม เช่น การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำมอเตอร์กระแสตรง และการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งอุปกรณ์พวกนี้จะก่อให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้นในระบบไฟฟ้า เป็นผลให้อุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆ ที่ต่อรวมอยู่ในระบบเสียหายหรือมีอายุการใช้งานสั้นลง อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการแปลงจากไฟกระแสสลับไปเป็นกระแสตรงที่มีไดโอด หรือทรินสเตอร์เป็นตัวเรียงกระแส จะทำให้กระแสอินพุทไม่เป็นรูปไซน์ และ เพาเวอร์แฟกเตอร์ไม่คอยดี อีกทั้งกำลังไฟฟ้าสามารถไหลได้แค่ทิศทางเดียว คือไหลจากทางด้านกระแสสลับไปยังด้านกระแสตรง ซึ่งจะเป็นปัญหากับพวกคอนเวอเตอร์ที่ใช้ขั้วมอเตอร์เหนี่ยวนำหรือมอเตอร์กระแสตรง เป็นต้น ในขณะที่ทำการเบรกมอเตอร์ มอเตอร์จะมีสภาพเป็นเครื่องกำเนิด จ่ายกำลังไฟฟ้าย้อนกลับมายังด้านกระแสตรง ทำให้แรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์มีค่าสูงขึ้นมา จะทำให้คาปาซิเตอร์เสียหายได้ การแก้ปัญหาที่ใช้กันอยู่คือ ทำการลดแรงดันที่สูงเกินไปลงโดยการสวิตช์ผ่านตัวต้านทาน เพื่อคายพลังงานที่สะสมออกไปในรูปของความร้อน ซึ่งเป็นการเบรกแบบ dynamic breaking

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาถึงการทำงานของคอนเวอเตอร์ ที่แปลงผันไฟกระแสสลับเป็นกระแสตรง โดยมีจุดที่น่าสนใจตรงที่กระแสอินพุทใกล้เคียงรูปไซน์มาก และมีเพาเวอร์แฟกเตอร์ ดีขึ้นมากและที่สำคัญคือกำลังไฟฟ้า สามารถไหลย้อนกลับมายังด้านแหล่งจ่ายกระแสสลับได้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของคอนเวอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของคอนเวอเตอร์ที่ใช้ในโครงการ ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับคอนเวอเตอร์แบบ 4 ครอแตรนซ์(ทำงานใน 2 ควอแตรนซ์) โดยมีไอจีบีที ทำงานร่วมกับไดโอด โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแส ซึ่งเป็นการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์(PWM)อย่างหนึ่ง ควบคุมการทำงานของคอนเวอเตอร์ เพื่อที่จะให้คอนเวอเตอร์จ่ายกระแสในทิศทางที่เราต้องการ ซึ่งก็เป็นการควบคุมขนาดและทิศทางของกำลังไฟฟ้าด้วย

1.2 ขั้นตอนการศึกษาดำเนินงานของโครงการ

1. ศึกษาทฤษฎีการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า แบบ 1 เฟส
2. ศึกษาทฤษฎีคอนเวอเตอร์ที่ใช้ในโครงการ
3. ศึกษาวงจรควบคุมที่ใช้ในโครงการ (ศึกษาเทคนิคการควบคุมกระแสแบบ Adaptive current control)
4. ทำการสร้างชุดวงจรกำลัง และทดสอบการทำงานของวงจรกำลัง
5. ทำการสร้างวงจรควบคุมและทดสอบการทำงานของวงจร
6. ทดลองชุดวงจรกำลัง และชุดควบคุมวงจรกำลังโดยทำการควบคุมกระแสจ่ายผ่านโหลด R,L (Adaptive current control)
7. ทดลองทำการส่งผ่านพลังงาน 2 ทิศทาง 1 เฟส ควบคุมกระแสโดย Manual ที่แรงดันอินพุท ประมาณ 100 โวลท์
8. ทดลองทำการส่งผ่านพลังงาน 2 ทิศทาง 1 เฟส ที่แรงดันอินพุท ประมาณ 220 โวลท์
9. สรุปผลการทดลอง และวิเคราะห์เปรียบเทียบคุณลักษณะต่างๆ ตามทฤษฎี

1.3 ขอบเขตการศึกษาโครงการ

ทำการศึกษาถึงการทำงานของ single-phase AC/DC converter ศึกษาการไหลของกำลังไฟฟ้าและการควบคุมโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแส ทำการจำลองระบบเพื่อดูความเป็นไปได้และสร้างชิ้นงานเพื่อใช้ทดลอง ทำการทดลองโดยการควบคุมให้กำลังไฟฟ้าไหลในสองทิศทางโดยใช้การควบคุมแบบ manual (open loop) สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

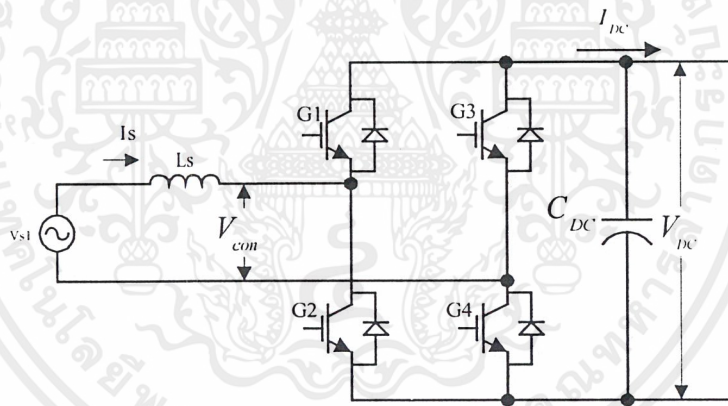
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

ทฤษฎี Interface for a Bidirectional Power Flow

ในการประยุกต์ดังตัวอย่างเช่น ในการเบรคมอเตอร์แบบ Regenerative กำลังไฟฟ้าจะไหลผ่าน Converter แบบ Reverse ที่ต่อกับระบบการไฟฟ้าซึ่ง พลังงานจลน์จากแรงเฉื่อยของ Motor และ load จะเปลี่ยนรูปเป็นพลังงานไฟฟ้าและไหลย้อนกลับสู่การไฟฟ้า โดยใช้ Switch – Mode Converter ดังรูปที่ 2 ขณะที่ทำงานในโหมดเรกติไฟร์ พลังงานจะไหลจากด้าน AC ไปยัง DC และขณะที่ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์ พลังงานจะไหลจากด้าน DC ไปยังด้าน AC



รูปที่ 2.1 คอนเวอเตอร์สำหรับการเชื่อมโยงกับการไฟฟ้า (AC)

จากรูป 2.1

$$V_s = V_{conv} + V_L \quad (2.1)$$

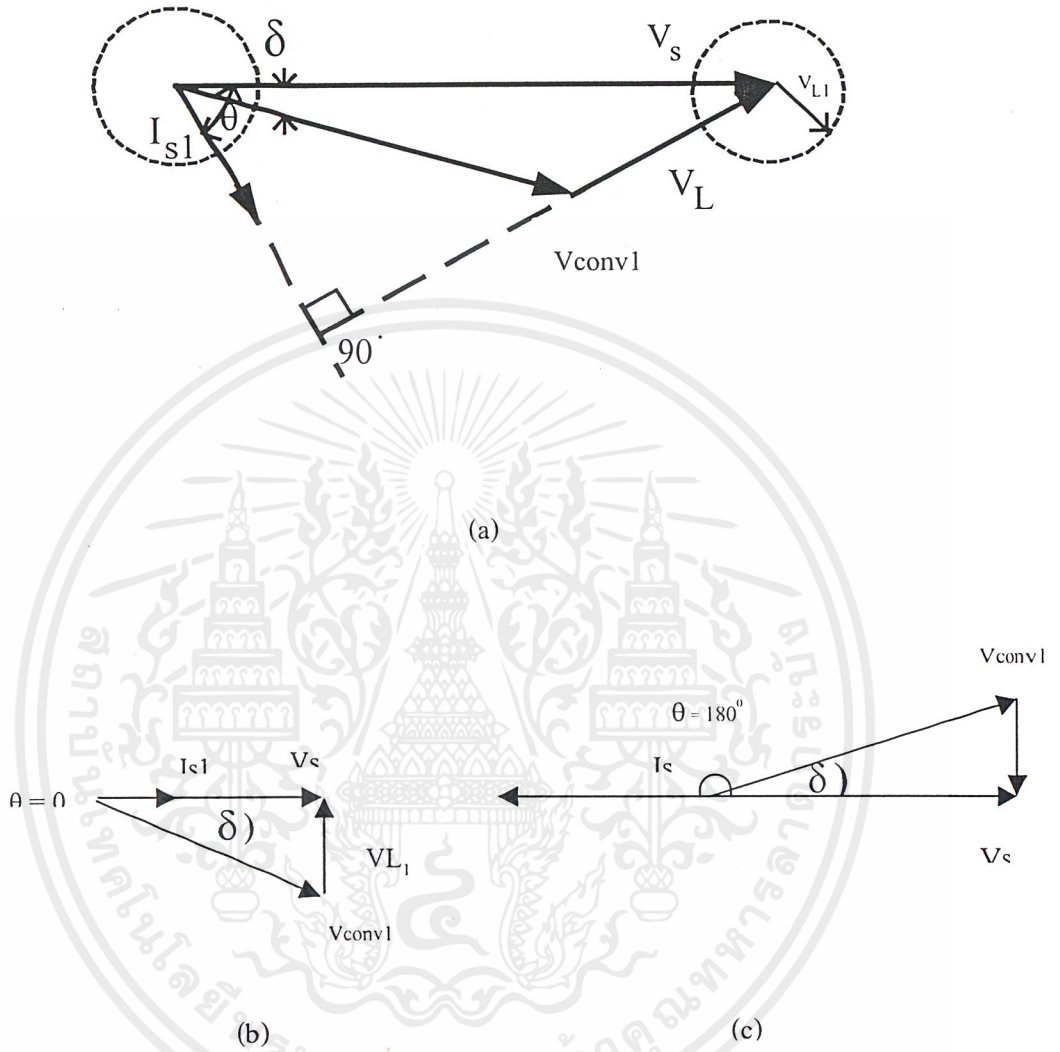
$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2.2)$$

เมื่อกำหนดให้ V_s เป็นรูปไซน์และเป็นค่าอ้างอิง พิจารณาที่องค์ประกอบมูลฐาน จะได้ว่า

$$V_s = V_{conv_1} + V_{L_1} \quad (2.3)$$

$$V_{L_1} = j\omega L_s I_{s1} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 การเรกติไฟร์ และการอินเวเตอร์ (a) เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป
 (b) เรกติไฟร์ p.f. = 1 (c) อินเวเตอร์ ที่ p.f. = -1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรม รูปที่ 2.2 (a)

พิสูจน์ ให้ V_s เป็น Refferance

$$-V_{CONVI}\sin(-\delta) = V_{CONVI}\sin\delta \quad (2.5)$$

$$V_s - V_{LI}\sin\theta = V_{CONVI}\cos\theta \quad (2.6)$$

$$V_{LI}\sin(90^\circ-\theta) = V_{LI}(\sin90^\circ\cos\theta - \cos90^\circ\sin\theta) = V_{LI}\cos\theta \quad (2.7)$$

$$V_{LI}\cos(90^\circ-\theta) = V_{LI}(\cos90^\circ\cos\theta + \sin90^\circ\sin\theta) = V_{LI}\sin\theta \quad (2.8)$$

จากรูป 2.2 (a) จะได้

$$V_{LI}\cos\theta = \omega L_s I_s \cos\theta = V_{CONVI}\sin\delta \quad (2.9)$$

$$V_{LI}\sin\theta = \omega L_s I_s \sin\theta = V_s - V_{CONVI}\cos\delta \quad (2.10)$$

จากสมการ (2.9) และ (2.10) จะได้

$$I_s \cos\theta = \frac{V_{CONVI}\sin\delta}{\omega L_s} \quad (2.11)$$

$$I_s \sin\theta = \frac{V_s - V_{CONVI}\cos\delta}{\omega L_s} \quad (2.12)$$

จาก

$$P = V_s I_s \cos\theta \quad (2.13)$$

$$Q = V_s I_s \sin\theta \quad (2.14)$$

นำสมการ (2.11) แทนในสมการ (2.13) และสมการ (2.12) แทนใน (2.14) จะได้

Real Power

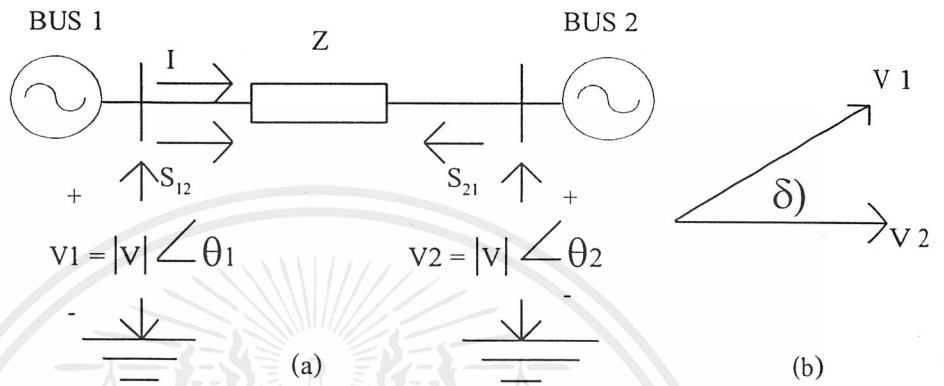
$$P = \frac{V_s (V_{CONVI}\sin\delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2 (V_{CONVI}\sin\delta)}{\omega L_s V_s} \quad (2.15)$$

Reactive Power

$$Q = V_s \frac{(V_s - V_{CONVI}\cos\delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2 (1 - V_{CONVI}\cos\delta)}{\omega L_s V_s} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์ทางเวกเตอร์การทำงานทั้ง 2 โหมด ได้อาศัยทฤษฎีการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 2 บัส มาเปรียบเทียบให้เห็นดังนี้



รูปที่ 2.3 (a) แสดงการส่งกำลังไฟฟ้าระหว่าง 2 บัส, (b) เฟสเซอร์ไดอะแกรม

ในการวิเคราะห์การไหลของกำลังไฟฟ้า โดยมีทิศทางการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าตามรูป ซึ่งเป็นวงไลน์ไดอะแกรมแทนระบบส่งกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 1 กับบัส 2 และมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งเป็น $Z = R + jX$ ต่ออยู่ระหว่างบัสทั้งสอง ซึ่งมีสมการในการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

$$S_{12} = P_{12} + jQ_{12} = V_1(I^*) \tag{2.17}$$

$$S_{21} = P_{21} + jQ_{21} = V_2(-I^*) \tag{2.18}$$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{Z} \tag{2.19}$$

- โดย:
- S_{12} = คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 1 ไป บัส 2
 - S_{21} = คือ กำลังไฟฟ้ารวมที่ไหลจากบัส 2 ไป บัส 1
 - P_{12} = คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจากบัส 1 ไป บัส 2
 - P_{21} = คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจากบัส 2 ไป บัส 1
 - Q_{12} = คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 1 ไป บัส 2
 - Q_{21} = คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 2 ไป บัส 1
 - V_1, V_2 = คือ แรงดันไฟฟ้าที่บัส 1 และบัส 2 ตามลำดับ
 - I = คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2
 - Z = คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.17) และ (2.19) ได้

$$\begin{aligned}
 S_{12} &= \frac{V_1 V_1^* - V_2^*}{Z^*} \\
 &= \frac{|V_1|^2 - |V_1||V_2| \angle \theta_2 - \theta_1}{R - jX}
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

กำหนดให้ $\theta_1 - \theta_2 = \delta$

เมื่อ δ คือ มุมเฟสแวลอร์เองเกิด (power angle) ซึ่งเป็นมุมต่างเฟสกันระหว่างแรงดันไฟฟ้าทั้งสองจะได้สมการดังนี้

$$P_{12} = \frac{1}{R^2 + X^2} (R|V_1|^2 - R|V_1||V_2| \cos \delta + X|V_1||V_2| \sin \delta) \tag{2.21}$$

$$Q_{12} = \frac{1}{R^2 + X^2} (X|V_1|^2 - X|V_1||V_2| \cos \delta - R|V_1||V_2| \sin \delta) \tag{2.22}$$

ในทำนองเดียวกัน

$$P_{21} = \frac{1}{R^2 + X^2} (R|V_1|^2 - R|V_1||V_2| \cos \delta - X|V_1||V_2| \sin \delta) \tag{2.23}$$

$$Q_{21} = \frac{1}{R^2 + X^2} (X|V_2|^2 - X|V_1||V_2| \cos \delta + R|V_1||V_2| \sin \delta) \tag{2.24}$$

ซึ่งโดยทั่วไป $X \gg R$

$$P_{12} = \frac{|V_1||V_2| \sin \delta}{X} = \frac{(|V_s||V_{conv1}| \sin \delta)}{X} = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \frac{(V_{conv1} \sin \delta)}{V_s} \tag{2.25}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{12} = \frac{1}{X} (|V_1|^2 - |V_1||V_2| \cos \delta) = \frac{1}{\omega L_s} (|V_s|^2 - |V_s||V_{conv1}| \cos \delta) \quad (2.26)$$

$$P_{21} = -\frac{|V_1||V_2| \sin \delta}{X} = -P_{12} \quad (2.27)$$

$$Q_{21} = \frac{1}{X} (|V_2|^2 - |V_1||V_2| \cos \delta) \quad (2.28)$$

Mode Rectifier

กำลังไฟฟ้าจริง (P) ที่ถูกจ่ายจากแหล่งจ่าย (AC) ไปยัง converter หรือกำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจากบัส 1 ไปบัส 2 (P_{12}) คือ

$$P_{12} = V_s I_s \cos \theta \quad (2.29)$$

เมื่อ $V_L \cos \theta = \omega L_s I_s \cos \theta = V_{conv1} \sin \theta$ จะได้

$$P_{12} = \frac{(|V_s||V_{conv1}| \sin \delta)}{X} = \frac{V_s^2 (V_{conv1} \sin \delta)}{\omega L_s V_s} = \frac{|V_1||V_2| \sin \delta}{X} \quad (2.30)$$

กำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายจากแหล่งจ่าย (AC) ไปยัง converter หรือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากบัส 1 ไปยังบัส 2 (Q_{12}) คือ

$$Q_{12} = V_s I_s \sin \theta \quad (2.31)$$

เมื่อ $V_s - \omega L_s \sin \theta = V_{conv1} \cos \delta$ จะได้

$$Q_{12} = \frac{1}{X} (|V_s|^2 - |V_s||V_{conv1}| \cos \delta) = \frac{1}{\omega L_s} (|V_2|^2 - |V_1||V_2| \cos \delta) \quad (2.32)$$

จาก $V_s = V_L + V_{CONVI}$

ฉะนั้น
$$I_{S1} = \frac{V_s - V_{CONVI}}{j\omega L_s} \quad (2.33)$$

Mode Inverter

$$P_{21} = -P_{12} \quad (2.34)$$

$$V_{CONVI} = V_s + V_L \quad (2.35)$$

เพราะฉะนั้น
$$I_{S1} = \frac{V_{CONVI} - V_s}{j\omega L_s} \quad (2.36)$$

จากการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ทางเวกเตอร์ของทั้ง 2 โหมดการทำงาน กับทฤษฎี 2 บัส เป็นจริงตามสมการที่แสดง เพราะฉะนั้นสมการที่นำไปใช้ในโครงการแสดงดังนี้

$$P = V_s I_s \cos \theta \quad (2.37)$$

$$P = \frac{(|V_s| |V_{CONVI}| \sin \delta)}{X} = \frac{V_s^2 (V_{CONVI} \sin \delta)}{\omega L_s V_s} = \frac{|V_1| |V_2| \sin \delta}{X} \quad (2.38)$$

$$Q = V_s I_s \sin \theta \quad (2.39)$$

$$Q = \frac{1}{X} (|V_s|^2 - |V_s| |V_{CONVI}| \cos \delta) = \frac{1}{\omega L_s} (|V_2|^2 - |V_1| |V_2| \cos \delta) \quad (2.40)$$

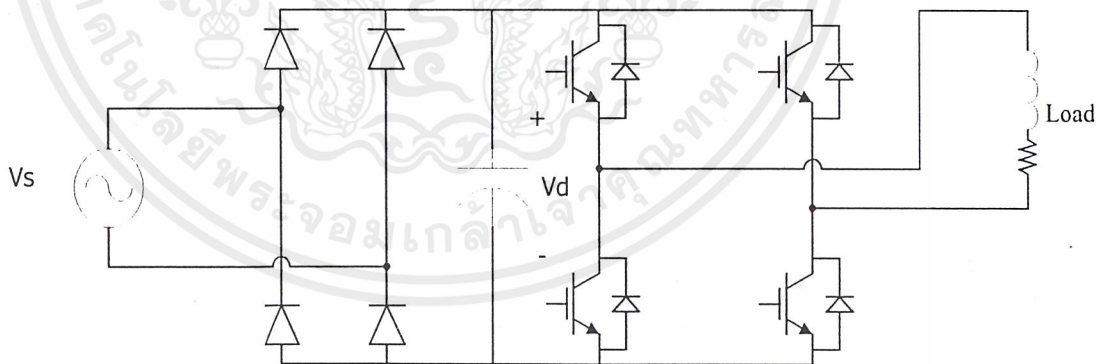
จะได้

$$I_{S1} = \frac{V_s - V_{CONVI}}{j\omega L_s} \quad (2.41)$$

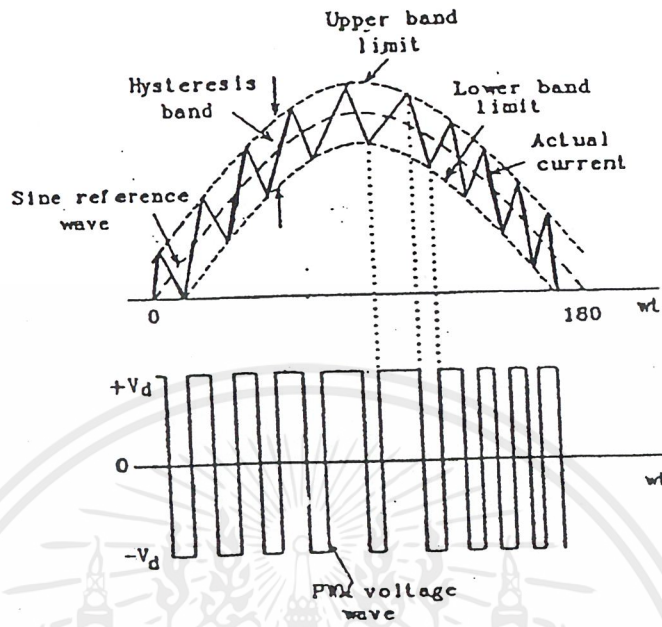
จากโครงการนี้ได้ควบคุมปริมาณ Power โดยการควบคุมกระแส I_s โดยได้นำเทคนิคของ Adaptive Current Control มาควบคุม ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้

เทคนิค Adaptive current control PWM

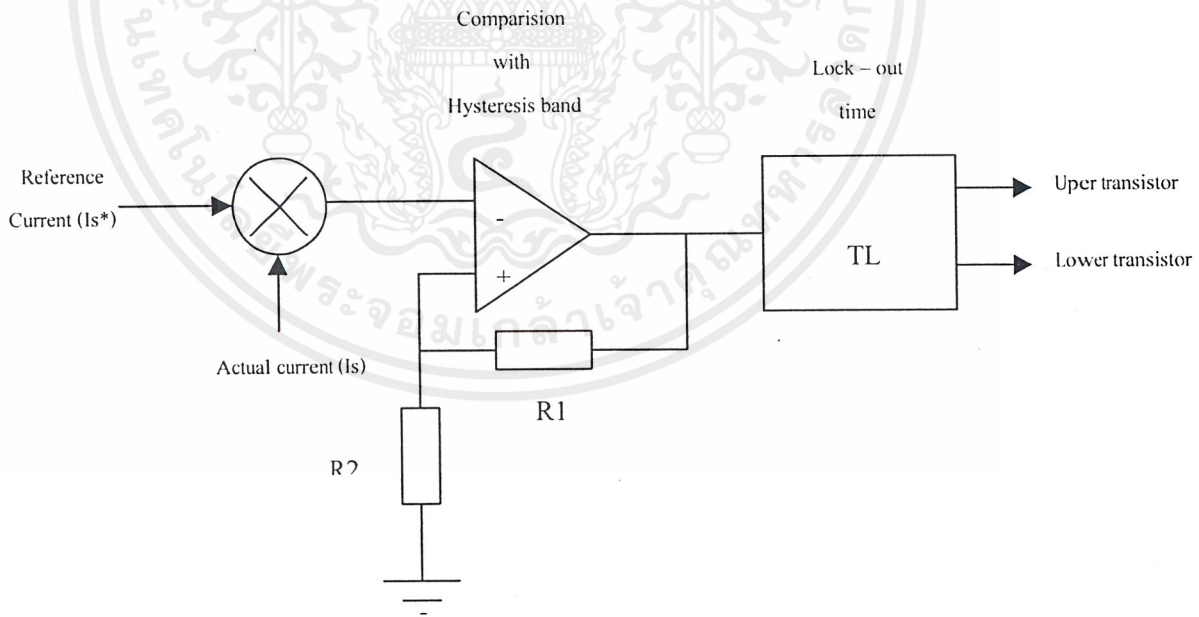
ใน inverter แบบ voltage source ที่ใช้ Diode rectifier นั้น จะมีข้อเสียอยู่มากคือจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้น ในสาย AC และกระแสตรง DC link จะมี ripple เกิดขึ้น ดังนั้นเทคนิค Adaptive current control PWM จะมีความสามารถในการควบคุมกระแสโดยมีการปรับตัวเอง โดยอัตโนมัติ ภายใต้ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส โดยการตรวจจับกระแสจริงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิง เมื่อกระแสจริงเกินขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสที่กำหนดไว้ จากรูปที่ 7 ทราบซีสเตอร์ตัวบนจะหยุดนำกระแส (turn – off) ในขณะที่ทราบซีสเตอร์ตัวล่างจะนำกระแส (turn – on) เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจาก V_d เป็น $-V_d$ และกระแสเริ่มลดลง จนกระทั่งกระแสลดลงมาถึง ขอบเขตล่างของฮีสเตอร์รีซิสจะมีการเปลี่ยนการสวิตช์ โดยทราบซีสเตอร์ตัวบนจะนำกระแส ส่วนทราบซีสเตอร์ตัวล่างจะหยุดนำกระแสซึ่งเป็นครบรอบการสวิตช์ ช่วงที่ทราบซีสเตอร์ตัวบนและตัวล่างจะเปลี่ยนการสวิตช์นั้น จะมีการใช้ช่วงกร ล็อค-เอาท์ time เพื่อไม่ให้ทราบซีสเตอร์ตัวบนและตัวล่างสวิตช์พร้อมกัน เป็นการป้องกันไม่ให้เกิด short – branch ขึ้น



รูปที่ 2.4 Voltage Source Inverter เฟสเดียวที่มี Diode rectify



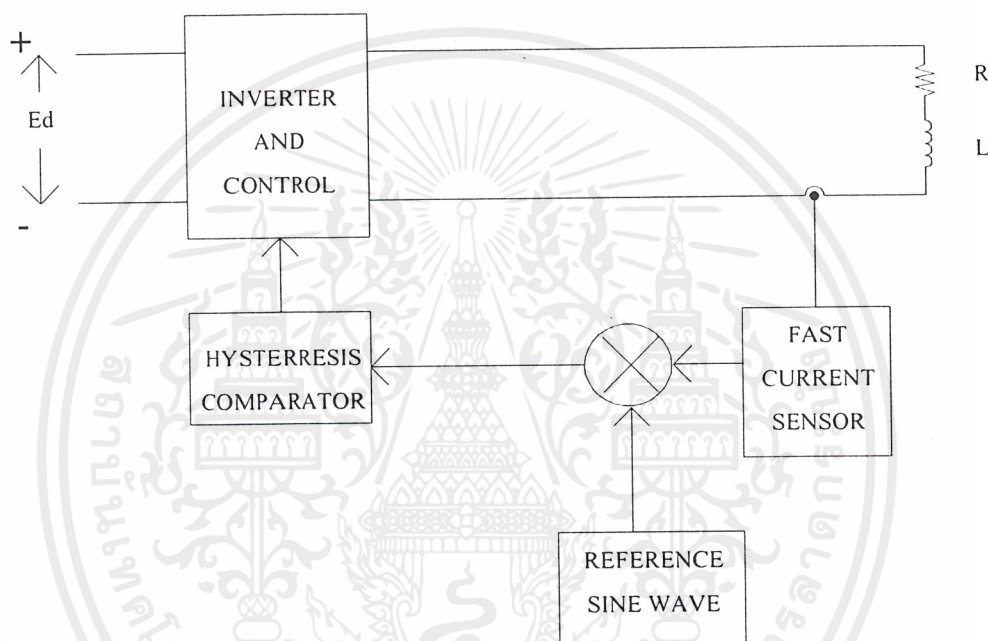
รูปที่ 2.5 แสดงหลักการเกิดรูปคลื่น PWM โดยเทคนิค Adaptive Current Control



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรควบคุมเทคนิค Adaptive Current Control

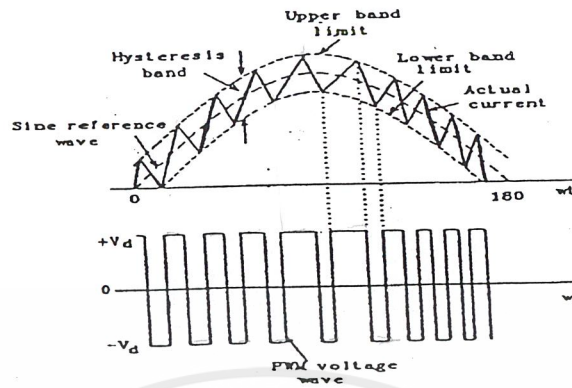
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดประสงค์ของเทคนิคนี้ เพื่อให้รูปคลื่นกระแสที่เกิดขึ้นแปรตามรูปคลื่นอ้างอิง ซึ่งเราจะสร้างขึ้นมา ส่วนที่สำคัญของเทคนิค Adaptive Current Control นี้ คือ การตรวจจับกระแสจริงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นไซน์อ้างอิง ความแตกต่างระหว่าง 2 สัญญาณ จะอยู่ภายในค่าที่กำหนด (hysteresis band) โดยการ swing ของอินเวอร์เตอร์ระหว่าง maximum voltage กับ minimum voltage แสดงบล็อกการทำงานดังรูป 2.7



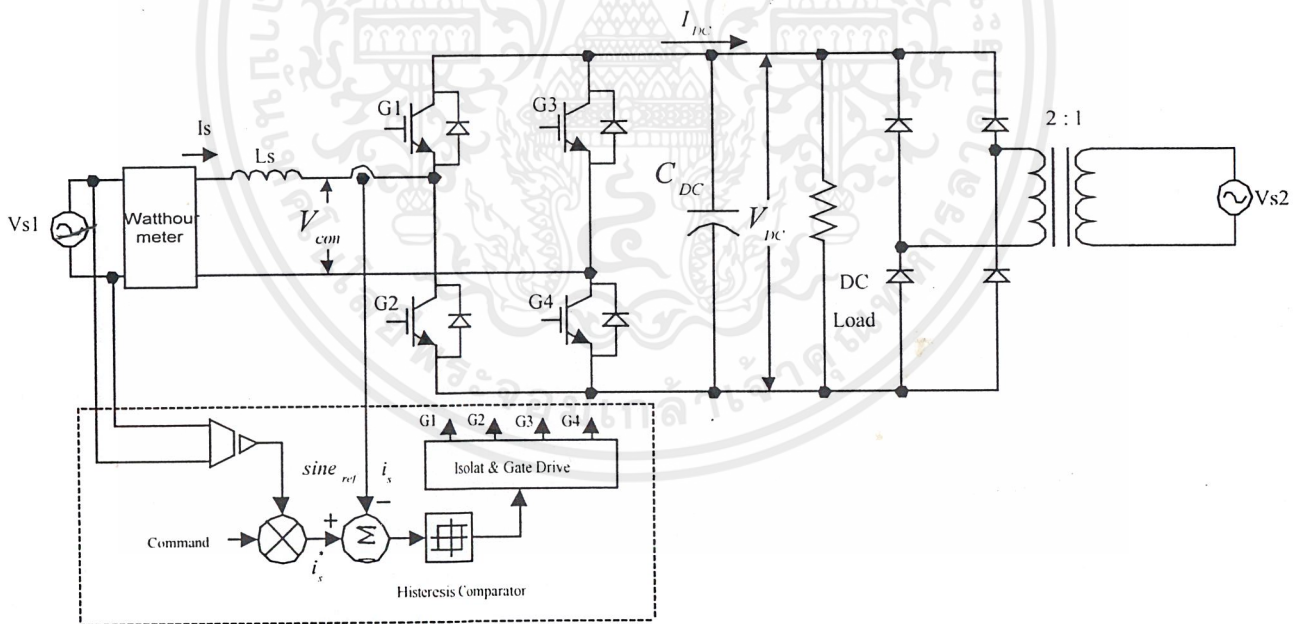
รูปที่ 2.7 บล็อกการทำงานพื้นฐานของ Adaptive current control

รูปแบบการควบคุมประกอบไปด้วย ตัวตรวจจับกระแส, สัญญาณ sine อ้างอิงซึ่งปรับได้ทั้งขนาดและความถี่, Hysteresis comparator, voltage – source inverter ค่ากระแสโวลต์จริงได้มาจากการตรวจจับโดย current sensor นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อ้างอิง เมื่อไรก็ตามที่กระแสจริงเบี่ยงเบนไปจากค่าอ้างอิง โดยมีค่าที่กำหนดไว้ (ΔI) วงจรควบคุมจะส่งสัญญาณ Trigger ไปทริกไอดีบีที เพื่อให้ทำการสวิตช์เพื่อลดค่าเบี่ยงเบนนี้ ดังนั้นกระแสจริงจะถูกจำกัดภายใต้ความความ $2\Delta I$ แสดงรูปคลื่น



รูปที่ 2.8 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสจริงภายในขอบเขตฮิสเตอร์ซิส

การควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าโดยใช้เทคนิค Adaptive current control



รูปที่ 2.9 รูปวงจรการทำงานของชุดคอนเวอเตอร์

การควบคุมกำลังงานไฟฟ้าในโครงการนี้คือ การควบคุมกำลังงานไฟฟ้าให้ไหลผ่าน single phase AC/DC CONVERTER (เป็นชนิด 4 ควอดแรนแต่ทำงาน 2 ควอดแรน)

ได้สองทิศทาง โดยจะใช้คอนเวอเตอร์นี้เป็นตัวเชื่อมโยงกับแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่เป็นระบบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสสลับ โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำ (Ls) เป็นตัวคั่นระหว่างแหล่งจ่าย การไฟฟ้า กับคอนเวอเตอร์โดยทำหน้าที่กรองความถี่ต่ำผ่าน หลักการในการควบคุมขนาดและทิศทางของกำลังไฟฟ้า ใช้การควบคุมที่กระแสแทนโดยการเปรียบเทียบกันระหว่างกระแสจริงกับกระแสอ้างอิง ผลการเปรียบเทียบจะได้เป็นสัญญาณPWMนำไปควบคุมคอนเวอเตอร์เป็นผลให้กระแสจริงพยายามติดตามกระแสอ้างอิง จนกระทั่งกระแสจริงใกล้เคียงรูปไซน์ขนาดและเฟสของกระแสจริงขึ้นอยู่กับขนาดและเฟสของกระแสอ้างอิงเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุท เนื่องจากว่ากระแสอ้างอิงนั้นได้มาจากการตรวจจับแรงดันอินพุทที่มีขนาด 1 โวลต์พิก-ทิว-พิก แล้วนำไปคูณกับกระแสคำสั่ง เช่นถ้ากระแสคำสั่งมีค่า 1.5A(rms) ก็จะได้กระแสอ้างอิงมีขนาด 1.5A(rms)ด้วยและมีเฟสตรงกับแรงดันอินพุท กระแสจริงก็จะใกล้เคียงกับกระแสอ้างอิง และถ้ากระแสคำสั่งมีค่า $-1.5A(rms)$ ก็จะได้กระแสอ้างอิงมีขนาด $-1.5(rms)$ แต่กลับเฟส 180 องศา กับแรงดันอินพุท กระแสจริงก็จะมีขนาดประมาณ $-1.5(rms)$ และกลับเฟส 180 องศากับแรงดันอินพุทเช่นกัน เมื่อดูจากทฤษฎีแล้วการควบคุมกระแสก็คือการควบคุมขนาดและเฟสของแรงดันที่ตกคร่อมคอนเวอเตอร์นั่นเอง คือเมื่อขนาดและเฟสของกระแสอินพุทเปลี่ยนไปจะทำให้แรงดันตกคร่อมอินดักเตอร์เปลี่ยนไปด้วย เป็นผลให้เกิดการต่างเฟสกันระหว่างแรงดันอินพุทและแรงดันตกคร่อมคอนเวอเตอร์ ถ้าแรงดันอินพุทนำหน้าแรงดันตกคร่อมคอนเวอเตอร์กำลังไฟฟ้าจะไหลจากด้านอินพุทกระแสสลับ ไปยังด้านกระแสตรง แต่ถ้าแรงดันตกคร่อมคอนเวอเตอร์นำหน้าแรงดันอินพุทกำลังไฟฟ้าก็จะไหลจากทางด้านกระแสตรงมายังแหล่งจ่ายการไฟฟ้า

ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์

ประเภทของอินเวอร์เตอร์ (Type of Inverters)

อินเวอร์เตอร์แบ่งกว้าง ๆ ได้ 2 ประเภท คือ

1. การอินเวอร์เตอร์ แบบเฟสเดียว
2. การอินเวอร์เตอร์ แบบสามเฟส

นอกจากนี้อินเวอร์เตอร์ยังแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง และการนำไปใช้งานได้ 2 ประเภท คือ

1. การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverter) : VSI
ซึ่งแบ่งออกเป็น 4 กลุ่มดังนี้
 - 1.1 อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pluse Width Modulation (PWM) Inverter)
 - 1.2 อินเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์
 - 1.3 อินเวอร์เตอร์แบบ McMurray
 - 1.4 อินเวอร์เตอร์แบบ McMurray - Bedford
2. การอินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (Current Source Inverter) : CSI

รูปแบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์

รูปแบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

1. การทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง
2. การทำงานแบบซอฟต์สวิตชิง

อุปกรณ์ที่ทำการควบคุมการทำงานหรือขับอินเวอร์เตอร์สามารถสร้างรูปคลื่นเป็นพัลส์มาทำการขับให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้ อาจเป็นสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม โดยการสร้างคลื่น พี คับบลิว เอ็ม สามารถสร้างได้โดยหลายวิธี ได้แก่

- การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการ โปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิตชิง ผ่านทางพอร์ทเอาต์พุตซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดมุมสวิตชิงมุมต่างๆ ออกมาก่อนแล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วยความจำไมโครโปรเซสเซอร์

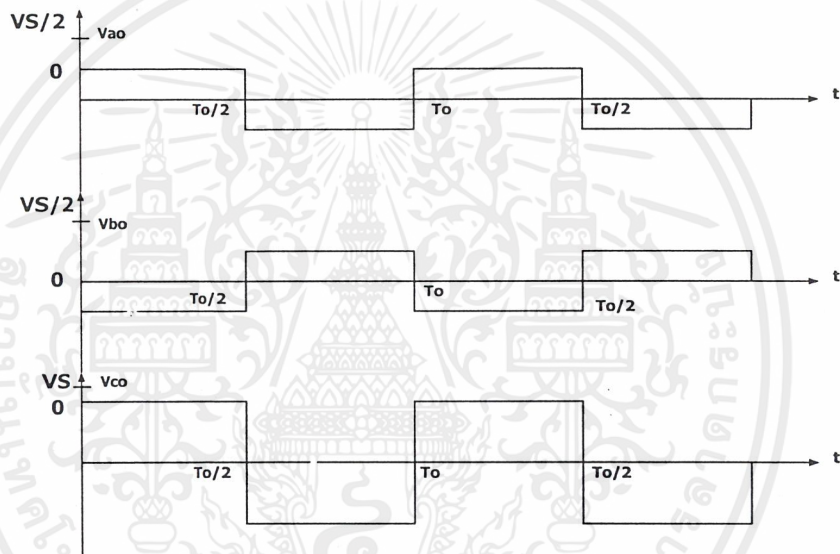
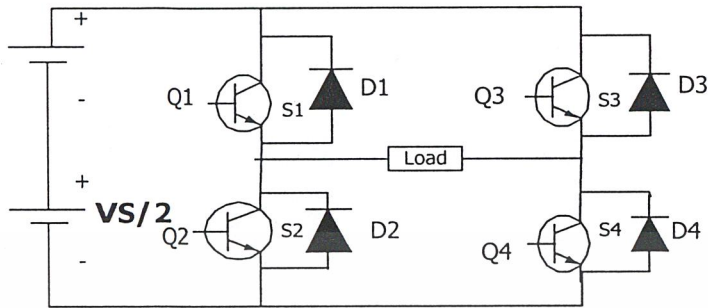
จะอาศัยข้อมูลในหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูป (Pattern) สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ขึ้นมา แล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาต์พุท

- โดยการใช้วงจรถิเล็กทรอนิกส์ สร้าง พี คับบลิว เอ็ม จากวงจรถิเล็กทรอนิกส์วิธีที่สะดวกที่สุดคือการใช้วงจรถิเล็กทรอนิกส์เปรียบเทียบ (Comparator) เช่น ไอซี เบอร์ LM 339 , LM 311 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรถิเล็กทรอนิกส์สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) กับ สัญญาณแครี่เรียร์ (Carrier Signal) สัญญาณอ้างอิงจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่น พี คับบลิว เอ็ม ส่วนสัญญาณแครี่เรียร์จะมีความถี่สูงกว่า

- โดยการใช้ไอซี TL 494 ซึ่งสามารถกำเนิดสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ได้ทันที

2.2 ลักษณะของอินเวอร์เตอร์ที่มามีการทำงานเป็นแบบฮาร์ดสวิตชิง

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานกันอย่างมากมายความแตกต่างขึ้นอยู่กับวิธีการควบคุมการทำงานที่ได้ปรับปรุง วิจัย และพัฒนาอย่างต่อเนื่องโดยการประยุกต์ใช้งานที่เห็นกันในปัจจุบันได้แก่ ระบบแหล่งจ่ายไฟกำลังแบบต่อเนื่อง (Uninterruptable Power Supply : UPS) หรือระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้งานประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงโดยใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์ที่ไม่สามารถควบคุมได้มีคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ต่อขนานอยู่ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ และต่อเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีอุปกรณ์สวิตชิงควบคุมกระแสไหลทางเดียว พร้อมทั้งมีฟิวส์ลิ่งไดโอดซึ่งเป็นไดโอดต่อขนานแบบกลับกับอุปกรณ์สวิตชิงเพื่อให้เป็นเส้นทางให้กระแสไหลกลับได้อย่างต่อเนื่องซึ่งเรียกระบบอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า **อินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSI)** ตามรูปของวงจรในส่วนของอินเวอร์เตอร์ อุปกรณ์สวิตชิงจะใช้เป็นทรานซิสเตอร์ มอสเฟส หรือ ไอจีบีที ก็ได้ ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของงานที่ต้องการทำ ซึ่งข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือสามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง และใช้ได้กับมอเตอร์หลายๆตัวที่ทำงานพร้อมๆกัน ส่วนข้อเสียมักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตชิงภายในกึ่งเดียวกัน ในทางปฏิบัติ สามารถ แก้ไขได้โดยการสร้าง เดดไทม์ (dead time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

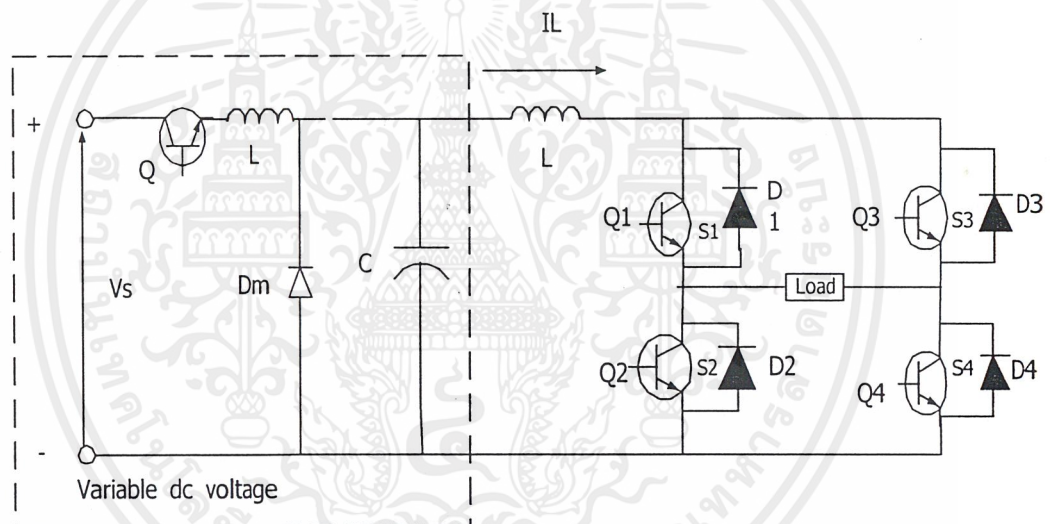


รูปที่ 2.10 แสดงระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

เมื่อระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแบบที่สามารถควบคุมแรงดันได้ ซึ่งอาจเป็น ทรานซิสเตอร์เรกติไฟเออร์ สามารถควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของแรงดันไฟฟ้า กระแสสลับด้านอินพุทหรืออาจใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์กับดีซีชอปเปอร์ก็ได้ต่ออนุกรมกับ อินดักเตอร์ขนาดใหญ่เพื่อสร้างเป็นแหล่งจ่ายกระแส และต่อเข้ากับวงจรเมนอินเวอร์เตอร์ จะเรียกอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า **อินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายกระแส (Current Source Inverter : CSI)** ข้อดีของ CSI คือ ไม่มีปัญหาเรื่อง shoot through เหมือนเช่นในอินเวอร์เตอร์แบบ VSI โครงสร้างการหยุดนำกระแสไม่ซับซ้อน สามารถจำกัดผลกระทบเนื่องจากโหลดอินดักทีฟโดยไม่ต้องใช้ฟริววิลิ่งไดโอด นอกจากนี้ลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งของ CSI คือ การทำงานในโหมด รีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative) ดังนั้นจึงทำให้กำลังไฟฟ้ากลับเข้าสู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Source แต่อย่างไรก็ตาม CSI จะมีช่วงความถี่อินเวอร์เตอร์ที่ปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้อโหลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลคอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้คอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ต้องใช้อินเวอร์เตอร์ขนาดใหญ่ และต้องมีตัวเก็บประจุเพื่อการคอมมิวเตท ทำให้ CSI มีขนาดใหญ่ และมีราคาแพง การคอมมิวเตทจะขึ้นอยู่กับ การชั้ทรานเซียนอินดักแตนซ์ของเครื่องจักร ซึ่งเป็นการเพิ่ม Transient over voltage ที่เทอร์มินอลของเครื่องจักรได้ ในด้านการตอบสนองของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของเสถียรภาพการทำงานที่โหลดเบา และที่สภาวะความเร็วรอบสูง



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

จากคุณสมบัติการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิด จะมีลักษณะการทำงานที่เรียกว่า **ฮาร์ดสวิตชิ่ง (Hard Switching)** กล่าวคือการทำงานแบบนี้อุปกรณ์สวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์ จะเปลี่ยนสถานะการทำงานตามสัญญาณควบคุม ในขณะที่แรงดันตกคร่อมมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่าย หรือขณะที่มีกระแสไหลผ่านที่อุปกรณ์สวิตชิ่งอย่างทันทีทันใด

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิ่งคือ มีโครงสร้างวงจรที่ไม่ซับซ้อนทำให้สามารถออกแบบวิธีการควบคุมได้ง่าย จึงเป็นที่นิยมและมีใช้งานปัจจุบัน แต่จากการศึกษาพบว่าการพัฒนาให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ทำงานที่ความถี่สวิตชิ่งสูงขึ้น ยังคงมีขีดจำกัดและเกิดผลเสียต่างๆ ได้แก่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

◆ เกิดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิง (Switching Losses) ซึ่งค่าการสูญเสียดังกล่าวจะแปรรูปเป็นพลังงานความร้อนที่เพิ่มขึ้นที่อาจทำให้อุปกรณ์สวิตชิงเสียหาย และความร้อนนี้ยังทำให้อุปกรณ์อื่นๆ ในระบบเสียหายตามไปด้วยก็ได้จึงทำให้ต้องเพิ่มแผ่นระบายความร้อนและมีระบบระบายความร้อนที่ดีพอที่นำไปสู่ราคาและพื้นที่ในการติดตั้งเพิ่มขึ้น

◆ เกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า (Voltage and Current Stress) ที่ตัวอุปกรณ์
สวิตชิงสูงขึ้นในช่วงการทำงาน เทอร์นออน และ เทอร์ออฟ เนื่องจากการทำงานอาจนอกเหนือขอบเขตการทำงานที่ปลอดภัยส่งผลให้ต้องเลือกพิกัดกำลังของอุปกรณ์สวิตชิงที่สามารถทนกับการทำงานได้สูงขึ้น จึงเป็นส่วนของการเพิ่มต้นทุนในการผลิต และราคาขายที่แพงขึ้นด้วย

◆ เกิดผล di/dt และ dv/dt ที่สร้างสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic Interference : EMI) ให้กับวงจรใกล้เคียงอื่นทำงานผิดพลาด จะเห็นได้ว่าผลกระทบจากข้อเสียดังกล่าวทำให้ สมรรถนะ ประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือ และความไว้วางใจในการทำงานของอินเวอร์เตอร์ลดลง

แต่อย่างไรก็ตาม ความจำเป็นของงานบาง อย่างที่มีอาจหลีกเลี่ยงได้ กับข้อดีในหลายๆ ด้านของการทำงานที่ความถี่สวิตชิงสูงจึงต้องหาวิธีแก้ไขปัญหาดังกล่าวให้หมดไป เพื่อรักษาไว้ซึ่งคุณค่าของการทำงานที่ความถี่สวิตชิงสูง รวมทั้งอินเวอร์เตอร์ที่มีประสิทธิภาพ มีความน่าเชื่อถือในการทำงานที่ดีขึ้นด้วย ซึ่งแนวทางและรูปแบบของวิธีจะได้นำมากล่าวในหัวข้อต่อไป

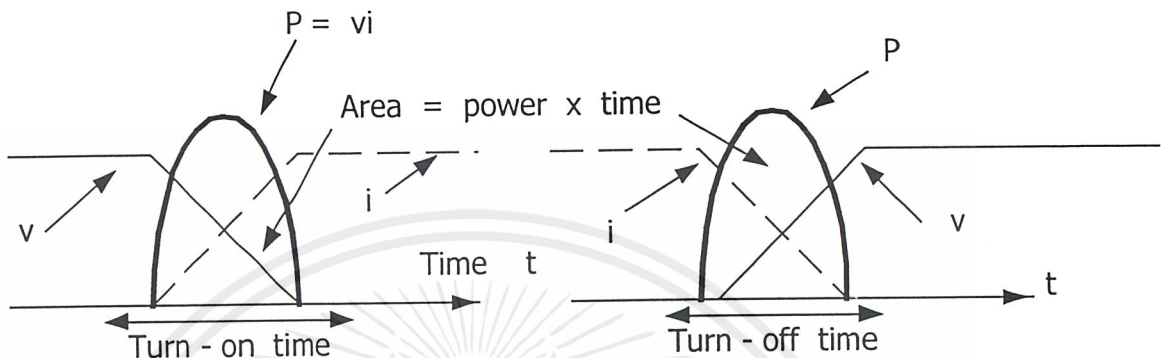
เนื่องจากผลของการทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิงจะเห็นได้ว่าการสูญเสียเกิดขึ้นที่สวิตช์ จึงต้องหาหนทางแก้ไขปัญหที่เกิดขึ้นนี้เป็นขั้นแรกโดยการนำเอาวงจร snubber มาแก้ไขในวงจร

2.3 สาเหตุของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิง

สาเหตุของการสูญเสียในอุปกรณ์สวิตชิงอาจเกิดได้จากสาเหตุดังต่อไปนี้

1. การสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตชิงซึ่งจะเป็นสัดส่วนกับแรงดัน ตกคร่อมและกระแสขณะนำกระแสซึ่งจะแปรผันตามความถี่
2. การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิงซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างการ เทอร์นออน และ เทอร์นออฟของอุปกรณ์สวิตชิงปัญหานี้จะเกิดขึ้นอย่างเด่นชัดที่ความถี่สวิตชิงสูงๆ

3. การสูญเสียเนื่องจากกระแสรั่วไหลที่เกิดในช่วงการ เทอร์นออน ของอุปกรณ์สวิตชิง ซึ่งการสูญเสียนี้นี้น้อยมาก



รูปที่ 2.12 แสดงการสูญเสียขณะอุปกรณ์ทำการสวิตชิง

2.4 ความหมายของความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า

โดยปกติความสามารถในการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงจะถูกแสดงเป็นกราฟพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area : SOA) ซึ่งเป็นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่สามารถทำงานได้อย่างปลอดภัย ซึ่งถ้าทำงานในสภาวะที่พื้นที่ที่กราฟนี้อาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้ ในทางปฏิบัติการเลือกพิคัดใช้งานของอุปกรณ์สวิตชิงจำเป็นต้องพิจารณาในหลายๆด้าน เช่น อุณหภูมิ แรงดันและกระแสขณะโหลดสูงสุด สภาพแวดล้อมในการติดตั้ง ปัจจัยเหล่านี้จะถูกนำมาเป็นแฟคเตอร์สำหรับการออกแบบและเลือกอุปกรณ์ใช้งานให้ได้อย่างเหมาะสม อย่างไรก็ตามความเป็นไปได้ในการที่อุปกรณ์สวิตชิงจะทำงานนอกเหนือพื้นที่ความปลอดภัยก็มีความเป็นไปได้ โดยเฉพาะในกรณีที่สูงการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงก็มีส่วนทำให้เกิด dv/dt และ di/dt มากขึ้น ด้วยและในขณะเดียวกันก็จะเกิดการสูญเสียในรูปความร้อนซึ่งมีผลทำให้อุณหภูมิสูงขึ้น ทำให้พื้นที่ความปลอดภัย (SOA) ของอุปกรณ์สวิตชิงลดลง ลักษณะตัวอย่างของกราฟพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยสามารถดูรายละเอียดได้ใน Data Sheet

2.5 ลักษณะของอินเวอร์เตอร์ที่ีการทำงานเป็นแบบซอฟต์สวิตชิง

จากหัวข้อที่ผ่านมาเห็นได้ว่า อินเวอร์เตอร์ที่ทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง จะมีขีดจำกัดในการทำงานและให้ผลเสียต่างๆจึงไม่เหมาะสมกับการทำงานที่ความถี่สวิตชิงสูง แต่เดิมการใช้วงจรถับเบอร์ใส่เข้าไปให้กับอุปกรณ์สวิตชิงแต่ละตัวสามารถช่วยให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ดีขึ้นได้ด้วยวงจรถับเบอร์จะช่วยป้องกันไม่ให้พีคกระแสและแรงดันเกินค่าพิกัดขณะเดียวกันก็ยังสามารถช่วยลดการสูญเสียของการสวิตชิงได้แต่ไม่สามารถลดการสูญเสียได้ทั้งหมดรวมทั้งการออกแบบวงจรถับเบอร์จะต้องกระทำอย่างเหมาะสมเพื่อให้สามารถทำงานเข้ากับวงจรที่กำลังใช้งานอยู่ได้ดี นอกจากนี้จำนวนของวงจรถับเบอร์จะขึ้นอยู่กับจำนวนอุปกรณ์สวิตชิงในวงจรกำลังนั้นและต้องเตรียมพื้นที่ไว้สำหรับการระบายความร้อนของวงจรถับเบอร์ด้วย ดังนั้นจึงมีผู้คิดค้นวิจัยเทคนิคขึ้นมาใหม่เพื่อกำจัดปัญหาดังกล่าวให้ดีขึ้นและมีการทำงานที่ดีกว่าวงจรถับเบอร์ โดยมีหลักการคือเปลี่ยนระบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตชิง ให้เป็นระบบการทำงานแบบซอฟต์สวิตชิง หรือสวิตชิงแบบนุ่มนวล (Soft Switching)

ในการทำงานแบบนี้ หมายถึง การทำให้อุปกรณ์สวิตชิงเปลี่ยนสถานะการทำงานในสภาวะที่แรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS) หรือที่สภาวะกระแสเป็นศูนย์ (Zero Current Switching : ZCS) อย่างใดอย่างหนึ่งวิธีที่ทำให้มีการทำงานในลักษณะนี้จะใช้วงจรรีโซแนนซ์เข้ามาช่วยและได้ถูกนำไปรวมกับอินเวอร์เตอร์ที่ีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิงโดยวงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้ทั่วไปประกอบด้วยอุปกรณ์ 2 ตัวหลักคือ ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่สร้างสภาวะรีโซแนนซ์เพียงอย่างเดียว หรือบางที่อาจใช้อุปกรณ์สวิตชิง (auxiliary switch) หรือไดโอด (auxiliary diode) เข้ามาช่วยควบคุมการทำงานของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสร้างสภาวะรีโซแนนซ์ให้เป็นไปตามต้องการได้

ผลจากการทำงานของวงจรรีโซแนนซ์ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมหรือกระแสที่สวิตชิงเกิดการแกว่ง (Oscillate) เป็นช่วงๆ และเกิดจุดเป็นศูนย์ (Crosses Zero Point) ที่จุดศูนย์นี้ อุปกรณ์สวิตชิงของอุปกรณ์อินเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนสถานะการทำงาน จึงเรียกว่าเป็นสภาวะการทำงานสวิตชิงแบบนุ่มนวล ทำให้ค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตชิง และความเครียดแรงดันและกระแสไฟฟ้า รวมทั้งผลของ di/dt dv/dt ลดต่ำลงหรือไม่เกิดขึ้นได้ซึ่งอาจทำให้อุปกรณ์สวิตชิงไม่จำเป็นต้องใช้แผ่นระบายความร้อน ทำให้มีการใช้พื้นที่ที่ติดตั้งน้อยลง

จากโครงการนี้ได้เลือกใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิทช์ ซึ่งได้มีการเปรียบเทียบกับ
อุปกรณ์สวิทช์ตัวอื่นดังนี้

คุณสมบัติของ ไอจีบีทีเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์สวิทช์ประเภทอื่น

ไอจีบีทีก็เป็นอุปกรณ์ตัวหนึ่งที่พัฒนามาจาก ทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟต ข้อดี
ของทรานซิสเตอร์ คือมีการสูญเสียของพลังงานในขณะใช้งานต่ำ แต่คุณสมบัติในการเป็น
ตัวสวิทช์ไม่ดีเท่าที่ควร นั่นคือ สวิทช์ได้ค่อนข้างช้า จึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งาน
ความถี่สูง ในขณะที่ มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงๆ แต่ก็มีข้อจำกัดคือพลังงาน
สูญเสียในการใช้งานจะแปรตามความถี่ นั่นคือ ยิ่งนำไปใช้งานความถี่สูงๆ ก็จะทำให้เกิด
พลังงานสูญเสียสูงดัง ได้กล่าวไว้แล้ว จึงได้นำข้อดีของทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟต
มาพัฒนาเป็น ไอจีบีที ดังนั้นคุณสมบัติของไอจีบีทีจึงอยู่ระหว่างอุปกรณ์ทั้งสอง คือใช้งาน
ที่ความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ และพลังงานสูญเสียต่ำกว่ามอสเฟต ส่วนการนำไปใช้งานก็
ใช้ได้เช่นเดียวกับอุปกรณ์ตัวอื่น

ทฤษฎีฮาร์โมนิกส์

ค่าที่ใช้บ่งชี้ถึงความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณของกระแสและแรงดันมีดังนี้คือ

1. ตัวประกอบความเพี้ยน (Distortion Factor); DF
2. ตัวประกอบฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Factor); HF
3. ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์ทั้งหมด (Total Harmonic Distortion); THD

ความหมายทั้งสามตัวนั้น ในมาตรฐานของ IEEE ได้ให้ความหมายไว้เหมือนกันกล่าวคือ
ค่าที่บอกถึงปริมาณของฮาร์โมนิกส์ทั้งหมด โดยเปรียบเทียบกับค่า rms ของส่วนประกอบ
ความถี่หลักมูล

IEEE 519-1922

$$DF_V = HF_V = THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100\% \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$DF_i = HF_i = THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (2.43)$$

สำหรับมาตรฐาน IEC ได้ให้ความหมายทั้งสามตัวก็คือความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion) ; HD กล่าวคือบอกถึงปริมาณของฮาร์โมนิกส์ที่มีทั้งหมดโดยเปรียบเทียบค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของปริมาณทั้งหมด

IEC 555-1;1992

$$HD_v = THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}} \times 100\% \quad (2.44)$$

$$HD_i = THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \times 100\% \quad (2.45)$$

ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ (PF) จะหาได้จาก

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.46)$$

จะได้ว่า

$$PF = \frac{V_s I_{s1} \cos \Phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1} \cos \Phi_1}{I_s} \quad (2.47)$$

Displacement power factor (DPF) ถูกกำหนดในรูปโคไซน์ของมุม Φ_1 ได้ว่าจะ

$$DPF = \cos \Phi_1 \quad (2.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เพาเวอร์แฟกเตอร์ที่กระแสไม่เป็นรูปไซน์ จะกำหนดเป็น

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \Phi_1 \quad (2.49)$$

ถ้า I_{s1}/I_s มีค่าน้อยๆ แล้วจะทำให้ความผิดเพี้ยนมากและเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าต่ำ เพาเวอร์แฟกเตอร์สามารถที่จะแสดงในรูปของ THD ได้ว่า

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \quad (2.50)$$



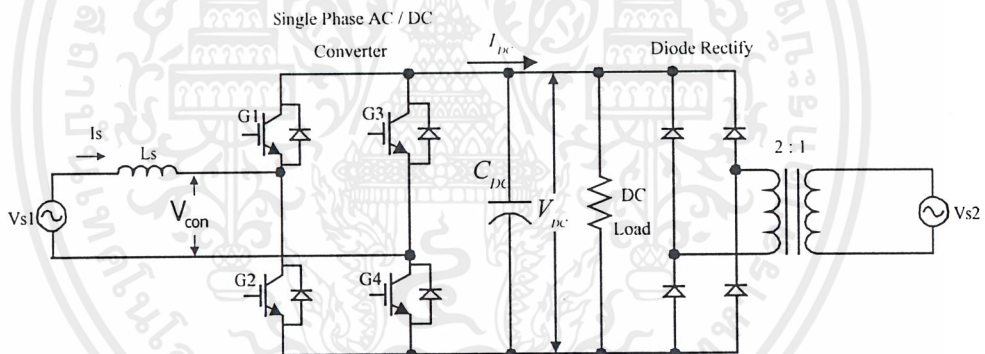
บทที่ 3

หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร

3.1 หลักการของระบบ

การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสามารถส่งถ่ายจากด้านกระแสสลับ AC ไปด้าน DC และ ส่งจากด้าน DC ไปด้าน AC โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบ Adaptive current control โดยตรวจจับกระแสจริงเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง ไชน์ที่ตรวจจับจากการไฟฟ้าโดยตรง และควบคุมให้กระแสจริงติดตามกระแสอ้างอิง

3.2 วงจรกำลัง



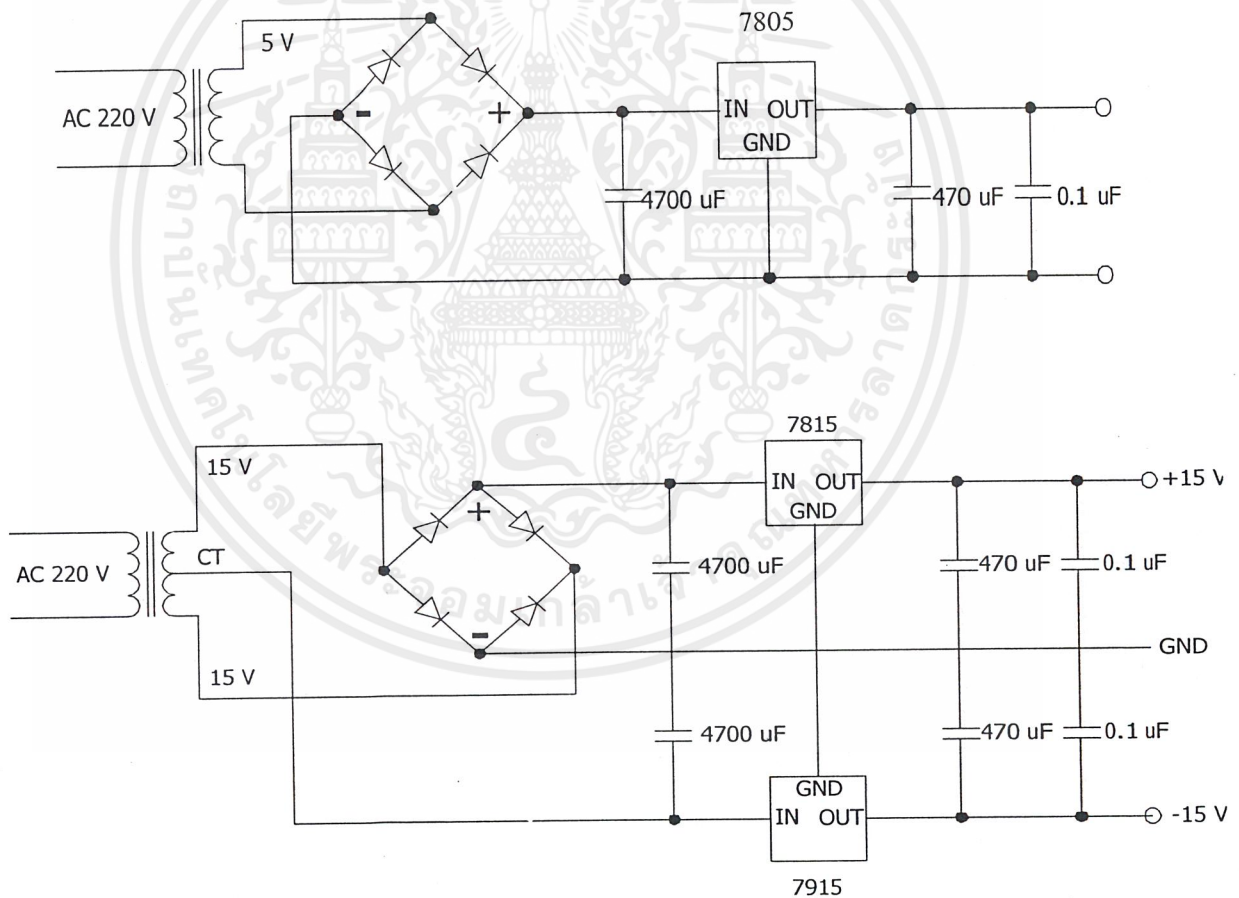
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรกำลังที่ใช้ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง

ระบบที่ใช้ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางดังรูป 3.1 มีรายละเอียดดังนี้

- 3.2.1 วงจร Single-phase AC/DC Converter เป็นส่วนที่ใช้ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง โดยมีอุปกรณ์หลักคือไดโอดขนานกับสวิตช์ (IGBT) สัญญาณที่ควบคุมของสวิตช์โหมคคอนเวอเตอร์จะใช้หลักการควบคุมกระแสอินพุทแบบ Adaptive current control

- 3.2.2 Diode rectifier แปลงแรงดัน AC จาก VARIAC เป็น DC
- 3.2.3 เปลี่ยนแปลงของแรงดัน DC link เพื่อทดสอบการทำงานของสวิตช์โหมดคอนเวอเตอร์ให้ทำงานช่วงเรกติไฟร์หรืออินเวอเตอร์
- 3.2.4 ตัวเหนี่ยวนำ (L) ใช้ในการเชื่อมโยงระหว่างแหล่งจ่ายไฟสลับที่ได้จากคอนเวอเตอร์กับระบบการไฟฟ้าเพื่อให้ส่งกำลังไฟฟ้าได้
- 3.2.5 คาปาซิเตอร์ (C) ใช้ในการกรองแรงดันริบเบิลที่คิซีลิ่งซ์

3.3 วงจร Voltage regulator power supply



รูปที่ 3.2 วงจร Voltage regulator power supply

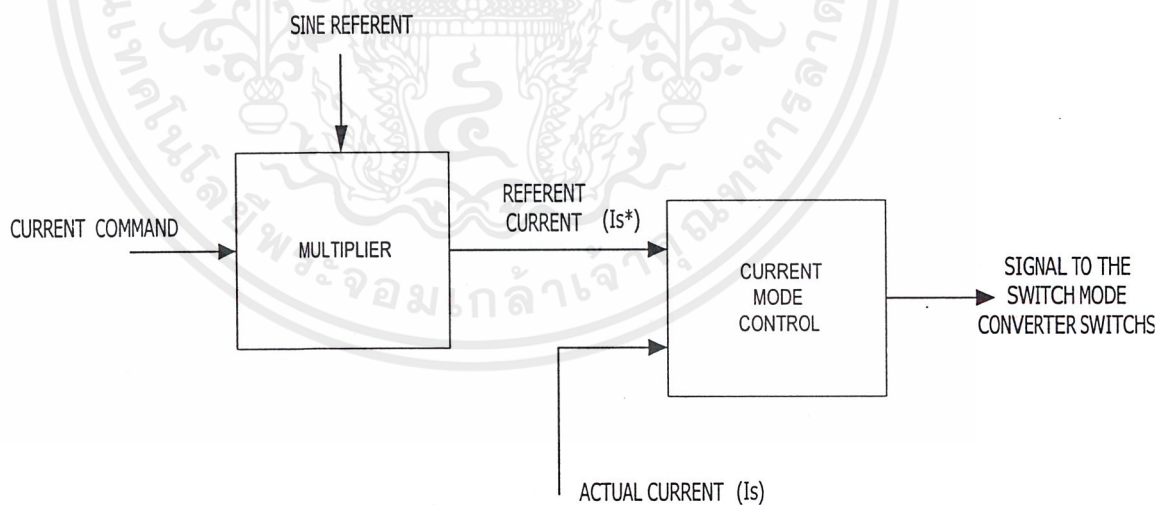
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแหล่งจ่ายไฟตรง เหตุผลที่เลือกใช้ วงจรนี้ ก็เพราะมีเสถียรภาพสูงกว่าและก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนน้อยกว่าเมื่อเทียบกับ สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) วงจร Voltage regulator power supply ประกอบด้วย หม้อแปลงที่ใช้แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 Volt ให้ต่ำลง ตามต้องการ เช่น 15 Vac หลังจากนั้นก็จะผ่าน บริดจ์ไดโอด,ตัวเก็บประจุ, Voltage regulator เพื่อรักษาระดับแรงดัน dc output ให้คงที่

3.4 วงจรควบคุม

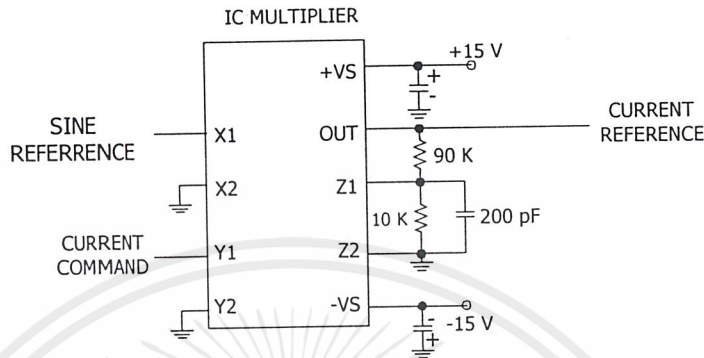
วงจรควบคุมของระบบจะมีอยู่ 5 ส่วนหลักๆ คือ

1. วงจรตรวจจับสัญญาณไซน์จากระบบการไฟฟ้า
2. วงจรคูณแรงดัน (MULTIPLIER VOLTAGE)
3. วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสสลับ โดยใช้ LEM
4. วงจร COMPARETOR แบบ BANG-BANG
5. วงจร DEAD TIME



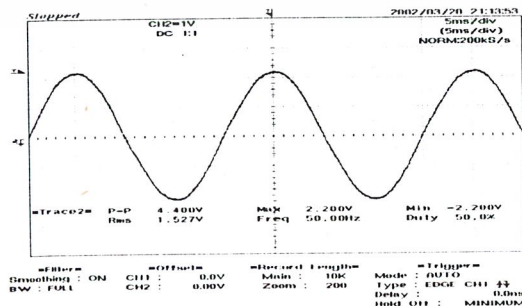
รูปที่ 3.3 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรควบคุม

3.4.2 วงจรคูณแรงดัน (MULTIPLIER VOLTAGE)



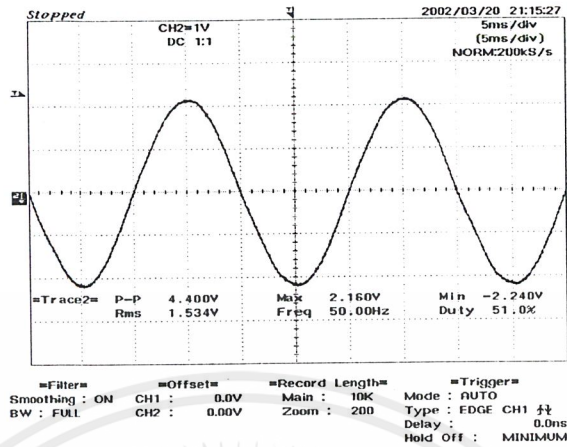
รูปที่ 3.6 วงจรคูณแรงดัน

จาก BLOCK DIAGRAM รูปที่ 3.3 ค่า CURRENT COMMAND มีค่าเป็นได้ทั้งบวกและลบขึ้นอยู่กับค่าปรับ R ปรับค่าได้ถ้าปรับให้ CURRENT COMMAND มีค่าเป็นบวกเมื่อนำไปเข้าวงจรคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิง จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงมีขนาดสูงขึ้นและมีเฟสตรงกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเดิมดังรูป 3.7 ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง RECTIFIER ถ้าปรับ CURRENT COMMAND มีค่าเป็นลบเมื่อนำไปเข้าวงจรคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิง จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงมีขนาดสูงขึ้นแต่มีเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเดิมดังรูป 3.8 ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง INVERTER จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงเพื่อนำไปลบกับกระแสจริงที่ตรวจจับมาจาก LEM ในหัวข้อ 3.4.3



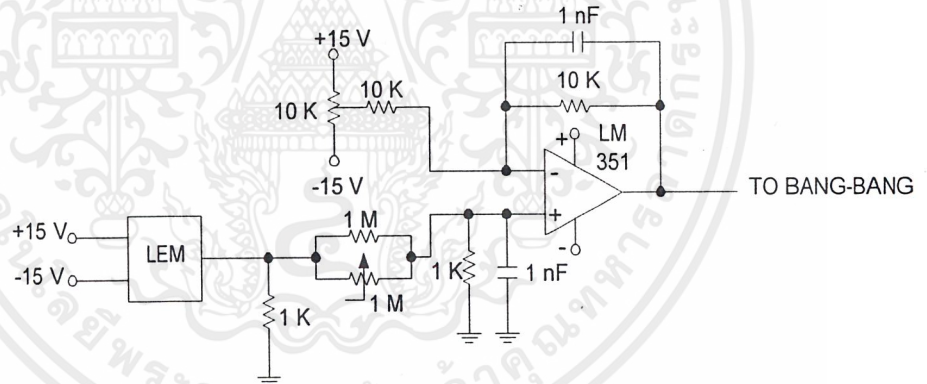
รูปที่ 3.7 แสดงสัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณด้วยกระแสค่าตั้งบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



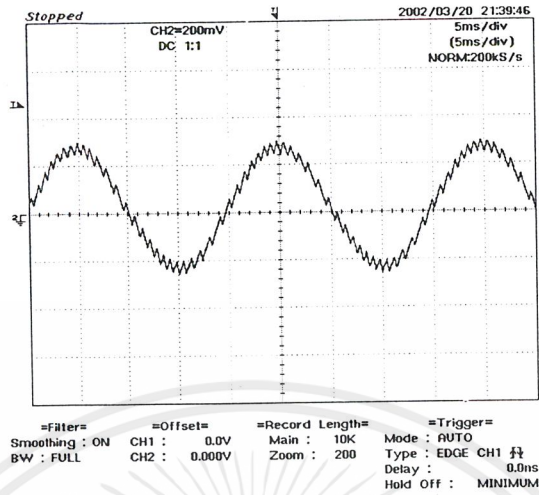
รูปที่ 3.8 แสดงสัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณกระแสค่าตั้งลบ

3.4.3 วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสกลับโดยใช้ LEM

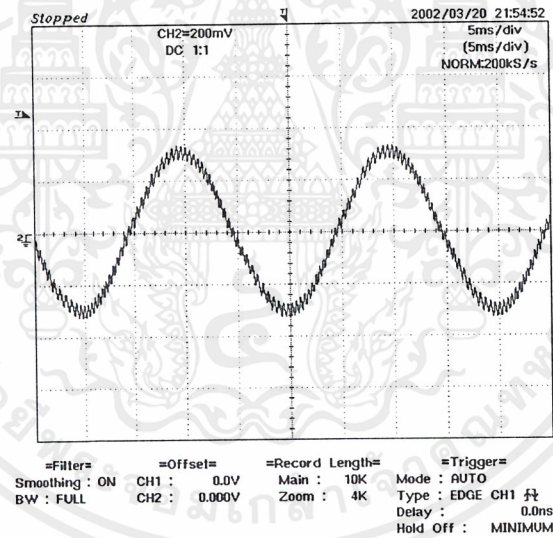


รูปที่ 3.9 วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสกลับ โดยใช้ LEM

สัญญาณกระแสจริงที่ได้จากการวัดโดย LEM จะมีขนาดและเฟสเกือบเท่ากับสัญญาณกระแสอ้างอิง และค่าของ CURRENT COMMAND จะบอกถึงสถานะการทำงานของ SWITCH MODE CONVERTER ถ้าปรับ CURRENT COMMAND เป็นบวก สัญญาณกระแสอ้างอิงจะได้ดังรูปที่ 3.10 ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง RECTIFIER แต่ถ้าปรับ CURRENT COMMAND เป็นลบสัญญาณกระแสอ้างอิงจะได้ดังรูปที่ 3.11 ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง INVERTER



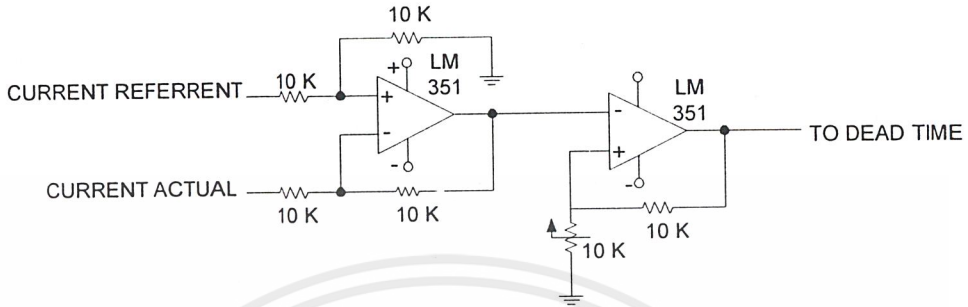
รูปที่ 3.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสค้ำสั่งบวก



รูปที่ 3.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสค้ำสั่งลบ

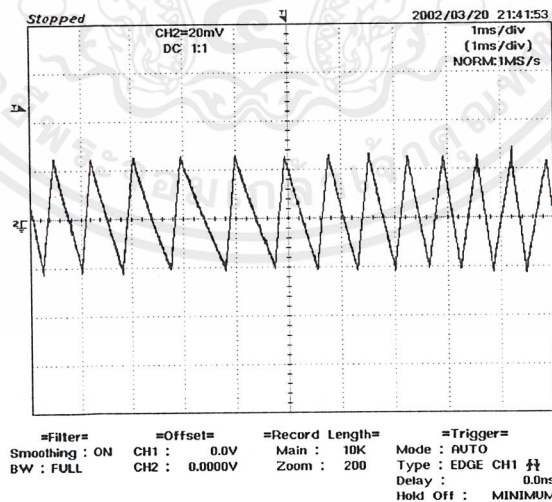
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.4 วงจร COMPARETOR แบบ BANG-BANG



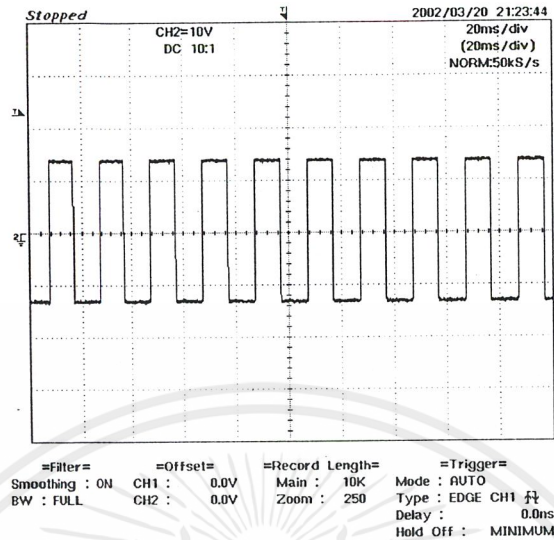
รูปที่ 3.12 วงจร COMPARETOR แบบ BANG-BANG

จะนำสัญญาณกระแสอ้างอิงที่ได้จากการคูณกับสัญญาณที่ตรวจจากกระแสจริงให้การไฟฟ้าโดย LEM ซึ่งจะได้ผลต่างเป็นค่า ERROR แล้วเข้า ปยัง HYSTERESIS แบบ FIXED BAND ซึ่งสามารถปรับความกว้างของ BAND ได้โดย R ปรับค่าได้



รูปที่ 3.13 แสดงสัญญาณที่เกิดจากการสลับกันของกระอ้างอิงกับกระแสจริง

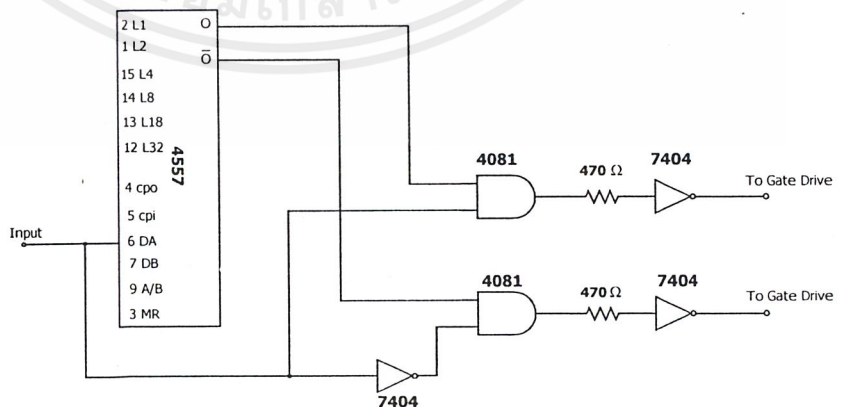
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรก่อนส่งไป dead time

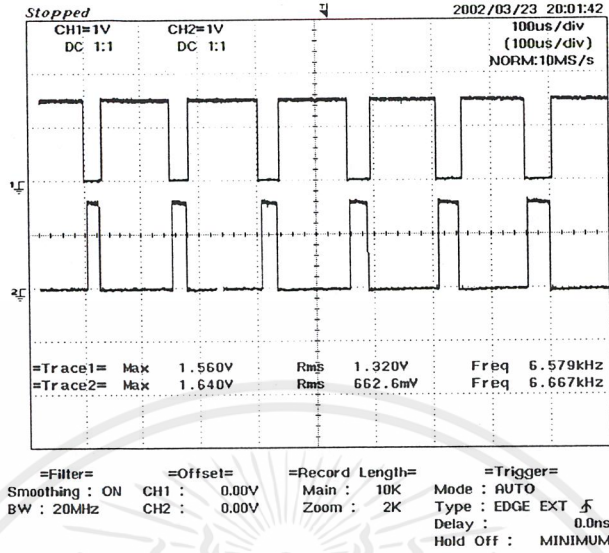
3.4.5 วงจร DEAD TIME

เป็นวงจรที่ใช้แยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมสวิตช์ตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีรูปวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.15 โดยสัญญาณที่จะไปควบคุมสวิตช์แต่ละตัวในกิ่งเดียวกันนั้นจะกลับเฟสซึ่งกันและกันเพื่อให้สวิตช์ทำงานสลับกันไปซึ่งสัญญาณที่จะนำไปควบคุมแต่ละตัวนั้นจะต้องมีการสร้างเดดไทม์เพื่อไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันเกิดการช็อตทรวง (short through) โดยผ่านวงจร dead time และจะได้สัญญาณดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรเดดไทม์

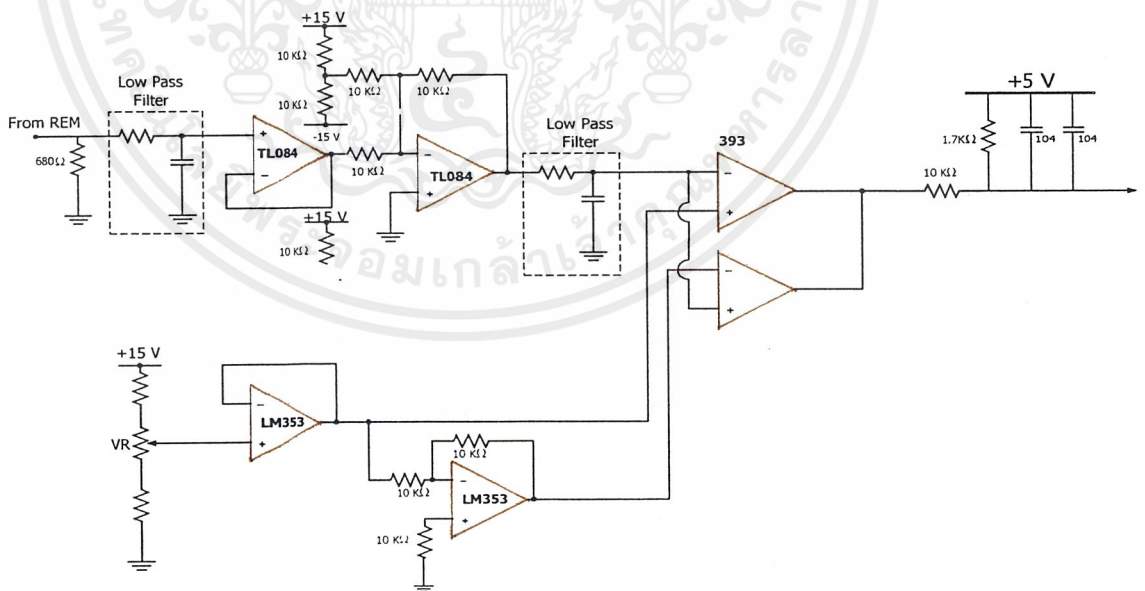
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แสดงสัญญาณขับ IGBT ในวงจรอินเวอร์เตอร์ในกิ่งเดียวกัน

3.5 วงจรป้องกัน

วงจรป้องกันกระแสเกิน

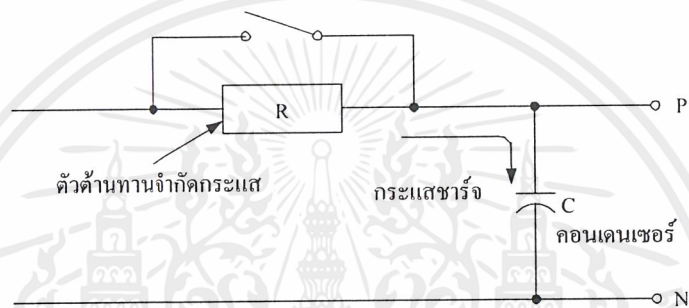


รูปที่ 3.17 วงจรป้องกันกระแสเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากโครงงานนี้จะใช้วงจรป้องกันกระแสเกินโดยจะใช้ LEM เป็นตัวเซ็นเซอร์กระแส โดยที่เมื่อมีการผิดปกติหรือมีกระแสเกินพิกัด LEM ก็จะทำงานโดยส่งไปที่สวิตช์เพื่อให้สวิตช์ตัดการทำงานของวงจรและป้องกันไม่ให้อุปกรณ์เสียหายลักษณะของวงจรป้องกันกระแสเกินจะแสดงไว้ดังรูปที่ 3.17

วงจรจำกัดกระแสอินรัช (inrush current)



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรจำกัดกระแสอินรัช

เริ่มต้นระบบทำงานจะต้องมีการชาร์ตประจุให้คอนเดนเซอร์จะมีกระแสอินรัชสูงไหลเข้ามาในวงจรดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการจำกัดขนาดกระแสอินรัช โดยต่อวงจรตามรูปที่ 3.18 กระแสจะชาร์ตเข้าคอนเดนเซอร์โดยผ่านความต้านทานจำกัดกระแสก่อนทำให้กระแสเริ่มต้นไม่สูงมากเมื่อกระแสชาร์ตเข้าคอนเดนเซอร์เต็มสวิตช์จะตัดตัวต้านออก

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยง

ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงใช้ในการเชื่อมโยงระหว่างระบบไฟฟ้าที่มีแรงดันแตกต่างกันคือ ทางด้านการไฟฟ้าแรงดันรูปไซน์ มีความถี่ 50 Hz กับตัวคอนเวอเตอร์ซึ่งมีแรงดันตกคร่อมเป็นสวิตซ์ความถี่สูง(KHz) ดังนั้นการออกแบบจึงใช้การออกแบบที่ความถี่มูลฐาน (50Hz) เพื่อให้กรองให้กระแสในสายกำลังใกล้เคียงรูปไซน์ โดยกำหนด

$$\begin{aligned} \text{กำลังสูงสุด } P &= 1200 \text{ W} \\ \text{PF} &= 1 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_s = 220 \text{ V}$$

$$V_{\text{conv1}} = 218 \text{ V}$$

$$\delta = 12^\circ$$

จากสมการ (2.38)

$$P = \frac{(|V_s||V_{\text{CONV1}}|\sin\delta)}{X_L}$$

$$1200 = \frac{|220||218|\sin 12^\circ}{X_L}$$

$$X_L = 2\pi fL = 8.31 \ \Omega$$

$$L = 26 \text{ mH}$$

เลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$= 26 \text{ mH}$$

กระแสสูงสุด

$$I = \frac{V_s - V_{\text{conv}}}{jX_L}$$

$$I = \frac{220 \angle 0^\circ - 220 \angle 12^\circ}{j8.31}$$

$$I = 5.51 \text{ A}$$

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ(โครงสร้าง)

$$L = 26 \text{ mH}$$

$$I = 5.51 \text{ A}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$V_L = 2\pi fLxI_s$$

$$V_L = 2\pi \times 50 \times 0.026 \times 5.51 = 45 \text{ V}$$

$$V_L = 4.44fNB\mu_0 \mu_r I_s$$

$$V_L = 4.44 \times 50 \times N \times L \times \mu_0 \mu_r I_s$$

แกน Ac = $\frac{\sqrt{VA}}{5.58} = \frac{\sqrt{45 \times 5.51}}{5.58} = 2.82$ ตารางนิ้ว

เลือกแกน = 2 นิ้ว x 2 นิ้ว

Ac = 4 ตารางนิ้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = \frac{45}{4.44 \times 50 \times 1 \times 4 \times (2.54)^2 \times 10^{-4}} = 78.54 \text{ รอบ}$$

$$\text{กำหนด } J = 2 \text{ A/mm}^2$$

$$\text{ขนาดลวด} = \frac{I}{J} = \frac{5.51}{2} = 2.755 \text{ mm}^2$$

เลือกใช้ลวดขนาดพื้นที่หน้าตัด 2.5 ตารางมิลลิเมตร

จากการออกแบบเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงเท่ากับ 26 มิลลิเฮนรี ใช้แกนเหล็กอีไอ ขนาดมาตรฐาน 2x2 ตารางนิ้ว ใช้ลวดที่มีพื้นที่หน้าตัด 2.5 ตารางมิลลิเมตร เลือกใช้แกนเหล็กโต เพื่อลดปัญหาการอิ่มตัวของแกนเหล็ก ทำให้จำนวนรอบในการพันเหลือ 78 รอบ



บทที่ 4

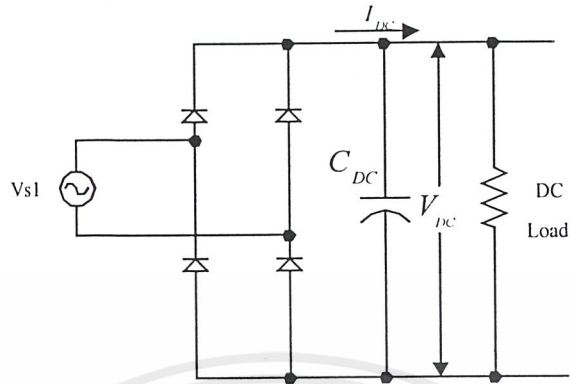
การทดลองและผลการทดลอง

การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทางโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบ Adaptive current control แบ่งการทดลองเป็น 3 ส่วนดังนี้

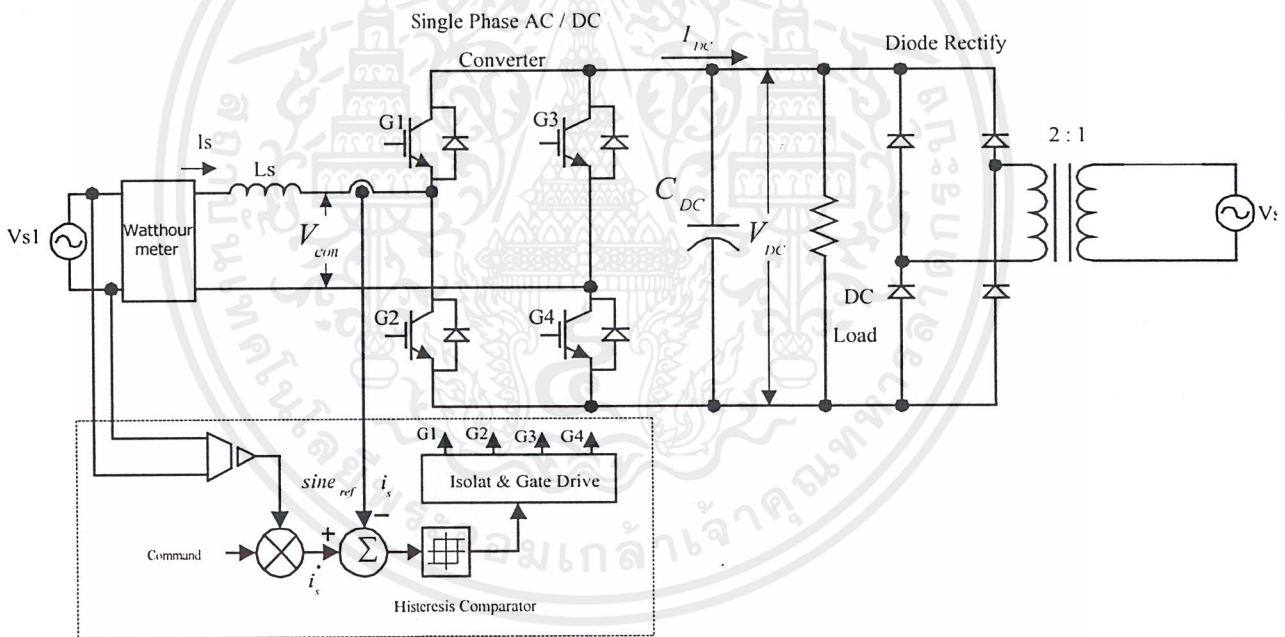
1. การทดลองส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน AC (การไฟฟ้า) ไปยังด้าน DC หรือการทำงานเป็นเรกติไฟร์
2. การทดลองส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC ไปยังด้าน AC (การไฟฟ้า) หรือการทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์
3. การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบ ในช่วงการทำงานเป็นเรกติไฟร์และการทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์

เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

1. มัลติมิเตอร์แบบเข็มบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
2. ดิจิตอลอสซิลโลสโคปรุ่น DL1520 8bit 200 Ms/s 150 MHz YOGOKAWA บันทึกค่ารูปคลื่นสัญญาณผลการทดลอง
3. โพรบคูณ 10, โพรบคูณ 100
4. Power Analyzer ของบริษัท YOGOKAWA
5. FLUKE 39 POWER METER ในการบันทึกค่า กระแส, แรงดัน, กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่างๆ
6. กิโลวัตต์-ชั่วโมง มิเตอร์ 1 เฟส ชนิด DD28 15(45)A 50Hz 300 r/W.hr บอกถึงสถานะการทำงานของระบบว่าอยู่ในช่วงการเรกติไฟร์หรือการอินเวอร์เตอร์
7. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (variac) 0-260 โวลต์ 1 เฟส
8. แผงโหลด หลอดไฟ 1 ชุด



รูปที่ 4.1 วงจรเรกติไฟร์ด้วยไดโอด



รูปที่ 4.2 วงจรการทำงานของ SINGLE-PHASE AC/DC CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 การทดลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากด้าน AC (การไฟฟ้า) ไปยังด้าน DC

จะแบ่งการทดลองเป็น 2 กรณี คือ การเรกติไฟร์ด้วยไดโอดเพียงอย่างเดียว กับ การเรกติไฟร์ด้วยชุดคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์

ขั้นตอนการทดลอง

1. การเรกติไฟร์ด้วยไดโอดอย่างเดียว ต่อดังตามรูปที่ 4.1 ทำการเพิ่มโหลดที่ DC จะได้กำลังไฟฟ้ามักขึ้นตามลำดับจนถึง 1 KW บันทึกค่า กระแส ,แรงดัน, ค่าประกอบกำลังไฟฟ้าที่ กำลังไฟฟ้าต่างๆ

2. ชุดคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์ ต่อดังตามรูปที่ 4.2 ทำการปรับค่า CURRENT COMMAND ให้มีค่าบวกทำให้กระแสจริง (ACTUAL CURRENT) ติดตามกระแสอ้างอิง (CURRENT REFERENCE) ทำให้กระแสจริง (ACTUAL CURRENT) มีเฟสตรงกับแรงดัน AC (การไฟฟ้า) ขณะนี้แรงดันไฟสลับที่ VARIAC มีค่าเป็นศูนย์ ทำการเพิ่มโหลดที่ DC จะได้กำลังไฟฟ้ามักขึ้นตามลำดับจนถึง 1KW บันทึกค่า กระแสแรงดัน ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่างๆ ที่กำลังไฟฟ้าต่างๆ

4.2 การทดลองส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC ไปด้าน AC (การไฟฟ้า)

ขั้นตอนการทดลอง

1. จากรูปที่ 4.2 ปรับแรงดันไฟสลับจาก VARIAC ให้มากกว่าแรงดันจากการไฟฟ้า (220V) แล้วคงที่ไว้ จากนั้นปรับ CURRENT COMMAND เป็นลบ ทำให้กระแสจริง (ACTUAL CURRENT) ติดตามกระแสอ้างอิง (CURRENT REFERENCE) เป็นผลให้กระแสจริง (ACTUAL CURRENT) มีเฟสตรงข้ามกับแรงดัน AC (การไฟฟ้า) 180 องศา

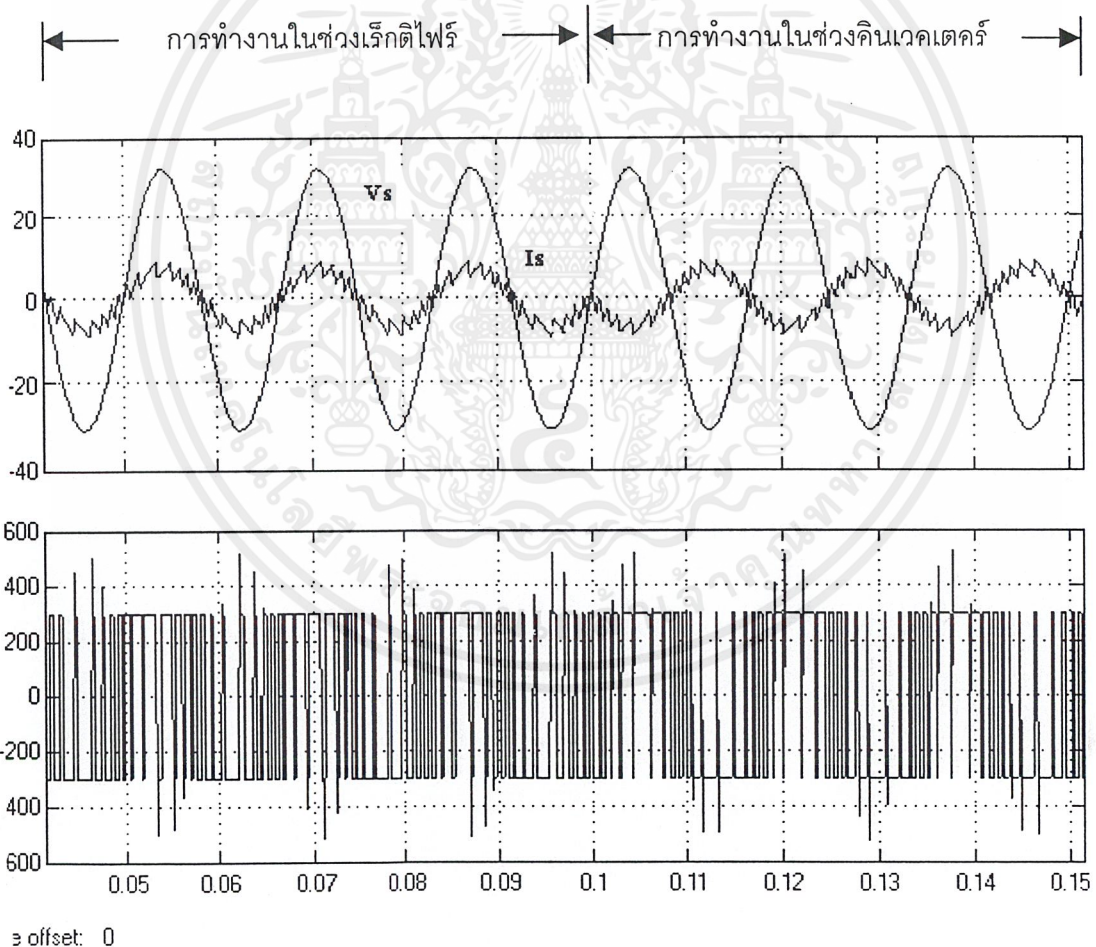
2. ปรับ CURRENT COMMAND (เป็นลบ) มากขึ้นทำให้กำลังไฟฟ้ามักขึ้นตามลำดับถึง 1 KW บันทึกค่า แรงดัน,กำลังไฟฟ้า,ค่าตัวประกอบกำลังที่ CURRENT COMMAND ต่างๆ

4.3 การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบในช่วงเรกติไฟร์และช่วงอินเวอร์เตอร์

ในช่วงการเรกติไฟร์จะใช้เครื่องวัดกำลังไฟฟ้าวัดค่าที่ด้านกระแสสลับ AC และด้านกระแสตรง จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ AC (Pin) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ DC (Pout) ตามลำดับ จากนั้นคำนวณหาประสิทธิภาพของระบบจาก ประสิทธิภาพ (η) เท่ากับ (P_{out} / P_{in}) ส่วนในช่วงอินเวอร์เตอร์ ด้าน DC จะเป็นอินพุตแทน ส่วนด้าน AC เป็นเอาต์พุต

4.4 การจำลองการทำงานของวงจร

ในโครงการนี้ใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงานของวงจร



รูปที่ 4.3 การจำลองการทำงานในช่วงเรกติไฟร์และในช่วงการทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองการทำงานคือ การจำลองวงจรกำลังและวงจรควบคุมจากนั้นก็กำหนดการทำงานให้กับวงจรควบคุมในโครงการนี้ได้กำหนดการทำงานเป็น 2 ลักษณะคือทำงานในช่วงเรกติไฟร์และการทำงานในช่วงอินเวอร์เตอร์ ลักษณะการจำลองจะเป็นแบบ open loop (ซึ่งเป็นการควบคุมในโครงการจริง) โดยการกำหนดค่า Command เข้าไปคูณกับสัญญาณไซน์อ้างอิง ซึ่งค่า Command นี้ถ้ากำหนดให้เป็นบวกก็จะเป็นการทำงานในช่วงเรกติไฟร์ และถ้ากำหนด Command เป็นลบก็จะเป็นการทำงานในช่วงอินเวอร์เตอร์ผลการจำลองเป็นไปตามรูปที่ 4.3 ซึ่งการทำงานในช่วงเรกติไฟร์กระแสและแรงดันจะ inphase กัน และในช่วงที่ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์กระแสและแรงดันจะ out of phase กัน

4.5 ผลการทดลอง

1. ขณะทำงานเป็นเรกติไฟร์

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองของไดโอดเรกติไฟร์กับชุดคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์

Diode rectifier

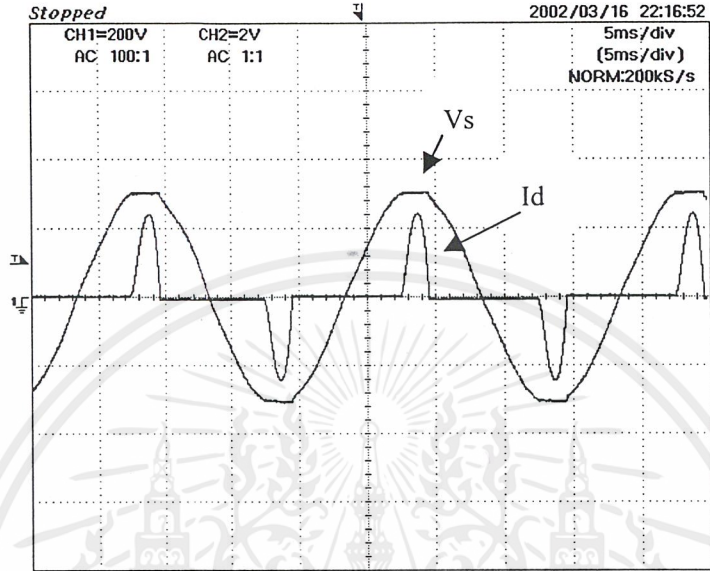
P(watt)	voltampere	PF	DPF	V	THDv	I	THDi	V _{DC}
0.17k	0.36k	0.46	1	220	1.2	1.56	88.2	305
0.32k	0.65k	0.5	1	220	1.3	3	86.5	303
0.48k	0.92k	0.52	1	220	1.5	4.17	84.9	301
0.6k	1.2k	0.54	1	220	1.4	5.35	83.7	300
0.8k	1.4k	0.55	1	220	1.6	6.7	82.8	297
1k	1.7k	0.57	1	220	1.7	7.8	81.8	297

Rectifier (switch mode converter)

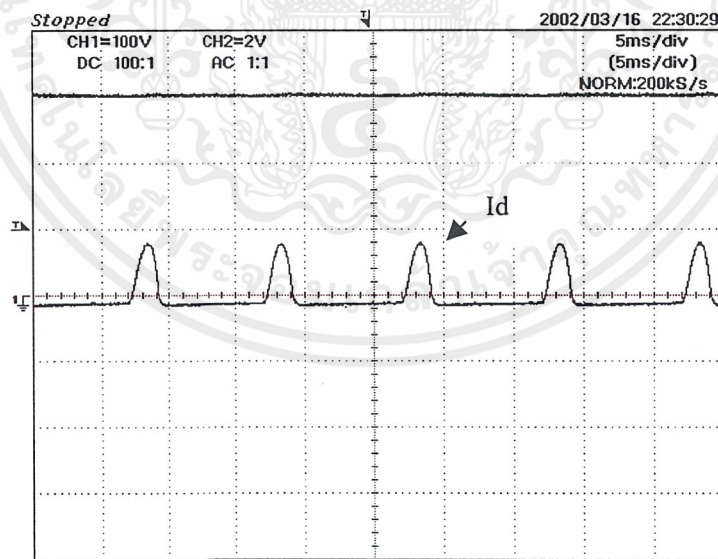
P(watt)	voltampere	PF	DPF	V	THDv	I	THDi	V _{DC}	V _{conv1}	มุม δ
0.17k	117	0.96	0.98	221	0.8	0.81	12.9	361	318.7	1.86
0.32k	320	0.98	0.99	221	0.8	1.46	7.1	327	314.1	3.52
0.48k	480	0.99	0.99	220	0.8	2.19	4.2	337	316.3	5.27
0.6k	0.61k	0.99	0.99	220	0.8	2.76	3.8	328	314.1	6.64
0.81k	0.82	0.99	0.99	220	0.8	3.72	2.9	337	315.9	8.93
1k	1k	1.00	0.99	220	0.8	4.61	2.5	368	316.9	11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดง WAVEFORM ของไดโอดเรกติไฟร์



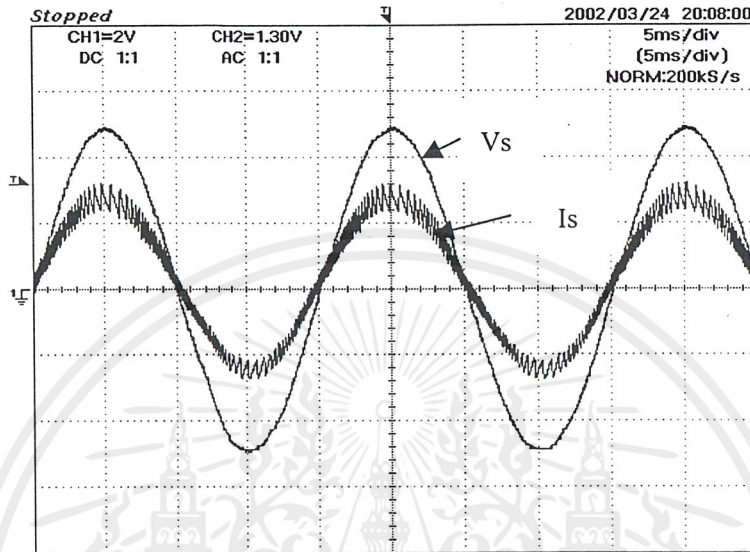
รูปที่ 4.4 แสดงรูปของกระแส I_d และแฉะแรงคั้น V_s



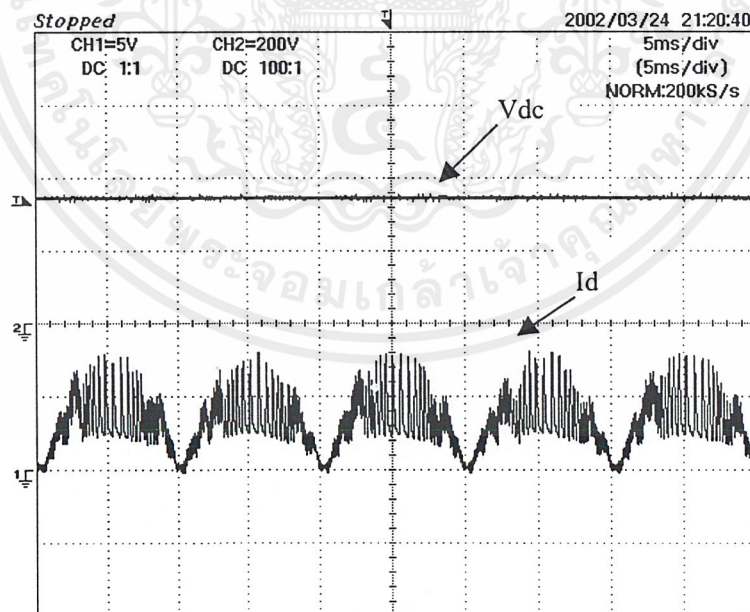
รูปที่ 4.5 แสดงรูปของกระแส I_d กับแรงคั้น V_{dc}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดง WAVEFORM ของคอนเวอเตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์ ที่ 0.5 Kw

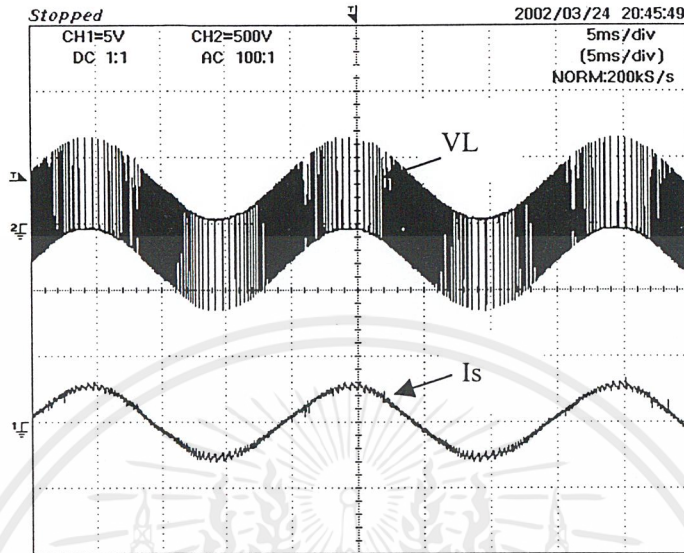


รูปที่ 4.6 แสดงรูปของแรงดัน Vs และกระแส Is ด้านอินพุต

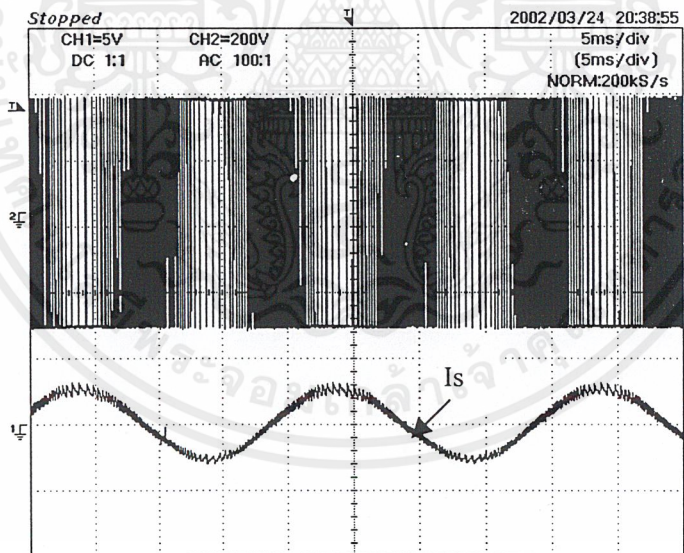


รูปที่ 4.7 แสดงรูปของแรงดัน Vdc และกระแส Id

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



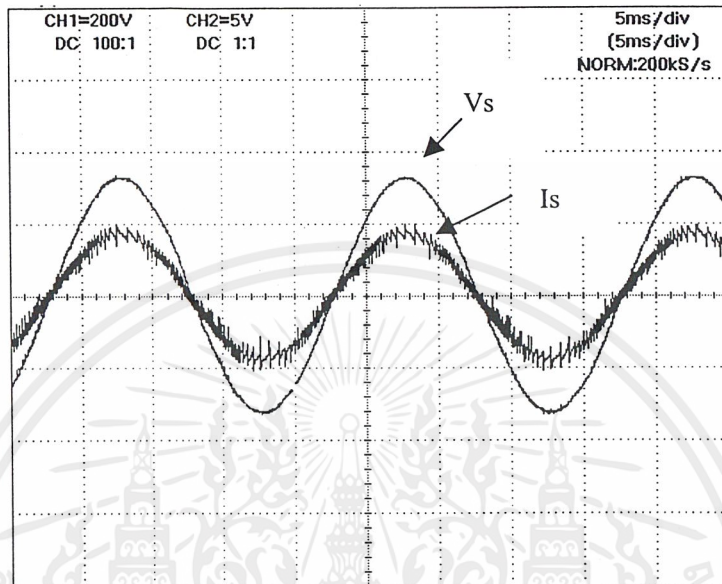
รูปที่ 4.8 แสดงรูปของแรงดัน VL และกระแส Is



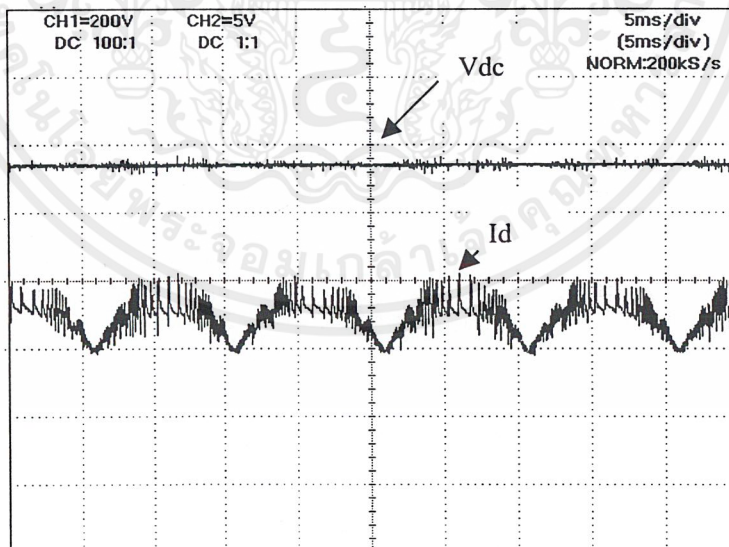
รูปที่ 4.9 แสดงรูปของแรงดัน Vo1 และกระแส Is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดง WAVEFORM ของชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะทำเป็นเรกติไฟร์ ที่ 1 Kw

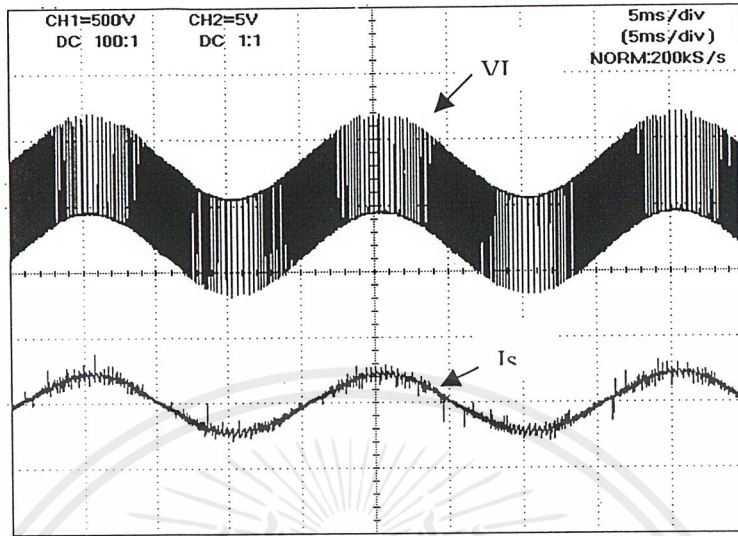


รูปที่ 4.10 แสดงรูปของกระแส I_s และแรงดัน V_s ด้านอินพุท

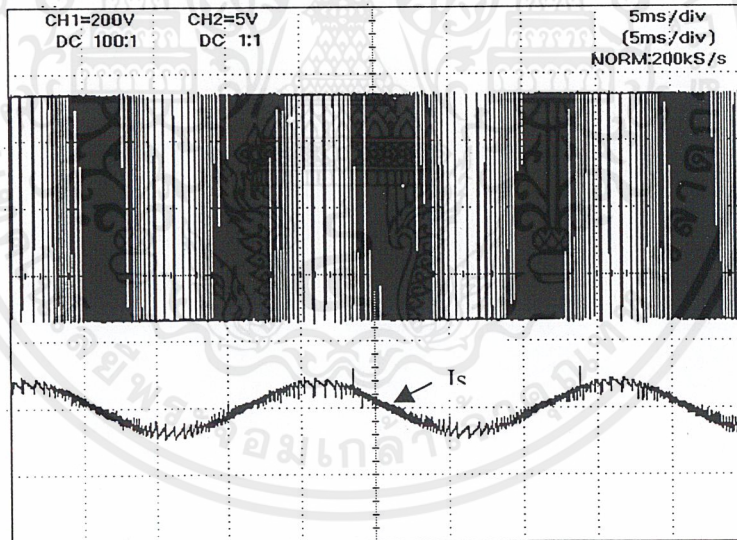


รูปที่ 4.11 แสดงกระแส I_d กับแรงดัน V_{dc}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

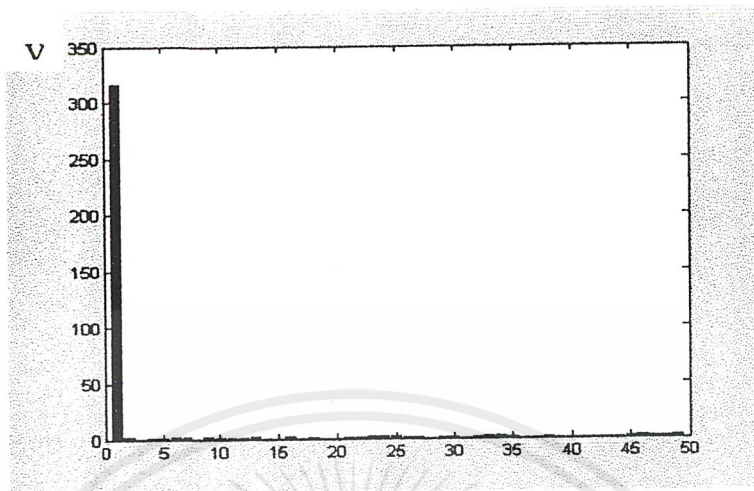


รูปที่ 4.12 แสดงรูปของแรงดัน V_L และกระแส I_s



รูปที่ 4.13 แสดงรูปของ V_{conv} และกระแส I_s

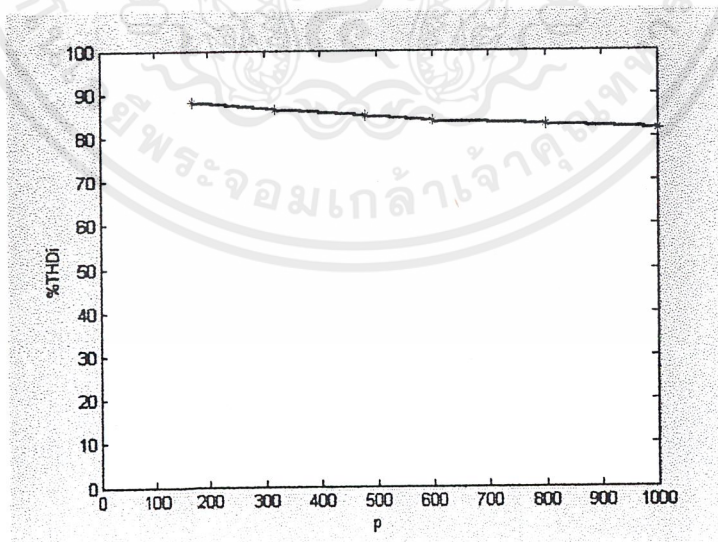
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงสเปคตัมของ V_{conv} ที่กำลังไฟฟ้า 1kW

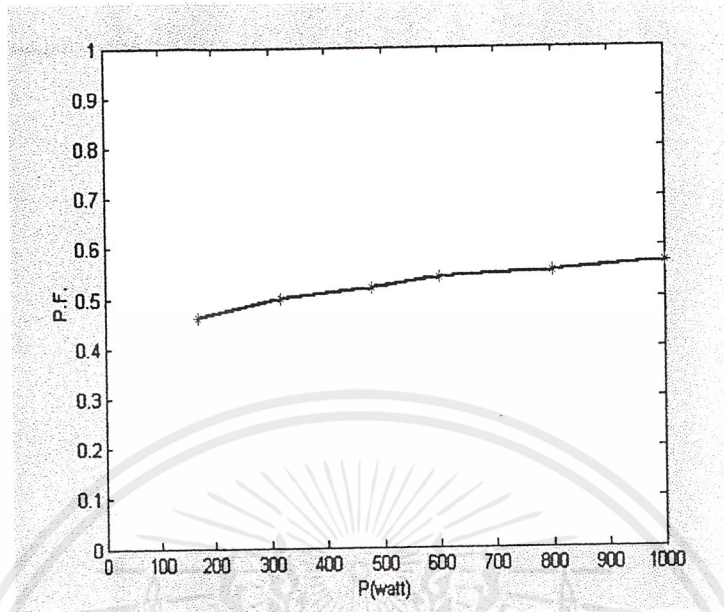
เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ระหว่าง Diode Rectifier กับชุดคอนเวอเตอร์ ทำงานเป็น Rectifier

กราฟวิเคราะห์ผลการทดลองของไดโอดเรกติไฟร์

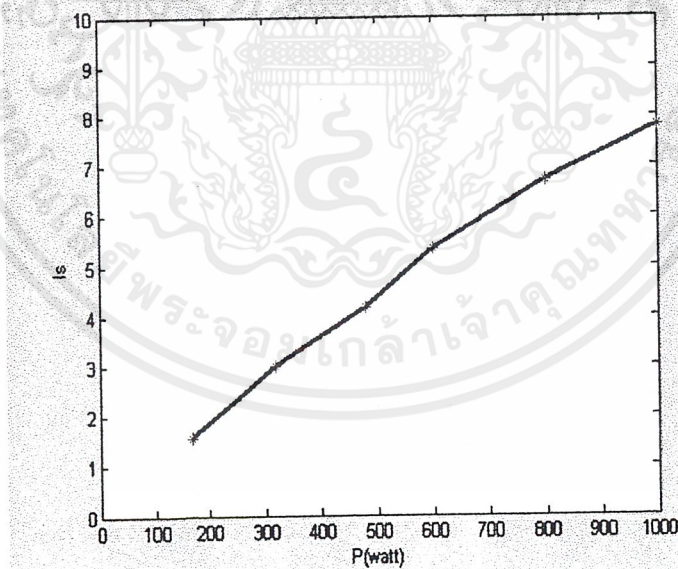


รูปที่ 4.15 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ %THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



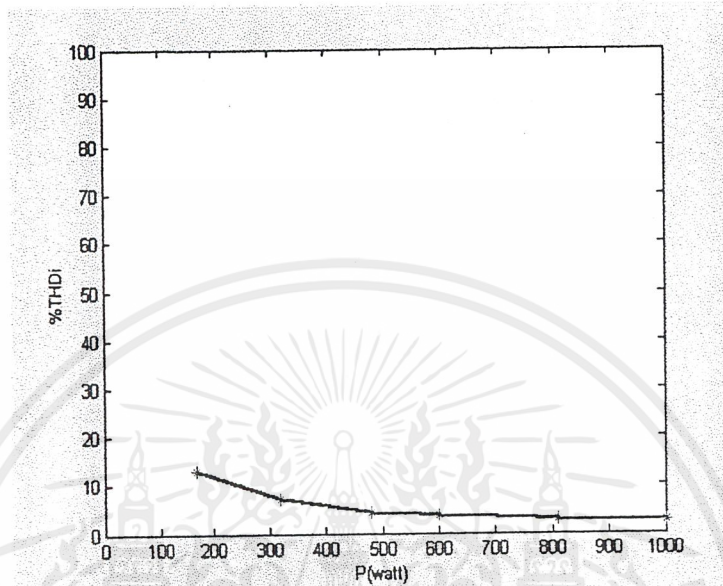
รูปที่ 4.16 แสดงการเปลี่ยนแปลงของเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า



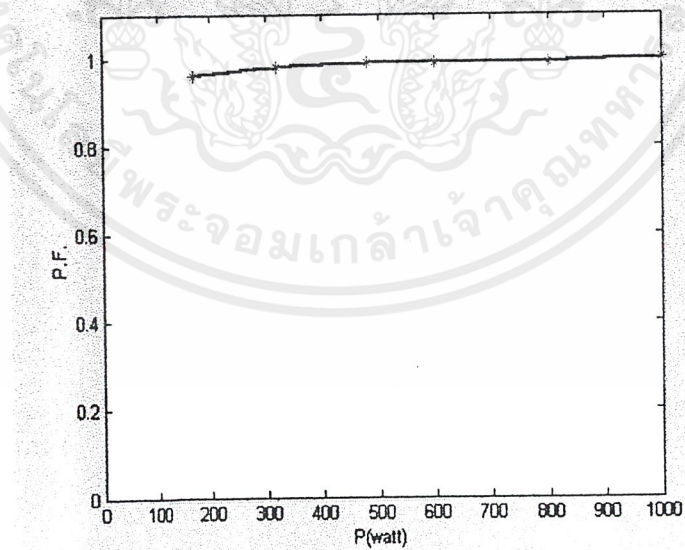
รูปที่ 4.17 แสดงการเปรียบเทียบกระแส Is เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟการวิเคราะห์ผลการทดลองของชุดคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์

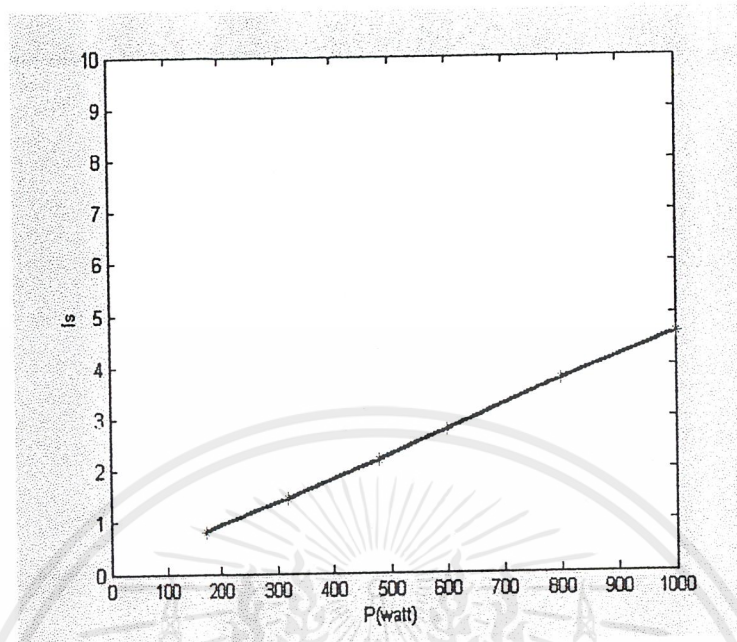


รูปที่ 4.18 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ %THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.19 แสดงการเปลี่ยนแปลงของเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงการเปรียบเทียบกระแส I_s กับค่าของกำลังไฟฟ้า

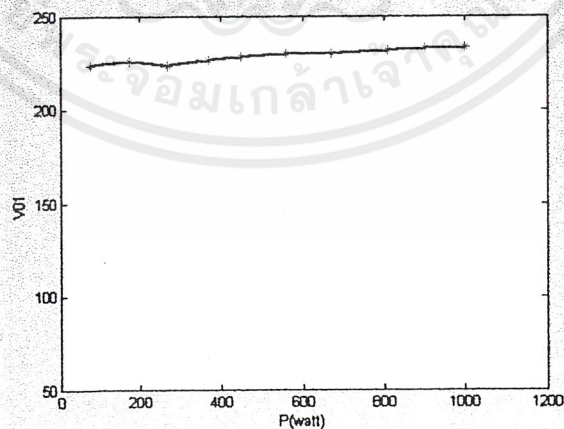
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ขณะทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 4.2 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 290$ V

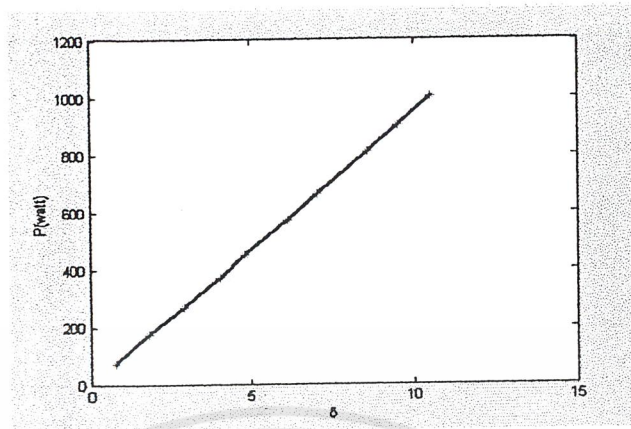
P(watt)	voltampere	PF	DPF	V	THDv	I	Iref	THDi	Vdc	Vconv1	มุม δ	$V_{tr_{(send)}}$
73	74	0.99	1.0	221	0.6	0.37	0.5	10.5	370	223.31	0.8	290
175	175	1.0	1.0	222	0.5	0.79	1	3.6	370	225.08	1.9	290
0.27K	0.27k	1.0	1.0	220	0.7	1.2	1.5	2.2	345	225.44	2.94	290
0.37k	0.37k	1.0	1.0	220	0.8	1.66	2	1.6	345	225.91	4.07	290
0.45k	0.45k	1.0	1.0	222	0.7	2.05	2.5	1.4	345	226.54	4.83	290
0.57k	0.57k	1.0	1.0	222	0.8	2.55	3	1.8	340	226.52	6.13	290
0.56k	0.67k	1.0	1.0	222	0.9	2.55	3.5	1.5	340	228.00	7.05	290
0.66k	0.67k	1.0	1.0	222	0.9	3	4	1.4	340	229.79	8.60	290
0.81k	0.81k	1.0	1.0	222	0.7	3.65	4.5	1.3	340	230	9.51	290
0.9k	0.9k	1.0	1.0	223	0.8	4.03	5	1.2	340	231.45	10.5	290
1k	1k	0.99	1.0	223	0.7	4.49	5.5	1.4	335	231.71	11.2	290

จากตารางผลการทดลองสามารถวิเคราะห์ค่าต่างๆ ได้ดังนี้

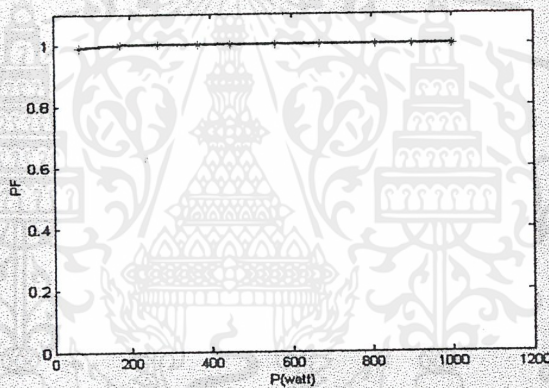


รูปที่ 4.21 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ V_{o1} เทียบกับ P(watt)

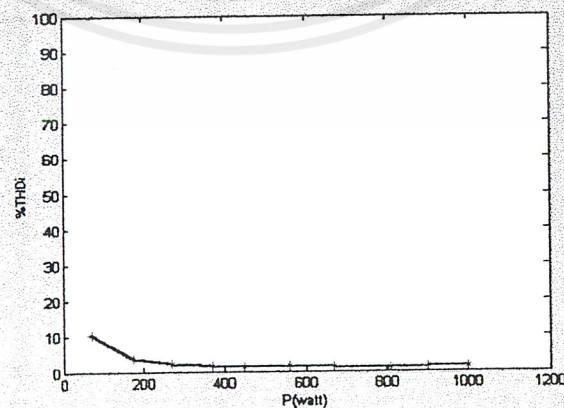
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับ P(watt)



รูปที่ 4.23 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เปรียบเทียบกับ P(watt)



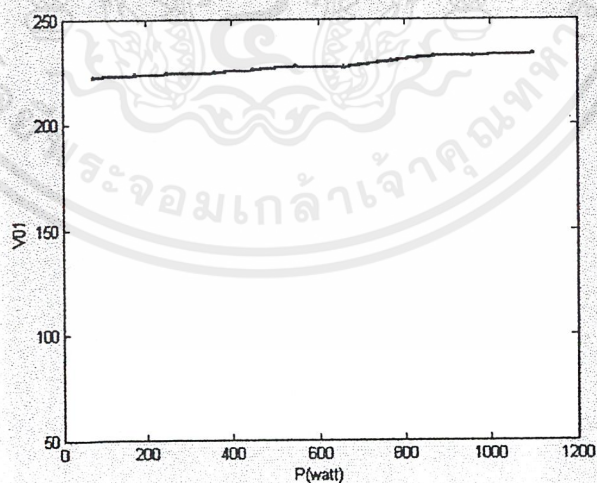
รูปที่ 4.24 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ %THDi ที่ค่ากำลังไฟฟ้าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 270$ V

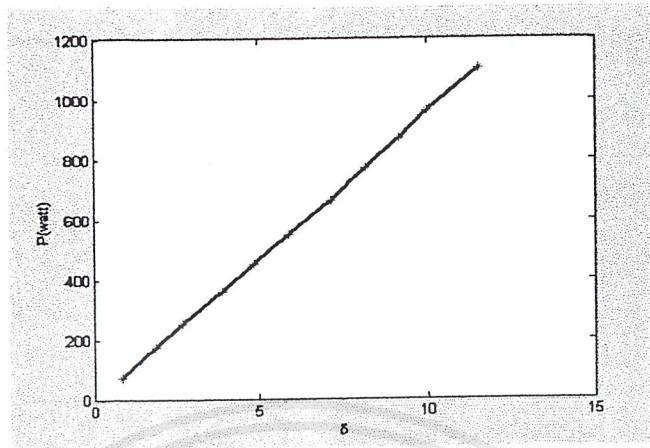
P(watt)	Voltampere	PF	DPF	V	THDv	I	Iref	THDi	Vdc	Vconv1	มุม δ	Vtr _(send)
73	75	0.98	1	220	0.5	0.34	0.5	10.3	360	222.33	0.80	270
175	175	1.0	1.0	221	0.5	0.8	1	3.5	360	223.36	1.91	270
0.25K	0.25k	1.0	1.0	221	0.5	1.11	1.5	2.3	340	223.88	2.72	270
0.36k	0.36k	1.0	1.0	221	0.6	1.63	2	1.5	340	224.51	3.92	270
0.45k	0.45k	1.0	1.0	221	0.5	2.04	2.5	1.5	340	225.97	4.87	270
0.55k	0.55k	1.0	1.0	221	0.6	2.49	3	7.9	320	226.87	5.91	270
0.66k	0.66k	1.0	1.0	221	0.6	2.97	3.5	2.1	320	227.46	7.12	270
0.77k	0.77k	1.0	1.0	222	0.6	3.46	4	3.33	320	229.88	8.17	270
0.87k	0.87k	1.0	1.0	222	0.6	3.9	4.5	3.65	320	231.9	9.16	270
0.96k	0.96k	1.0	1.0	223	0.6	4.33	5	4.9	320	233.48	10	270
1.1k	1.11k	0.99	1.0	223	0.7	4.98	5.5	11.5	310	231.77	11.57	270

จากตารางผลการทดลองสามารถวิเคราะห์ค่าต่างๆ ได้ดังนี้

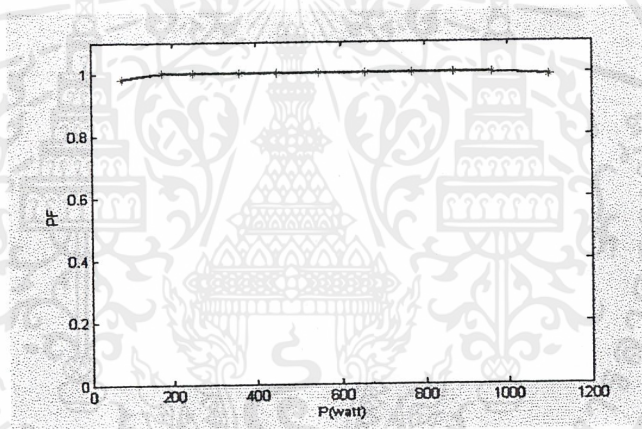


รูปที่ 4.25 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ V_{o1} เทียบกับ P(watt)

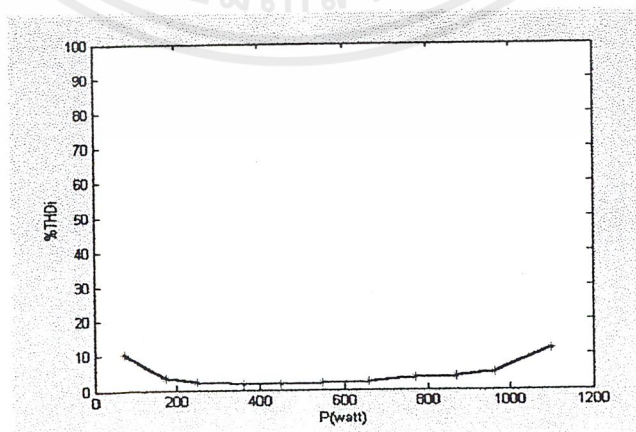
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับ P(watt)



รูปที่ 4.27 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เปรียบเทียบกับ P(watt)



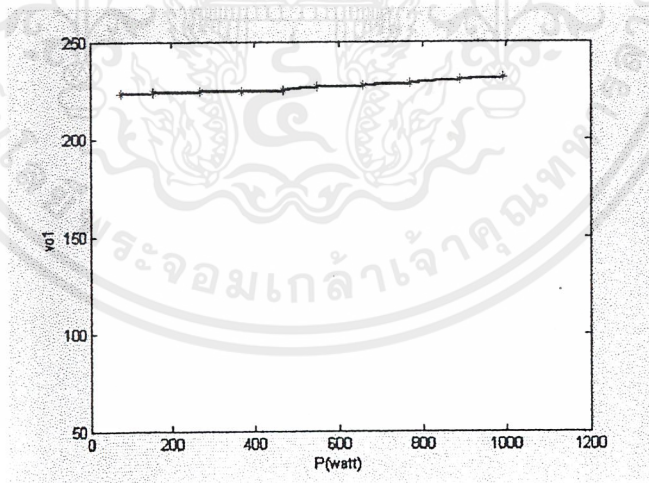
รูปที่ 4.28 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ %THDi ที่ค่ากำลังไฟฟ้าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 250$ V

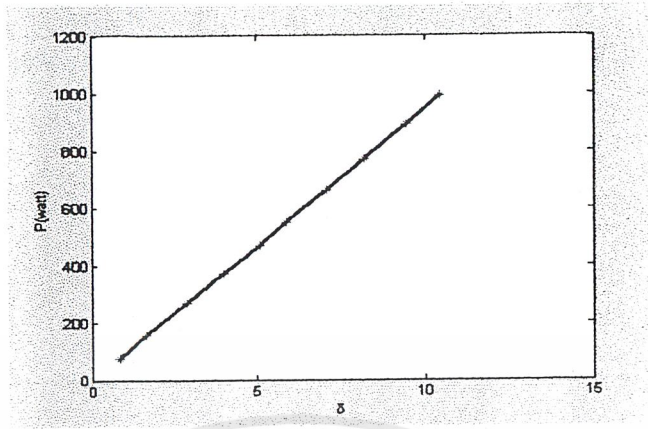
P(watt)	Voltampere	PF	DPF	V	THDv	I	Iref	THDi	V_{DC}	V_{conv1}	มุม δ	$V_{tr(send)}$
74	76	0.98	1	221	0.4	0.35	0.5	10.1	320	223.16	0.81	250
157	157	1.0	1.0	221	0.5	0.72	1	4	320	224.08	1.59	250
0.27k	0.27k	1.0	1.0	221	0.5	1.2	1.5	2.2	330	224.53	2.65	250
0.37k	0.37k	1.0	1.0	221	0.5	1.65	2	1.5	330	224.83	3.86	250
0.47k	0.47k	1.0	1.0	222	0.5	2.1	2.5	1.2	320	225.14	4.21	250
0.55k	0.55k	1.0	1.0	222	0.5	2.5	3	1.2	320	226.88	5.97	250
0.66k	0.66k	1.0	1.0	222	0.6	2.97	3.5	1.7	320	227.01	7.24	250
0.77k	0.77k	1.0	1.0	222	0.7	3.46	4	5.1	320	228.91	8.46	250
0.89k	0.89k	1.0	1.0	222	0.8	4	4.5	6.7	310	230.17	9.53	250
0.99k	1k	1.0	1.0	223	0.9	4.52	5	7.39	305	231.42	10.4	250

จากตารางผลการทดลองสามารถวิเคราะห์ค่าต่างๆ ได้ดังนี้

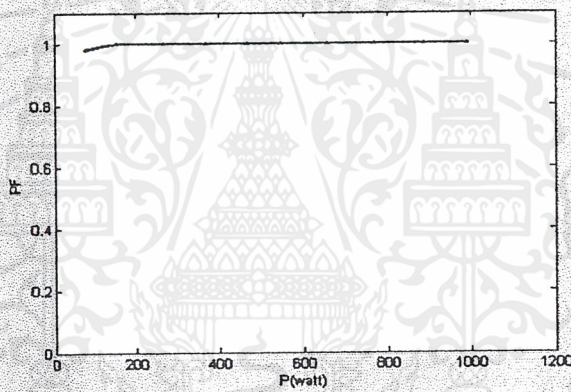


รูปที่ 4.29 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ V_{o1} เทียบกับ P(watt)

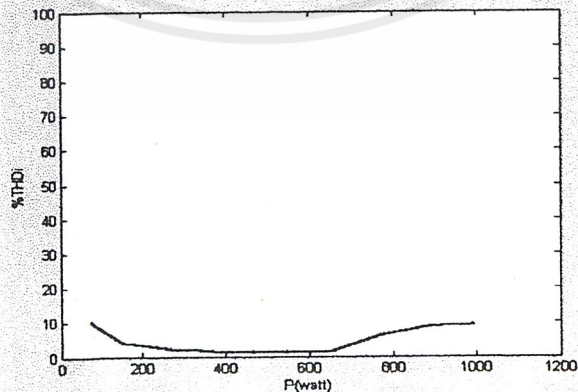
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับ P(watt)



รูปที่ 4.31 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เปรียบเทียบกับ P(watt)



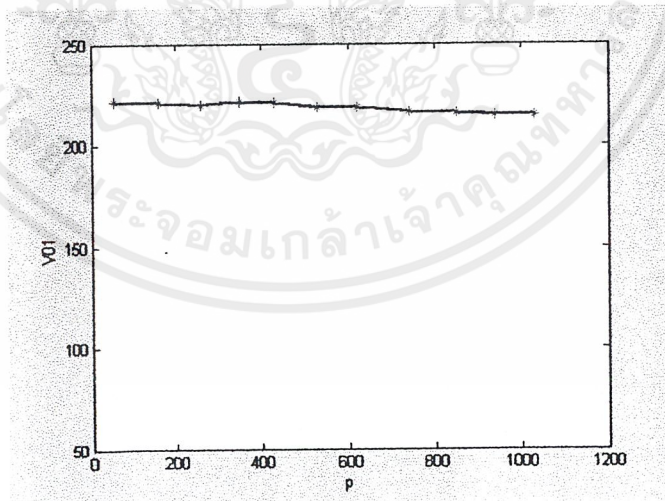
รูปที่ 4.32 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ %THDi ที่ค่ากำลังไฟฟ้าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้าน DC มายังด้าน AC ที่ $V_{dc} = 220$ V

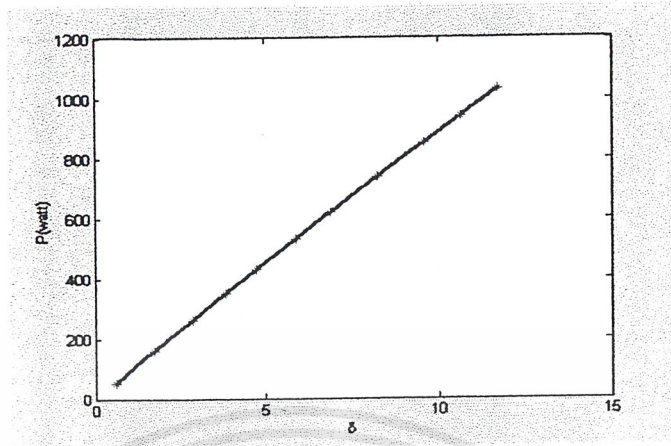
P(watt)	Voltampere	PF	DPF	V	THDv	I	Iref	THDi	V_{DC}	V_{conv1}	มุม δ	$V_{tr(send)}$
51	55	0.93	0.6	221	30.1	0.25	0.5	30.7	300	214.67	0.56	220
161	173	0.93	0.99	221	0.5	0.78	1	34.4	300	215.91	1.77	220
0.26k	0.28k	0.94	0.99	221	0.6	1.26	1.5	33.1	290	216.21	2.89	220
0.35k	0.38k	0.91	0.99	222	0.7	1.72	2	38.1	280	218.20	3.84	220
0.43k	0.47k	0.92	0.99	222	0.9	2.1	2.5	37.2	280	218.54	4.74	220
0.53k	0.59k	0.91	0.98	222	0.9	2.65	3	38.4	275	218.77	5.91	220
0.62k	0.68k	0.91	0.98	222	0.8	3.08	3.5	37.3	270	220.74	6.9	220
0.74k	0.81k	0.91	0.98	222	1.1	3.65	4	37	270	221.26	8.26	220
0.85k	0.94k	0.91	0.98	222	1.2	4.2	4.5	37.8	260	221.63	9.6	220
0.94k	1.04k	0.91	0.98	222	1.1	4.68	5	37.6	260	221.72	10.6	220
1.03k	1.16k	0.98	0.97	222	1.1	5.21	5.5	38.8	255	221.86	11.7	220

จากตารางผลการทดลองสามารถวิเคราะห์ค่าต่างๆ ได้ดังนี้

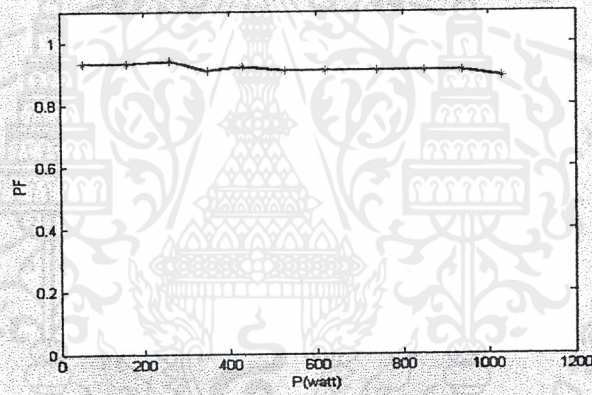


รูปที่ 4.33 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ V_{o1} เทียบกับ P(watt)

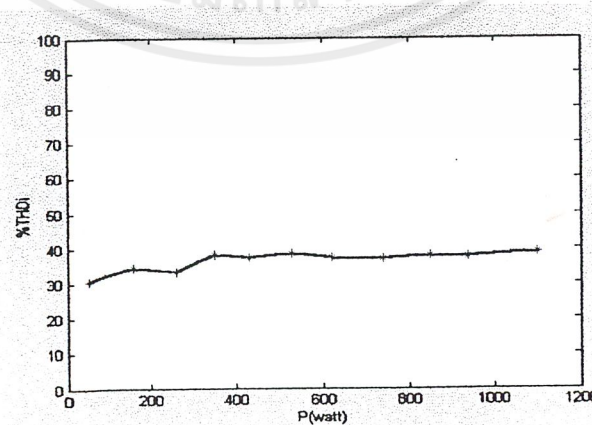
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.34 แสดงการเปลี่ยนแปลงของมุม δ เทียบกับ P(watt)



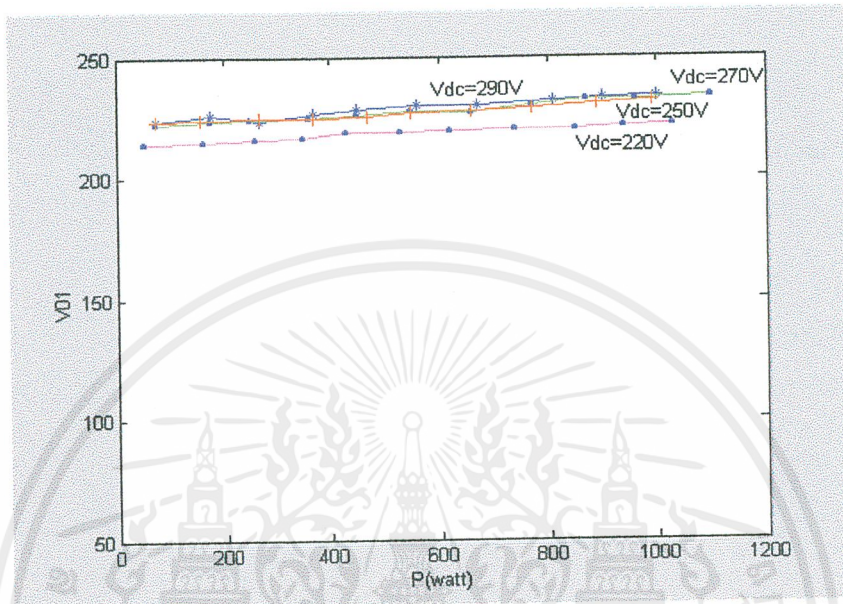
รูปที่ 4.35 แสดงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เปรียบเทียบกับ P(watt)



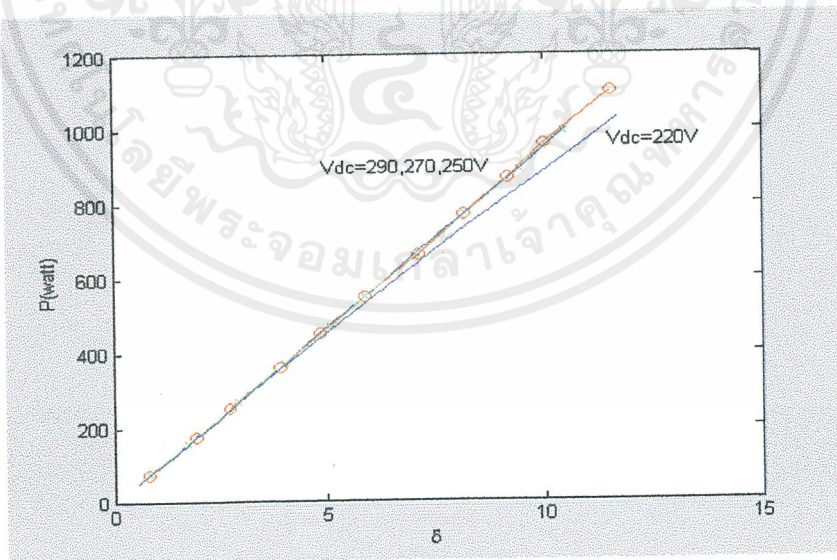
รูปที่ 4.36 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ %THDi ที่ค่ากำลังไฟฟ้าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟผลการทดลองทั้งหมดในโหมดอินเวอร์เตอร์สามารถวิเคราะห์และเปรียบเทียบโดยรวมได้ดังนี้

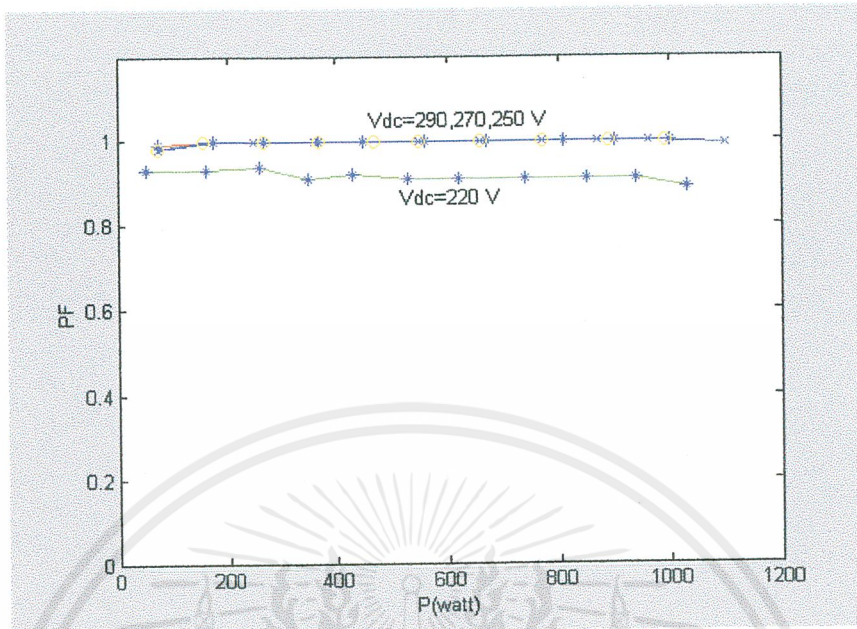


รูปที่ 4.37 แสดงการเปรียบเทียบ V_{01} กับกำลังไฟฟ้า ที่ค่า V_{dc} ต่างๆ

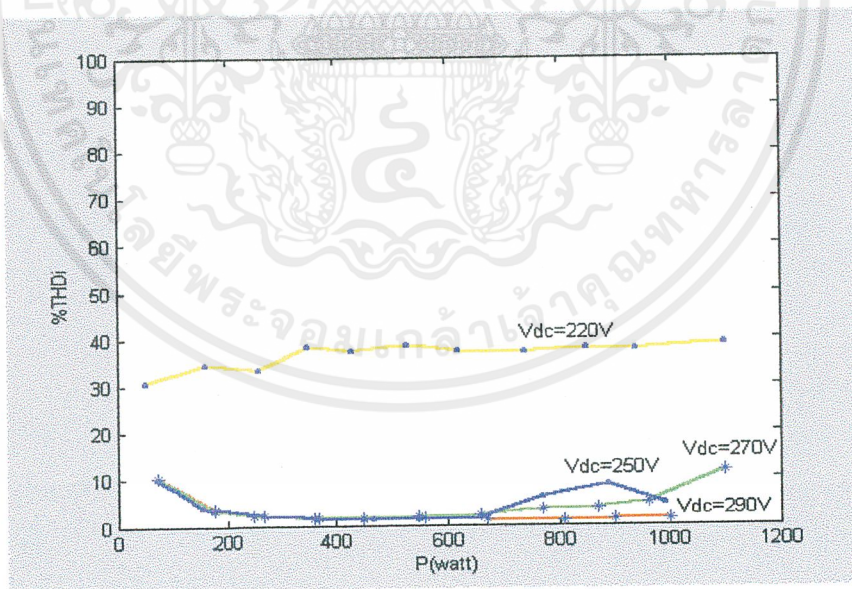


รูปที่ 4.38 แสดงการเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงของมุม δ กับค่ากำลังไฟฟ้า ที่ค่า V_{dc} ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



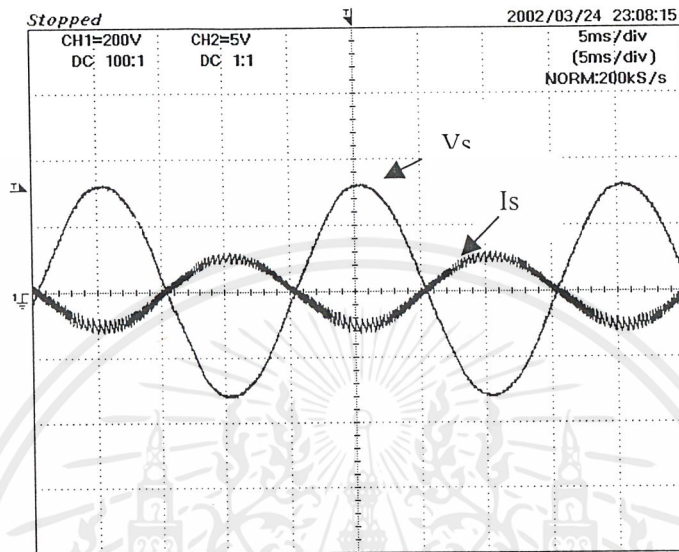
รูปที่ 4.39 แสดงการเปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์กับกำลังไฟฟ้า
ที่ค่า Vdc ต่างๆ



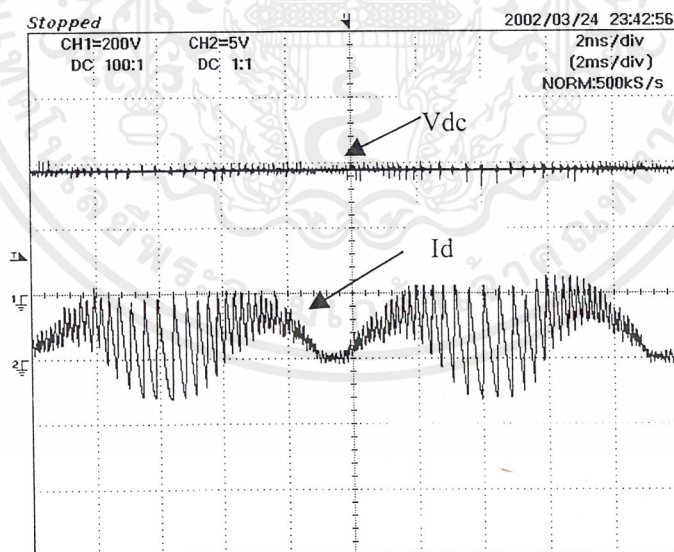
รูปที่ 4.40 แสดงการเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงของ %THDi กับกำลังไฟฟ้า
ที่ค่า Vdc ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดง WAVEFORM ของคอนเวอเตอร์ขณะทำงานเป็นอินเวอเตอร์ ที่ 0.5 kw

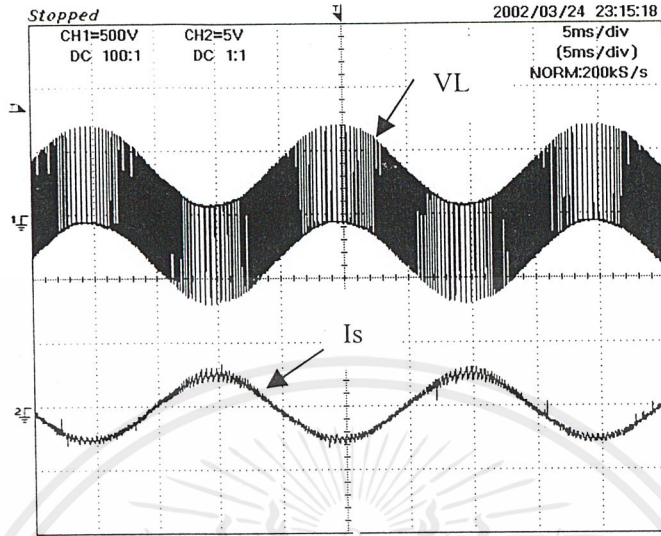


รูปที่ 4.41 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_s และแรงดัน V_s

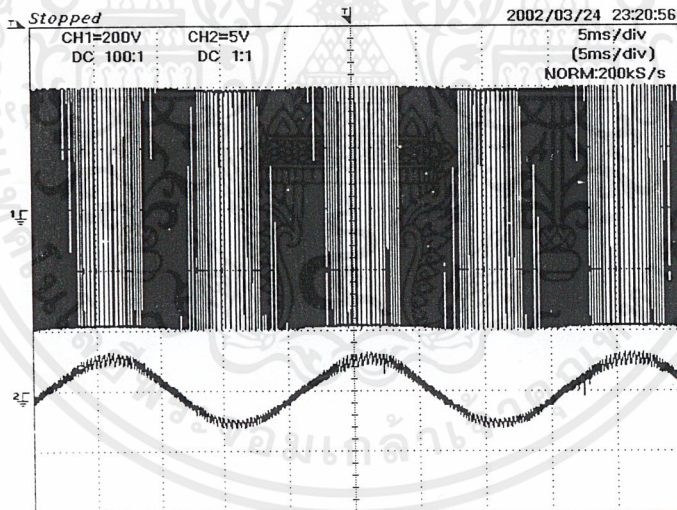


รูปที่ 4.42 แสดงกระแส I_d กับแรงดัน V_{dc}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



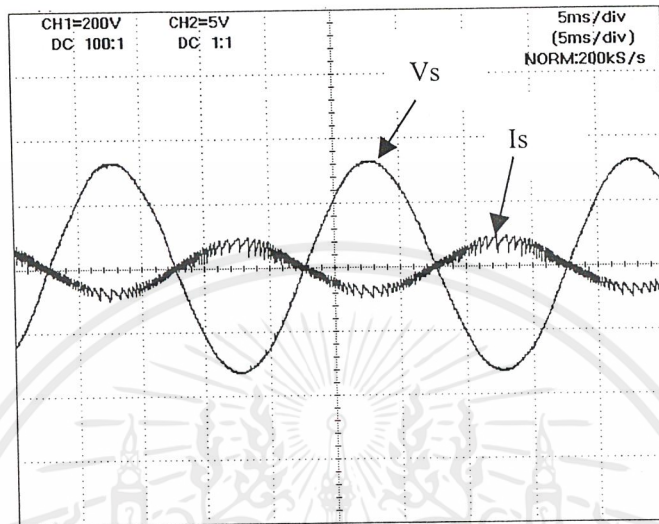
รูปที่ 4.43 แสดงแรงดัน VL กับกระแส Is



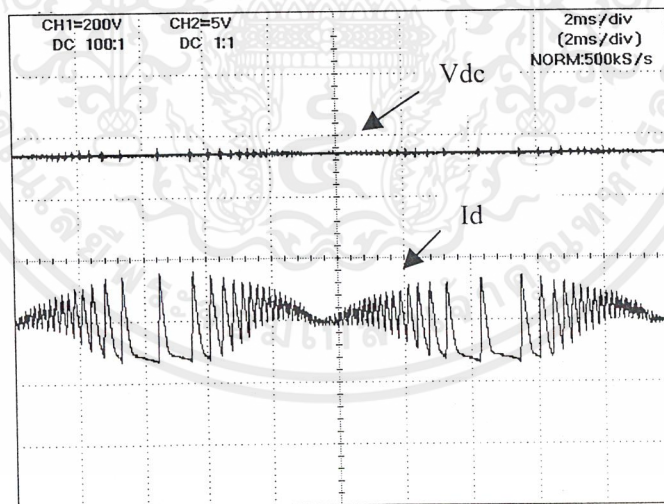
รูปที่ 4.44 แสดงแรงดัน Vconv กับกระแส Is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดง WAVEFORM ของคอนเวอเตอร์ขณะทำงานเป็นอินเวอเตอร์ ที่ 1 kw

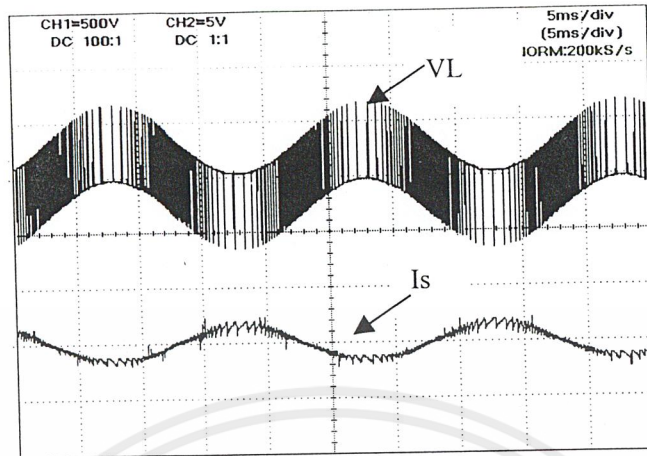


รูปที่ 4.45 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_s และแรงดัน V_s

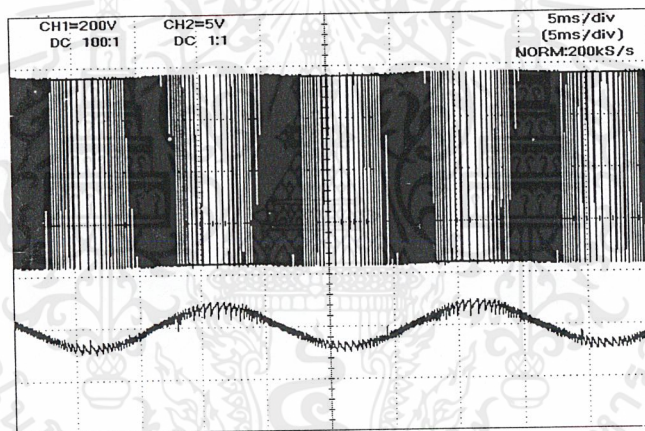


รูปที่ 4.46 แสดงรูปของกระแส I_d และแรงดัน V_{dc}

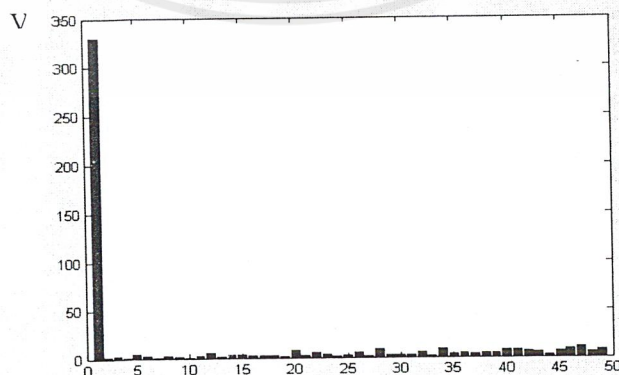
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.47 แสดงรูปของแรงดัน V_L กับกระแส I_s



รูปที่ 4.48 แสดงรูปของแรงดัน V_{conv} กับกระแส I_s



รูปที่ 4.49 แสดงสเปกตรัมของแรงดัน V_{01} ที่กำลังไฟฟ้า 1Kw

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองหาประสิทธิภาพและกำลังการสูญเสียของวงจร

การเรกติไฟร์ด้วยไดโอด

ตารางที่ 4.6 แสดงการหาค่าประสิทธิภาพ

Vac(V)	220	219	220	220	220	220
Iac(A)	1.4	2.6	3.61	4.65	5.59	6.5
Vdc(A)	303	298	298.7	295.87	294.2	293.1
Idc(A)	0.537	1.069	1.57	2.09	2.60	3.11
S(VA)	311	572	800	1027	1237	1442
Pin(watt)	165	323	472	625	773	921
Pout (watt)	162.9	318.9	469	620	766	913
cos θ	0.531	0.565	0.59	0.61	0.62	0.64
Converter loss (Watt)	2.1	4.1	3	5	7	8
% η CONVERTER	98.7	98.7	99	99.2	99.1	99.13

การเรกติไฟร์โดยการสวิตช์

ตารางที่ 4.7 แสดงการหาค่าประสิทธิภาพ

Vac(V)	219.9	220	218.8	218.74	218.9	218.7
Iac(A)	0.8	1.5	2.19	2.74	3.8	4.72
Vdc(A)	344.1	343.1	338.8	331.2	340	369.2
Idc(A)	0.38	0.76	1.14	1.49	1.94	2.06
S(VA)	175.2	330.7	478	598.9	829.9	1032
Pin(watt)	170.6	327.7	475.4	596.5	829.3	1029
Pout (watt)	131.4	261.4	384.9	495.2	664.2	761.2
cos θ	0.97	0.99	0.99	0.996	0.997	0.997
Converter loss (Watt)	39.2	66.3	90.5	101.3	179.5	267
% η CONVERTER	77	79.7	80.9	83	80.1	74

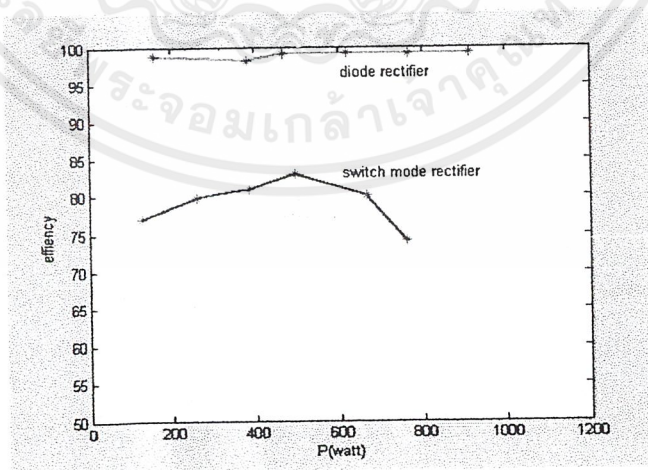
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงการทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 4.8 แสดงการหาค่าประสิทธิภาพ

Vac(V)	220	220	220	220	220	220
Iac(A)	0.67	1.28	1.98	2.49	3.17	4.22
Vdc(A)	326	336.3	308.5	318	334	358
Idc(A)	-0.53	-0.97	-1.57	-1.96	-2.32	-3.01
S(VA)	146.7	283.9	440.6	552.2	705.9	934.9
Pin(watt) (DC)	-173.15	-329	-485	-605.2	-796.2	-1080
Pout (watt) (AC)	-145.6	-283.4	-438.8	-551.5	-705.5	-933.9
cos θ	-0.992	-0.998	-0.996	-0.998	-0.999	-1
Converter loss (Watt)	27.55	45.6	46.2	53.7	90.7	146.1
% η CONVERTER	84.1	86.1	90.4	91.1	88.6	86.4

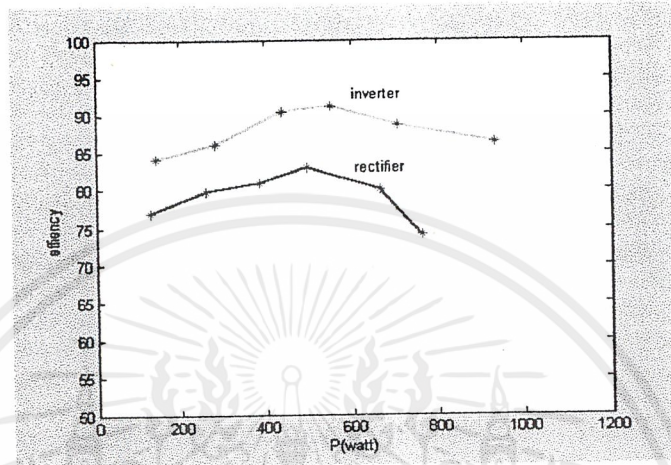
จากตารางผลการทดลองได้นำค่ามาหรือกราฟเพื่อทำการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของไดโอดเรกติไฟร์กับซุกคอนเวอเตอร์ทำงานเป็นซุกเรกติไฟร์ซึ่งแสดงดังกราฟ



รูปที่ 4.50 แสดงการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของไดโอดเรกติไฟร์กับซุกคอนเวอเตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางทดลองได้นำค่ามาพร้อมกราฟเพื่อเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของชุดคอนเวอเตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์กับช่วงที่ทำงานเป็นอินเวอเตอร์ซึ่งแสดงดังนี้



รูปที่ 4.51 แสดงการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของชุดคอนเวอเตอร์ทำงานเป็นเรกติไฟร์กับชุดคอนเวอเตอร์ทำงานเป็นอินเวอเตอร์

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากวัตถุประสงค์และทฤษฎีเบื้องต้นได้ทำการออกแบบระบบที่ใช้ในการศึกษาการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง โดยระบบจะมีการทำงานช่วงการเรกติไฟร์และการอินเวอร์เตอร์โดยใช้สวิตช์โหมคคอนเวอเตอร์มี POWER DIODE ขนานกับสวิตช์ (IGBT) เป็นอุปกรณ์หลัก ใช้หลักการควบคุมกระแสแบบ Adaptive current control แบบ fixed band ให้กระแสจริง (Actual current) ติดตามกระแสอ้างอิง (Current reference) และจากการทดลองระบบที่ออกแบบใช้ในการศึกษานั้นสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางจริง

5.1 ข้อดีของโครงการนี้

- 5.1.1 สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางคือทำงานช่วงการเรกติไฟร์และการอินเวอร์เตอร์ได้ในคอนเวอเตอร์ชุดเดียว
- 5.1.2 เพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบดีคือใกล้เคียง UNITY
- 5.1.3 สามารถพัฒนาและใช้งานได้จริงซึ่งช่วยในการประหยัดพลังงาน
- 5.1.5 ประสิทธิภาพของระบบสูง

5.2 ข้อเสียของโครงการนี้

- 5.2.1 ระบบไม่มีการ CLOSE LOOP เพื่อคงที่แรงดันดีซีลิงค์
- 5.2.2 วงจรที่ใช้เป็นแบบอนาล็อกอาจทำให้ความเที่ยงตรงน้อยลง
- 5.2.3 อุปกรณ์ ELECTRONIC บางตัวเช่น IC MULTIPLIER, LEM มีราคาสูงและหาซื้อยาก

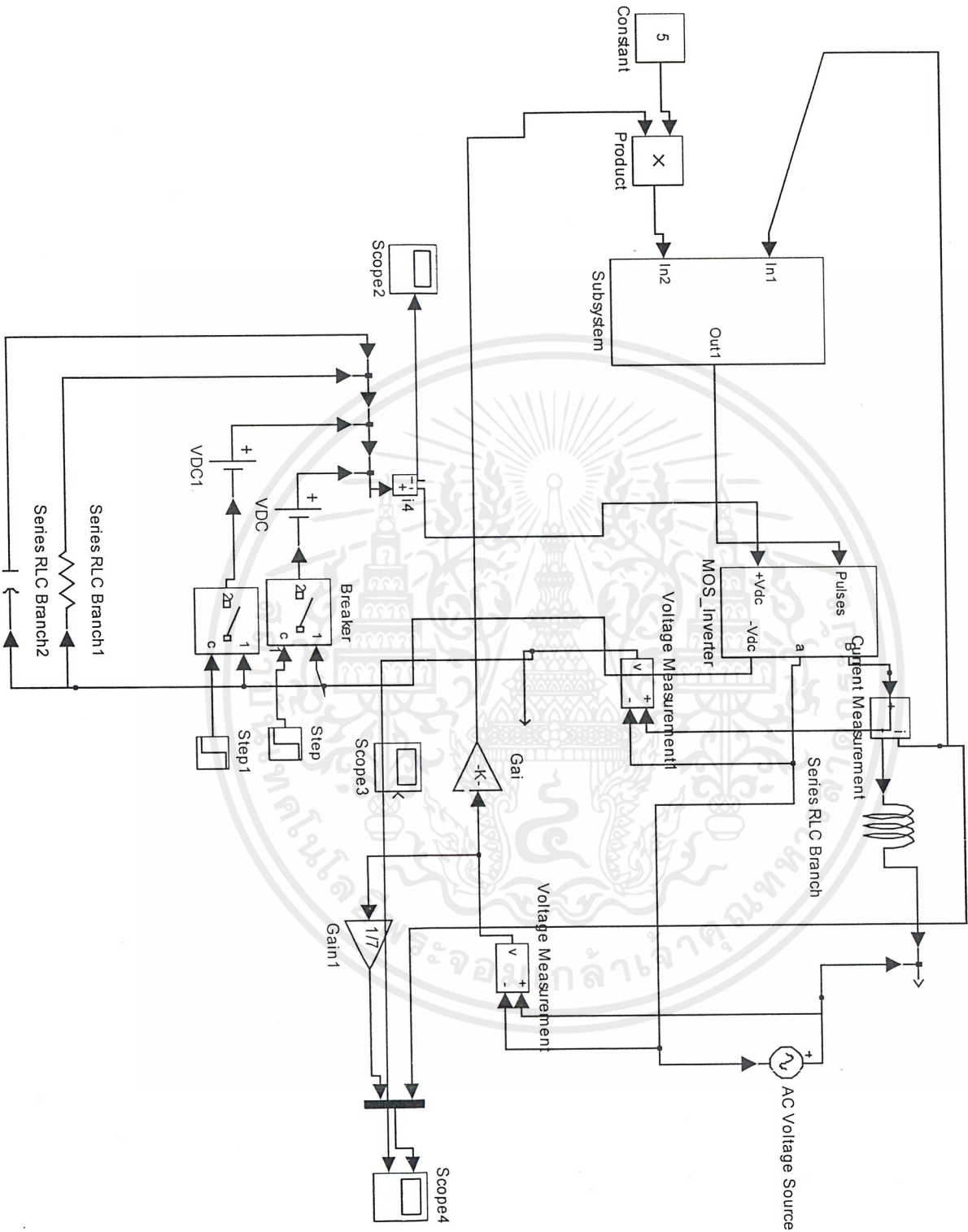
5.3 สิ่งที่ควรได้รับการพัฒนาต่อในโครงการนี้

- 5.3.1 ระบบควรมีการ CLOSE LOOP เพื่อคงที่แรงดันดีซีลิงค์
- 5.3.2 วงจรควบคุมที่ใช้เป็นแบบอนาล็อกควรพัฒนาโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการควบคุม
- 5.3.3 ควรพัฒนาให้เชื่อมโยงกับแหล่งจ่ายไฟตรงอื่นๆได้เช่นแหล่งจ่ายไฟตรงจากโซล่าเซลล์ให้สามารถใช้งานได้จริง
- 5.3.4 โครงการนี้เป็นการศึกษาการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง 1 เฟส ควรพัฒนาส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง 3 เฟส

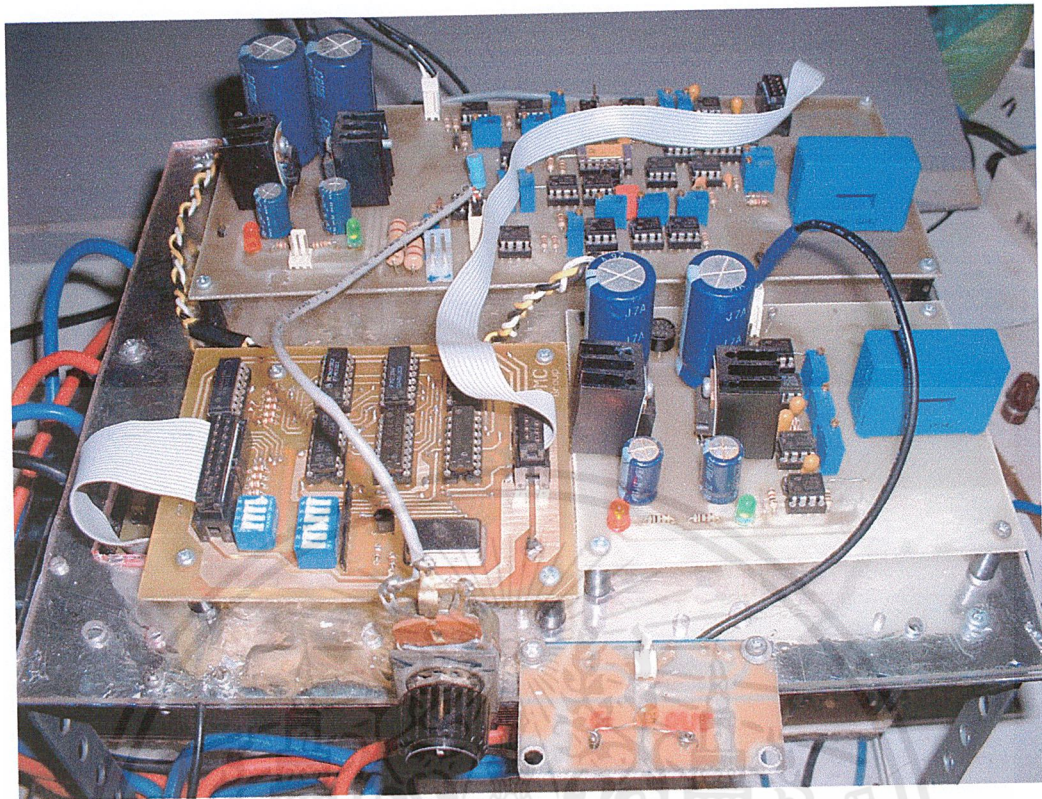
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



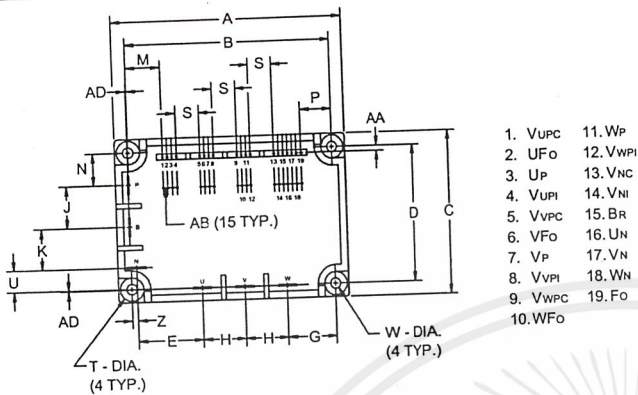
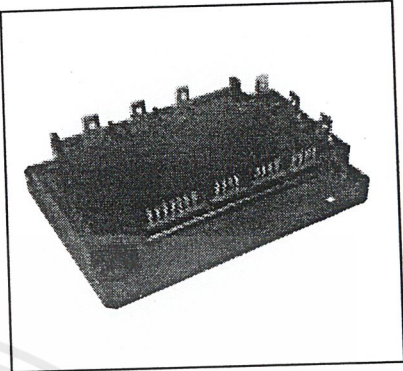
รูปชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

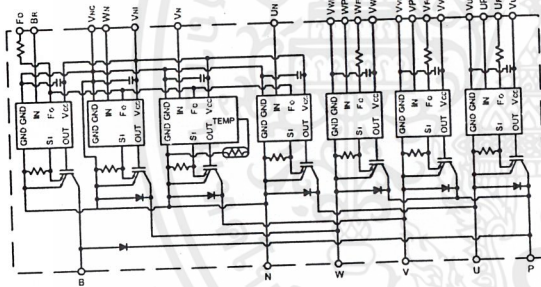
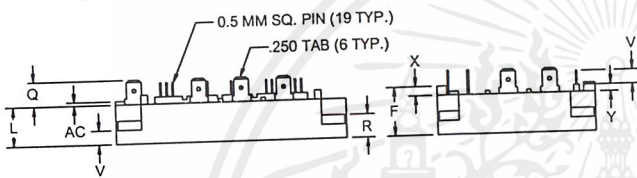
MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE



1. V_{UPC}
2. U_{Fo}
3. U_P
4. V_{UPI}
5. V_{VPC}
6. V_{Fo}
7. V_P
8. V_{VPI}
9. V_{WPC}
10. W_{Fo}
11. W_P
12. V_{WPI}
13. V_{NC}
14. V_{NI}
15. B_R
16. U_N
17. V_{NI}
18. W_N
19. F_o



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.96 ± 0.04	100.5 ± 1.0
B	3.48 ± 0.02	88.5 ± 0.5
C	2.76 ± 0.04	70.0 ± 1.0
D	2.30 ± 0.02	58.5 ± 0.5
E	1.191 ± 0.02	30.25 ± 0.5
F	0.83	21.0
G	0.75	19.0
H	0.73	18.5
J	0.71	18.0
K	0.69	17.5
L	0.67	17.0
M	0.581	14.76
N	0.541	13.75
P	0.541	13.74

Dimensions	Inches	Millimeters
Q	0.41	10.5
R	0.39	10.0
S	0.394 ± 0.010	10.00 ± 0.25
T	0.39 Dia.	Dia. 10.0
U	0.364	9.25
V	0.24	6.0
W	0.18 Dia.	Dia. 4.5
X	0.16	4.0
Y	0.12	3.0
Z	0.88 ± 0.02	2.25 ± 0.5
AA	0.086 ± 0.02	2.18 ± 0.5
AB	0.079 ± 0.010	2.00 ± 0.25
AC	0.06	1.5
AD	0.01 ± 0.02	0.25 ± 0.5

Description:

Mitsubishi Intelligent Power Modules are isolated base modules designed for power switching applications operating at frequencies to 20 kHz. Built-in control circuits provide optimum gate drive and protection for the IGBT and free-wheel diode power devices.

Features:

- Complete Output Power Circuit
- Gate Drive Circuit
- Protection Logic
 - Short Circuit
 - Over Current
 - Over Temperature
 - Under Voltage

Applications:

- Inverters
- UPS
- Motion/Servo Control
- Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part number from the table below -i.e. PM25RSB120 is a 1200V, 25 Ampere Intelligent Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V _{CEs} Volts (x 10)
PM	25	120



PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Ratings	Symbol	PM25RSB120	Units
Power Device Junction Temperature	T_j	-20 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Case Operating Temperature	T_C	-20 to 100	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	0.98 ~ 1.47	$\text{N} \cdot \text{m}$
Module Weight (Typical)	—	330	Grams
Supply Voltage Protected by OC and SC ($V_D = 13.5 - 16.5\text{V}$, Inverter Part, $T_j = 125^\circ\text{C}$)	$V_{\text{CC(prot.)}}$	800	Volts
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Vrms

Control Sector

Supply Voltage (Applied between $V_{\text{UP1}}-V_{\text{UPC}}$, $V_{\text{VP1}}-V_{\text{VPC}}$, $V_{\text{WP1}}-V_{\text{WPC}}$, $V_{\text{N1}}-V_{\text{NC}}$)	V_D	20	Volts
Input Voltage (Applied between U_P-V_{UPC} , V_P-V_{VPC} , W_P-V_{WPC} , $U_N \cdot V_N \cdot W_N \cdot B_r-V_{\text{NC}}$)	V_{CIN}	20	Volts
Fault Output Supply Voltage Applied between ($U_{\text{FO}}-V_{\text{UPC}}$, $V_{\text{FO}}-V_{\text{VPC}}$, $W_{\text{FO}}-V_{\text{WPC}}$, F_O-V_{NC})	V_{FO}	20	Volts
Fault Output Current (Sink Current at U_{FO} , V_{FO} , W_{FO} and F_O Terminal)	I_{FO}	20	mA

IGBT Inverter Sector

Collector-Emitter Voltage ($V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{CIN}} = 15\text{V}$)	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_C	25	Amperes
Peak Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CP}	50	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	132	Watts

Brake Sector

Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_C	10	Amperes
Peak Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CP}	20	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	62	Watts
Diode Forward Current	I_F	10	Amperes
Diode DC Reverse Voltage	$V_{\text{R(DC)}}$	1200	Volts

Electrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Control Sector						
Over Current Trip Level Inverter Part	OC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	32	62	—	Amperes
Over Current Trip Level Brake Part			15	30	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Inverter Part	SC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	—	101	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Brake Part			—	41	—	Amperes
Over Current Delay Time	$t_{\text{off}}(\text{OC})$	$V_D = 15\text{V}$	—	10	—	μs
Over Temperature Protection	OT	Trip Level	111	118	125	$^\circ\text{C}$
	OT_r	Reset Level	—	100	—	$^\circ\text{C}$
Supply Circuit Under Voltage Protection	UV	Trip Level	11.5	12.0	12.5	Volts
	UV_r	Reset Level	—	12.5	—	Volts
Supply Voltage	V_D	Applied between $V_{\text{UP}1}$ - V_{UPC} , $V_{\text{VP}1}$ - V_{VPC} , $V_{\text{WP}1}$ - V_{WPC} , $V_{\text{N}1}$ - V_{NC}	13.5	15	16.5	Volts
Circuit Current	I_D	$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{CIN}} = 15\text{V}$, $V_{\text{N}1}$ - V_{NC}	—	44	60	mA
		$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{CIN}} = 15\text{V}$, $V_{\text{XP}1}$ - V_{XPC}	—	13	18	mA
Input ON Threshold Voltage	$V_{\text{th}}(\text{on})$	Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input OFF Threshold Voltage	$V_{\text{th}}(\text{off})$	U_P - V_{UPC} , V_P - V_{VPC} , W_P - V_{WPC} , U_N · V_N · W_N · B_r - V_{NC}	1.7	2.0	2.3	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	3- ϕ Sinusoidal	—	15	20	kHz
Fault Output Current	$I_{\text{FO}}(\text{H})$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	—	0.01	mA
	$I_{\text{FO}}(\text{L})$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	10	15	mA
Minimum Fault Output Pulse Width	t_{FO}	$V_D = 15\text{V}$	1.0	1.8	—	ms

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Electrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
IGBT Inverter Sector						
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.0	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	$-I_C = 25\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A}$	—	2.5	3.5	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.2	3.2	Volts
Inductive Load Switching Times	t_{on}		0.5	1.0	2.5	μs
	t_{rr}	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0 \leftrightarrow 15\text{V}$	—	0.15	0.3	μs
	$t_{C(on)}$	$V_{CC} = 600\text{V}, I_C = 25\text{A}$	—	0.4	1.0	μs
	t_{off}	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.0	3.0	μs
	$t_{C(off)}$		—	0.7	1.2	μs
Brake Sector						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.8	3.8	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.5	3.5	Volts
Diode Forward Voltage	V_{FM}	$-I_C = 10\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Thermal Characteristics

Characteristic	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Junction to Case Thermal Resistance	$R_{th(j-c)Q}$	Each Inverter IGBT	—	—	0.95	°C/Watt
	$R_{th(j-c)F}$	Each Inverter FWDi	—	—	2.5	°C/Watt
	$R_{th(c-f)Q}$	Each Brake IGBT	—	—	2.0	°C/Watt
	$R_{th(c-f)F}$	Each Brake FWDi	—	—	2.5	°C/Watt
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Case to Fin Per Module, Thermal Grease Applied	—	—	0.036	°C/Watt

Recommended Conditions for Use

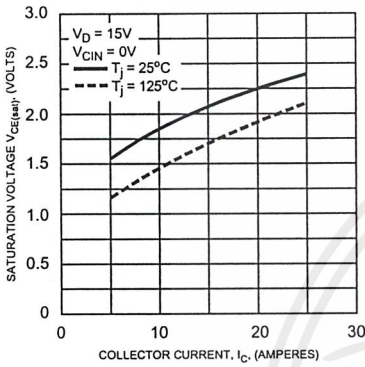
Characteristic	Symbol	Condition	Value	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Applied across P-N Terminals	0 ~ 800	Volts
	V_D	Applied between V_{UP1} - V_{UPC} , V_{N1} - V_{NC} , V_{VP1} - V_{VPC} , V_{WP1} - V_{WPC}	15 ± 1.5	Volts
Input ON Voltage	$V_{CIN(on)}$	Applied between	0 ~ 0.8	Volts
Input OFF Voltage	$V_{CIN(off)}$	$U_P, V_P, W_P, U_N, V_N, W_N, B_r$	4.0 ~ V_D	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	Using Application Circuit	5 ~ 20	kHz
Minimum Dead Time	t_{dead}	Input Signal	≥ 2.5	μs

PM25RSB120

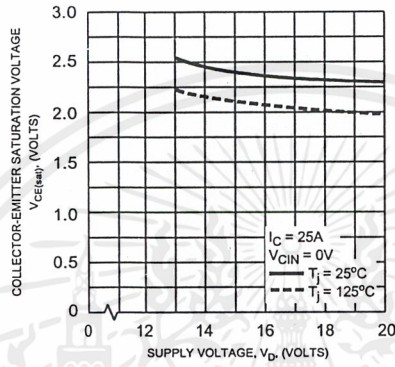
FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Inverter Part

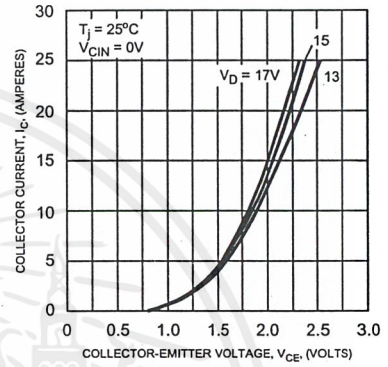
SATURATION VOLTAGE CHARACTERISTICS (TYPICAL)



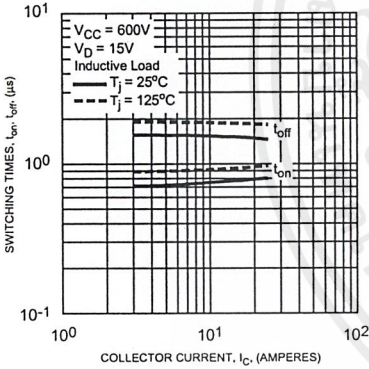
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE CHARACTERISTICS (TYPICAL)



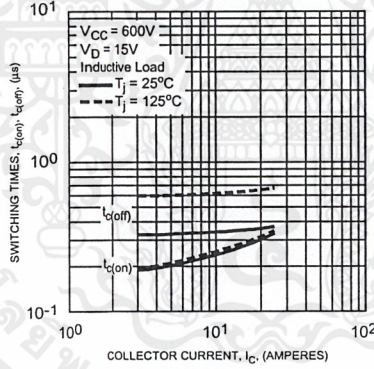
OUTPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)



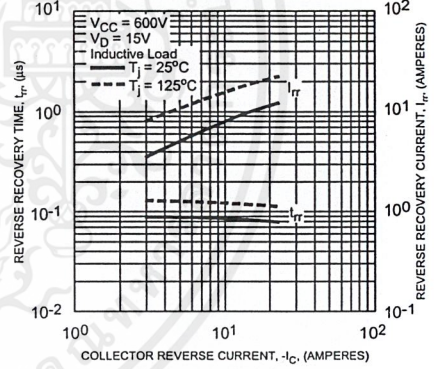
SWITCHING TIME VS. COLLECTOR CURRENT (TYPICAL)



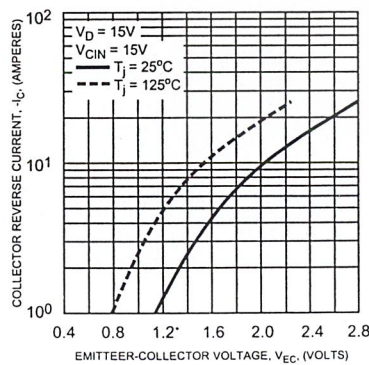
SWITCHING TIME VS. COLLECTOR CURRENT (TYPICAL)



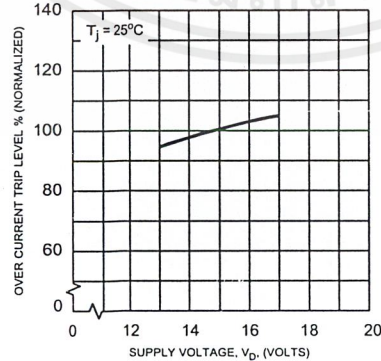
REVERSE RECOVERY CURRENT VS. EMITTER CURRENT (TYPICAL)



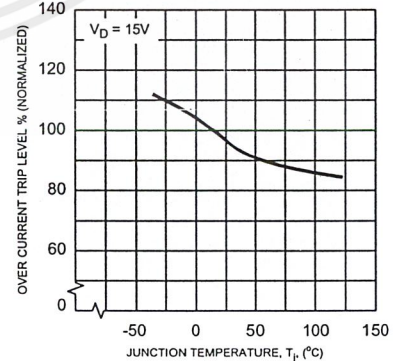
DIODE FORWARD CHARACTERISTICS



OVER CURRENT TRIP LEVEL VS. SUPPLY VOLTAGE (TYPICAL)

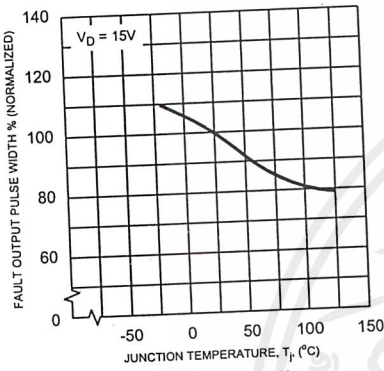


OVER CURRENT TRIP LEVEL VS. TEMPERATURE (TYPICAL)

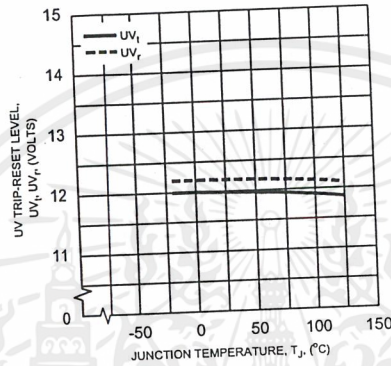


Inverter Part

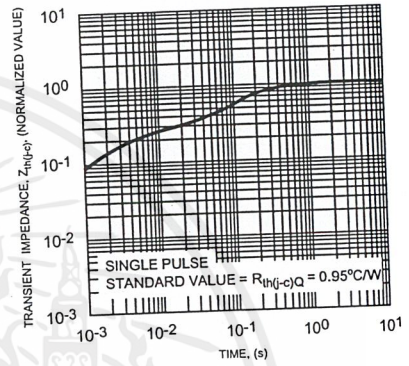
FAULT OUTPUT PULSE WIDTH VS. TEMPERATURE (TYPICAL)



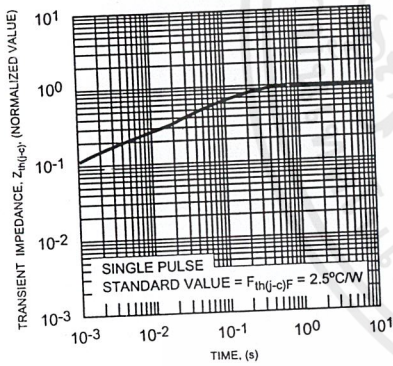
CONTROL SUPPLY VOLTAGE TRIP-RESET LEVEL TEMPERATURE DEPENDENCY (TYPICAL)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (Each IGBT)



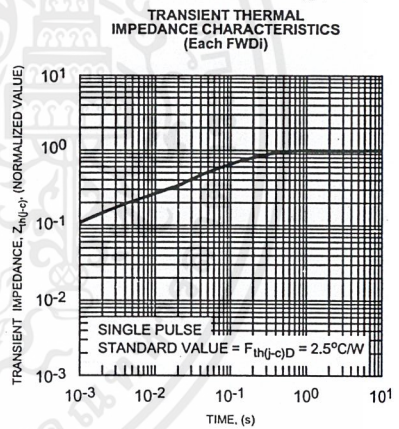
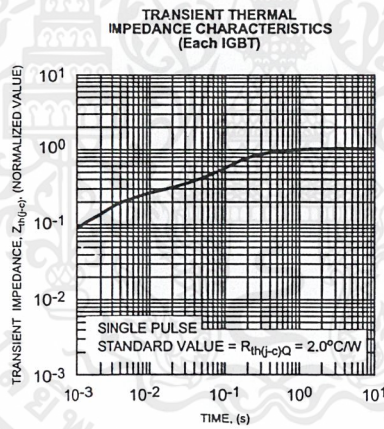
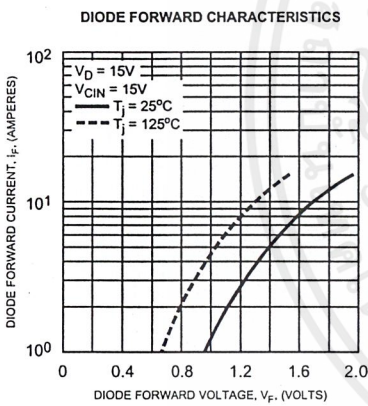
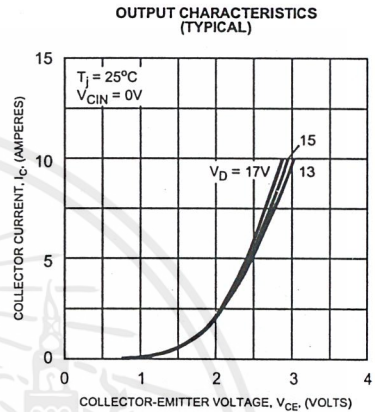
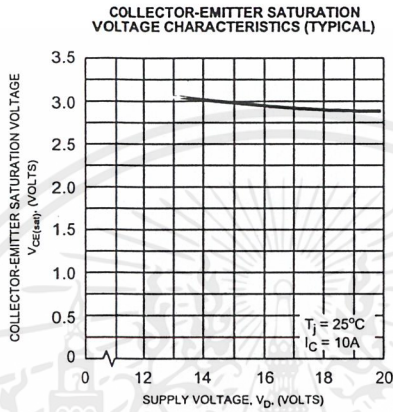
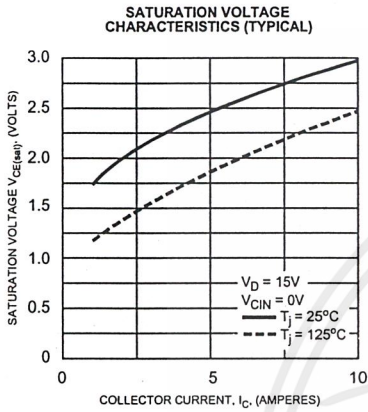
TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (Each FWD)



PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

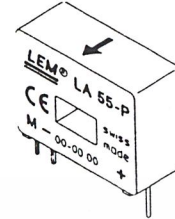
Brake Part



Current Transducer LA 55-P

$I_{PN} = 50 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., 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	50	A					
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A					
R_M	Measuring resistance @							
			$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$				
			R_{Mmin}	R_{Mmax}	R_{Mmin}	R_{Mmax}		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10	100	60	95	Ω
			@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾	Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50	160	135	155	Ω
	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50	90	135 ²⁾	135 ²⁾	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA					
K_N	Conversion ratio	1 : 1000						
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V					
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_s	mA					
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV					

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- 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.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.65	%	
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.90	%	
ϵ_L	Linearity		< 0.15	%	
I_o	Offset current @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA	
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.3	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_o	0°C .. + 70°C	± 0.1	± 0.5	mA
		- 25°C .. + 85°C	± 0.1	± 0.6	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{pmax}		< 500	ns	
t_r	Response time @ 90 % of I_{pmax}		< 1	μs	
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs	
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)		DC .. 200	kHz	

General data

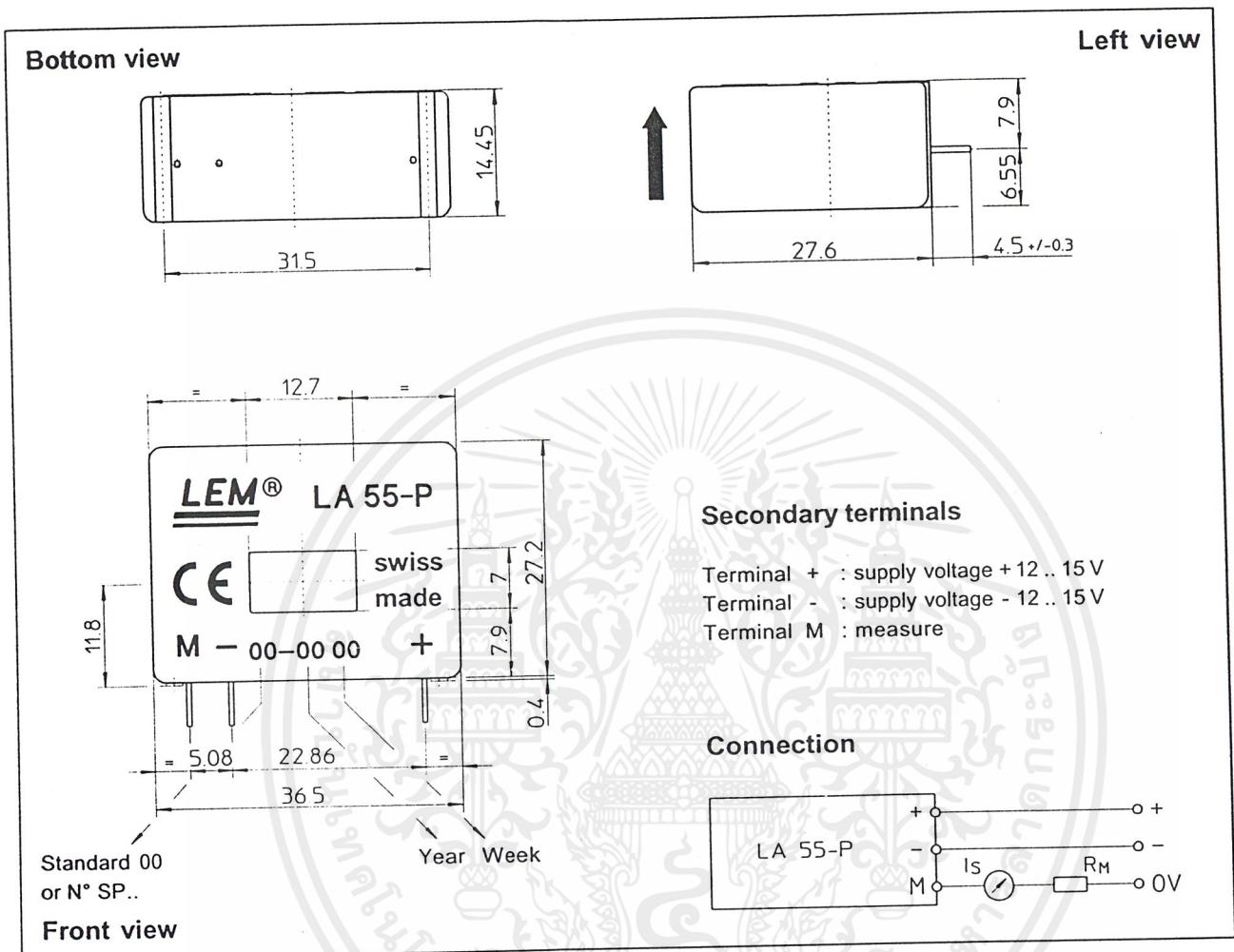
T_A	Ambient operating temperature	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$	
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 90	$^\circ\text{C}$	
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80	Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85	Ω
m	Mass Standards ⁴⁾		18	g
			EN 50178	

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.

Notes : 1) Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
 2) Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
 3) Result of the coercive field of the magnetic circuit
 4) A list of corresponding tests is available

Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7 x 7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
- Recommended PCB hole 0.63 x 0.56mm
- Recommended PCB hole 0.9 mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- 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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by LF347/D

LF347, B LF351 LF353

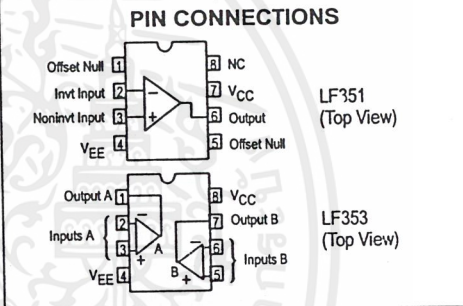
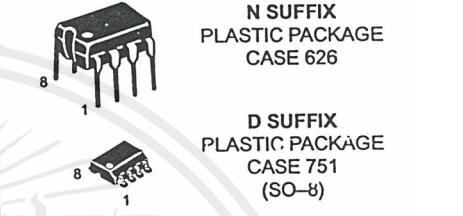
JFET Input Operational Amplifiers

These low cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art analog technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The JFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar devices.

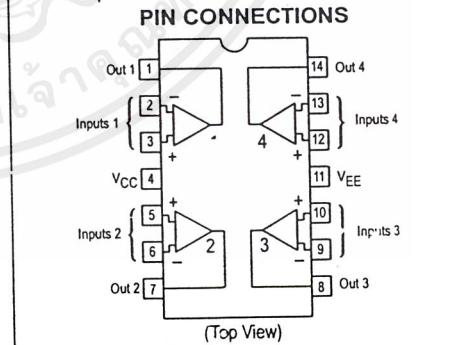
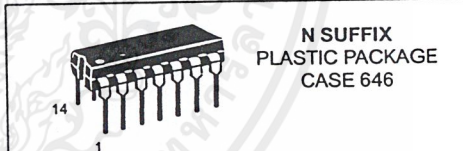
- Input Offset Voltage of 5.0 mV Max (LF347B)
- Low Input Bias Current: 50 pA
- Low Input Noise Voltage: $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide Gain Bandwidth: 4.0 MHz
- High Slew Rate: $13 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Low Supply Current: 1.8 mA per Amplifier
- High Input Impedance: $10^{12} \Omega$
- High Common Mode and Supply Voltage Rejection Ratios: 100 dB

FAMILY OF JFET OPERATIONAL AMPLIFIERS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC} V _{EE}	+18 -18	V
Differential Input Voltage	V _{ID}	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	±15	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t _{SC}	Continuous	
Power Dissipation at T _A = +25°C Derate above T _A = +25°C	P _D 1/θ _{JA}	900 10	mW mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature Range	T _J	115	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C



- NOTES: 1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is limited to the negative power supply.
2. Any amplifier output can be shorted to ground indefinitely. However, if more than one amplifier output is shorted simultaneously, maximum junction temperature rating may be exceeded.

ORDERING INFORMATION

Device	Function	Operating Temperature Range	Package
LF351D LF351N	Single Single	T _A = 0° to +70°C	SO-8 Plastic DIP
LF353D LF353N	Dual Dual		SO-8 Plastic DIP
LF347BN LF347N	Quad Quad		Plastic DIP Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF347, B LF351 LF353

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15$ V $V_{EE} = -15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LF347B			LF347, LF351, LF353			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10$ k, $V_{CM} = 0$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	V_{IO}	–	1.0	5.0	–	5.0	10	mV
		–	–	8.0	–	–	13	
Avg. Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_S \leq 10$ k, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	–	10	–	–	10	–	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	I_{IO}	–	25	100	–	25	100	pA
		–	–	4.0	–	–	4.0	nA
Input Bias Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	I_{IB}	–	50	200	–	50	200	pA
		–	–	8.0	–	–	8.0	nA
Input Resistance	r_i	–	10^{12}	–	–	10^{12}	–	Ω
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	± 11	+15 –12	–	± 11	+15 –12	–	V
Large-Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2.0$ k) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	A_{VOL}	50 25	100 –	– –	25 15	100 –	– –	V/mV
Output Voltage Swing ($R_L = 10$ k)	V_O	± 12	± 14	–	± 12	± 14	–	V
Common Mode Rejection ($R_S \leq 10$ k)	CMR	80	100	–	70	100	–	dB
Supply Voltage Rejection ($R_S \leq 10$ k)	PSRR	80	100	–	70	100	–	dB
Supply Current	I_D	–	7.2	11	–	7.2	11	mA
LF347		–	–	–	–	1.8	3.4	
LF351		–	–	–	–	3.6	6.5	
LF353		–	–	–	–	–	–	
Short Circuit Current	I_{SC}	–	25	–	–	25	–	mA
Slew Rate ($A_V = +1$)	SR	–	13	–	–	13	–	V/ μs
Gain-Bandwidth Product	BWp	–	4.0	–	–	4.0	–	MHz
Equivalent Input Noise Voltage ($R_S = 100$ Ω , $f = 1000$ Hz)	e_n	–	24	–	–	24	–	$n\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current ($f = 1000$ Hz)	i_n	–	0.01	–	–	0.01	–	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation (LF347, LF353) 1.0 Hz $\leq f \leq 20$ kHz (Input Referred)	–	–	–120	–	–	–120	–	dB

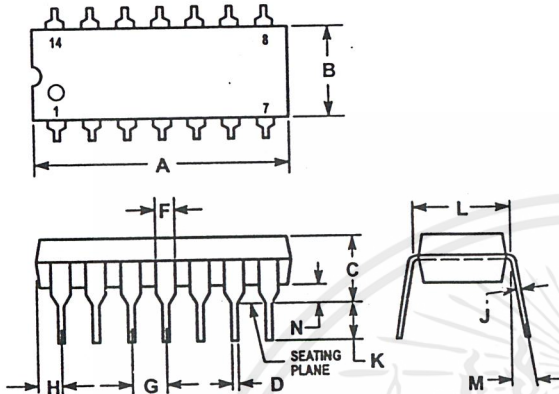
For Typical Characteristic Performance Curves, refer to MC34001, 34002, 34004 data sheet.

NOTE: 3. Input bias currents of JFET input op amps approximately double for every 10°C rise in junction temperature. To maintain junction temperatures as close to ambient as is possible, pulse techniques are utilized during test.

LF347, B LF351 LF353

OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-06
ISSUE L



NOTES:

- LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
- DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
- DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
- ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

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

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

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



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF347/D

LM555/NE555/SA555

Single Timer

Features

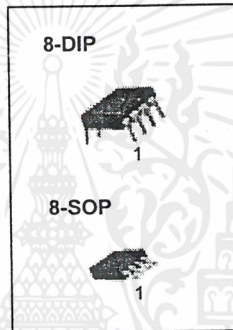
- High Current Drive Capability (200mA)
- Adjustable Duty Cycle
- Temperature Stability of 0.005%/°C
- Timing From μSec To Hours
- Turn Off Time Less Than $2\mu\text{Sec}$

Applications

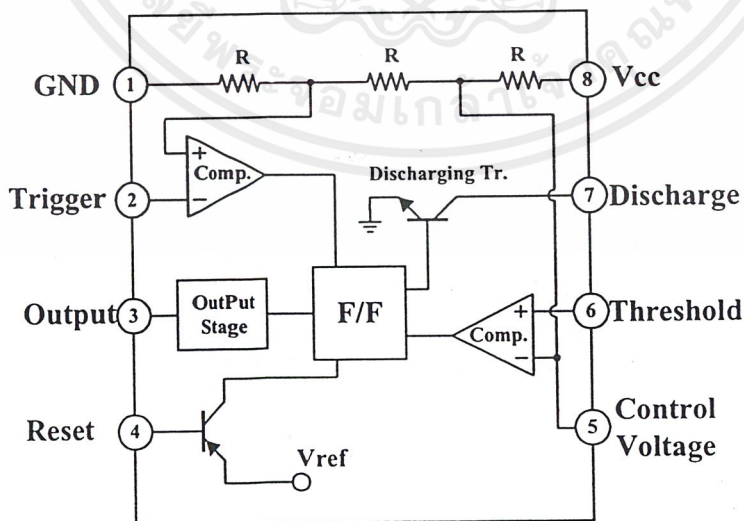
- Precision Timing
- Pulse Generation
- Time Delay Generation
- Sequential Timing

Description

LM555/NE555/SA555 is a highly stable controller capable of producing accurate timing pulses. With monostable operation, the time delay is controlled by one external resistor and one capacitor. With astable operation, the frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.1

Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	16	V
Lead Temperature (soldering 10sec)	TLEAD	300	°C
Power Dissipation	PD	600	mW
Operating Temperature Range LM555/NE555 SA555	TOPR	0 ~ +70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C



Electrical Characteristics

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5 \sim 15\text{V}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	-	16	V
Supply Current * ¹ (low stable)	I_{CC}	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$	-	3	6	mA
		$V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$	-	7.5	15	mA
Timing Error * ² (Monostable) Initial Accuracy Drift with Temperature Drift with Supply Voltage	ACCUR $\Delta t/\Delta T$ $\Delta t/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{K}\Omega$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	1.0 50 0.1	3.0 - 0.5	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Timing Error * ² (astable) Initial Accuracy Drift with Temperature Drift with Supply Voltage	ACCUR $\Delta t/\Delta T$ $\Delta t/\Delta V_{CC}$	$R_A = 1\text{K}\Omega$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$	-	2.25 150 0.3	-	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Control Voltage	V_C	$V_{CC} = 15\text{V}$	9.0	10.0	11.0	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	2.6	3.33	4.0	V
Threshold Voltage	V_{TH}	$V_{CC} = 15\text{V}$	-	10.0	-	V
		$V_{CC} = 5\text{V}$	-	3.33	-	V
Threshold Current * ³	I_{TH}	-	-	0.1	0.25	μA
Trigger Voltage	V_{TR}	$V_{CC} = 5\text{V}$	1.1	1.67	2.2	V
		$V_{CC} = 15\text{V}$	4.5	5	5.6	V
Trigger Current	I_{TR}	$V_{TR} = 0\text{V}$	-	0.01	2.0	μA
Reset Voltage	V_{RST}	-	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	I_{RST}	-	-	0.1	0.4	mA
Low Output Voltage	V_{OL}	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$	-	0.06 0.3	0.25 0.75	V V
		$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$	-	0.05	0.35	V
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	12.75	12.5 13.3	-	V V
		$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	2.75	3.3	-	V
Rise Time of Output	t_R	-	-	100	-	ns
Fall Time of Output	t_F	-	-	100	-	ns
Discharge Leakage Current	I_{LKG}	-	-	20	100	nA

Notes:

- Supply current when output is high is typically 1mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$
- Tested at $V_{CC} = 5.0\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$
- This will determine maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation, the max. total $R = 20\text{M}\Omega$, and for 5V operation the max. total $R = 6.7\text{M}\Omega$

Application Information

Table 1 below is the basic operating table of 555 timer:

Table 1. Basic Operating Table

Threshold Voltage (V _{th})(PIN 6)	Trigger Voltage (V _{tr})(PIN 2)	Reset(PIN 4)	Output(PIN 3)	Discharging Tr. (PIN 7)
Don't care	Don't care	Low	Low	ON
$V_{th} > 2V_{cc} / 3$	$V_{tr} > 2V_{cc} / 3$	High	Low	ON
$V_{cc} / 3 < V_{th} < 2 V_{cc} / 3$	$V_{cc} / 3 < V_{tr} < 2 V_{cc} / 3$	High	-	-
$V_{th} < V_{cc} / 3$	$V_{tr} < V_{cc} / 3$	High	High	OFF

When low signal input is applied to the reset terminal, the timer output remains low regardless of the threshold voltage or the trigger voltage. Only when high signal is applied to the reset terminal, timer's output changes according to threshold voltage and trigger voltage.

When the threshold voltage exceeds 2/3 of the supply voltage while the timer output is high, the timer's internal discharge Tr. turns on, lowering the threshold voltage to below 1/3 of the supply voltage. During this time, the timer output is maintained low. Later, if a low signal is applied to the trigger voltage so that it becomes 1/3 of the supply voltage, the timer's internal discharge Tr. turns off, increasing the threshold voltage and driving the timer output again at high.

1. Monostable Operation

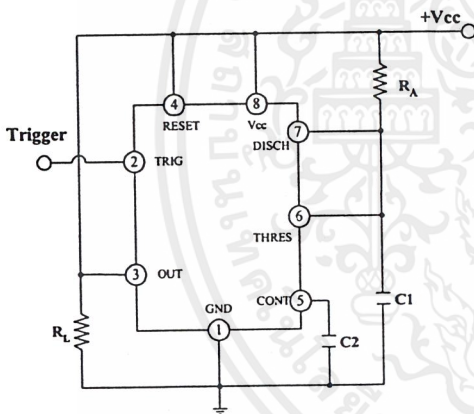


Figure 1. Monoatable Circuit



Figure 2. Resistance and Capacitance vs. Time delay(td)

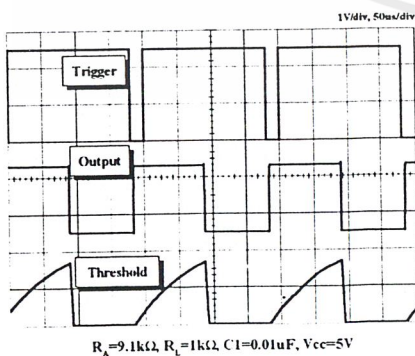


Figure 3. Waveforms of Monostable Operation

Figure 1 illustrates a monostable circuit. In this mode, the timer generates a fixed pulse whenever the trigger voltage falls below $V_{cc}/3$.

When the trigger pulse voltage applied to the #2 pin falls below $V_{cc}/3$ while the timer output is low, the timer's internal flip-flop turns the discharging Tr. off and causes the timer output to become high by charging the external capacitor C1 and setting the flip-flop output at the same time.

The voltage across the external capacitor C1, V_{C1} increases exponentially with the time constant $t=RA * C$ and reaches $2V_{cc}/3$ at $td=1.1RA * C$. Hence, capacitor C1 is charged through resistor R_A . The greater the time constant $R_A C$, the longer it takes for the V_{C1} to reach $2V_{cc}/3$. In other words, the time constant $R_A C$ controls the output pulse width.

When the applied voltage to the capacitor C1 reaches $2V_{cc}/3$, the comparator on the trigger terminal resets the flip-flop, turning the discharging Tr. on. At this time, C1 begins to discharge and the timer output converts to low.

In this way, the timer operating in monostable repeats the above process. Figure 2 shows the time constant relationship based on R_A and C. Figure 3 shows the general waveforms during monostable operation.

It must be noted that, for normal operation, the trigger pulse voltage needs to maintain a minimum of $V_{cc}/3$ before the timer output turns low. That is, although the output remains unaffected even if a different trigger pulse is applied while the output is high, it may be affected and the waveform not operate properly if the trigger pulse voltage at the end of the output pulse remains at below $V_{cc}/3$. Figure 4 shows such timer output abnormality.

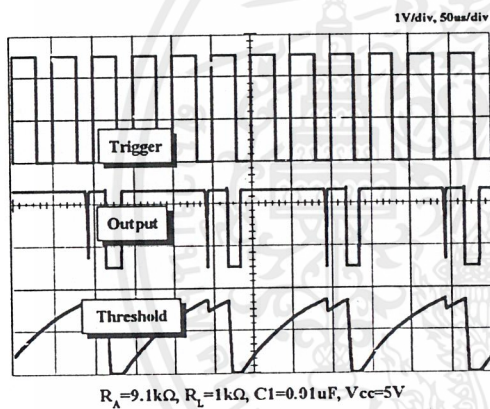


Figure 4. Waveforms of Monostable Operation (abnormal)

2. Astable Operation

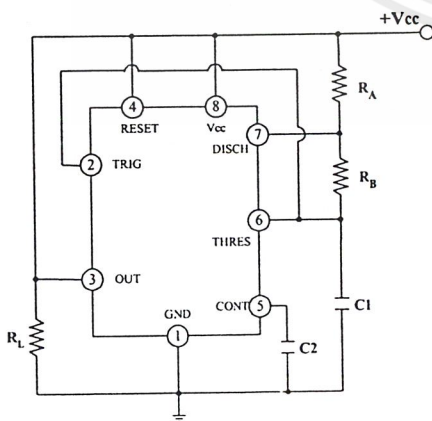


Figure 5. Astable Circuit

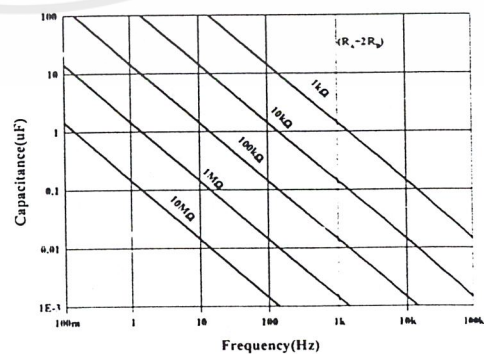


Figure 6. Capacitance and Resistance vs. Frequency

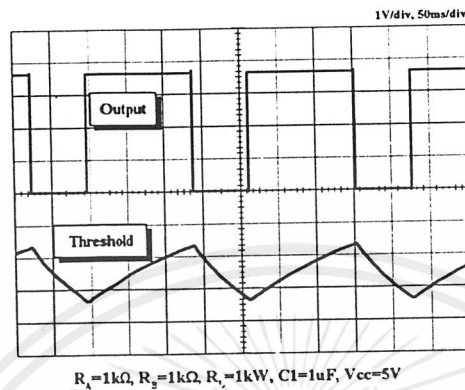
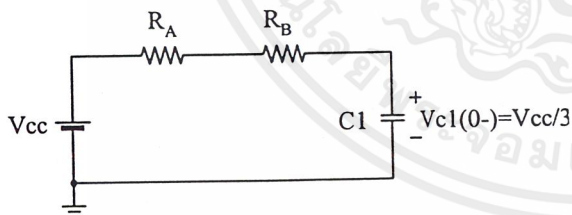


Figure 7. Waveforms of Astable Operation

An astable timer operation is achieved by adding resistor R_B to Figure 1 and configuring as shown on Figure 5. In astable operation, the trigger terminal and the threshold terminal are connected so that a self-trigger is formed, operating as a multi vibrator. When the timer output is high, its internal discharging T_r turns off and the V_{C1} increases by exponential function with the time constant $(R_A + R_B) \cdot C$.

When the V_{C1} , or the threshold voltage, reaches $2V_{CC}/3$, the comparator output on the trigger terminal becomes high, resetting the F/F and causing the timer output to become low. This in turn turns on the discharging T_r and the C_1 discharges through the discharging channel formed by R_B and the discharging T_r . When the V_{C1} falls below $V_{CC}/3$, the comparator output on the trigger terminal becomes high and the timer output becomes high again. The discharging T_r turns off and the V_{C1} rises again.

In the above process, the section where the timer output is high is the time it takes for the V_{C1} to rise from $V_{CC}/3$ to $2V_{CC}/3$, and the section where the timer output is low is the time it takes for the V_{C1} to drop from $2V_{CC}/3$ to $V_{CC}/3$. When timer output is high, the equivalent circuit for charging capacitor C_1 is as follows:



$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{V_{CC} - V(0-)}{R_A + R_B} \quad (1)$$

$$V_{C1}(0+) = V_{CC}/3 \quad (2)$$

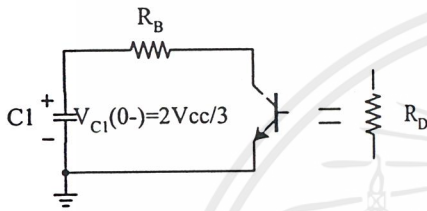
$$V_{C1}(t) = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3} e^{-\left(\frac{t}{(R_A + R_B)C_1} \right)} \right) \quad (3)$$

Since the duration of the timer output high state (t_H) is the amount of time it takes for the $V_{C1}(t)$ to reach $2V_{CC}/3$,

$$V_{C1}(t) = \frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC} \left(1 - \frac{2}{3}e^{-\left(\frac{t_H}{(R_A+R_B)C_1}\right)} \right) \quad (4)$$

$$t_H = C_1(R_A + R_B)\ln 2 = 0.693(R_A + R_B)C_1 \quad (5)$$

The equivalent circuit for discharging capacitor C1 when timer output is low as follows:



$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{1}{R_A + R_B} V_{C1} = 0 \quad (6)$$

$$V_{C1}(t) = \frac{2}{3}V_{CC} e^{-\frac{t}{(R_A+R_D)C_1}} \quad (7)$$

Since the duration of the timer output low state (t_L) is the amount of time it takes for the $V_{C1}(t)$ to reach $V_{CC}/3$,

$$\frac{1}{3}V_{CC} = \frac{2}{3}V_{CC} e^{-\frac{t_L}{(R_A+R_D)C_1}} \quad (8)$$

$$t_L = C_1(R_B + R_D)\ln 2 = 0.693(R_B + R_D)C_1 \quad (9)$$

Since R_D is normally $R_B \gg R_D$ although related to the size of discharging T_r ,
 $t_L = 0.693R_B C_1$ (10)

Consequently, if the timer operates in astable, the period is the same with ' $T = t_H + t_L = 0.693(R_A + R_B)C_1 + 0.693R_B C_1 = 0.693(R_A + 2R_B)C_1$ ' because the period is the sum of the charge time and discharge time. And since frequency is the reciprocal of the period, the following applies.

$$\text{frequency, } f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C_1} \quad (11)$$

3. Frequency divider

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 1 can be made to operate as a frequency divider. Figure 8. illustrates a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

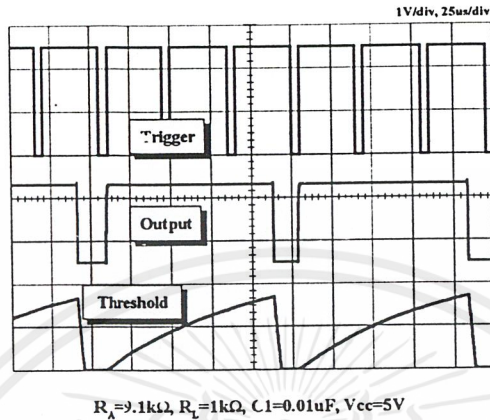


Figure 8. Waveforms of Frequency Divider Operation

4. Pulse Width Modulation

The timer output waveform may be changed by modulating the control voltage applied to the timer's pin 5 and changing the reference of the timer's internal comparators. Figure 9. illustrates the pulse width modulation circuit. When the continuous trigger pulse train is applied in the monostable mode, the timer output width is modulated according to the signal applied to the control terminal. Sine wave as well as other waveforms may be applied as a signal to the control terminal. Figure 10 shows an example of pulse width modulation waveform.

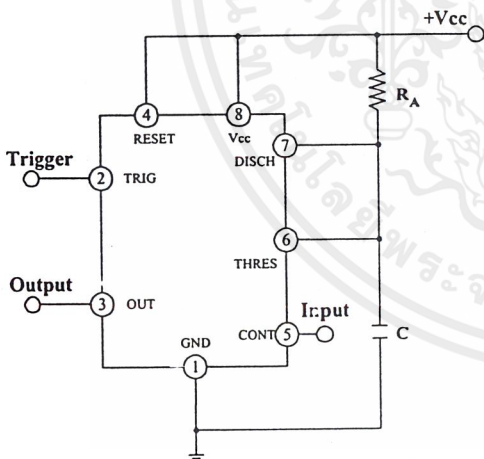


Figure 9. Circuit for Pulse Width Modulation

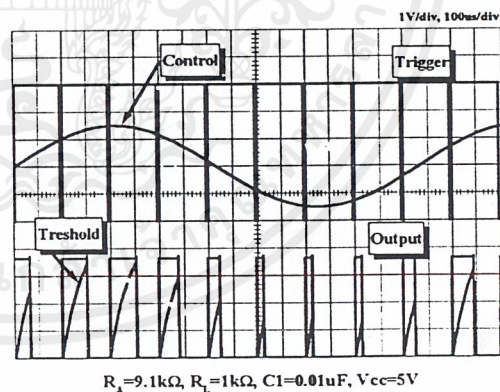


Figure 10. Waveforms of Pulse Width Modulation

5. Pulse Position Modulation

If the modulating signal is applied to the control terminal while the timer is connected for astable operation as in Figure 11, the timer becomes a pulse position modulator.

In the pulse position modulator, the reference of the timer's internal comparators is modulated which in turn modulates the timer output according to the modulation signal applied to the control terminal.

Figure 12 illustrates a sine wave for modulation signal and the resulting output pulse position modulation : however, any wave shape could be used.

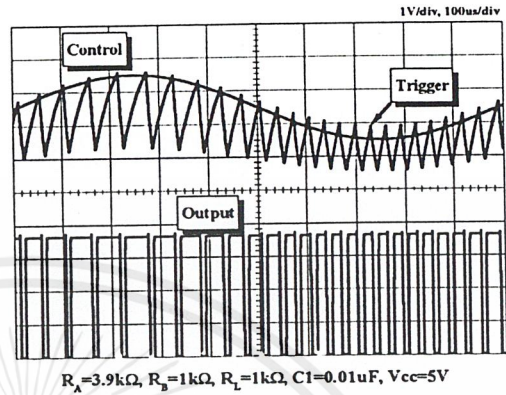
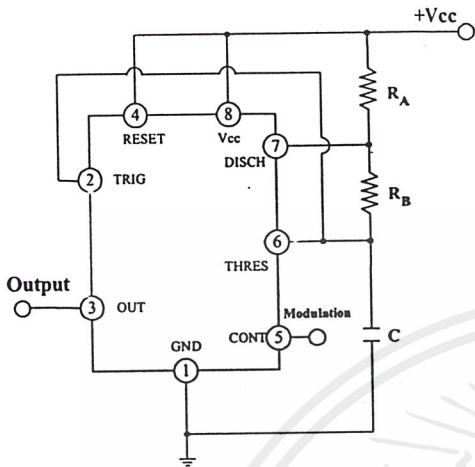


Figure 11. Circuit for Pulse Position Modulation Figure 12. Waveforms of pulse position modulation

6. Linear Ramp

When the pull-up resistor RA in the monostable circuit shown in Figure 1 is replaced with constant current source, the VC1 increases linearly, generating a linear ramp. Figure 13 shows the linear ramp generating circuit and Figure 14 illustrates the generated linear ramp waveforms.

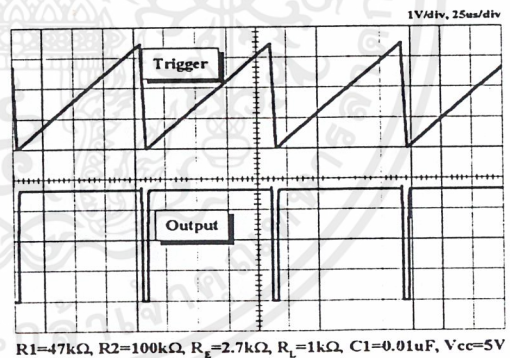
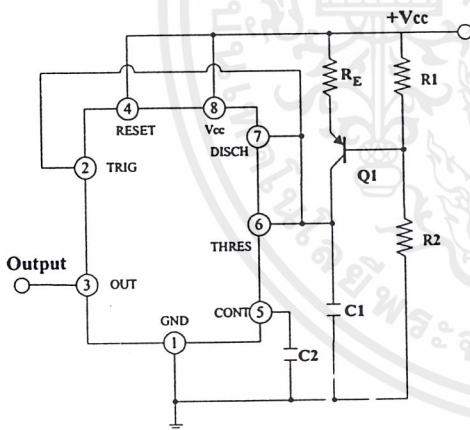


Figure 13. Circuit for Linear Ramp Figure 14. Waveforms of Linear Ramp

In Figure 13, current source is created by PNP transistor Q1 and resistor R1, R2, and RE.

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \quad (12)$$

Here, V_E is

$$V_E = V_{BE} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (13)$$

For example, if $V_{CC}=15V$, $R_E=20k\Omega$, $R_1=5k\Omega$, $R_2=10k\Omega$, and $V_{BE}=0.7V$,
 $V_E=0.7V+10V=10.7V$
 $I_C=(15-10.7)/20k=0.215mA$

When the trigger is started in a timer configured as shown in Figure 13, the current flowing to capacitor C1 becomes a constant current generated by PNP transistor and resistors.

Hence, the VC is a linear ramp function as shown in Figure 14. The gradient S of the linear ramp function is defined as follows:

$$S = \frac{V_{p-p}}{T} \quad (14)$$

Here the V_{p-p} is the peak-to-peak voltage.

If the electric charge amount accumulated in the capacitor is divided by the capacitance, the VC comes out as follows:

$$V=Q/C \quad (15)$$

The above equation divided on both sides by T gives us

$$\frac{V}{T} = \frac{Q/T}{C} \quad (16)$$

and may be simplified into the following equation.

$$S=I/C \quad (17)$$

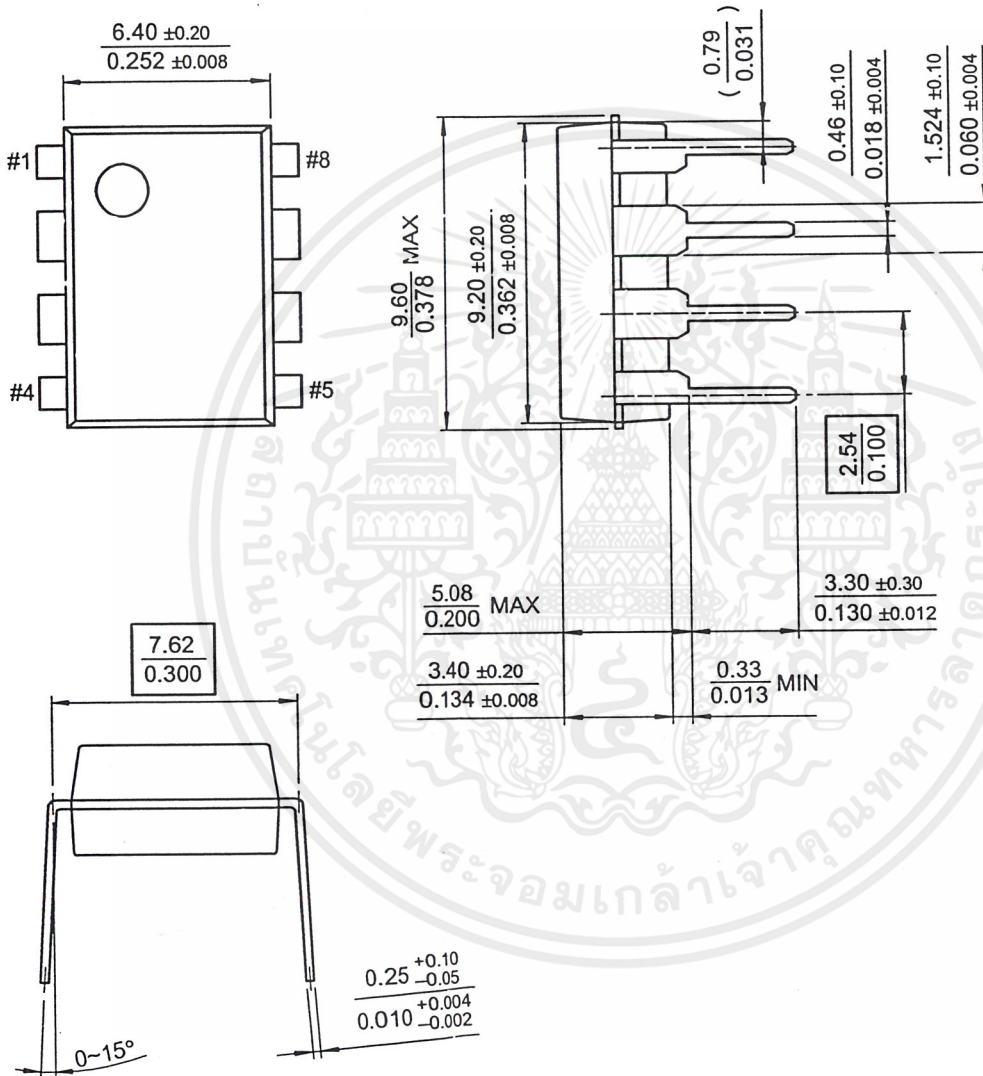
In other words, the gradient of the linear ramp function appearing across the capacitor can be obtained by using the constant current flowing through the capacitor.

If the constant current flow through the capacitor is 0.215mA and the capacitance is 0.02uF, the gradient of the ramp function at both ends of the capacitor is $S=0.215m/0.022u=9.77V/ms$.

Mechanical Dimensions

Package

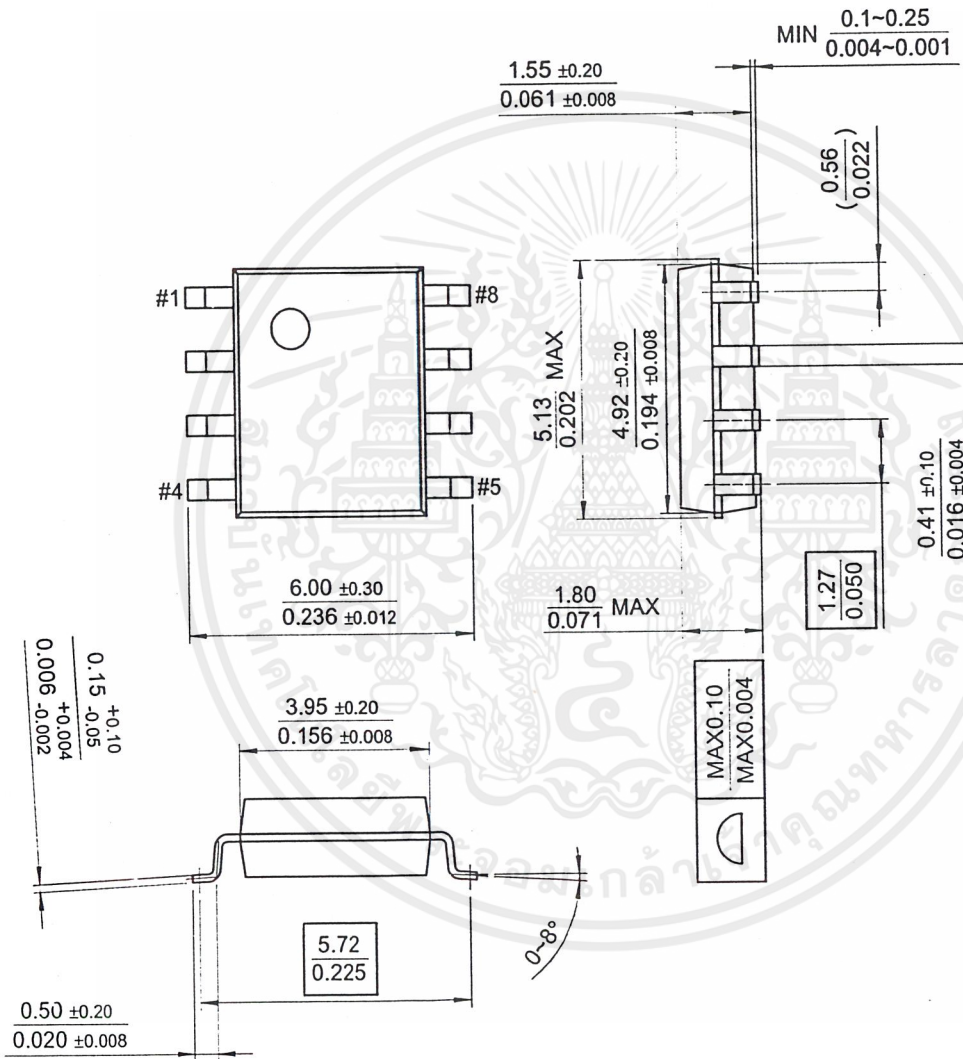
8-DIP



Mechanical Dimensions (Continued)

Package

8-SOP



Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LM555CN	8-DIP	0 ~ +70°C
LM555CM	8-SOP	
Product Number	Package	Operating Temperature
NE555N	8-DIP	0 ~ +70°C
NE555D	8-SOP	
Product Number	Package	Operating Temperature
SA555	8-DIP	-40 ~ +85°C
SA555D	8-SOP	





Internally Trimmed Precision IC Multiplier

AD534

FEATURES

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

APPLICATIONS

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

PRODUCT DESCRIPTION

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

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

PROVIDES GAIN WITH LOW NOISE

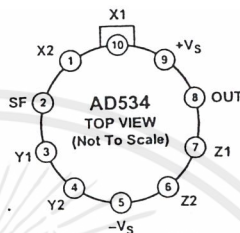
The AD534 is the first general purpose multiplier capable of providing gains up to X100, frequently eliminating the need for separate instrumentation amplifiers to precondition the inputs. The AD534 can be very effectively employed as a variable gain differential input amplifier with high common-mode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

REV. B

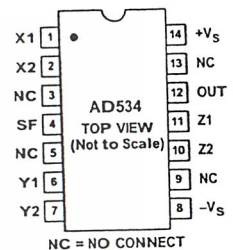
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise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

PIN CONFIGURATIONS

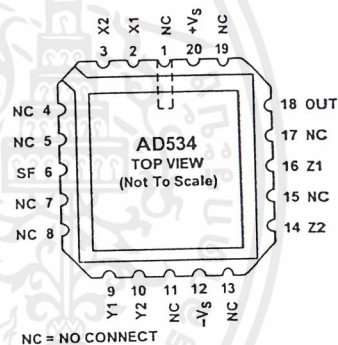
TO-100 (H-10A)
Package



TO-116 (D-14)
Package



LCC (E-20A)
Package



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

UNPRECEDENTED FLEXIBILITY

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

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

NOTES

- ¹Figures given are percent of full scale, ±10 V (i.e., 0.01% = 1 mV).
- ²May be reduced down to 3 V using external resistor between -V_S and SF.
- ³Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.
- ⁴Using external resistor adjusted to give SF = 3 V.
- ⁵See Functional Block Diagram for definition of sections.

Specifications subject to change without notice.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD534

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

NOTES

- ¹Figures given are percent of full scale, ±10 V (i.e., 0.01% = 1 mV).
- ²May be reduced down to 3 V using external resistor between -V_S and SF.
- ³Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets.
- ⁴Using external resistor adjusted to give SF = 3 V.
- ⁵See Functional Block Diagram for definition of sections.

Specifications subject to change without notice.

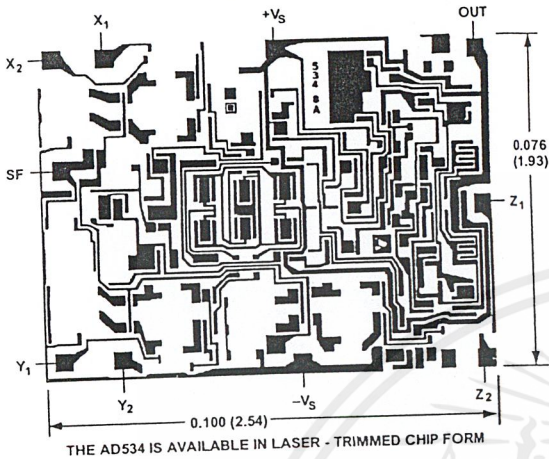
Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

REV. B นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD534

CHIP DIMENSIONS AND BONDING DIAGRAM

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



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	AD534J, K, L	
Supply Voltage	±18 V	±
Internal Power Dissipation	500 mW	*
Output Short-Circuit to Ground	Indefinite	*
Input Voltages, X ₁ X ₂ Y ₁ Y ₂ Z ₁ Z ₂	±V _S	*
Rated Operating Temperature Range	0°C to +70°C	-55 +125
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	*
Lead Temperature Range, 60 s Soldering	+300°C	*

*Same as AD534J Specs.

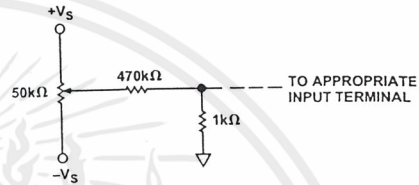


Figure 1. Optional Trimming Configuration

Thermal Characteristics

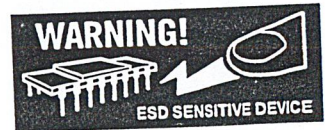
Thermal Resistance θ_{JC} = 25°C/W for H-10A
 θ_{JA} = 150°C/W for H-10A
 θ_{JC} = 25°C/W for D-14 or E-20A
 θ_{JA} = 95°C/W for D-14 or E-20A

ORDERING GUIDE

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

CAUTION

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



REV. B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD534

FUNCTIONAL DESCRIPTION

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

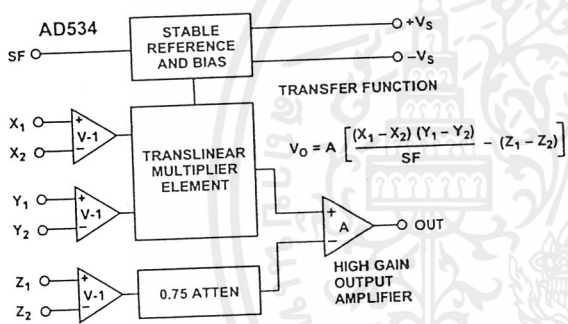


Figure 2. Functional Block Diagram

The generalized transfer function for the AD534 is given by:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

OPERATION AS A MULTIPLIER

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

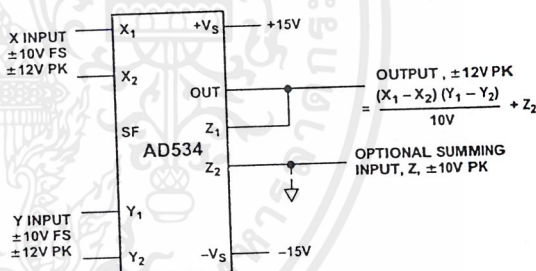


Figure 3. Basic Multiplier Connection

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

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

AD534

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

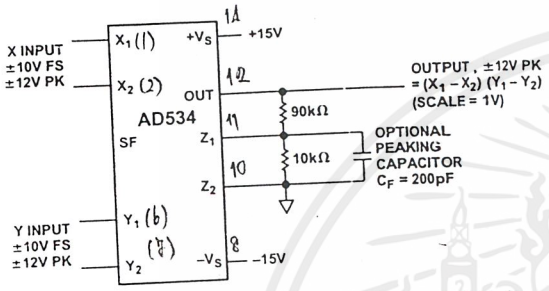


Figure 4. Connections for Scale-Factor of Unity

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

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

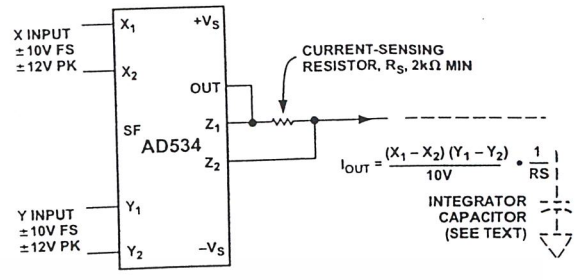


Figure 5. Conversion of Output to Current

OPERATION AS A SQUARER

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

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

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

OPERATION AS A DIVIDER

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

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

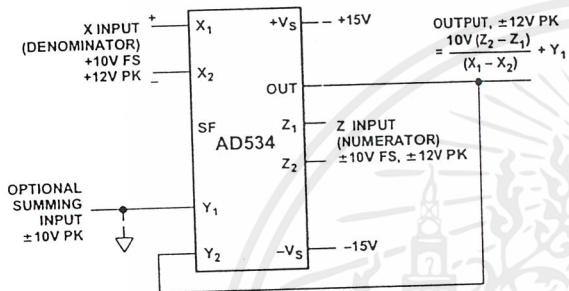


Figure 6. Basic Divider Connection

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

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

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

OPERATION AS A SQUARE ROOTER

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

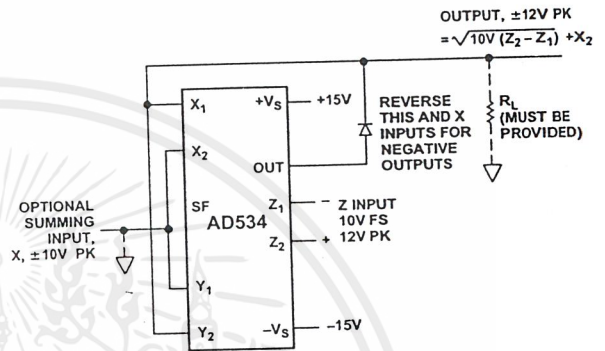


Figure 7. Square-Rooter Connection

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

*See the AD535 data sheet for more details.

AD534—Applications Section

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

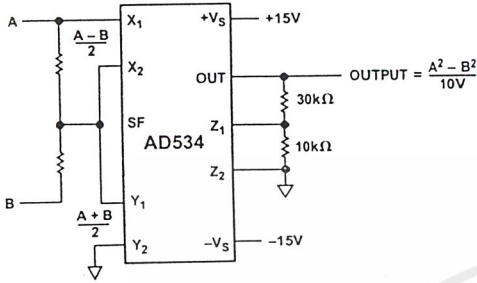
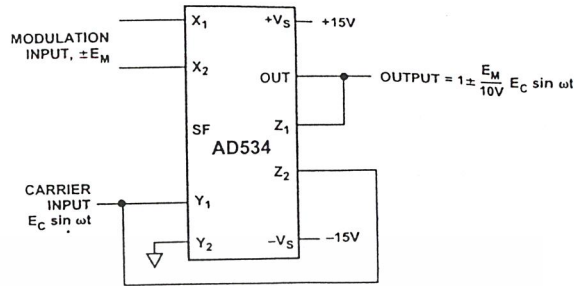
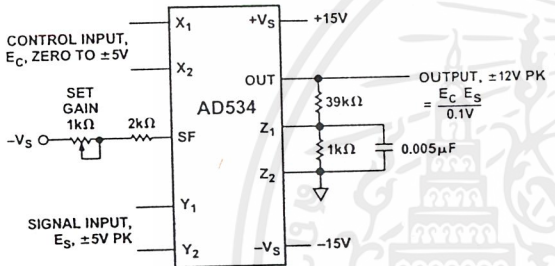


Figure 8. Difference-of-Squares



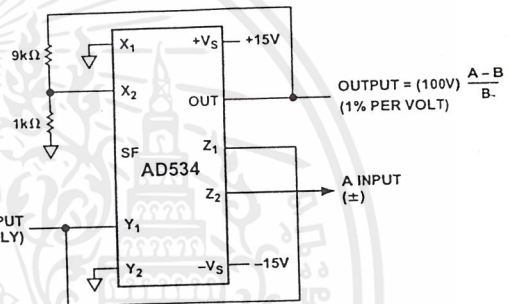
THE SF PIN OR A Z-ATTENUATOR CAN BE USED TO PROVIDE OVERALL SIGNAL AMPLIFICATION, OPERATION FROM A SINGLE SUPPLY POSSIBLE; BIAS Y₂ TO V_S/2.

Figure 11. Linear AM Modulator



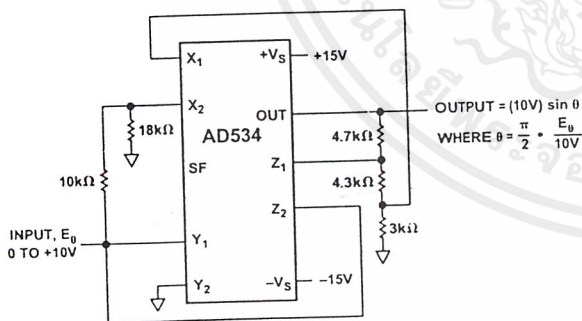
- NOTES:
- 1) GAIN IS X 10 PER-VOLT OF E_C, ZERO TO X 50
 - 2) WIDEBAND (10Hz - 30kHz) OUTPUT NOISE IS 3mV RMS, TYP CORRESPONDING TO A.F.S. S/N RATIO OF 70dB
 - 3) NOISE REFERRED TO SIGNAL INPUT, WITH E_C = ±5V, IS 60μV RMS, TYP
 - 4) BANDWIDTH IS DC TO 20kHz, -3dB, INDEPENDENT OF GAIN

Figure 9. Voltage-Controlled Amplifier



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

Figure 12. Percentage Computer



USING CLOSE TOLERANCE RESISTORS AND AD534L, ACCURACY OF FIT IS WITHIN ±0.5% AT ALL POINTS. θ IS IN RADIAN.

Figure 10. Sine-Function Generator

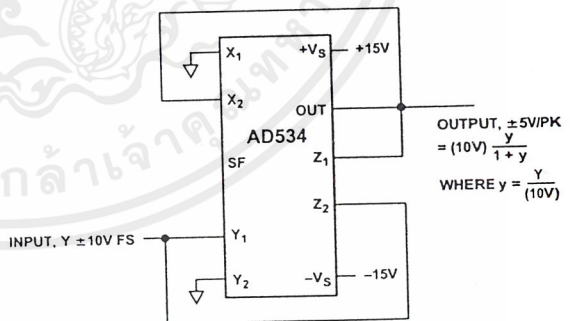
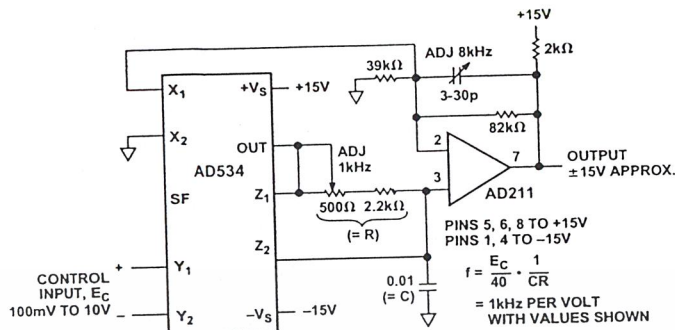


Figure 13. Bridge-Linearization Function

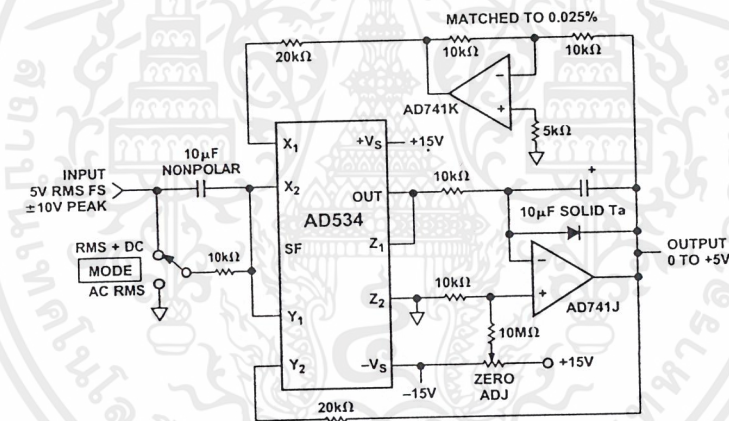
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ-8-รศศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD534



CALIBRATION PROCEDURE:
 WITH $E_C = 1.0V$, ADJUST POT TO SET $f = 1.000kHz$. WITH $E_C = 8.0V$ ADJUST TRIMMER CAPACITOR TO SET $f = 8.000kHz$. LINEARITY WILL TYPICALLY BE WITHIN $\pm 0.1\%$ OF FS FOR ANY OTHER INPUT.
 DUE TO DELAYS IN THE COMPARATOR, THIS TECHNIQUE IS NOT SUITABLE FOR MAXIMUM FREQUENCIES ABOVE $10kHz$. FOR FREQUENCIES ABOVE $10kHz$ THE AD537 VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER IS RECOMMENDED.
 A TRIANGLE-WAVE OF $\pm 5V$ PK APPEARS ACROSS THE $0.01\mu F$ CAPACITOR; IF USED AS AN OUTPUT, A VOLTAGE-FOLLOWER SHOULD BE INTERPOSED.

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



CALIBRATION PROCEDURE:
 WITH 'MODE' SWITCH IN 'RMS + DC' POSITION, APPLY AN INPUT OF $+1.00VDC$. ADJUST ZERO UNTIL OUTPUT READS SAME AS INPUT. CHECK FOR INPUTS OF $\pm 10V$; OUTPUT SHOULD BE WITHIN $\pm 0.05\%$ ($5mV$).
 ACCURACY IS MAINTAINED FROM $60Hz$ TO $100kHz$, AND IS TYPICALLY HIGH BY 0.5% AT $1MHz$ FOR $V_{IN} = 4V$ RMS (SINE, SQUARE OR TRIANGULAR-WAVE). PROVIDED THAT THE PEAK INPUT IS NOT EXCEEDED, CREST-FACTORS UP TO AT LEAST TEN HAVE NO APPRECIABLE EFFECT ON ACCURACY.
 INPUT IMPEDANCE IS ABOUT $10k\Omega$; FOR HIGH ($10M\Omega$) IMPEDANCE, REMOVE MODE SWITCH AND INPUT COUPLING COMPONENTS.
 FOR GUARANTEED SPECIFICATIONS THE AD536A AND AD636 ARE OFFERED AS A SINGLE PACKAGE RMS-TO-DC CONVERTER.

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

1-to-64 bit variable length shift register

HEF4557B LSI

DESCRIPTION

The HEF4557B is a static clocked serial shift register whose length may be programmed to be any number of bits between 1 and 64. The number of bits selected is equal to the sum of the subscripts of the enabled length control inputs ($L_1, L_2, L_4, L_8, L_{16}$ and L_{32}) plus one. Serial data may be selected from the D_A or D_B data inputs with the A/\bar{B} select input. This feature is useful for recirculation

purposes. Information on D_A or D_B is shifted into the first register position and all the data in the register is shifted one position to the right on the LOW to HIGH transition of CP_0 while $\overline{CP_1}$ is LOW or on the HIGH to LOW transition of $\overline{CP_1}$ while CP_0 is HIGH. A HIGH on master reset (MR) resets the register and forces O to LOW and \bar{O} to HIGH, independent of the other inputs.

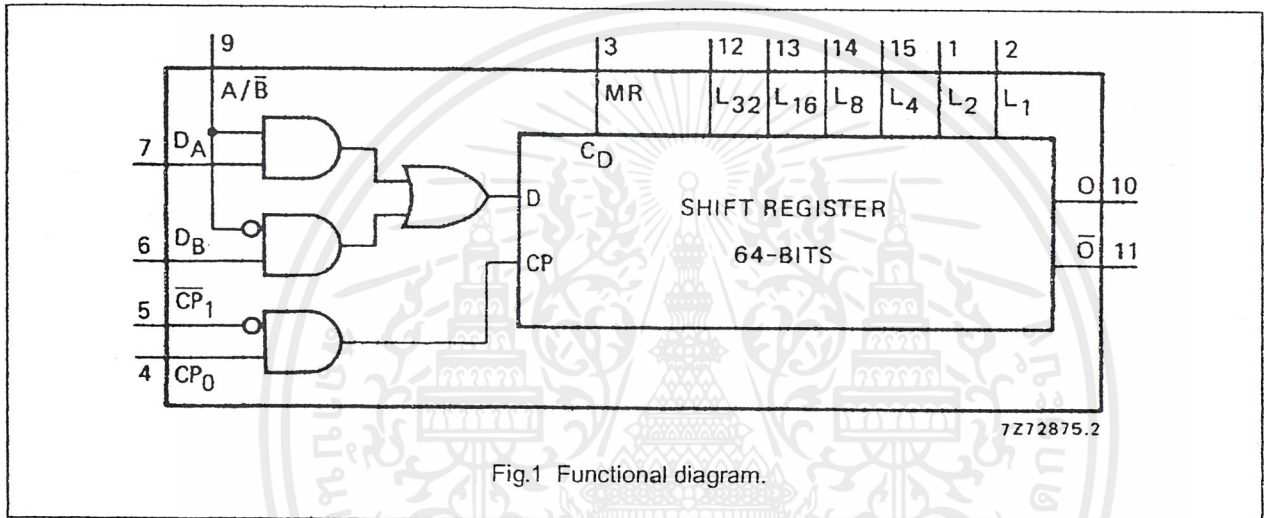


Fig.1 Functional diagram.

PINNING

D_A, D_B	data inputs	HEF4557BP(N):	16-lead DIL; plastic (SOT38-1)
A/\bar{B}	select data input	HEF4557BD(F):	16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT74)
CP_0	clock input	HEF4557BT(D):	16-lead SO; plastic (SOT109-1)
$\overline{CP_1}$	clock enable input	():	Package Designator North America
MR	asynchronous master reset		
L_1 to L_{32}	bit-length control inputs		
O, \bar{O}	buffered outputs		

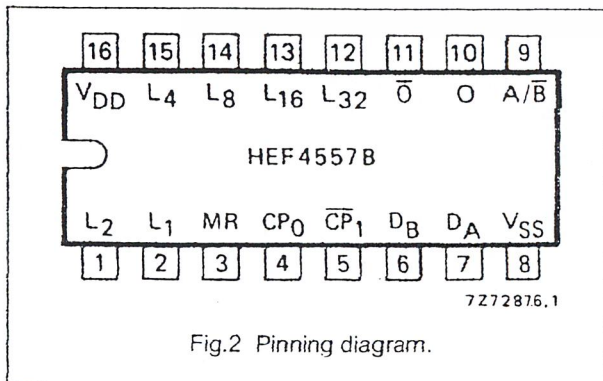


Fig.2 Pinning diagram.

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category LSI

See Family Specifications

1-to-64 bit variable length shift register

HEF4557B
LSI

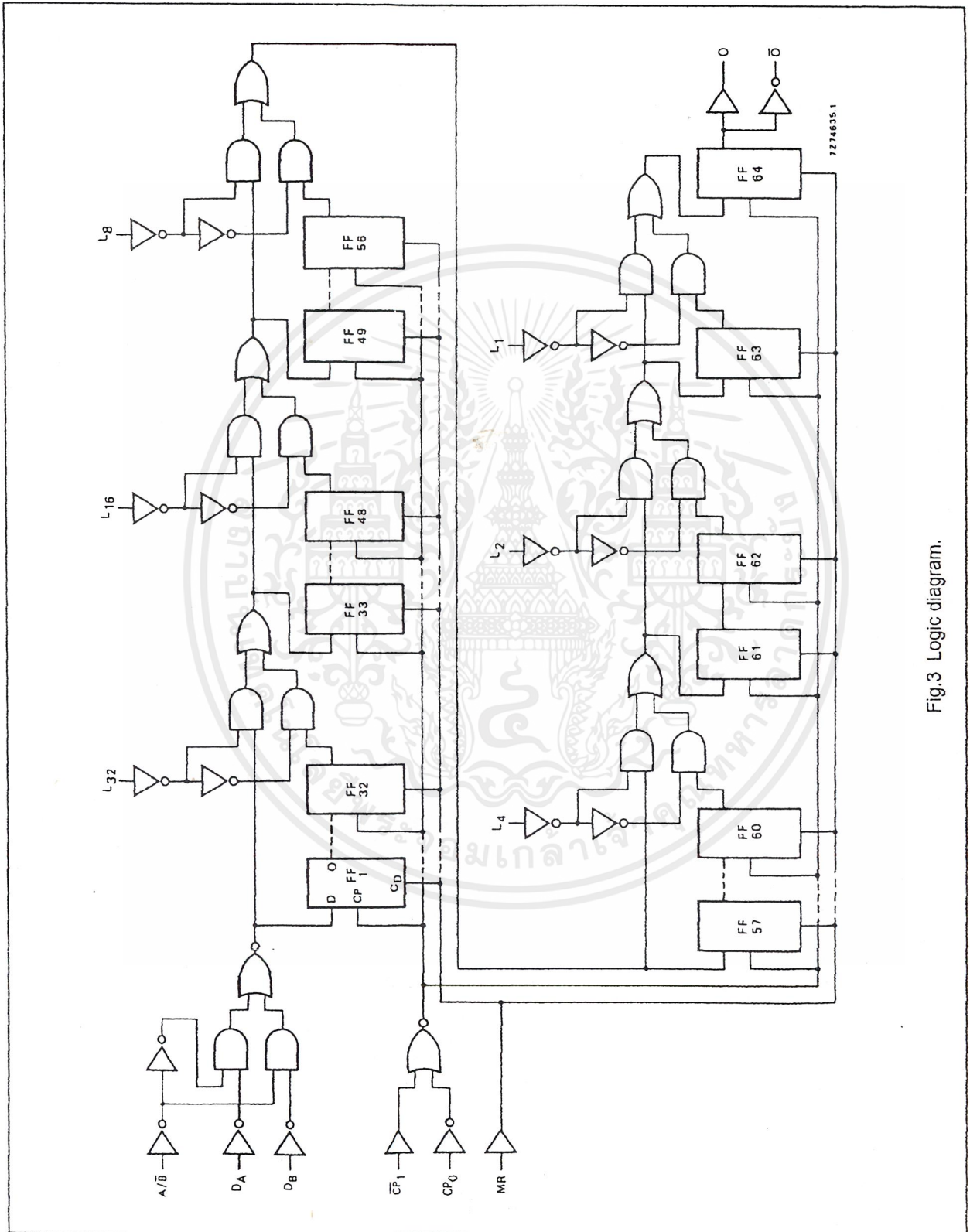


Fig.3 Logic diagram.

1-to-64 bit variable length shift register

HEF4557B
LSI

FUNCTION TABLE

INPUTS						OUTPUT
MR	A/ \bar{B}	D _A	D _B	CP _O	\overline{CP}_1	O ⁽¹⁾
L	L	D ₁	D ₂	\nearrow	L	D ₂
L	H	D ₁	D ₂	\nearrow	L	D ₁
L	L	D ₁	D ₂	H	\searrow	D ₂
L	H	D ₁	D ₂	H	\searrow	D ₁
H	X	X	X	X	X	L

Notes

1. The moment D_n appears at O depends on the bit-length shown in the table below.
2. H = HIGH state (the more positive voltage)
3. L = LOW state (the less positive voltage)
4. X = state is immaterial
5. \nearrow = positive-going transition
6. \searrow = negative-going transition
7. D_n = either HIGH or LOW

BIT-LENGTH SELECT FUNCTION TABLE

L ₃₂	L ₁₆	L ₈	L ₄	L ₂	L ₁	REGISTER LENGTH
L	L	L	L	L	L	1-bit
L	L	L	L	L	H	2-bits
L	L	L	L	H	L	3-bits
L	L	L	L	H	H	4-bits
L	L	L	H	L	L	5-bits
L	L	L	H	L	H	6-bits
L	L	L	H	H	L	7-bits
L	L	L	H	H	H	8-bits
↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
L	H	H	H	H	H	32-bits
H	L	L	L	L	L	33-bits
H	L	L	L	L	H	34-bits
↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
H	H	H	H	L	L	61-bits
H	H	H	H	L	H	62-bits
H	H	H	H	H	L	63-bits
H	H	H	H	H	H	64-bits

AC CHARACTERISTICS

V_{SS} = 0 V; T_{amb} = 25 °C; input transition times ≤ 20 ns

	V _{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P (μW)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5 10 15	3 500 f _i + ∑ (f _o C _L) × V _{DD} ² 15 000 f _i + ∑ (f _o C _L) × V _{DD} ² 37 000 f _i + ∑ (f _o C _L) × V _{DD} ²	where f _i = input freq. (MHz) f _o = output freq. (MHz) C _L = load capacitance (pF) ∑ (f _o C _L) = sum of outputs V _{DD} = supply voltage (V)

1-to-64 bit variable length shift register

HEF4557B
LSI

AC CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	SYMBOL	TYP.	MAX.		TYPICAL EXTRAPOLATION FORMULA	
Propagation delays $CP_0, \overline{CP}_1 \rightarrow O, \overline{O}$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}	240	480	ns	$213\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		90	180	ns	$79\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		65	130	ns	$57\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{PLH}	240	480	ns	$213\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
		10		90	180	ns	$79\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
		15		65	130	ns	$57\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
MR \rightarrow O HIGH to LOW	5	t_{PHL}	170	340	ns	$143\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		80	160	ns	$69\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		60	120	ns	$52\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$	
MR \rightarrow \overline{O} LOW to HIGH	5	t_{PLH}	140	280	ns	$113\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		70	140	ns	$59\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		55	110	ns	$47\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$	
Output transition times HIGH to LOW	5	t_{THL}	60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{TLH}	60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) C_L$
		10		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$
		15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$

Interpolation table (see note next page)

LENGTH CONTROL INPUTS						MINIMUM NUMBER OF BITS SELECTED	SET-UP, HOLD, RECOVERY TIMES
L_1	L_2	L_4	L_8	L_{16}	L_{32}		
L	L	L	L	L	L	1	specified
H	L	L	L	L	L	2	
X	H	L	L	L	L	3	
X	X	H	L	L	L	5	six equal steps
X	X	X	H	L	L	9	
X	X	X	X	H	L	17	
X	X	X	X	X	H	33	specified

Notes

- H = HIGH state (the more positive voltage)
- L = LOW state (the less positive voltage)
- X = state is immaterial

1-to-64 bit variable length shift register

HEF4557B
LSI

AC CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$; see also waveforms Fig.4

	V_{DD} V	SYMBOL	MIN.	TYP.		
Minimum clock pulse width; LOW for CP_0 or HIGH for \overline{CP}_1	5	t_{WCPL}	180	90 ns		
	10	or	60	30 ns		
	15	t_{WCPH}	40	20 ns		
Minimum reset pulse width; HIGH	5		150	75 ns		
	10	t_{WMRH}	70	35 ns		
	15		50	25 ns		
Set-up times $D_A, D_B, A/\overline{B} \rightarrow CP_0,$ \overline{CP}_1 L_1 to $L_{32} = \text{LOW}$	5	t_{su}	360	180 ns	see note	
	10		140	70 ns		
	15		90	45 ns		
	$L_{32} = \text{HIGH}$	5	t_{su}	40		-20 ns
		10	35	-10 ns		
		15	30	-5 ns		
Hold times $D_A, D_B, A/\overline{B} \rightarrow CP_0,$ \overline{CP}_1 L_1 to $L_{32} = \text{LOW}$	5	t_{hold}	-40	-110 ns		
	10		-10	-45 ns		
	15		0	-30 ns		
	$L_{32} = \text{HIGH}$	5	t_{hold}	90	30 ns	
		10	60	20 ns		
		15	50	15 ns		
Recovery times for MR L_1 to $L_{32} = \text{LOW}$	5	t_{RMR}	500	250 ns		
	10		250	125 ns		
	15		150	75 ns		
	$L_{32} = \text{HIGH}$	5	t_{RMR}	110	50 ns	
		10	70	30 ns		
		15	60	25 ns		
Minimum clock pulse frequency	5	f_{max}	2,5	5 MHz		
	10		7	14 MHz		
	15		10	20 MHz		

Note

- The set-up, hold and recovery times vary with the minimum number of bits selected. For other values as specified one may interpolate as shown in the table (see previous page).

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่อบรมเลี้ยงดูมาจนมาถึงวันนี้ และ โครงการงานนี้สามารถสำเร็จและ ลุล่วงได้ด้วยดี โดยได้รับความช่วยเหลือสนับสนุนจากหลายท่านผู้จัดทำขอขอบพระคุณ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ , อ.สุรินทร์ คำฝอย , ที่ช่วยให้คำปรึกษาแนะนำมา โดยตลอดและขอขอบคุณรุ่นพี่ปริญญาโทที่ให้ความช่วยเหลือดูแลเป็นอย่างดี ดังนี้

1. นาย กำพล ศิริจันทร์พงศ์ (พี่ต๋อง)
2. นายวิรัตน์ เกตสวัสดิ์สมกร (พี่รด)
3. นายธำรงค์ศักดิ์ ศรีวิเศษ (พี่ติ)
4. นายจากรุวัตต์ จันทโร (พี่เอช)

และยังมีรุ่นพี่ที่ไม่ได้กล่าวถึงอีกหลายท่าน และขอบคุณเพื่อนๆกลุ่ม AIR INVERTER 1 PHASE และ กลุ่มการศึกษาผลกระทบของฮาร์โมนิกส์ต่ออินดักชันมอเตอร์ ที่ให้ความช่วยเหลือในการยืมอุปกรณ์และสถานที่ในการทำปริญญานิพนธ์ และเพื่อนๆห้อง 3 W ทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- (1) Ned Mohan, Tore M. Undeland , william P. Robbins, “Power Electronics Converters Applications and Design” , John Willy & Sons, 667 P, 1989
- (2) โทม อารีธา “ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2”
- (3) อาจารย์ ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล “ระบบไฟฟ้ากำลัง 1”



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้