



การส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าหนึ่งเฟสสองแหล่งจ่ายที่ประยุกต์ใช้ใน
ระบบสายส่งไฟตรงแรงดันสูง

**POWER TRANSFER OF TWO SINGLE PHASE AC SUPPLIES FOR
APPLICATIONS IN HVDC TRANSMISSION LINE SYSTEM**

นาย สมเดช พรมศร รหัส 43015139

นาย สุรัชย์ สร้อยปลิว รหัส 43015144

นาย พยุงศักดิ์ บัวใหญ่ รหัส 43015173

นาย อัครเดช หงษ์คำเมือง รหัส 43015192

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 49879

วัน,เดือน,ปี: 2 ส.ค. 2547

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟสสองแหล่งจ่ายที่ประยุกต์ใช้ในระบบสายส่งไฟตรง แรงดันสูง
POWER TRANSFER OF TWO SINGLE PHASE AC SUPPLIES FOR
APPLICATIONS IN HVDC TRANSMISSION LINE SYSTEM

โดย

นาย สมเดช	พรมศร	รหัส 43015139
นาย สุรัชย์	สร้อยปลิว	รหัส 43015144
นาย พยุงศักดิ์	บัวใหญ่	รหัส 43015173
นาย อัครเดช	หงษ์คำเมือง	รหัส 43015192

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟสสองแหล่งจ่ายที่ประยุกต์ใช้ในระบบสายส่งไฟตรงแรงดันสูง
POWER TRANSFER OF TWO SINGLE PHASE AC SUPPLY FOR APPLICATIONS IN
HVDC TRANSMISSION LINE SYSTEM

ผู้จัดทำ

- | | | | |
|-------------------|-------------|--------------|----------|
| 1. นาย สมเดช | พรมสร | รหัสประจำตัว | 43015139 |
| 2. นาย สุรัชย์ | สร้อยปลิว | รหัสประจำตัว | 43015144 |
| 3. นาย พยุงศักดิ์ | บัวใหญ่ | รหัสประจำตัว | 43015173 |
| 4. นาย อัครเดช | หงษ์คำเมือง | รหัสประจำตัว | 43015192 |



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟสสองแหล่งจ่ายที่ประยุกต์ใช้ในระบบสายส่งไฟฟ้าแรงดันสูง

นายสมเดช พรหมสร 43015139
 นายสุรชัย สร้อยปลิว 43015144
 นายพยุงศักดิ์ บัวใหญ่ 43015173
 นายอัครเดช หงษ์คำเมือง 43015192
 ผศ.ดร.วิจิตร ถิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
 ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้า 1 เฟส 2 แหล่งจ่ายเชื่อมโยงผ่านระบบไฟฟ้ากระแสตรง ที่สามารถส่งผ่านกำลังงานได้ 2 ทิศทาง (Bidirectional power flow) ได้มีการศึกษาออกแบบและสร้างชุดสวิตซ์โหมคคอนเวอเตอร์หนึ่งเฟส โดยใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งได้มีการควบคุมการสวิตซ์อินมิตีโดยใช้การควบคุมแบบ Adaptive current control PWM และมีการทำงาน 2 โหมค คือ โหมคเรกติไฟลิ่งอินกับ โหมคอินเวอร์ตติง ในการทำงานของสวิตซ์โหมคคอนเวอเตอร์นั้นมีการควบคุมลูปปิดโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงการควบคุมแบบนี้ จะทำให้สามารถลดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุตและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง

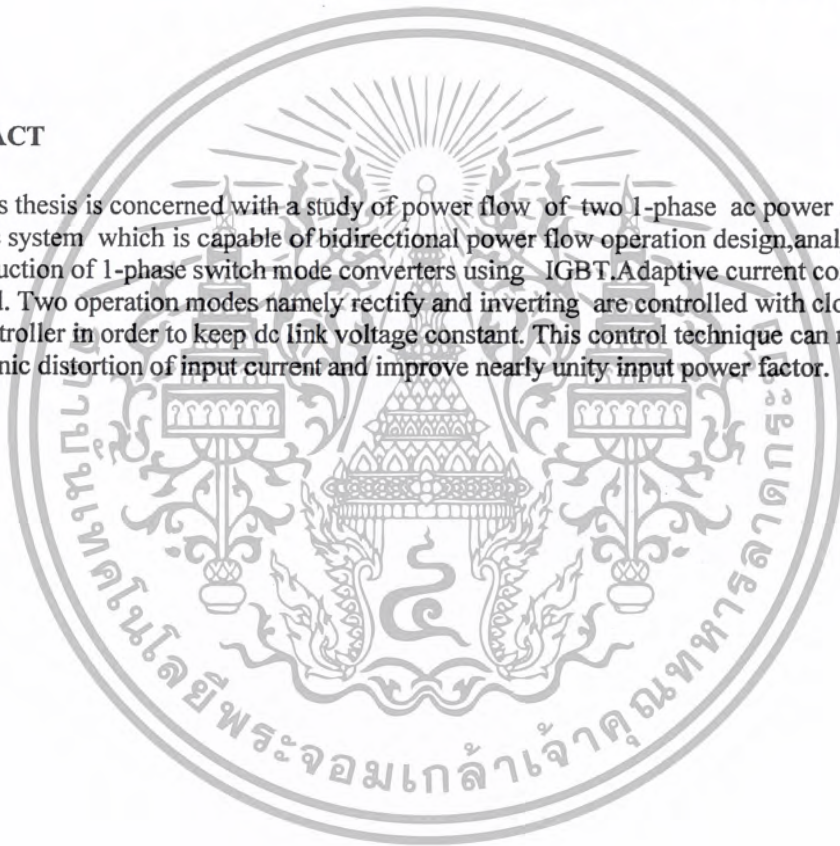
**POWER TRANSFER OF TWO SINGLE PHASE AC SUPPLIES FOR
APPLICATIONS IN HVDC TRANSMISSION LINE SYSTEM**

Somdech Promson
Surachai Soipliw
Payungsux Boueyai
Akradech Hongkummeung

Assist.Prof.Dr.Vijit Kinnaret Advisor

ABSTRACT

This thesis is concerned with a study of power flow of two 1-phase ac power supplies via dc system which is capable of bidirectional power flow operation design, analysis and construction of 1-phase switch mode converters using IGBT. Adaptive current control PWM is used. Two operation modes namely rectify and inverting are controlled with closed loop PI controller in order to keep dc link voltage constant. This control technique can reduce harmonic distortion of input current and improve nearly unity input power factor.



กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้คงไม่อาจเสร็จได้ด้วยดี หากไม่ได้รับความช่วยเหลือและร่วมมือจากหลาย ๆ ฝ่ายด้วยกัน บุคคลแรกที่ต้องกล่าวถึงเพราะเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้วิทยานิพนธ์นี้เสร็จลงได้ก็คือ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ตั้ง, พี่เจ็บบ, พี่ติ และพี่ปริญาโททุกคน ที่ให้ความเอาใจใส่ แนะนำ และช่วยเหลือเสมอมา ซึ่งต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างมาก

และต้องขอขอบพระคุณบุคคลสำคัญที่สุดที่ทำให้ข้าพเจ้ามีวันนี้ ก็คือ บิดา มารดา อันเป็นที่เคารพรักยิ่ง ซึ่งได้เลี้ยงดูผู้เขียนมาเป็นอย่างดี พร้อมทั้งให้โอกาสในการศึกษาอย่างเต็มที่ และยังให้กำลังใจ เอาใจใส่เสมอมา ในทุก ๆ ด้านอันหาที่เปรียบมิได้ ข้าพเจ้าขอระลึกในพระคุณอันสุดประมาณ และขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญภาพ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 การเปรียบเทียบระบบส่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ	2
1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	3
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย	4
1.5 วิธีการดำเนินงาน	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 ระบบการส่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้ากระแสตรง	5
2.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	8
2.3 ทฤษฎีการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างขั้วสองขั้ว	11
2.3.1 Mode Rectifier	13
2.3.2 Mode Inverter	14
2.4 Adaptive current control PWM	15
2.4.1 หลักการทำงาน	15
2.5 เทคนิค Adaptive current control PWM	21
2.6 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์	23
2.6.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์ (Type of Inverters)	23
2.6.2 รูปแบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์	23
2.6.3 ลักษณะของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ดสวิตชิง	24
2.6.4 สาเหตุของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตชิง	27
2.7 ความหมายของความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า	27
2.8 คุณลักษณะเด่นของไอจีบีทีเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์สวิตชิงอื่นๆ	28
2.9 ทฤษฎีฮาร์โมนิกส์	29

บทที่ 3	วงจรที่เลือกใช้ในโครงงานนี้	31
3.1	หลักการของระบบ	31
3.2	วงจร Voltage regulate power supply	32
3.3	วงจรควบคุม	32
3.3.1	วงจรตรวจจับสัญญาณ斩波器ระบบการไฟฟ้า	33
3.3.2	วงจรคูณแรงดัน (MULTIPLE VOLTANGE)	34
3.3.3	วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสกลับโดยใช้ LEM	35
3.3.4	วงจร COMPARATOR แบบ BANG – BANG	37
3.3.5	วงจร DEAD TIME	38
3.3.6	วงจร PI – controller	39
3.4	วงจรป้องกันกระแสเกิน	39
3.5	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำโয়งเชื่อม	40
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	42
4.1	เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	42
4.2	ขั้นตอนการทดลอง	44
4.3	การจำลองการทำงานของวงจร	44
4.4	ผลการทดลอง	50
4.4.1.	การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบของชุดคอนเวอร์เตอร์ ตัวที่ทำหน้าเป็นตัวส่ง (rectifier)	50
4.4.2.	การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบของชุดคอนเวอร์เตอร์ ตัวที่ทำหน้าเป็นตัวรับ (inverter)	63
4.4.3.	การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบในการเชื่อมโยงไฟฟ้า	75
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุป	83
	เอกสารอ้างอิง	84
	ภาคผนวก	85

สารบัญรูป	หน้า
รูปที่ 2.1 วงจรการส่งกำลังไฟฟ้าระบบขั้วเดียว 6 พัลส์	5
รูปที่ 2.2 วงจรการส่งกำลังไฟฟ้าระบบขั้วเดียว 12 พัลส์	5
รูปที่ 2.3 วงจรส่งกำลังไฟฟ้าระบบขั้วเดียวรวมกัน	6
รูปที่ 2.4 วงจรส่งกำลังไฟฟ้าระบบสองขั้ว (6 พัลส์)	6
รูปที่ 2.5 วงจรส่งกำลังไฟฟ้าระบบสองขั้ว (6 พัลส์)	7
รูปที่ 2.6 ระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรง	7
รูปที่ 2.7 การเชื่อมโยงระบบไฟฟ้าสองระบบเข้าด้วยกัน	8
รูปที่ 2.8 รูปของเฟสเซอร์ของคอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.9 วงจรที่ใช้ในการคำนวณการส่งพลังงานระหว่างบัส	11
รูปที่ 2.10 หลักการเกิดรูปคลื่น PWM โดยเทคนิค Adaptive	20
รูปที่ 2.11 วงจรควบคุมเทคนิค Adaptive current control	20
รูปที่ 2.12 Voltage Source Inverter เฟสเดียวที่มี Diode rectify	21
รูปที่ 2.13 บล็อกการทำงานพื้นฐานของ Adaptive current control	22
รูปที่ 2.14 ระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน	24
รูปที่ 2.15 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส	25
รูปที่ 3.1 วงจรกำลังและควบคุมของโครงงานนี้	31
รูปที่ 3.2 วงจรกำลังของระบบการเชื่อมต่อบริเวณที่ความถี่ต่างกัน	32
รูปที่ 3.3 วงจร Voltage regulator power supply	32
รูปที่ 3.4 วงจรตรวจจับสัญญาณ ไซน์จากระบบไฟฟ้า	33
รูปที่ 3.6 วงจรคูณแรงดัน	34
รูปที่ 3.7 สัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณด้วยกระแสคำสั่งบวก	34
รูปที่ 3.8 สัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณด้วยกระแสคำสั่งลบ	35
รูปที่ 3.9 วงจรตรวจจับกระแสจริงค่านกระแสสลับโดยใช้ LEM	36
รูปที่ 3.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสคำสั่งบวก	36
รูปที่ 3.11 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสคำสั่งลบ	36
รูปที่ 3.12 วงจร COMPARATOR แบบ BANG – BANG	37
รูปที่ 3.13 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถูกส่งไป dead time	37
รูปที่ 3.14 วงจร DEAD TIME	38
รูปที่ 3.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก dead time ก่อนส่งไปขับ IGBT ในอินเวอร์เตอร์ในกิ่งเดียวกัน	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)	หน้า
รูปที่ 3.16 วงจร PI – controller	39
รูปที่ 3.17 วงจรป้องกันกระแสเกิน	39
รูปที่ 4.1 การทำงานการเชื่อมโยงระบบกำลังไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส สองแหล่งจ่ายเข้าด้วยกัน	43
รูปที่ 4.2 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านส่งและด้านรับที่ได้จากการ simulation	44
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านส่งและด้านรับที่ได้จากการ ทดลองที่ $V_{dc} = 250$ Volt	43
รูปที่ 4.4 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านส่งและด้านรับที่ได้จากการ ทดลองที่ $V_{dc} = 150$ Volt	46
รูปที่ 4.5 รูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลอง ที่ $V_{dc} = 200$ Volt	46
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_{con} ที่ $V_{dc} = 150$ Volt	47
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็น ตัวรับ(ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt	48
รูปที่ 4.8 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็น ตัวส่ง(ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt	48
รูปที่ 4.9 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็น ตัวส่ง(ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 150$ Volt	49
รูปที่ 4.10 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็น ตัวรับ(ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 150$ Volt	49
รูปที่ 4.11 รูปคลื่นของกระแสแรงดัน dc link (V_{dc}) เทียบกับกระแส I_{dc}	50
รูปที่ 4.12 สเปกตัมของ V_{con1} ที่กำลังไฟฟ้า 190 Watt	51
รูปที่ 4.13 สเปกตัมของ V_{con1} ที่กำลังไฟฟ้า 300 Watt	52
รูปที่ 4.14 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า	52
รูปที่ 4.15 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	53
รูปที่ 4.16 การเปลี่ยนแปลงของกระแส I_{dc} เทียบกับกำลังไฟฟ้า	53
รูปที่ 4.17 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	54
รูปที่ 4.18 สเปกตัมของ V_{con1} ที่กำลังไฟฟ้า 100 Watt	55
รูปที่ 4.19 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า	55

สารบัญญรูป (ต่อ)	หน้า
รูปที่ 4.20 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	56
รูปที่ 4.21 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า	56
รูปที่ 4.22 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	57
รูปที่ 4.23 สเปกตัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 200 Watt	58
รูปที่ 4.24 สเปกตัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 100 Watt	58
รูปที่ 4.25 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า	59
รูปที่ 4.26 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	59
รูปที่ 4.27 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า	60
รูปที่ 4.28 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	60
รูปที่ 4.29 สเปกตัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 230 Watt	61
รูปที่ 4.30 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า	62
รูปที่ 4.31 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	62
รูปที่ 4.32 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า	63
รูปที่ 4.33 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	63
รูปที่ 4.34 สเปกตัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 190 Watt	65
รูปที่ 4.35 การเปลี่ยนแปลงของ % THDj เทียบกับกำลังไฟฟ้า	65
รูปที่ 4.36 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	66
รูปที่ 4.37 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า	66
รูปที่ 4.38 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	67
รูปที่ 4.39 สเปกตัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 240 Watt	68
รูปที่ 4.40 การเปลี่ยนแปลงของ % THDj เทียบกับกำลังไฟฟ้า	68
รูปที่ 4.41 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	69
รูปที่ 4.42 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า	69
รูปที่ 4.43 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	70
รูปที่ 4.44 สเปกตัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 100 Watt	71
รูปที่ 4.45 การเปลี่ยนแปลงของ % THDj เทียบกับกำลังไฟฟ้า	71
รูปที่ 4.46 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	72
รูปที่ 4.47 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า	72
รูปที่ 4.48 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	73
รูปที่ 4.49 สเปกตัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 210 Watt	74

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.50 การเปลี่ยนแปลงของ % THD _j เทียบกับกำลังไฟฟ้า	74
รูปที่ 4.51 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า	75
รูปที่ 4.52 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า	75
รูปที่ 4.53 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟกเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า	76
รูปที่ 4.54 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับแรงดันที่กําลัง ไฟฟ้า 100 watt	81
รูปที่ 4.55 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับแรงดันที่กําลัง ไฟฟ้า 200 watt	81
รูปที่ 4.56 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับแรงดันที่กําลัง ไฟฟ้า 300 watt	82



สารบัญตาราง	หน้า
ตารางที่ 4.1 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่ แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt	51
ตารางที่ 4.2 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่ แรงดัน $V_{dc} = 150$ Volt	54
ตารางที่ 4.3 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่ แรงดัน $V_{dc} = 200$ Volt	57
ตารางที่ 4.4 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่ แรงดัน $V_{dc} = 250$ Volt	61
ตารางที่ 4.5 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่ แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt	64
ตารางที่ 4.6 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่ แรงดัน $V_{dc} = 150$ Volt	67
ตารางที่ 4.7 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่ แรงดัน $V_{dc} = 200$ Volt	70
ตารางที่ 4.8 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่ แรงดัน $V_{dc} = 250$ Volt	73
ตารางที่ 4.9 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่ แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 100$ volt	77
ตารางที่ 4.10 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่ แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 150$ volt	78
ตารางที่ 4.11 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่ แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 200$ volt	79
ตารางที่ 4.12 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่ แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 250$ volt	80

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้า จะเป็นการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้ากระแสสลับและในการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงๆ เราจะต้องเพิ่มแรงดันไฟฟ้าหรือเพิ่มกระแสไฟฟ้า แต่การเพิ่มกระแสไฟฟ้านั้นจะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในสายส่งอย่างมาก เพราะกำลังไฟฟ้าสูญเสียแปรผันตามกำลังสองของกระแส ดังนั้นจึงมีการนำเอาหม้อแปลงไฟฟ้ามาใช้ในการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้มีค่าสูงๆเพื่อที่จะทำให้ กระแสไฟฟ้ามีค่าน้อยๆ เมื่อพิกัดกำลังไฟฟ้าเดียวกัน จะทำให้ขนาดสายส่งเล็กลง ส่งผลให้ค่าใช้จ่ายในการก่อสร้างการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้ามีค่าลดลง แต่ในการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้ากระแสสลับนั้นก็มีข้อเสียอยู่หลายประการ เช่น แรงดันตกคร่อมในสายส่ง ซึ่งเกิดจากผลของค่าความเหนี่ยวนำ (X_L) ทำให้ขีดความสามารถในการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าที่พิกัดสูงๆมีค่าน้อย เป็นต้น

ในปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเข้ามามีบทบาทในด้านอุตสาหกรรมมากขึ้น เช่น เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมอเตอร์กระแส การเหนี่ยวนำความถี่สูง และระบบการส่งถ่ายและการเชื่อมโยงพลังงาน เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์ไฟฟ้าเหล่านี้ได้ปรับปรุงให้ประสิทธิภาพที่ดีขึ้น โดยอาศัยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เข้ามาช่วยในการควบคุมการทำงาน ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิทช์ โหมดคอนโทรลเลอร์แต่จะมีข้อเสียในเรื่องของ Harmonic, Switching loss , EMI ฯลฯ

จากปัญหาที่เกิดขึ้น เราได้ศึกษาและสร้างชุดจำลองการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขึ้นมาโดยเชื่อมโยงระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสองแหล่งจ่าย โดยใช้ชุดคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงผันในภาคคอนเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วย IGBT สี่ตัว ที่ต่อแบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge) ใช้ IGBT ทั้งสี่ตัวทำงานเป็นสวิทช์และใช้หลักการควบคุมกระแสแบบ Adaptive current control PWM ในการทำงานของสวิทช์โหมดคอนเวอร์เตอร์นั้นจะมีการทำงานอยู่ สองโหมดดังนี้คือ โหมดที่หนึ่ง เรียกว่า โหมดเรกติไฟลิง (Rectifying) เป็นการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปสู่ด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง โดยมีการควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุตให้มีเฟสตรงกันกับแหล่งจ่ายไฟฟ้า (In phase) เป็นมุม 0 องศาทางไฟฟ้าส่วนในโหมดที่สอง เรียกว่า โหมดอินเวอร์ตติ้ง (Inverting) การทำงานในโหมดนี้เป็นการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงไปสู่ด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งในโหมดนี้จะควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้มีเฟสตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟฟ้า (Out of phase) โดยมีมุมห่างกัน 180 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งในการเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรงนั้นเราใช้ชุดคอนเวอร์เตอร์สองชุดให้แต่ละชุดทำงานในโหมดที่ตรงข้ามกัน

1.2 การเปรียบเทียบระบบส่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ

ในการวิเคราะห์เพื่อเลือกระบบการส่งจ่าย พลังงานไฟฟ้าระหว่างระบบไฟฟ้ากระแสสลับกับระบบไฟฟ้ากระแสตรงนั้นจะต้องพิจารณาควบคู่กันไปในหลายๆกรณีทั้งทางด้านคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางเศรษฐศาสตร์ความเหมาะสมของท้องถิ่น และขีดความสามารถในการพัฒนาทางด้านเทคโนโลยี ซึ่งพอจะสรุปเป็นข้อสังเกตเพื่อการพิจารณาพอสังเขปดังนี้

1) การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าของระบบไฟฟ้ากระแสตรง จะมีขีดความสามารถในการส่งผ่านพิกัดพลังงานไฟฟ้าได้สูงกว่าระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้ขนาดสายตัวนำรวมเท่ากัน

2) ระบบไฟฟ้ากระแสตรงจะมีความน่าเชื่อถือสูง ในเรื่องของการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าส่งจ่าย เนื่องจากผลของแรงดันไฟฟ้าตกสูญเสียในสายส่ง ซึ่งระบบไฟฟ้ากระแสตรงจะมีค่าร้อยละน้อยลงมาก เพราะมีผลจากค่าความต้านทาน (IR) เพียงอย่างเดียวโดยไม่มีผลจากค่าความเหนี่ยวนำ (X_L) เข้ามาเกี่ยวข้องด้วยเนื่องจาก $\omega = 0$ ทำให้ค่าโวลต์เตจเรกูลേഷันของระบบมีค่าน้อย

3) ระบบสายส่งกำลังไฟฟ้ากระแสตรงโดยทั่วไป จะเป็นระบบที่ประกอบด้วยสายตัวนำสองเส้นโดยสายตัวเส้นหนึ่งจะมีขั้วศักดาเป็นบวก (+) เทียบกับกราวด์และสายตัวนำเส้นที่สองที่มีศักดาไฟฟ้าเท่ากันแต่มีขั้วศักดาเป็นลบ (-) เรียกว่าระบบสองขั้ว (bipolar) ทำให้มีค่าระดับของแรงดันไฟฟ้าเป็น $\pm V_d$ นอกจากนั้นการใช้งานส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบยังสามารถใช้สายส่งตัวนำเพียงเส้นเดียวโดยมีทางเดินกลับบนพื้นดิน (earth) ได้เป็นผลให้ค่าความต้านทานของระบบกระแสตรงต่ำกว่าของระบบกระแสสลับ ซึ่งระบบที่ใช้สายส่งตัวนำเพียงเส้นเดียวนี้ เรียกว่าระบบขั้วเดียว (monopolar) โดยมีค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็น $+V_{dc}$ หรือ $-V_{dc}$ ดังนั้นเราจะสามารถเลือกการใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากระบบหนึ่งๆ ได้หลายค่า

4) เรื่องจากระบบสายส่งไฟฟ้ากระแสตรงสายเดียวสามารถใช้การส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าได้ดั่งนั้นถ้าเกิดความคิดปกติขึ้นในระบบ โดยสายตัวนำหนึ่งในสองของระบบสองขั้วถูกต่อลงกราวด์ระบบก็ยังสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ โดยระบบขั้วเดียวอย่างต่อเนื่องทำให้ระบบมีความน่าเชื่อถือทางด้านความมั่นคงต่อเนื่องของพลังงานดีมากขึ้น

5) ในระบบสายส่งไฟฟ้าใต้ดินโดยใช้สายตัวนำที่มีฉนวนหุ้ม (underground cable) ของระบบไฟฟ้ากระแสสลับจะส่งจ่ายระยะทางไม่เกิน 50 กิโลเมตร เนื่องจากผลของค่าความจุไฟฟ้าและค่ากระแสลัดประจุที่จะมีค่าเพิ่มมากขึ้น ตามระยะทางที่ไกลขึ้นซึ่งเมื่อใช้ระบบไฟฟ้ากระแสตรงจะช่วยแก้ปัญหานี้ได้

6) ระบบสายส่งไฟฟ้ากระแสตรงไม่มีระบบการอซิงโครนัส (asynchronous) ดังนั้นสามารถที่จะทำการต่อเชื่อมโยงหลายระบบเข้าด้วยกันได้ (interconnect systems) จากแรงดันพลังงานกระแสสลับที่อาจมีความถี่ต่างกันได้ซึ่งจะเป็นการ ช่วยแก้ปัญหาการเชื่อมโยงระบบไฟฟ้าเข้าด้วยกันระหว่างประเทศที่ใช้ระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ต่างกันได้

7) โดยปกติแล้วกรรมวิธีการเปลี่ยนแปลงระหว่างระบบไฟฟ้ากระแสตรง กับระบบไฟฟ้ากระแสสลับโดยการใช้ชุดคอนเวอร์เตอร์นั้น อุปกรณ์ที่ใช้จะมีราคาแพงมากรวมทั้งอุปกรณ์ป้องกันในระบบยังมีราคาสูงมาก นอกจากนั้นแล้วการพัฒนาทางเทคโนโลยีของอุปกรณ์ทางด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสตรงยังสู้กระแสสลับไม่ได้ ดังนั้นในระบบสายส่งที่ไม่ยาวเกินไปนั้นก็จะใช้ระบบสายส่งไฟฟ้ากระแสสลับเป็นหลัก

8) ในปัจจุบันนี้ยังไม่สามารถใช้ระบบไฟฟ้ากระแสตรง ได้อย่างสมบูรณ์ทั้งหมดก็เพราะยังไม่มีเซอร์กิตเบรกเกอร์กระแสตรงกำลังสูง ที่พัฒนาจนมีขีดความสามารถน่าเชื่อถือได้สูงเหมือนดังเช่นระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้กันอยู่ อันเนื่องมาจากว่าระบบไฟฟ้ากระแสสลับนั้นการเปิดปิดเซอร์กิตเบรกเกอร์ไม่ค่อยมีปัญหาเรื่องอาร์คเนื่องจากกระแสจะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งสองครั้งต่อหนึ่งไซเคิลของไฟฟ้าแต่ในระบบกระแสตรงจะมีกระแสต่อเนื่องตลอดเวลา ทำให้เกิดอาร์คได้ง่ายขณะเมื่อมีการจากกันของหน้าสัมผัสขณะที่มีโวลตจกระดกอยู่ซึ่งในปัจจุบันได้พัฒนานำเอาสารกึ่งนำมามีมาใช้เป็นสวิทช์

9) ผลจากการที่ไม่มีอุปกรณ์ตัดตอนที่มีความผิดพลาดสำหรับระบบไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงจึงทำให้ไม่สามารถที่จะแยกต่อจุดเอาแรงดันไฟฟ้าออกไปใช้งานหลายๆ ตำแหน่งได้ ดังนั้นระบบสายส่งไฟฟ้ากระแสตรง จะเป็นเพียงจุดไฟฟ้าสายส่งที่ทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานโดยตรง ระหว่างโครงข่ายกระแสสลับสองชุดเข้าด้วยกันโดยตรงเท่านั้น โดยที่ไม่สามารถให้มีจุดแยกย่อยออกไปได้

10) ระบบจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ไม่มีอุปกรณ์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยสูญเสียพลังงานไม่มากนัก ซึ่งแตกต่างจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่มีหม้อแปลงไฟฟ้ากำลังเป็นอุปกรณ์เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้า ได้หลายระดับโดยมีค่าพลังงานไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงน้อยมาก

จากเหตุผลทั้งหมดที่ผ่านมา จึงพอสรุปให้เห็นถึงสาเหตุของการที่ยังไม่สามารถนำเอาระบบส่งจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงมาใช้ได้อย่างกว้างขวางมากนัก โดยเฉพาะในระบบสายส่งไกลๆ ที่มีปัญหาเรื่องราคาของอุปกรณ์และการควบคุม แต่ในระบบที่มีพิกัดกำลังสูงๆ แล้วส่งจ่ายระยะทางไกลๆ แล้วระบบไฟฟ้ากระแสตรงจะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้มากยิ่งขึ้นเพราะราคาเฉลี่ยโดยรวมจะลดลงและยังสามารถแก้ปัญหาข้อจำกัดต่างๆ ทางไฟฟ้าของระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่ระยะทางไกลๆ ได้อีกด้วย

1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. เพื่อศึกษาการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับระหว่างสองแหล่งจ่ายโดยไฟฟ้ากระแสตรง
2. เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
3. เพื่อศึกษาเทคนิคการทำงานของชุดคอนเวอร์เตอร์
4. เพื่อศึกษาหลักการควบคุมโดยใช้ Adaptive current control

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1. ทำการศึกษาการส่งกำลังงานไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับไปยังระบบไฟฟ้ากระแส สลับ ด้วยระบบไฟฟ้ากระแสตรง
2. ทำการออกแบบและสร้างชุดจำลอง AC/DC converter เพื่อใช้ในการเชื่อม โยงระบบ โดยใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์ สวิตซ์
3. ศึกษาการควบคุมการส่งพลังงานไฟฟ้าให้ได้ระดับ DC link voltage คงที่ โดยใช้เทคนิค Adaptive current control
4. ควบคุมการส่งพลังงานระหว่างแหล่งจ่าย 2 แหล่ง ให้สามารถส่งหรือรับพลังงานได้

1.5 วิธีการดำเนินงาน

ทำการศึกษาถึงการทำงานของ single-phase AC/DC converter ศึกษาการไหลของ พลังงานไฟฟ้าและการควบคุมโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแส ทำการจำลองระบบเพื่อดูความเป็นไปได้ และสร้างชิ้นงานเพื่อใช้ทดลอง ทำการทดลองโดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าในการเชื่อมโยงด้วยการควบคุม แบบ manual สรุปและวิเคราะห์การทดลอง



บทที่ 2

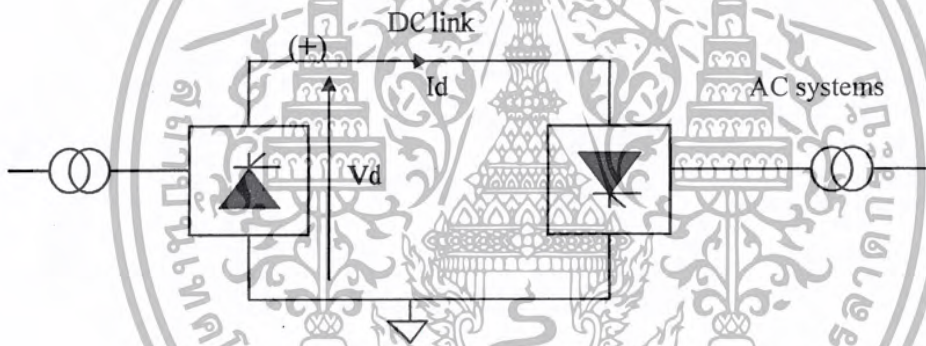
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 ระบบการส่งจ่ายกำลังงานไฟฟ้ากระแสตรง

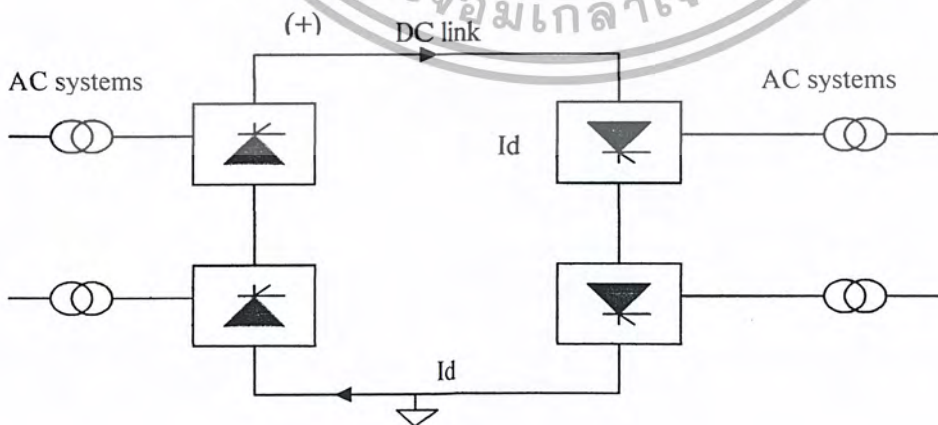
ระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงสามารถแบ่งได้เป็น 3 ระบบใหญ่คือ

2.1.1 ระบบขั้วเดียว (Monopolar Link)

ในระบบนี้จะมีสายส่งที่เป็นตัวนำเพียงเส้นเดียว ซึ่งส่วนมากจะใช้สายส่งกำลังแบบ over head line หรือสายเคเบิลใต้น้ำ (submarine) หรือใช้ทั้งสองแบบรวมกัน และจะใช้พื้นดินหรือทะเลเป็นตัวส่งกลับ โดยส่วนใหญ่จะมีศักดาทางไฟฟ้าที่สายส่งกำลังเป็นบวก ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยทั่วไปใช้กับระบบส่งกำลังไฟฟ้าที่มีพิกัดไม่สูงมากนักพิกัดของกระแสประมาณ 200 ถึง 1000 แอมป์ ระยะทางการส่งมากกว่า 25 กิโลเมตร และพิกัดกำลังประมาณ 250 ถึง 500 เมกะวัตต์ ซึ่งมีข้อเสีย คือเมื่อเกิด fault ในระบบหรือสายส่งขาดจะไม่สามารถส่งจ่ายไฟฟ้ากำลังได้



รูปที่ 2.1 วงจรการส่งกำลังไฟฟ้าระบบขั้วเดียว 6 พัลส์

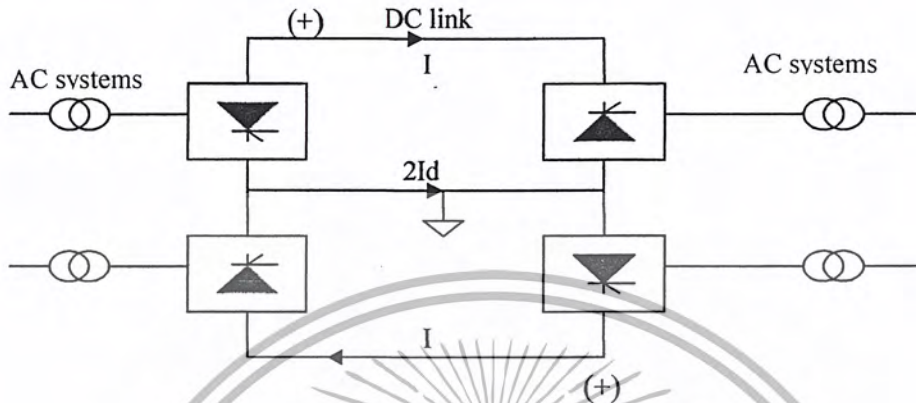


รูปที่ 2.2 วงจรการส่งกำลังไฟฟ้าระบบขั้วเดียว 12 พัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 ระบบขั้วเดียวร่วมกัน (Homopolar Link)

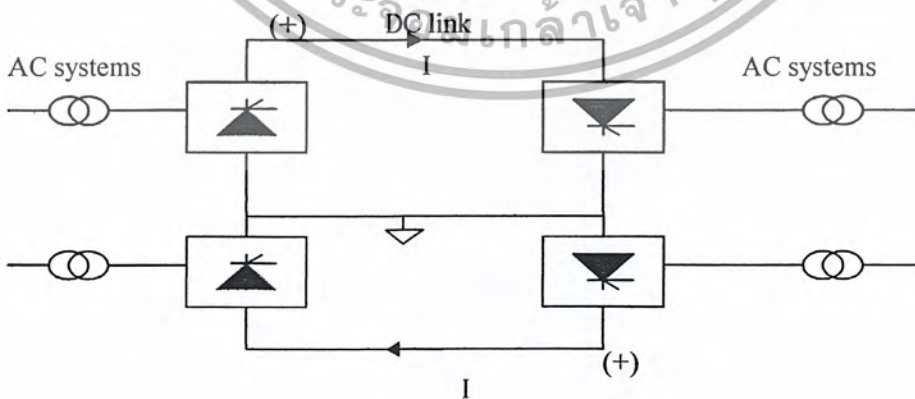
ในระบบนี้ ใช้สายส่งตัวนำสองเส้น ซึ่งมีศักดาไฟฟ้าเป็นบวกทั้งสองเส้น แล้วใช้พื้นดินเป็นทางเดินกลับ และถ้าเกิดเหตุเสียหายหรือข้อผิดพลาด fault บนตัวนำใดตัวหนึ่งตัวนำที่เหลือจะทำหน้าที่จ่ายโหลดเต็มพิกัดแทนตัวนำที่เสียไป



รูปที่ 2.3 วงจรส่งกำลังไฟฟ้าระบบขั้วเดียวร่วมกัน

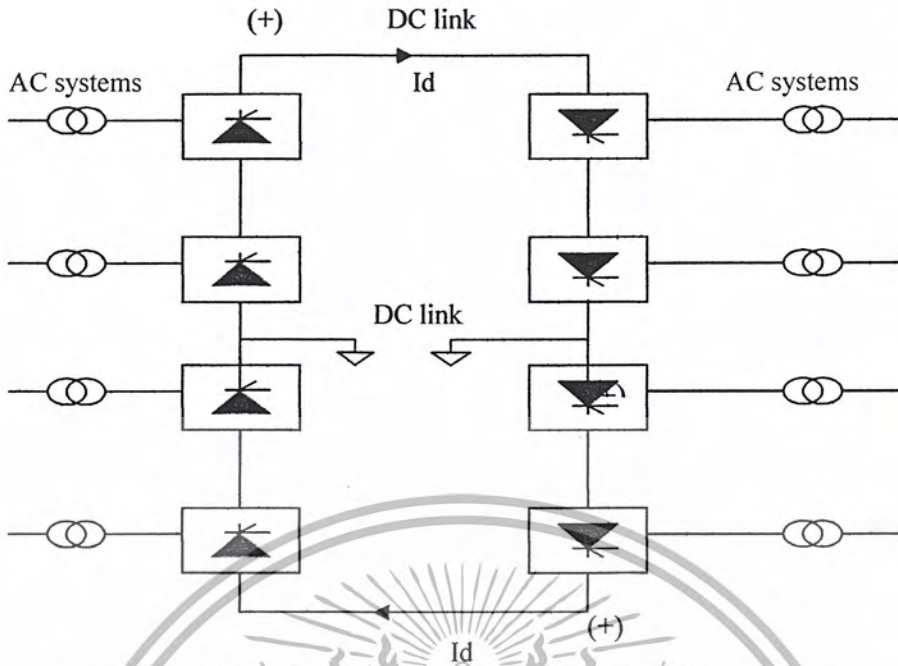
3.1.3 ระบบสองขั้ว (Bipolar Link)

ในระบบนี้จะมีตัวนำอยู่สองตัว โดยตัวนำแต่ละตัวจะมีศักดาไฟฟ้าเป็นบวกและลบซึ่งแต่ละขั้วจะมีคอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดทำงานโดยเป็นอิสระต่อกัน เมื่อเหตุเสียหายบนตัวนำใดตัวนำหนึ่ง ตัวนำที่เหลือก็จะจ่ายโหลดเพียงครึ่งหนึ่งของพิกัดกำลังทั้งหมด โดยวงจรการส่งจะกลายเป็นแบบโมโนโพล่า ทั่วไปการส่งด้วยไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงแบบไบโพล่านี้นิยมส่งกำลังที่พิกัด ± 500 กิโลโวลต์ 1500 เมกะวัตต์ ระยะทางในการส่งประมาณ 800 กิโลเมตร



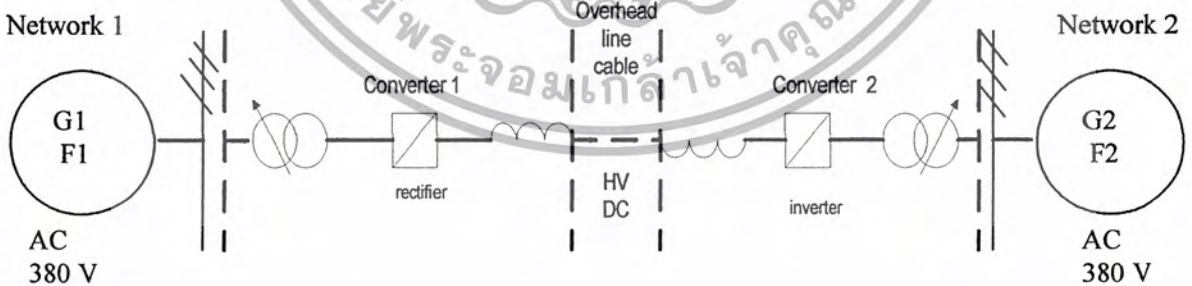
รูปที่ 2.4 วงจรส่งกำลังไฟฟ้าระบบสองขั้ว (6 พัลส์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรส่งกำลังไฟฟ้าระบบสองขั้ว (6 พัลส์)

จากรูปที่แสดงทั้ง 3 ระบบคงได้กล่าวมาแล้วเป็นการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง แต่ถ้าต้องการการส่งผ่านพลังงานหลายจุดก็จะสามารถที่จะทำได้ ซึ่งเราเรียกระบบนี้ว่าระบบหลายขั้ว (multi terminal system) ซึ่งการเชื่อมโยงอาจเป็นแบบขนานหรือแบบอนุกรมก็ได้

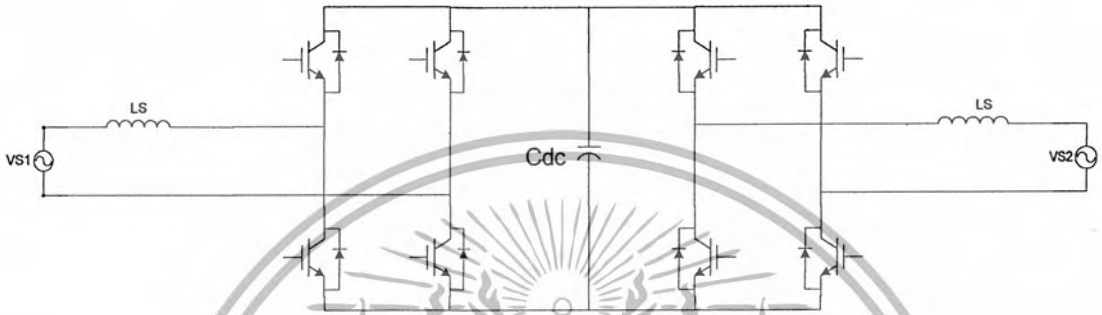


รูปที่ 2.6 ระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เราสามารถเชื่อมโยงระบบไฟฟ้ากระแสสลับสองแหล่งจ่ายที่อยู่ใกล้กันเข้าด้วยกัน โดยผ่านทางสายส่งไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงซึ่งมีคอนเวอร์เตอร์ที่ปลายด้านหนึ่ง ของสายส่งที่ทำหน้าที่เปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เรียกว่า ชุดเรกติไฟร์เออร์ ในขณะที่ชุดคอนเวอร์เตอร์อีกชุดหนึ่ง ต่อยู่ทางด้านปลายสายส่งทำหน้าที่แปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกลับไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อนำไฟฟ้ากระแสสลับไปใช้งานต่อไปเรียกว่า ชุดอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 การเชื่อมโยงระบบไฟฟ้าสองระบบเข้าด้วยกัน

จากรูปที่ 2.7 จะได้ว่า

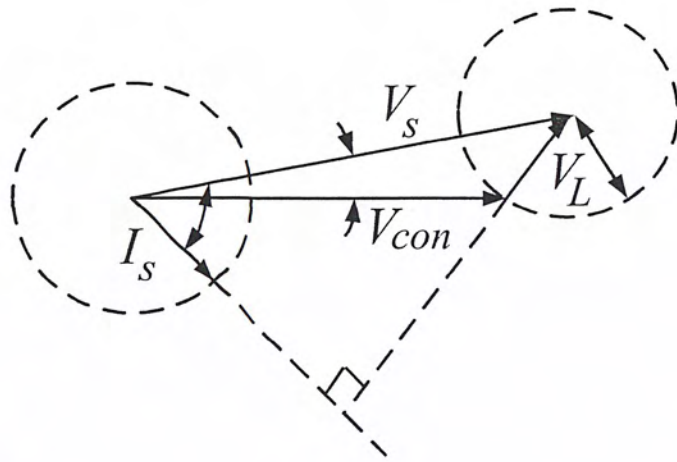
$$V_s = V_{conv} + V_L \quad \dots\dots\dots 2.1$$

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

เมื่อกำหนดให้ V_s เป็นรูปไซน์และเป็นค่าอ้างอิง พิจารณาที่องค์ประกอบมาตรฐาน จะได้ว่า

$$V_s = V_{conv} + V_{L1} \quad \dots\dots\dots 2.3$$

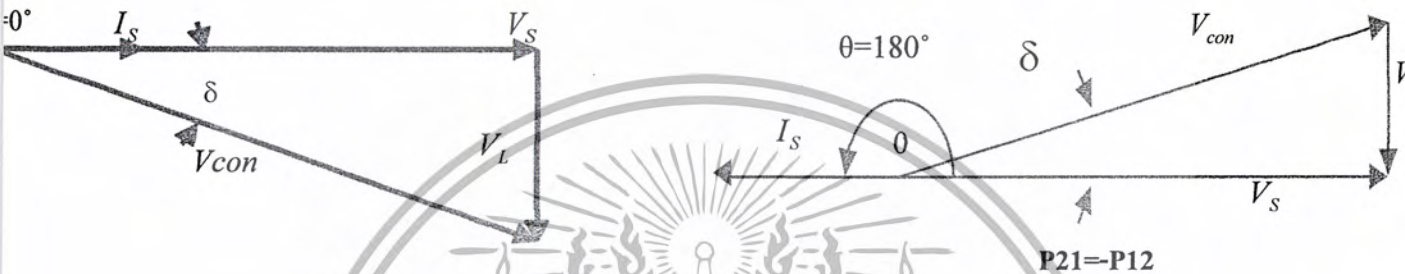
$$V_{L1} = j\omega L_s I_{s1} \quad \dots\dots\dots 2.4$$



Mode Rectifier

(a)

Mode inverter



(b)

(c)

P21=P12

รูปที่ 2.8 รูปของเฟสเซอร์ของคอนเวอร์เตอร์

- (a) เฟสเซอร์ไดอะแกรมทั่วไป
- (b) เรคตีไฟร์ p.f. = 1
- (c) อินเวอร์เตอร์ p.f. = -1

จากรูปที่ 2.8 เฟสเซอร์ด้านบนจะได้ว่า

$$\sin(-\delta) = \frac{V_L \cos \theta}{-V_{conv}}$$

$$\therefore V_L \cos \theta = V_{conv} \sin \delta = \omega L_s I_s \cos \theta \quad \dots\dots\dots 2.5$$

$$\cos(-\delta) = \frac{V_s - V_L \sin \theta}{-V_{conv}}$$

$$\therefore V_L \sin \theta = V_s - V_{conv} \cos \delta = \omega L_s I_s \sin \theta \quad \dots\dots\dots 2.6$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.5) และ (2.6) จะได้ว่า

$$I_s \cos \theta = \frac{V_{conv} \sin \delta}{\omega L_s} \dots\dots\dots 2.7$$

$$I_s \sin \theta = \frac{V_s - V_{conv} \cos \delta}{\omega L_s} \dots\dots\dots 2.8$$

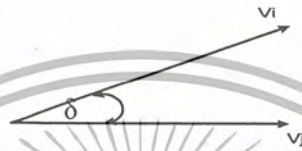
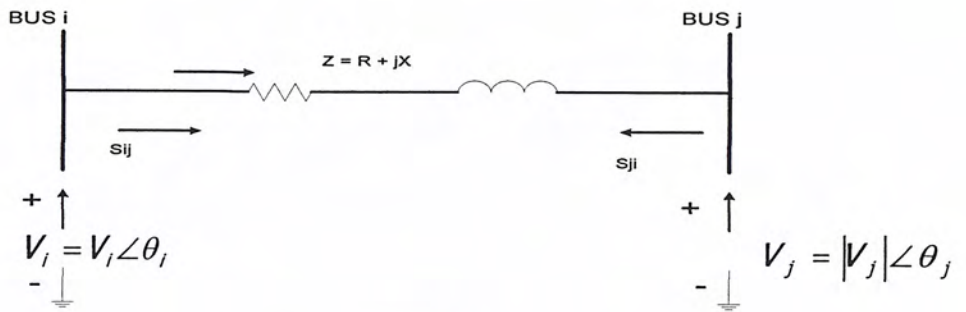
จาก
$$\left. \begin{aligned} P &= V_s I_s \cos \theta \\ Q &= V_s I_s \sin \theta \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots 2.9$$

นำ (2.7) และ (2.8) แทนในสมการที่ (2.9) จะได้

$$P = \frac{V_s (V_{conv} \sin \delta)}{\omega L_s} = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_{conv} \sin \delta}{V_s} \right) \Rightarrow \text{real power} \dots\dots\dots 2.10$$

$$Q = V_s \left(\frac{V_s - V_{conv} \cos \delta}{\omega L_s} \right) = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left(\frac{V_s - V_{conv} \cos \delta}{V_s} \right) \Rightarrow \text{reactive power} \dots\dots\dots 2.11$$

2.3 ทฤษฎีการจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัสสองบัส



δ = power Angle

รูปที่ 2.9 วงจรที่ใช้ในการคำนวณการส่งพลังงานระหว่างบัส

S_{ij} = complex power ต่อเฟสที่ส่งผ่านจาก bus i ไป bus j

$$S_{ij} = P_{ij} + jQ_{ij} = V_i I^*$$

S_{ji} = complex power ต่อเฟสที่ส่งผ่านจาก bus j ไป bus i

$$S_{ji} = P_{ji} + jQ_{ji} = V_j (-I^*)$$

$$I = \frac{V_i - V_j}{Z} \dots\dots\dots 2.12$$

- P_{ij} = คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจาก bus i ไป bus j
- P_{ji} = คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจาก bus j ไป bus i
- Q_{ij} = คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจาก bus i ไป bus j
- Q_{ji} = คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจาก bus j ไป bus i
- I = คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลจาก bus i ไป bus j
- Z = อิมพีแดนซ์ของสายส่ง
- V_i, V_j = คือ แรงดันไฟฟ้าที่ bus i และ bus j ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{ij} = V_i \left(\frac{V_i^* - V_j^*}{Z^*} \right) = \frac{|V_i|^2 - |V_i||V_j| \angle \theta_i - \theta_j}{R - jX} \quad \dots\dots\dots 2.13$$

$$S_{ji} = V_j \left(\frac{V_j^* - V_i^*}{Z^*} \right) = \frac{|V_j|^2 - |V_i||V_j| \angle \theta_j - \theta_i}{R - jX} \quad \dots\dots\dots 2.14$$

$\delta = \theta_i - \theta_j \Rightarrow$ มุมแตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าทั้งสอง

$$\therefore P_{ij} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot [R|V_i|^2 - R|V_i||V_j| \cos \delta + X|V_i||V_j| \sin \delta] \quad \dots\dots\dots 2.16$$

$$Q_{ij} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot [X|V_j|^2 - X|V_i||V_j| \cos \delta - R|V_i||V_j| \sin \delta] \quad \dots\dots\dots 2.17$$

ในทำนองเดียวกัน

$$P_{ji} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot [R|V_j|^2 - R|V_i||V_j| \cos \delta - X|V_i||V_j| \sin \delta] \quad \dots\dots\dots 2.18$$

$$Q_{ji} = \frac{1}{R^2 + X^2} \cdot [X|V_j|^2 - X|V_i||V_j| \cos \delta + R|V_i||V_j| \sin \delta] \quad \dots\dots\dots 2.19$$

โดยทั่วไปแล้วในสายส่งจะมีค่า reactance สูงกว่าค่า resistance มากดังนั้น

$$Z = jX \Rightarrow R = 0$$

จะได้

$$P_{ij} = \frac{|V_i||V_j|}{X} \sin \delta \quad \dots\dots\dots 2.20$$

$$Q_{ij} = \frac{1}{X} (|V_i|^2 - |V_i||V_j| \cos \delta) \quad \dots\dots\dots 2.21$$

และ

$$P_{ji} = -\frac{|V_i||V_j|}{X} \sin \delta = -P_{ij} \quad \dots\dots\dots 2.22$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{ji} = \frac{1}{X} (|V_j|^2 - |V_i||V_j| \cos \delta) \dots\dots\dots 2.23$$

2.3.1 Mode Rectifier

กำลังไฟฟ้าจริงที่ถูกจ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังคอนเวอร์เตอร์ หรือกำลังไฟฟ้าจริงที่ไหลจาก bus i ไป bus j คือ

$$P_{ij} = \hat{V}_s \hat{I}_s \cos \theta$$

เมื่อ $V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_s \cos \theta = V_{conv} \sin \theta$ จะได้

$$P_{ij} = \frac{(|V_s||V_{conv}| \sin \delta)}{X} = \frac{V_s^2 (V_{conv} \sin \delta)}{\omega L_s V_s} = \frac{|V_i||V_j| \sin \delta}{X}$$

กำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไปยังคอนเวอร์เตอร์ หรือกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจาก bus i ไป bus j คือ

$$Q_{ij} = \hat{V}_s \hat{I}_s \sin \theta$$

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

จะได้

$$Q_{ij} = \frac{1}{X} (|V_s|^2 - |V_s||V_{conv}| \cos \delta)$$

$$= \frac{1}{\omega L_s} (|V_i|^2 - |V_i||V_j| \cos \delta)$$

จาก

$$V_s = V_L + V_{Conv}$$

$$\therefore I_s = \frac{V_s - V_{conv}}{j\omega L_s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 Mode Inverter

$$P_{ji} = -P_{ij}$$

$$V_{conv} = V_s + V_L$$

$$\therefore I_s = \frac{V_{conv} - V_s}{j\omega L_s}$$

จากเปรียบเทียบและวิเคราะห์ทางเวกเตอร์ของทั้งสองโหมดการทำงานกับทฤษฎีสองบัสเป็นจริงตามสมการที่แสดง เพราะฉะนั้นสมการที่นำไปใช้ในโครงงานดังแสดงดังนี้

$$P = V_s I_s \cos \theta$$

$$P = \frac{(|V_s| |V_{conv}| \sin \delta)}{X} = \frac{V_s^2 (V_{conv} \sin \delta)}{\omega L_s V_s} = \frac{|V_i| |V_j| \sin \delta}{X}$$

$$Q = V_s I_s \sin \theta$$

$$Q = \frac{1}{X} (V_s^2 - |V_s| |V_{conv}| \cos \delta)$$

$$= \frac{1}{\omega L_s} (|V_i|^2 - |V_i| |V_j| \cos \delta)$$

จะได้

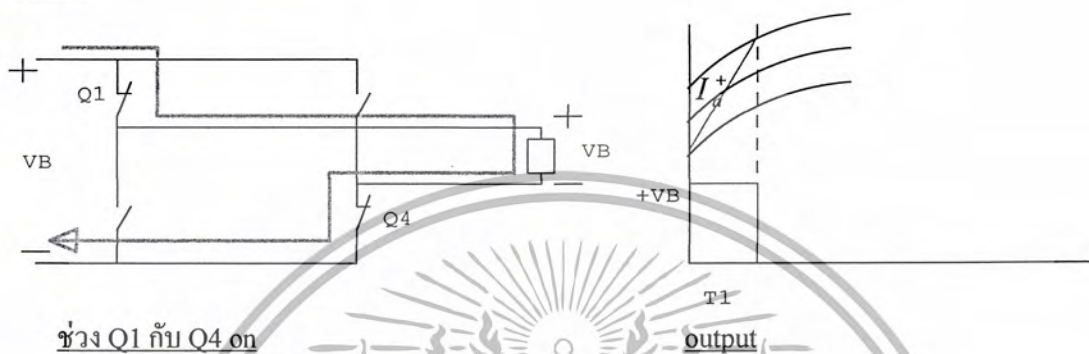
$$\therefore I_s = \frac{V_{conv} - V_s}{j\omega L_s}$$

2.4 Adaptive current control PWM

Adaptive current control เป็นการควบคุมกระแสโดยมีการปรับตัวเองอัตโนมัติภายใต้ขอบเขตฮิสเตอร์รีซีต

2.4.1 หลักการทำงาน

ช่วงแรก



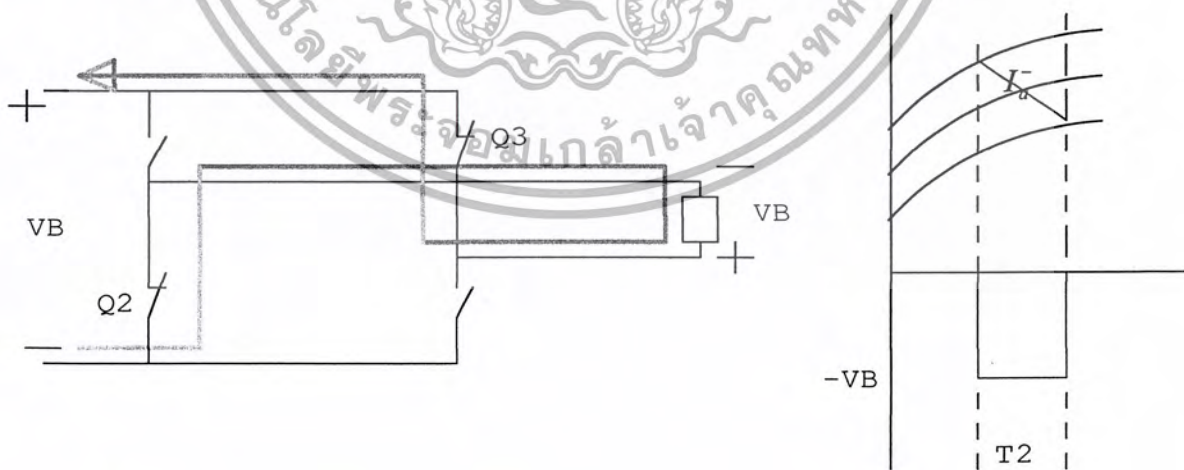
ช่วง Q1 กับ Q4 on

ในช่วงแรก Q1 กับ Q4 on ทำให้ output มีค่าเท่ากับ +VB มีกระแส I_a^+ ไหลผ่านโหลด สมมุติเป็น

โหลด L สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$L \frac{di_a^+}{dt} = V_B \tag{2.24}$$

เมื่อกระแส I_a^+ ไหลเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนขอบบนของฮิสเตอร์รีซีต ทำให้ Q1 กับ Q4 off Q2 กับ Q3 on ที่ output มีค่าเป็น $-V_B$ กระแส I_a^- ไหลผ่านโหลด



ช่วง Q2 กับ Q3 on

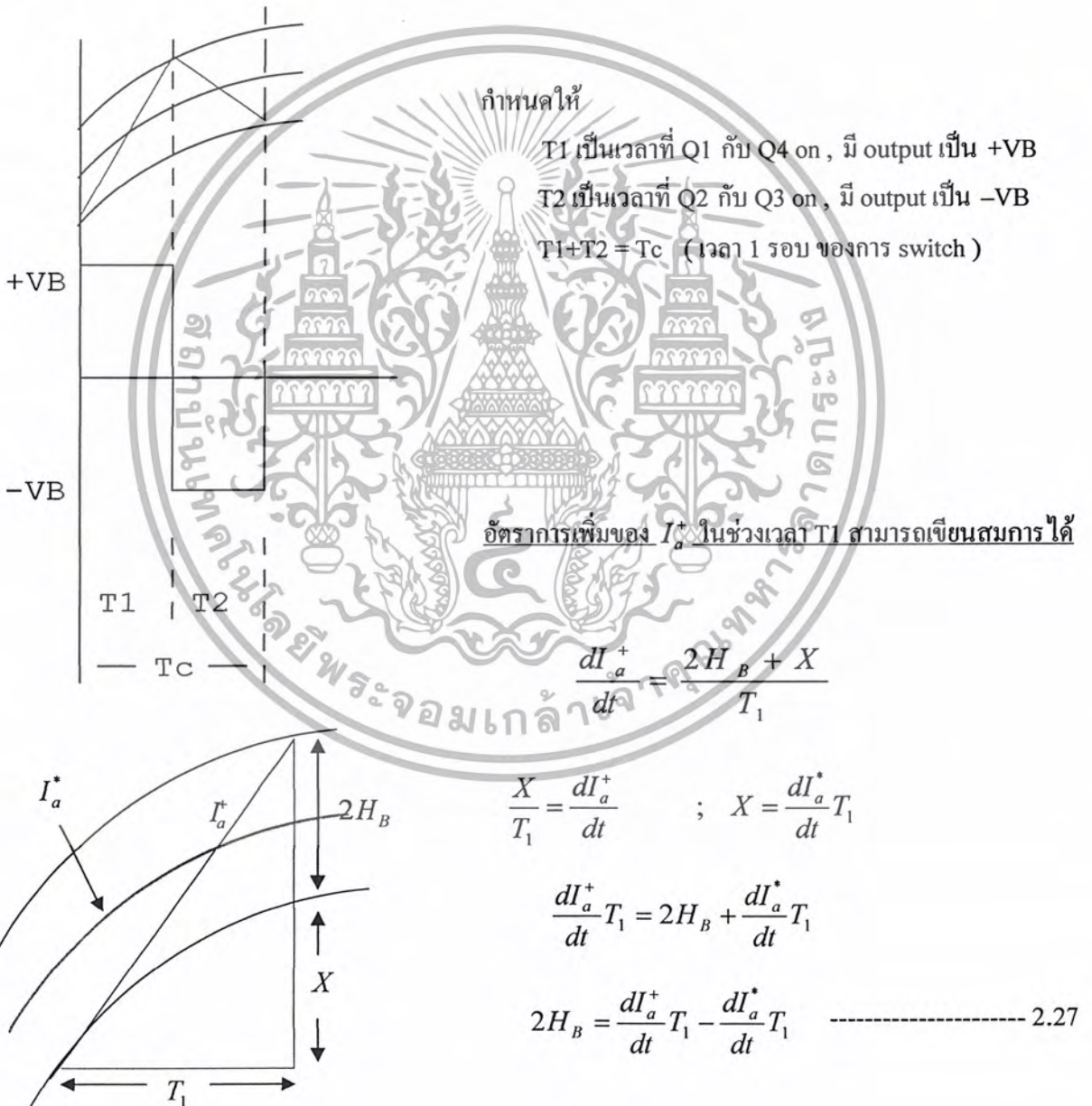
output

เมื่อ output มีค่าเป็น $-V_B$ และ กระแส I_a^- ไหลผ่านโหลดเขียนสมการได้เป็น

$$L \frac{dI_a^-}{dt} = -V_B \quad \text{----- 2.25}$$

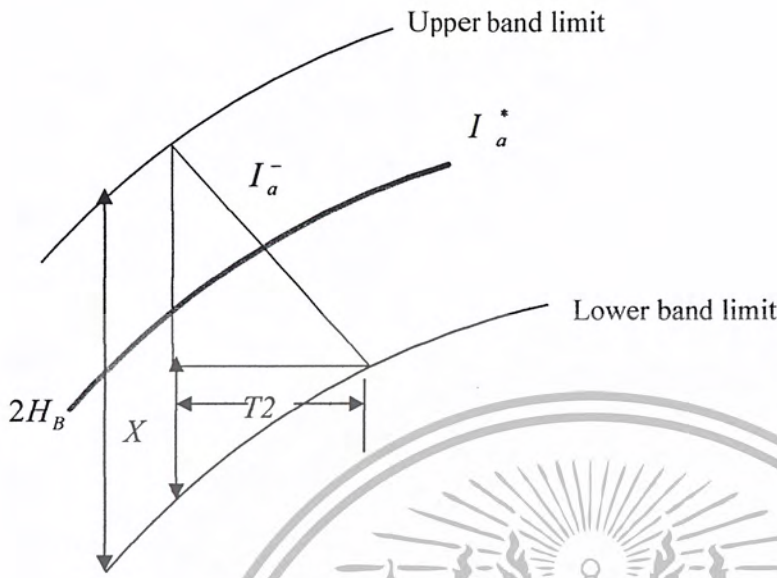
และ $\frac{dI_a^+}{dt} + \frac{dI_a^-}{dt} = 0 \quad \text{----- 2.26}$

เมื่อ output มีค่าเป็น $-V_B$ กระแส I_a^- เริ่มลดลงเรื่อยๆจนจนขอบล่างของฮิสเตอร์รีซิส ทำให้ Q2 กับ Q3 Off และ Q1 กับ Q4 กลับมา on อีกครั้ง และจะเป็น cycle อย่างนี้ไปเรื่อยๆ ทำให้กระแส swing อยู่ระหว่าง ขอบเขตบน และ ขอบเขตล่างของฮิสเตอร์รีซิส ที่ถูกกำหนดขอบเขตมาแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการลดลงของ I_a^- ในช่วงเวลาที่ output เป็น $-V_B$ ในคาบเวลา T_2 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้



$$\frac{dI_a^-}{dt} = \frac{2H_B - X}{T_2}$$

$$\frac{X}{T_2} = \frac{dI_a^*}{dt}$$

$$\frac{dI_a^-}{dt} T_2 = 2H_B - \frac{dI_a^*}{dt} T_2$$

$$\frac{dI_a^-}{dt} T_2 - \frac{dI_a^*}{dt} T_2 = -2H_B \quad \text{----- 2.28}$$

คาบเวลาใน 1 รอบ = $T_1 + T_2 = T_c = \frac{1}{f_c}$

(2.27) + (2.28) ; $0 = T_1 \frac{dI_a^+}{dt} + T_2 \frac{dI_a^-}{dt} - \frac{1}{f_c} \frac{dI_a^*}{dt}$ ----- 2.29

(2.27) - (2.28) ; $4H_B = T_1 \frac{dI_a^+}{dt} - T_2 \frac{dI_a^-}{dt} - (T_1 - T_2) \frac{dI_a^*}{dt}$ ----- 2.30

แทนสมการที่(2.26) ลงในสมการที่ (2.30)

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 49879
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$4H_B = (T_1 - T_2) \frac{dI_a^+}{dt} - (T_1 - T_2) \frac{dI_a^*}{dt}$$

$$4H_B = \frac{1}{f_C} \frac{dI_a^+}{dt} - (T_1 - T_2) \frac{dI_a^*}{dt} \quad \text{----- 2.31}$$

จากสมการที่ (2.26) แทนลงในสมการที่ (2.29) จะได้

$$(T_1 - T_2) \frac{dI_a^+}{dt} - \frac{1}{f_C} \frac{dI_a^*}{dt} = 0$$

$$T_1 - T_2 = \frac{\left(\frac{1}{f_C} \frac{dI_a^*}{dt} \right)}{\left(\frac{dI_a^+}{dt} \right)} \quad \text{----- 2.32}$$

แทนสมการที่ (2.32) ลงในสมการที่ (2.31) จะได้

$$4H_B = \frac{1}{f_C} \frac{dI_a^+}{dt} - \frac{1}{f_C} \left(\frac{dI_a^+}{dt} \right)^2 \left(\frac{dI_a^*}{dt} \right)$$

แทน $M = \frac{dI_a^*}{dt}$

$$4H_B = \frac{1}{f_C} \left[\frac{dI_a^+}{dt} - \frac{M^2}{\frac{dI_a^+}{dt}} \right] \quad \text{----- 2.33}$$

$$H_B = \frac{1}{4f_C} \left[\frac{V_B}{L} - \frac{M^2 L}{V_B} \right]$$

$$H_B = \frac{V_B}{4f_C L} \left[1 - \frac{M^2 L^2}{V_B^2} \right]$$

$$H_B = \frac{0.25V_B}{f_C L} \left[1 - \frac{M^2 L^2}{V_B^2} \right] \quad \text{----- 2.34}$$

$$f_C = \frac{0.25V_B}{H_B L} \left[1 - \frac{M^2 L^2}{V_B^2} \right] \quad \text{----- 2.35} \quad \text{สมการความถี่ในการ switching}$$

$$L \frac{dI_a^+}{dt} = V_B$$

$$\frac{dI_a^+}{dt} = \frac{V_B}{L}$$

จากสมการที่ (2.24)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M = \frac{dI_a^*}{dt}; \quad I_a^* = I_M^* \sin \omega t \longrightarrow \text{(เป็นกระแสรูป sin ที่นำมาอ้างอิง)}$$

$$\frac{dI_a^*}{dt} = I_M^* \omega \cos \omega t = M$$

$$M^2 = I_M^{*2} \omega^2 \cos^2 \omega t \quad ; \quad \cos^2 \omega t = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega t) \text{ แทนลงไปในสมการที่(13)}$$

$$M^2 = \frac{0.5V_B}{H_B L} \left[1 - \frac{0.5I_M^{*2} \omega^2 L^2 (1 + \cos 2\omega t)}{V_B^2} \right]$$

$$f_C = \frac{0.25V_B}{H_B L} \left[1 - \frac{0.5I_M^{*2} \omega^2 L^2 (1 + \cos 2\omega t)}{V_B^2} \right]$$

$$f_{C(\max)} \rightarrow \frac{0.5I_M^{*2} \omega^2 L^2 (1 + \cos 2\omega t)}{V_B^2} = 0 \quad \text{ตรงที่ } \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$$

$$f_{C(\max)} = \frac{0.25 V_B}{H_B L}$$

ความถี่ในการ switching สูงสุด

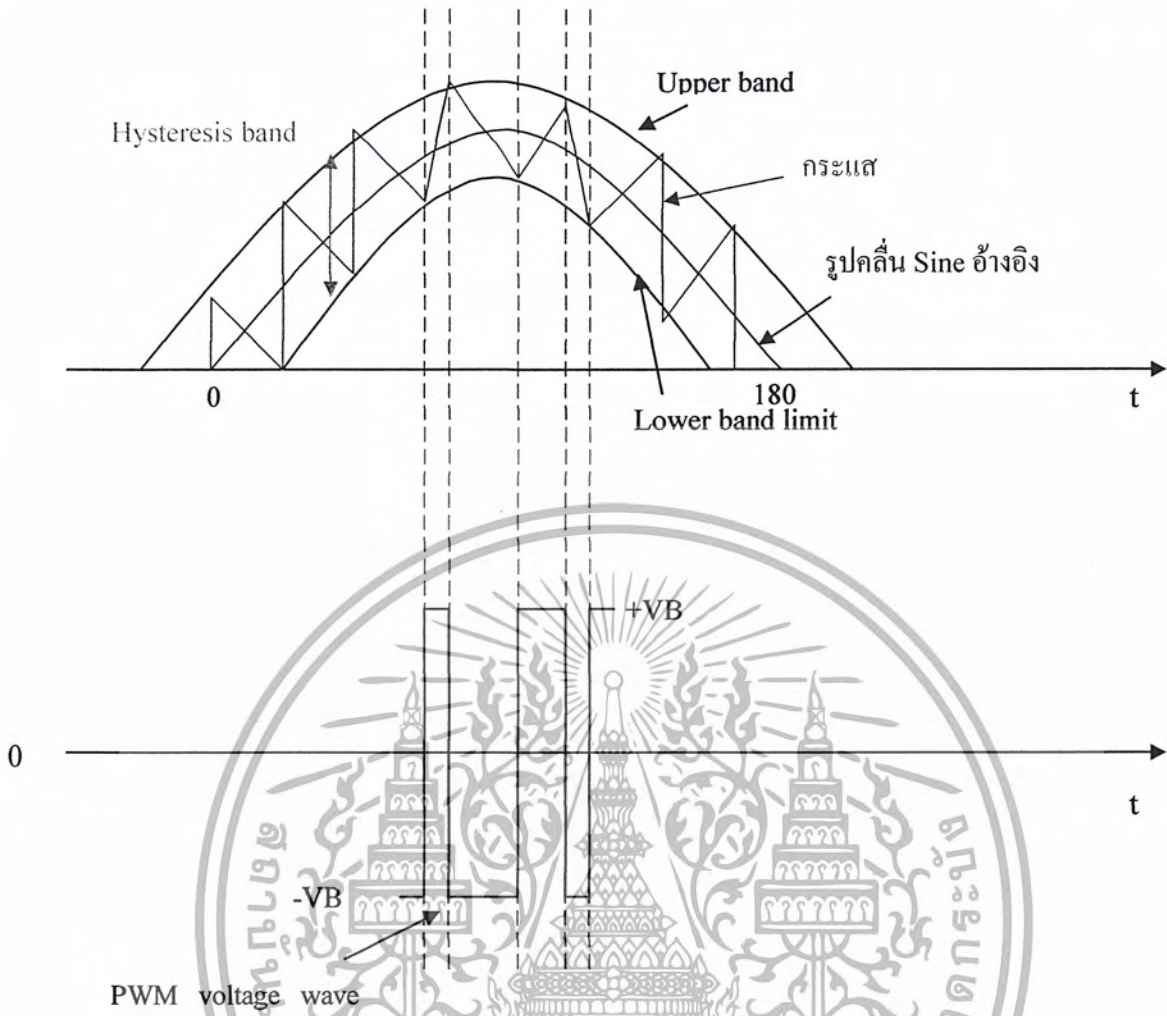
$$f_{C(\min)} \rightarrow \frac{0.5I_M^{*2} \omega^2 L^2 (1 + \cos 2\omega t)}{V_B^2} \text{ มากที่สุด } \rightarrow \text{ เงาม } \cos 2\omega t = 1 \text{ ตรงที่}$$

ตรงที่ $\omega t = 0, \pi$

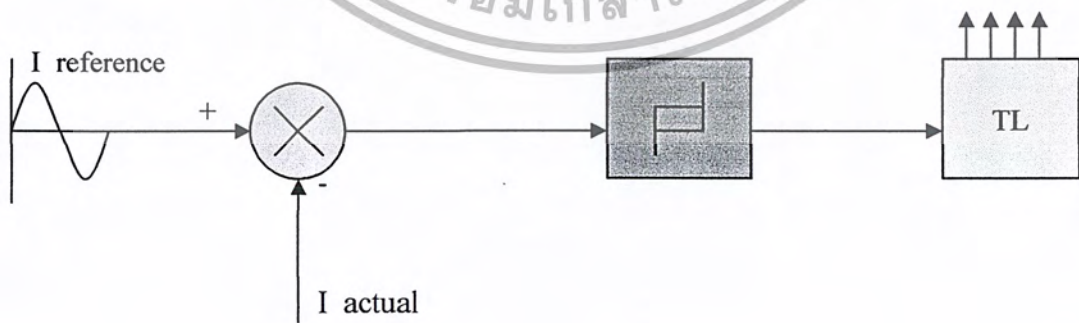
$$f_{C(\min)} = \frac{0.25V_B}{H_B L} \left[1 - \frac{I_M^{*2} \omega^2 L^2}{V_B^2} \right]$$

ความถี่ในการ switching ต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 หลักการเกิดรูปคลื่น PWM โดยเทคนิค Adaptive current control

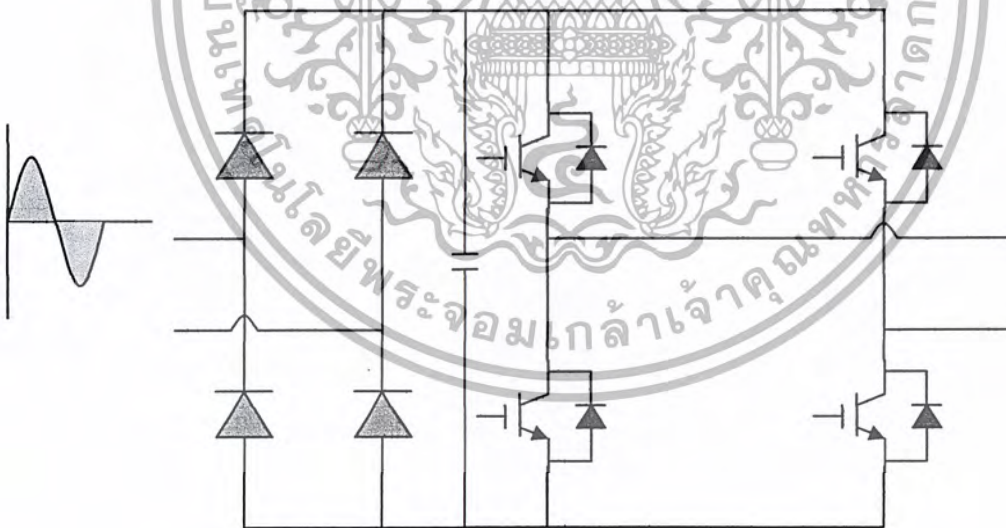


รูปที่ 2.11 วงจรควบคุมเทคนิค Adaptive current control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

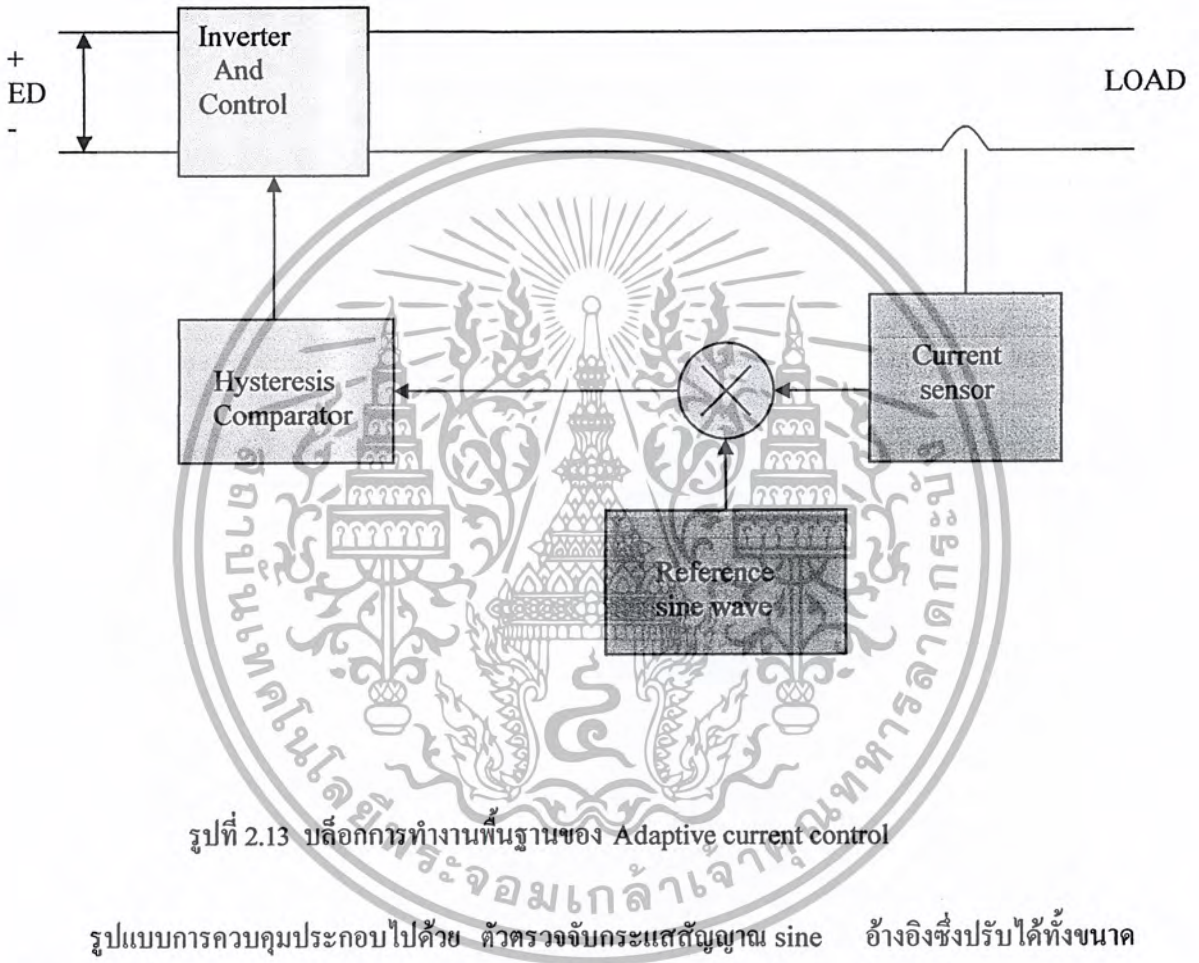
2.5 เทคนิค Adaptive current control PWM

ใน inverter แบบ voltage source ที่ใช้ Diode rectifier นั้นจะมีข้อเสียอยู่มากคือจะทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้น ในสาย AC และกระแสตรง DC link จะมี ripple เกิดขึ้น ดังนั้นเทคนิค Adaptive current control PWM จะมีความสามารถในการควบคุมกระแสโดยมีการปรับตัวเองโดยอัตโนมัติภายใต้ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส โดยการตรวจจับสนะจริงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิง เมื่อกระแสจริงเกินขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสที่กำหนดไว้จากรูปที่ 2.12 ทรานซิสเตอร์ตัวบนจะหยุดนำกระแส (turn-off) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะนำกระแส (turn-on) เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจาก $+V_D$ เป็น $-V_D$ และกระแสเริ่มลดลง จนกระทั่งกระแสลดลงมาถึง ขอบเขตล่างของฮีสเตอร์รีซิสจะมีการเปลี่ยนสวิทช์ โดยทรานซิสเตอร์ตัวบนจะนำกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะหยุดนำกระแสซึ่งเป็นการครบรอบการสวิทช์ ช่วงที่ทรานซิสเตอร์ตัวบนและตัวล่างจะเปลี่ยนการสวิทช์นั้น จะมีการใช้วงจร ล็อค-เอาต์ time เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์ตัวบน และ ตัวล่างสวิทช์พร้อมกันเป็นการป้องกันไม่ให้เกิดการ short-branch ขึ้น



รูปที่ 2.12 Voltage Source Inverter เฟสเดียวที่มี Diode rectifier

จุดประสงค์ของเทคนิคนี้ เพื่อให้รูปคลื่นกระแสที่เกิดขึ้นแปรตามรูปคลื่นอ้างอิง ซึ่งเราจะสร้างขึ้นมา ส่วนที่สำคัญของเทคนิค Adaptive current control นี้ คือ การตรวจจับกระแสจริงมาเปรียบเทียบกับ สัญญาณคลื่นไซน์อ้างอิง ความแตกต่างระหว่าง 2 สัญญาณจะอยู่ภายในค่าที่กำหนด (hysteresis band) โดยการ swing ของอินเวอร์เตอร์ระหว่าง maximum voltage กับ minimum voltage แสดงบล็อกการทำงานดังรูป



รูปที่ 2.13 บล็อกการทำงานพื้นฐานของ Adaptive current control

รูปแบบการควบคุมประกอบไปด้วย ตัวตรวจจับกระแสสัญญาณ sine อ้างอิงซึ่งปรับได้ทั้งขนาดและความถี่ Hysteresis comparator , voltage-source inverter ค่ากระแสไหลจริงได้มาจากการตรวจจับโดย current sensor นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อ้างอิง เมื่อไรก็ตามที่กระแสจริงเบี่ยงเบนไปจากค่าอ้างอิง โดยมีค่าที่กำหนดไว้ ($1 \text{ det } I$) วงจรควบคุมจะส่งสัญญาณ trigger ไปทริก ไอจีบีที เพื่อให้ทำการสวิตช์เพื่อลดค่าเบี่ยงเบนนี้ ดังนั้นกระแสจริงจะถูกจำกัดภายใต้ความยาว ($2 \text{ det } I$)

2.6 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์

2.6.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์ (Type of Inverters)

อินเวอร์เตอร์แบ่งได้ 2 ประเภท คือ

1. อินเวอร์เตอร์ แบบเฟสเดียว
2. อินเวอร์เตอร์ แบบสามเฟส

นอกจากนี้อินเวอร์เตอร์ยังแบ่งตามลักษณะโครงสร้าง และการนำไปใช้งานได้ 2 ประเภท คือ

- 1.อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverters) : VSI ซึ่งแบ่งออกเป็น 4 กลุ่มดังนี้
 - 1.1 อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตขึ้นตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation (PWM) Inverters)
 - 1.2 อินเวอร์เตอร์แบบรีโซแนนท์
 - 1.3 อินเวอร์เตอร์แบบ McMurray
 - 1.4 อินเวอร์เตอร์แบบ McMurray-Bedford
- 2.อินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (Current Source Inverter) : CSI

2.6.2 รูปแบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์

รูปแบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

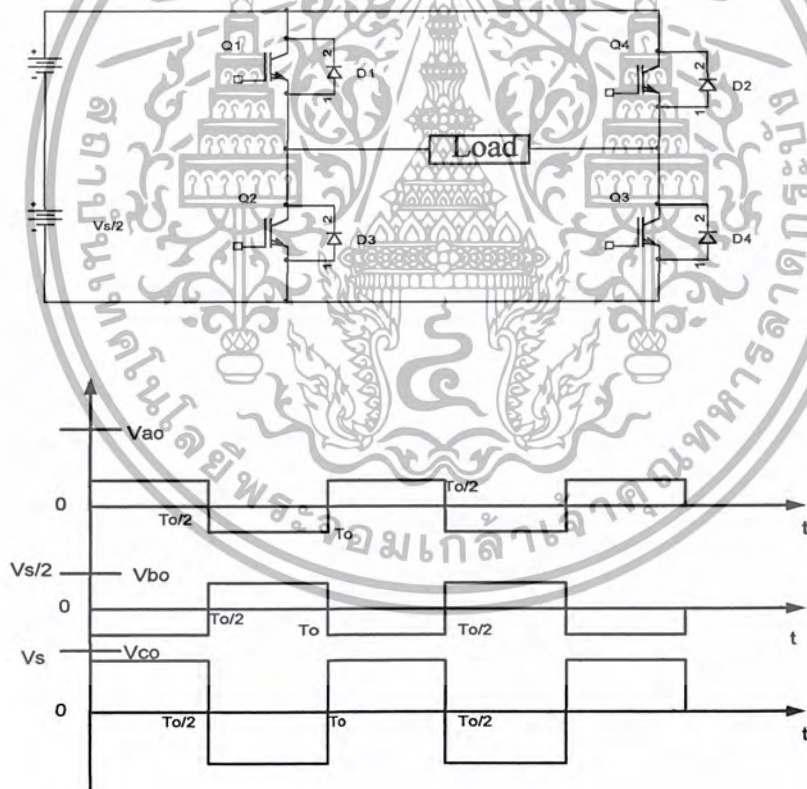
1. การทำงานแบบฮาร์ตสวิต칭
2. การทำงานแบบซอฟต์สวิต칭

อุปกรณ์ที่ทำการควบคุมการทำงาน หรือขับอินเวอร์เตอร์สามารถสร้างรูปคลื่นเป็นพัลส์มาทำการขับให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้—อาจเป็นสัญญาณ PWM โดยการสร้างคลื่น PWM สามารถสร้างได้หลายวิธี ได้แก่ การใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ สามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิต칭 ผ่านทางพอร์ทเอาต์พุตซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดมุมสวิต칭มุมต่างๆ ออกมาก่อนแล้วจึงเก็บข้อมูลไว้ในหน่วยความจำไมโครโปรเซสเซอร์ จะอาศัยข้อมูลในหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูป (Pattern) สัญญาณ PWM ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาต์พุต โดยการใช่วงจรอิเล็กทรอนิกส์ สร้างสัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม จากวงจรถอดรหัสวิธีที่สะดวกที่สุดคือใช่วงจรเปรียบเทียบ

2.6.3 ลักษณะของอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานแบบฮาร์ตสวิตชิง

อินเวอร์เตอร์ เป็นวงจรด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ใช้งานกันอย่างมากมายความแตกต่างขึ้นอยู่กับวิธีการควบคุมการทำงานที่ได้ปรับปรุง วิจัย และพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยการประยุกต์ใช้งานที่เห็นกันในปัจจุบันได้แก่ ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังแบบต่อเนื่อง (Uninterruptible Power Supply : UPS) หรือระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้งานประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ไดโอดครกติไฟเออร์ที่ไม่สามารถควบคุมได้มีคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออยู่ ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ และต่อเข้ากับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีอุปกรณ์สวิตชิงเพื่อให้เป็นเส้นทางให้กระแสไหลได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งเรียกระบบอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า อินเวอร์เตอร์ชนิดแรงดัน (voltage source inverter : VSI) ตามรูปที่ 2.14 ของวงจรในส่วนของอินเวอร์เตอร์

อุปกรณ์สวิตชิงจะใช้เป็นทรานซิสเตอร์ มอสเฟต หรือ ไอจีบีที ก็ได้ขึ้นอยู่กับความเหมาะสมที่ต้องทำ ซึ่งข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือสามารถควบคุมแรงดัน และความถี่ได้ในย่านกว้าง และใช้ได้กับมอเตอร์หลายๆ ตัวพร้อมกันได้ ในข้อเสียมักจะมีปัญหาในเรื่องลัคตวงของอุปกรณ์สวิตชิงในกิ่งเดียวกัน ในทางปฏิบัติสามารถแก้ไขได้โดยสร้างวงจร เดดไทม์ (dead time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

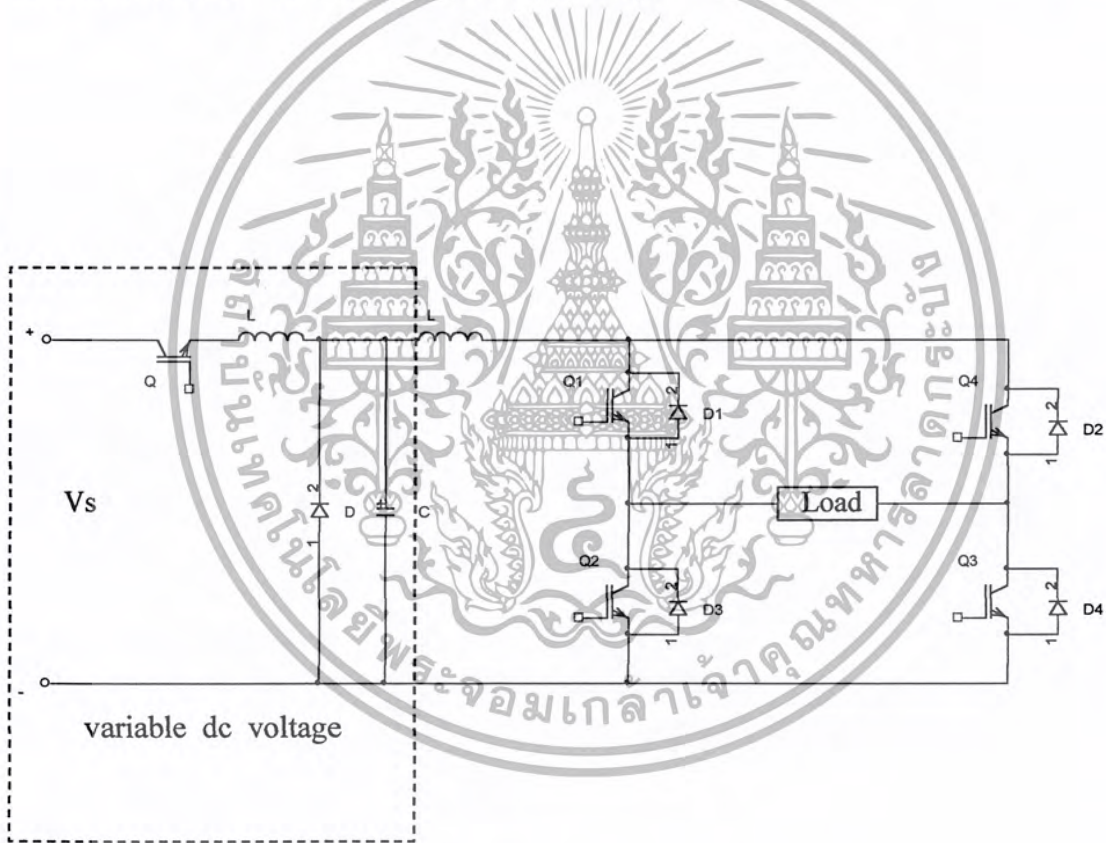


รูปที่ 2.14 ระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

เมื่อระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเป็นแบบควบคุมกระแสได้ ซึ่งอาจเป็นไทรสเตอร์เรกติไฟเออร์ สามารถควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุทหรืออาจใช้เรกติไฟเออร์ หรือดีซีชอปเปอร์ก็ได้ต่ออนุกรมกับอินดักเตอร์ขนาดใหญ่เพื่อสร้างเป็นแหล่งจ่ายกระแส และต่อเข้ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเมินอินเวอร์เตอร์จะเรียกอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า อินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายกระแส (current source inverter : CSI) ข้อดี CSI คือ ไม่มีปัญหาเรื่อง short through เหมือนในอินเวอร์เตอร์แบบ VSI โครงสร้างการหยุดนำกระแสไม่ซับซ้อน สามารถกำจัดผลกระทบเนื่องจากโหลดอินดักทีฟโดยไม่ต้องใช้ฟรีวิลลิ่งไดโอด นอกจากนี้ลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งของ CSI คือการทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (regenerative) ดังนั้นจึงทำให้กำลังไฟฟ้ากลับเข้าสู่แหล่งจ่าย แต่อย่างไรก็ตาม CSI จะมีช่วงความถี่อินเวอร์เตอร์ที่ปรับได้ค่อนข้างต่ำและไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้โหลด ซึ่งจะมีกระแสไหลคอยังน้อยที่สุดที่จะทำให้คอมมิวเตเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ได้ นอกจากนี้ยังใช้อินเวอร์เตอร์ขนาดใหญ่และต้องมีตัวอินดักแตนซ์ เพื่อการคอมมิวเตท ทำให้ CSI มีขนาดใหญ่และมีราคาแพงการคอมมิวเตทจะขึ้นอยู่กับ การชั้บทรานเซียนอินดักแตนซ์ของเครื่องจักรซึ่งเป็นการเพิ่ม transient over voltage ที่เทอร์มินอลของเครื่องจักรได้ ในการตอบสนองของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ค่อนข้างช้าและมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของเสถียรภาพการทำงานที่โหลดเบาและที่สภาวะความเร็วรอบสูง



รูปที่ 2.15 วงจรของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

จากคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองชนิด จะมีลักษณะการทำงานที่เรียกว่า ฮาร์ดสวิต칭 (Hard Switching) กล่าวคือการทำงานแบบนี้อุปกรณ์สวิต칭ของอินเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนสถานะตามสัญญาณควบคุม ในขณะที่แรงดันตกคร่อมมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่าย หรือขณะที่มีกระแสไหลผ่านอุปกรณ์สวิต칭อย่างทันทีทันใด

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิต칭คือ มีโครงสร้างวงจรที่ไม่ซับซ้อนทำให้ออกแบบวิธีการควบคุมได้ง่าย จึงเป็นที่นิยมและมีใช้งานปัจจุบัน แต่จากการศึกษาพบว่าการพัฒนาให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ให้ทำงานที่ความถี่สูงขึ้น ยังคงมีขีดจำกัดและเกิดผลเสียต่างๆ ได้แก่

- เกิดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิต칭 (switching losses) ซึ่งค่าการสูญเสียดังกล่าวจะแปรรูปเป็นพลังงานความร้อนที่เพิ่มขึ้น ที่อาจทำให้อุปกรณ์สวิต칭เสียหายและความร้อนนี้ยังทำให้อุปกรณ์อื่นๆ ในระบบเสียหายตามไปด้วยก็ได้จึงต้องทำให้เพิ่มแผ่นระบายความร้อนที่ดีพอจึงทำให้ราคาแพงและขนาดใหญ่

- เกิดความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า (voltage and current stress) ที่ตัวอุปกรณ์สวิต칭สูงขึ้นในช่วงการทำงาน turn on และ turn off เนื่องจากการทำงานอาจนอกเหนือขอบเขตการทำงานที่ปลอดภัย ส่งผลให้ต้องเลือกพิกัดของอุปกรณ์สวิต칭 ที่สามารถทนกับการทำงานได้สูงขึ้น จึงเป็นส่วนของการเพิ่มต้นทุนการผลิต และราคาขายที่แพงขึ้นด้วย

- เกิดผล di/dt และ dv/dt ที่สร้างสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic Interference : EMI) ให้กับวงจรใกล้เคียงอื่นทำงานผิดพลาดจะเห็นได้ว่าผลกระทบจากข้อเสียดังกล่าว ทำให้ สมรรถนะ ประสิทธิภาพ ความน่าเชื่อถือและความไว้วางใจของอินเวอร์เตอร์ลดลง

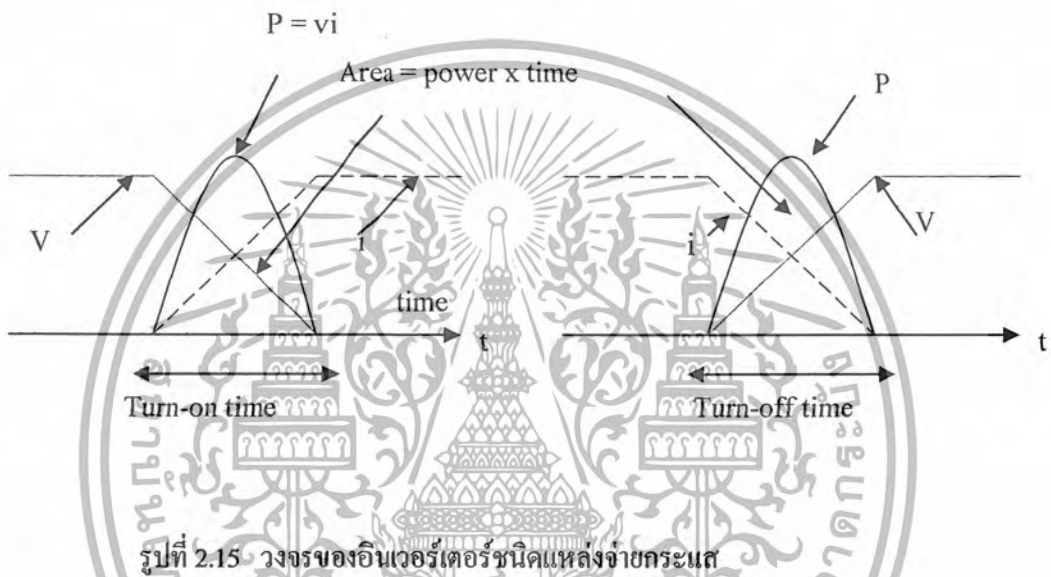
แต่อย่างไรก็ตามความจำเป็นของงานบางอย่างที่อาจหลีกเลี่ยงได้กับข้อดีในหลายๆ ด้านของการที่ความถี่สวิต칭สูงจึงต้องหาวิธีแก้ไขปัญหาต่างๆ ให้หมดไป เพื่อรักษาไว้ซึ่งการทำงานที่ความถี่สวิต칭สูง รวมทั้งอินเวอร์เตอร์ที่มีประสิทธิภาพที่มีความน่าเชื่อถือในการทำงานที่ถี่ขึ้นด้วย ซึ่งแนวทางและรูปแบบของวิธีจะนำมากล่าวต่อไป

เนื่องจากผลของการทำงานแบบฮาร์ดสวิต칭จะเห็น ได้ว่ามีการสูญเสียเกิดขึ้นที่สวิตชิ่งจึงต้องหาหนทางแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นนี้โดยขั้นแรกเป็นการนำเอาวงจรสับเบอ์มาแก้ไขวงจร

2.6.4 สาเหตุของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิตซ์

สาเหตุของการสูญเสียในอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งอาจเกิดได้จากสาเหตุต่อไปนี้

1. การสูญเสียอันเนื่องมาจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งจะเป็นสัดส่วนกับแรงดันตกคร่อมและกระแสขณะนำกระแสซึ่งจะแปรผันกับความถี่
2. การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตซ์ซึ่งจะเกิดขึ้นระหว่างช่วง การ turn on และ turn off ของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งปัญหานี้จะเกิดขึ้นเด่นชัดที่ความถี่สวิตซ์สูงๆ
3. การสูญเสียเนื่องจากกระแสรั่วไหลที่เกิดขึ้นในช่วงการ turn on ของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งการสูญเสียนี้มีค่าน้อยมาก



2.7 ความหมายของความเครียดทางแรงดันและกระแสไฟฟ้า

โดยปกติความสามารถในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ จะถูกแสดงเป็นกราฟพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area : SOA) ซึ่งเป็นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่ทำงานได้อย่างปลอดภัย ถ้าทำงานที่พื้นที่กราฟนี้อาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้ในทางปฏิบัติ การเลือกพิคใช้งานของอุปกรณ์สวิตซ์ จำเป็นต้องพิจารณาหลายๆ ด้าน เช่น อุณหภูมิ แรงดันและกระแสขณะโหลดสูงสุดสภาพแวดล้อมในการติดตั้ง ปัจจัยเหล่านี้จะถูกนำมาเป็นแฟกเตอร์สำหรับการออกแบบและเลือกอุปกรณ์ใช้งานให้ได้อย่างเหมาะสม อย่างไรก็ตามความเป็นไปได้ที่อุปกรณ์สวิตซ์จะทำงานนอกเหนือพื้นที่ความปลอดภัย ก็มีความเป็นไปได้โดยเฉพาะในกรณีที่ความถี่สูงการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ก็มีส่วนทำให้เกิด di/dt และ dv/dt มากขึ้นด้วยและในขณะเดียวกันก็จะเกิดการสูญเสียในรูปความร้อนซึ่งมีผลทำให้อุณหภูมิสูงขึ้น ทำให้พื้นที่ความปลอดภัย (SOA) ของอุปกรณ์สวิตซ์ลดลง ลักษณะตัวอย่างของกราฟพื้นที่ความปลอดภัยสามารถดูรายละเอียดได้ใน data Sheet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 คุณลักษณะเด่นของไอจีบีทีเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์สวิตจิ่งอื่นๆ

ไอจีบีทีที่นั่นมีแรงดันตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ ในขณะที่มีความต้านทานอินพุตสูงและมีความเร็วในการนำกระแสเหมือน มอสเฟต ในการใช้งานที่ย่านความถี่ปานกลางสามารถนำ ไอจีบีทีไปใช้งาน แทนมอสเฟต ทรานซิสเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเปรียบเทียบกับไทรสเตอร์ทั่วไป ไอจีบีทีมีความเร็วในการสวิตจิ่งสูงกว่า และมีความต้านทานอินพุตสูงกว่า สามารถทนต่ออัตราเปลี่ยนแปลงความต่างศักย์ สูงกว่า และมีวงจรถับที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน ในขณะที่ไทรสเตอร์บางประเภท เช่น จีทีโอ ก็สามารถควบคุมการนำและหยุดนำกระแสได้ด้วยสัญญาณควบคุมที่ป้อนเข้าขาเกต แต่ก็ต้องการกระแสไหลกลับทิสในการหยุดนำกระแส

ในการเปรียบเทียบความยากง่าย สมมุติว่าต้องการให้อุปกรณ์รับกระแสได้ 10 แอมแปร์ถ้าต้องการให้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตจิ่ง ในการที่จะจ่ายกระแสคอลเลคเตอร์ได้จะควบคุมทรานซิสเตอร์ให้ทำงานตามต้องการได้เพราะทรานซิสเตอร์มีค่า เบต้า คำนวณเช่นถ้าค่าเบต้าเท่ากับ 5 จะจ่ายกระแสคอลเลคเตอร์ได้ 10 แอมแปร์ จะต้องป้อนกระแส 5 แอมแปร์ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ ในขณะที่ ไอจีบีทีที่ควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ที่ป้อนเข้าขาเกตและขาซอร์ท ซึ่งต้องการกระแสจำนวนน้อยมาก อยู่ในหน่วยนาโนแอมแปร์ ก็สามารถทำให้ไอจีบีทีทำงานจะเห็นได้ว่าวงจรถับเกทของไอจีบีที มีความง่ายกว่าวงจรถับเบสของทรานซิสเตอร์มาก

ทรานซิสเตอร์อาจใช้วงจรคาร์ลิงตัน (darlington) ในการขยายค่า เบต้า เพื่อให้วงจรถับง่ายขึ้นแต่ความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะหยุดนำกระแสจะสูงขึ้น

ส่วนวงจรถับเกทของไอจีบีที กับ มอสเฟต มีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมากจนสามารถใช้แทนกันได้แต่ถ้าในการทำงานที่ความถี่ปานกลาง ที่พิคกระแส และความต่างศักย์สูงแล้ว ควรเลือกใช้ไอจีบีที ในการทำงานแทนมอสเฟต เนื่องจากมีความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสต่ำกว่า

2.9 ทฤษฎีฮาร์โมนิกส์

ค่าที่ใช้บ่งชี้ถึงความผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณของกระแสและแรงดันมีดังนี้คือ

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

ความหมายทั้งสามตัวนั้นในมาตรฐานของ IEEE ได้ให้ความหมายไว้เหมือนกันกล่าวคือค่าที่บอกถึงปริมาณของฮาร์โมนิกส์ทั้งหมด โดยเปรียบเทียบกับค่า rms ของส่วนประกอบความถี่หลักมูล

IEEE 519-1992

$$DF_v = HF_v = THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100 \% \dots\dots\dots 2.36$$

$$DF_i = HF_i = THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100 \% \dots\dots\dots 2.37$$

สำหรับมาตรฐาน IEC ได้ให้ความหมายทั้งสามตัวก็คือความผิดเพี้ยนของ ฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Distortion); HD กล่าวคือบอกถึงปริมาณฮาร์โมนิกส์ที่มีทั้งหมดโดยเปรียบเทียบกับค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของปริมาณทั้งหมด

IEC 555-1;1

$$HD_v = THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}} \times 100 \% \dots\dots\dots 2.38$$

$$HD_i = THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \times 100 \% \dots\dots\dots 2.39$$

ค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์ (PF) จะหาได้จาก

$$PF = \frac{P}{S}$$

จะได้ว่า

$$PF = \frac{V_s I_s \cos\phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos\phi_1 \dots\dots\dots 2.40$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Displacement power factor (DPF) ถูกกำหนดในรูปโคไซน์ของมุม θ_1 จะได้ว่า

$$DPF = \cos \theta_1$$

ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่กระแสไม่เป็นรูปไซน์ จะกำหนดเป็น

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1$$

ถ้า I_{s1}/I_s มีค่าน้อยๆ แล้วจะทำให้ความผิดเพี้ยนมากและเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำ เพาเวอร์แฟคเตอร์สามารถที่จะแสดงในรูปของ THD ได้ว่า

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} DPF \dots\dots\dots 2.41$$

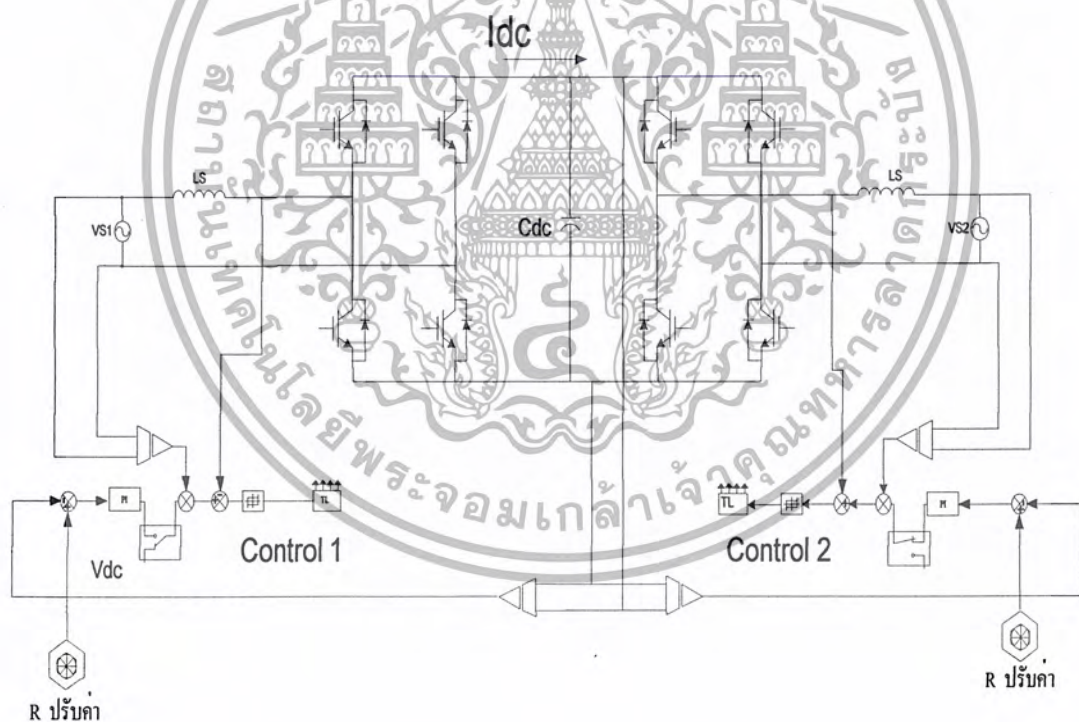


บทที่ 3

หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร

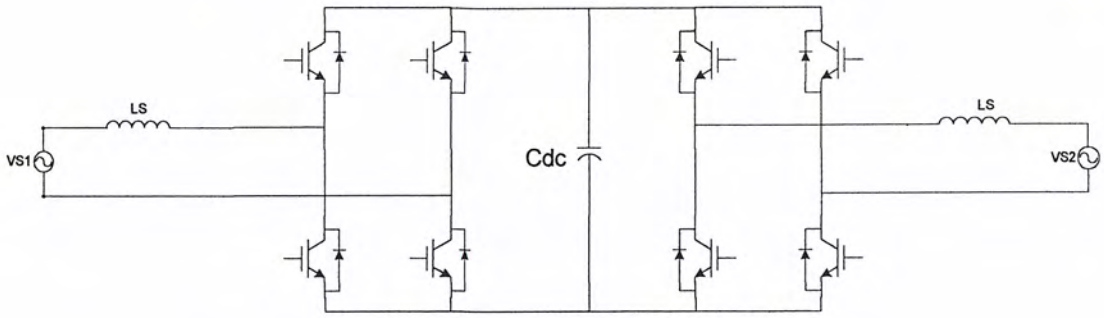
3.1 หลักการของระบบ

เราสามารถเชื่อมต่อระบบไฟฟ้ากระแสสลับสองแหล่งเข้าด้วยกันได้โดยใช้ชุดคอนเวอร์เตอร์สองชุด โดยที่คอนเวอร์เตอร์ที่ปลายด้านหนึ่งของสายส่ง ทำหน้าที่เปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (AC/DC converter) เพื่อส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เรียกว่า เรกติไฟเออร์ ในขณะที่มีคอนเวอร์เตอร์อีกชุดหนึ่งต่ออยู่ทางด้านปลายของสายส่ง ทำการแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกลับไปเป็นกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ (DC/AC converter) เพื่อนำกำลังไฟฟ้ากระแสสลับไปใช้งานต่อไปเรียกว่า อินเวอร์เตอร์ ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองชุดจะถูกควบคุมโดยชุด control 1 และ ชุด control 2 แสดงดังรูปที่ 3.1



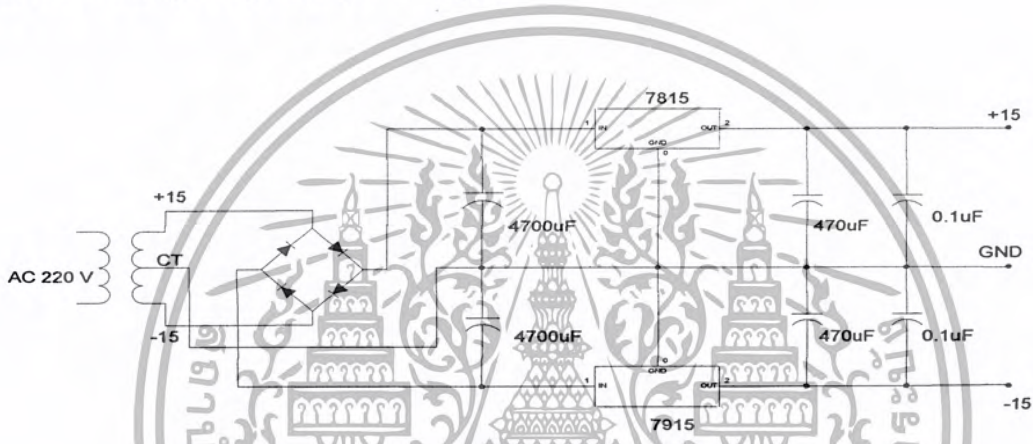
รูปที่ 3.1 วงจรกำลังและควบคุมของโครงการนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรกำลังของระบบการเชื่อมต่อบริเวณที่ความถี่ต่างกัน

3.2 วงจร Voltage regulator power supply



รูปที่ 3.3 วงจร Voltage regulator power supply

เปลี่ยนจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแหล่งจ่ายไฟตรง ที่เลือกใช้วงจรนี้เพราะมีเสถียรภาพสูงกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนน้อยกว่าเมื่อเทียบกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (switching power supply) วงจร Voltage regulator power supply ประกอบด้วยหม้อแปลงที่ใช้แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ เช่น 15 Vac หลังจากนั้นก็จะผ่านบริดจ์ไดโอด ตัวเก็บประจุ Voltage regulator รักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่

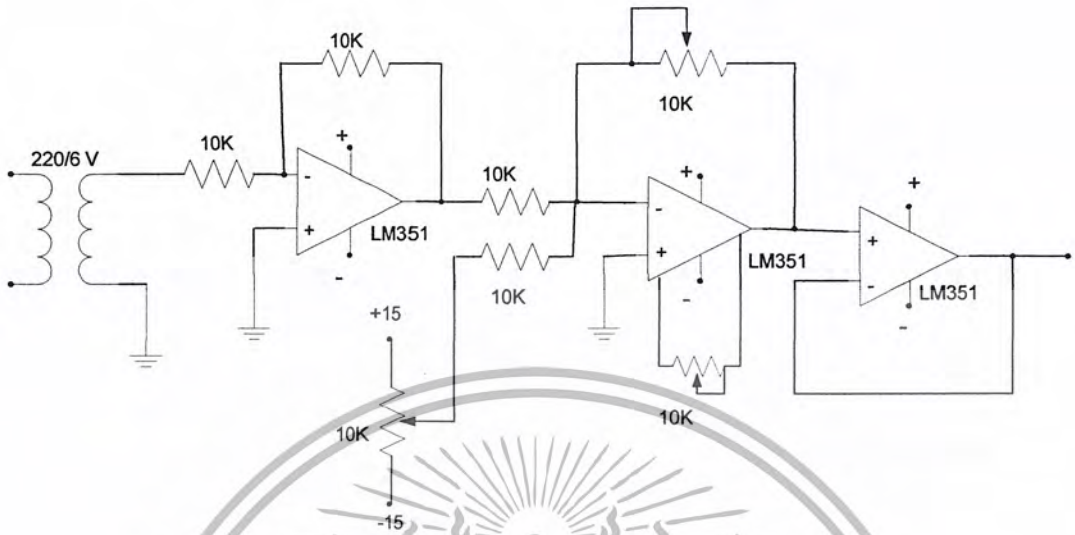
3.3 วงจรควบคุม

วงจรควบคุมของระบบจะมีอยู่ 5 ส่วนหลัก คือ

1. วงจรตรวจจับสัญญาณไซน์จากระบบการไฟฟ้า
2. วงจรคูณแรงดัน (MULTIPLER VOLTANGE)
3. วงจรตรวจจับกระแสจริงด้านกระแสสลับโดยใช้ LEM
4. วงจร COMPARATOR แบบ BANG - BANG
5. วงจร DEAD TIME
6. วงจร PI - controller

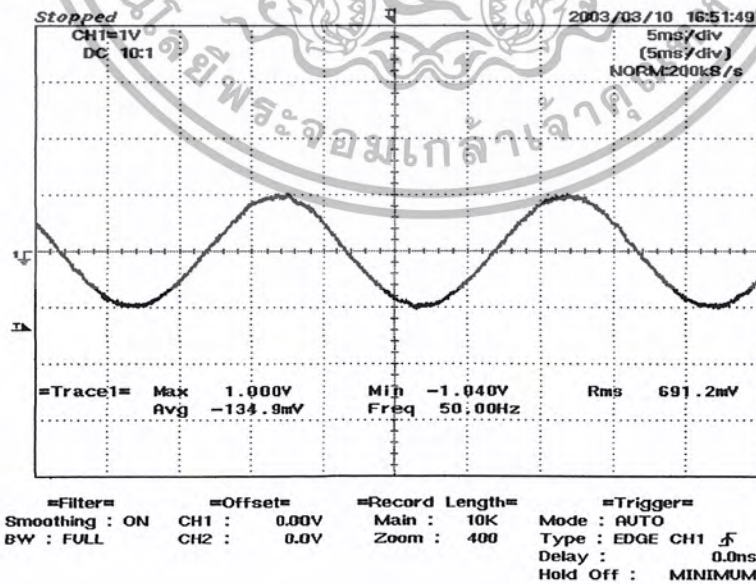
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 วงจรตรวจจับสัญญาณไซน์จากระบบการไฟฟ้า



รูปที่ 3.4 วงจรตรวจจับสัญญาณไซน์จากระบบไฟฟ้า

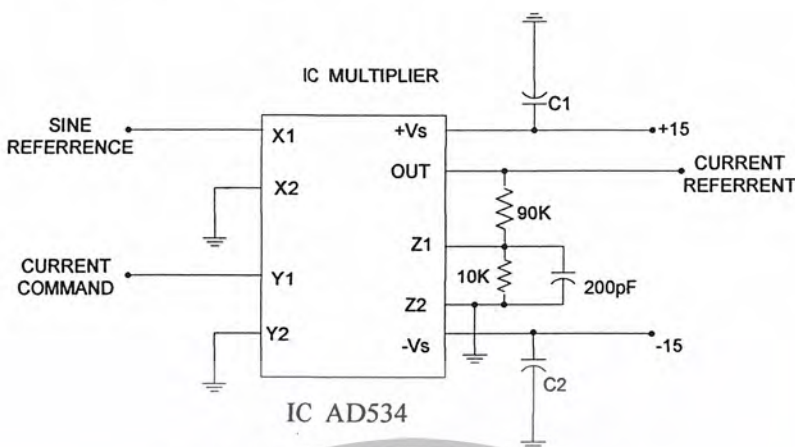
ตรวจจับสัญญาณ AC (220 V) จากการใช้หม้อแปลง STEP-DOWN ได้สัญญาณ ไซน์ 6V เข้าวงจร INVERTING จะได้สัญญาณไซน์กลับเฟสจากเดิมและนำไปเข้าวงจร SUMMING เพื่อกลับเฟสเป็นสัญญาณ ไซน์เหมือนเดิมแต่สามารถปรับ OFFSET และขนาดของสัญญาณ ไซน์ได้ OUTPUT ในวงจรที่ศึกษาสามารถปรับค่าได้ในย่าน 1Vp-p ถึง 15 Vp-p ที่ R ปรับค่าได้ สัญญาณ ไซน์ที่ใช้ศึกษาจะใช้ 1Vp-p



รูปที่ 3.5 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรตรวจจับสัญญาณ ไซน์จากการไฟฟ้า

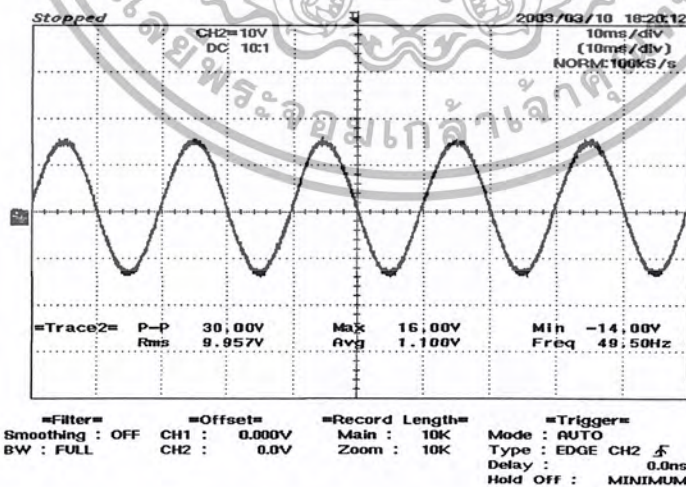
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วงจรคูณแรงดัน (MULTIPLIER VOLTAGE)



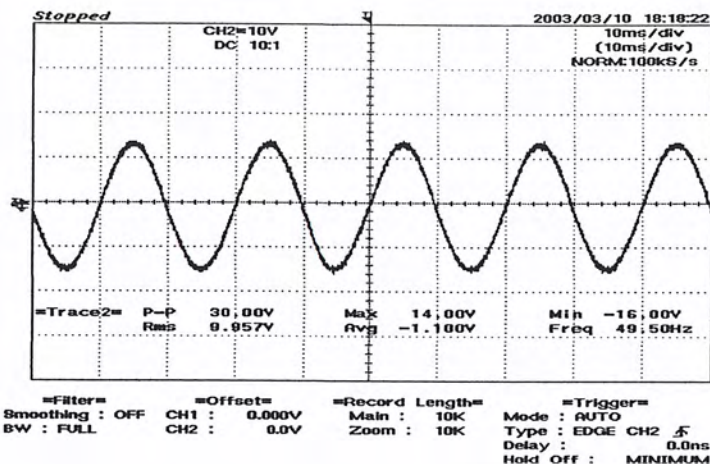
รูปที่ 3.6 วงจรคูณแรงดัน

จาก BLOCK DIAGRAM รูปที่ 3.1 ค่า CURRENT COMMAND มีค่าเป็นได้ทั้งบวกและลบขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานปรับค่าได้ ถ้าปรับให้ CURRENT COMMAND มีค่าเป็นบวกเมื่อนำไปเข้าวงจรคูณแรงดันกับสัญญาณไซน์อ้างอิง จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงที่มีขนาดสูงขึ้นและมีเฟสตรงกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเดิมและ ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง RECTIFIER ถ้าปรับ CURRENT COMMAND มีค่าเป็นลบ เมื่อนำไปเข้าวงจรคูณแรงดันกับสัญญาณไซน์อ้างอิง จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงที่มีขนาดสูงขึ้นแต่มีเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณไซน์อ้างอิงเดิม และ ช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง INVERTER จะได้สัญญาณกระแสอ้างอิงเพื่อนำไปลบกับกระแสจริงที่ตรวจรับมาจาก LEM



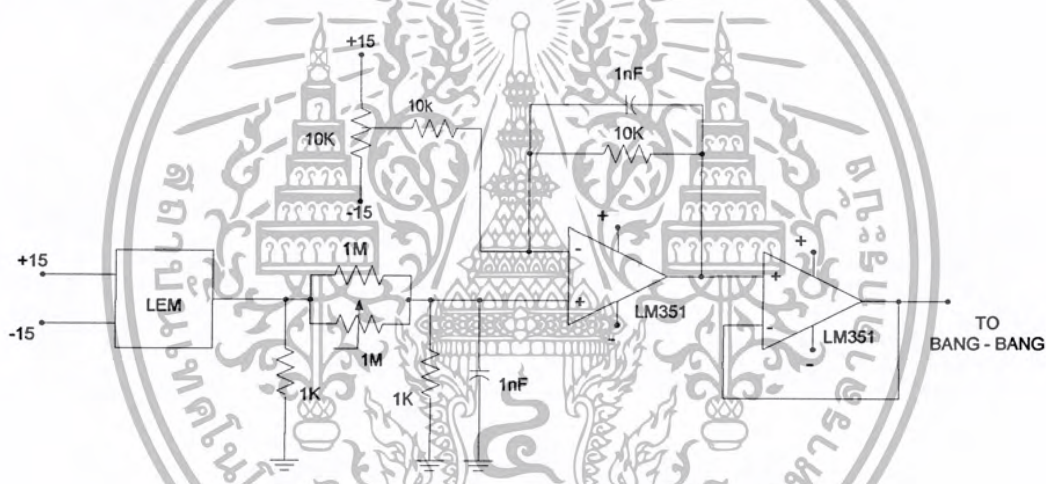
รูปที่ 3.7 สัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณด้วยกระแสค่าตั้งบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



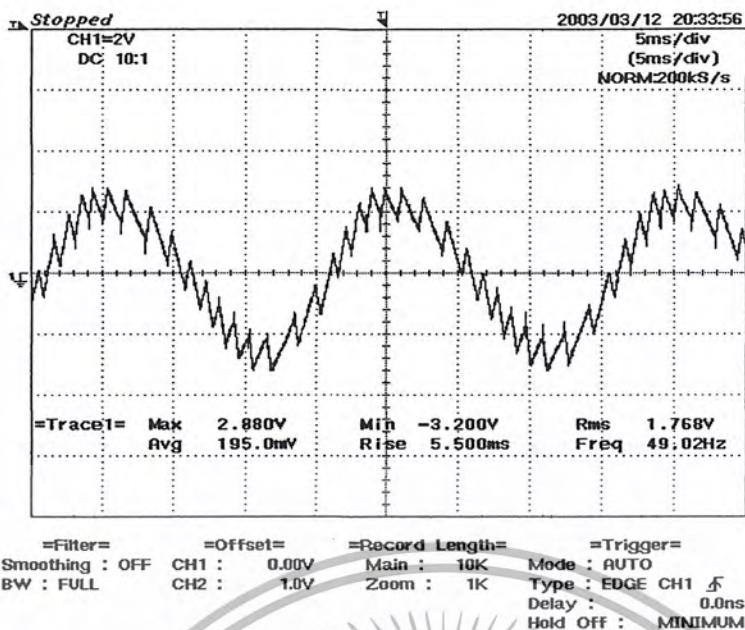
รูปที่ 3.8 สัญญาณกระแสอ้างอิงจากการคูณด้วยกระแสคำสั่ง

3.3.3 วงจรตรวจจับกระแสตรงด้านกระแสกลับโดยใช้ LEM

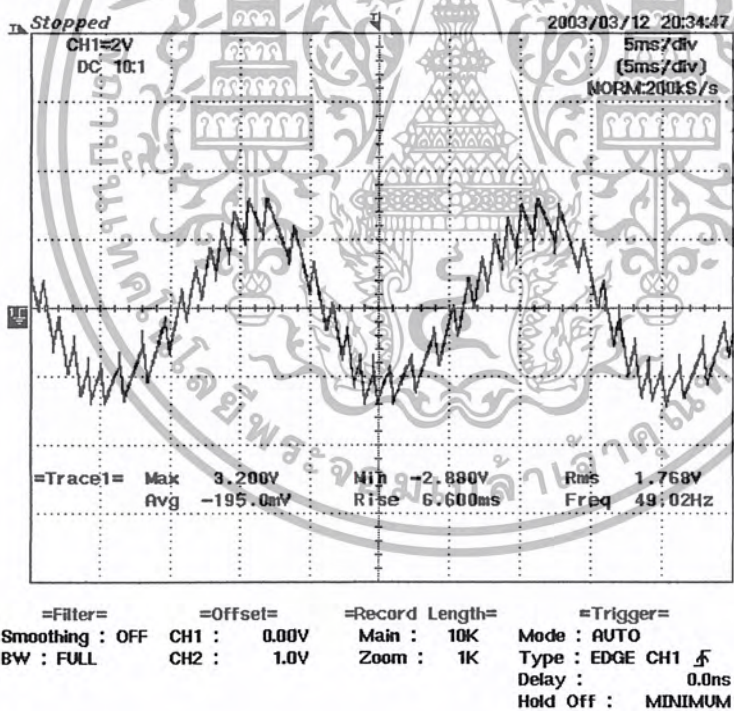


รูปที่ 3.9 วงจรตรวจจับกระแสตรงด้านกระแสกลับโดยใช้ LEM

สัญญาณกระแสจริงที่ได้จากการวัดโดย LEM จะมีขนาดและเฟสเกือบเท่ากับสัญญาณกระแสอ้างอิง และค่าของ CURRENT COMMAND จะบอกถึงสถานะการทำงานของ SWITCH MODE CONVERTER ถ้าปรับ CURRENT COMMAND เป็นบวกสัญญาณกระแสอ้างอิงช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง RECTIFIER แต่ถ้าปรับ CURRENT COMMAND เป็นลบสัญญาณกระแสอ้างอิงช่วงนี้ SWITCH MODE CONVERTER ทำงานช่วง INVERTER



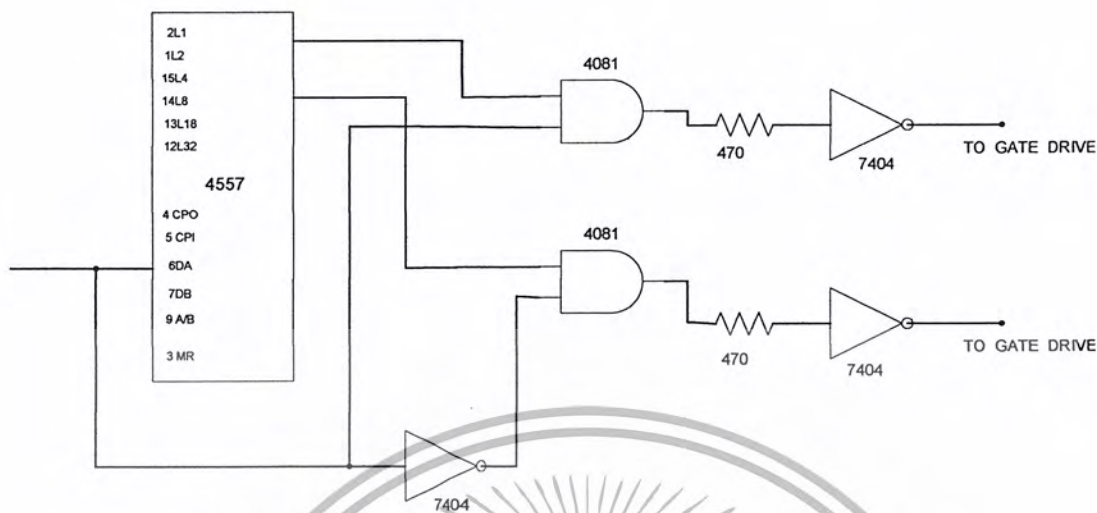
รูปที่ 3.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสค่าส่งบวก



รูปที่ 3.11 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับกระแสจริงโดยกระแสค่าส่งลบ

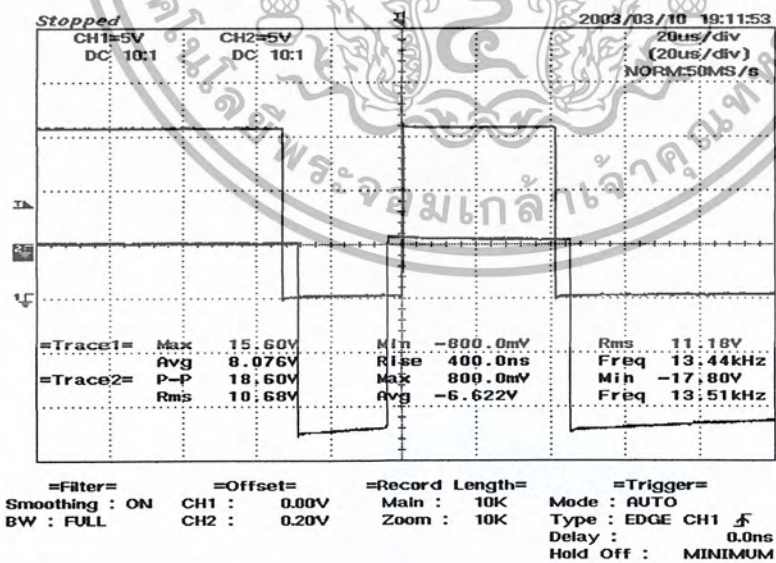
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.5 วงจร DEAD TIME



รูปที่ 3.14 วงจร DEAD TIME

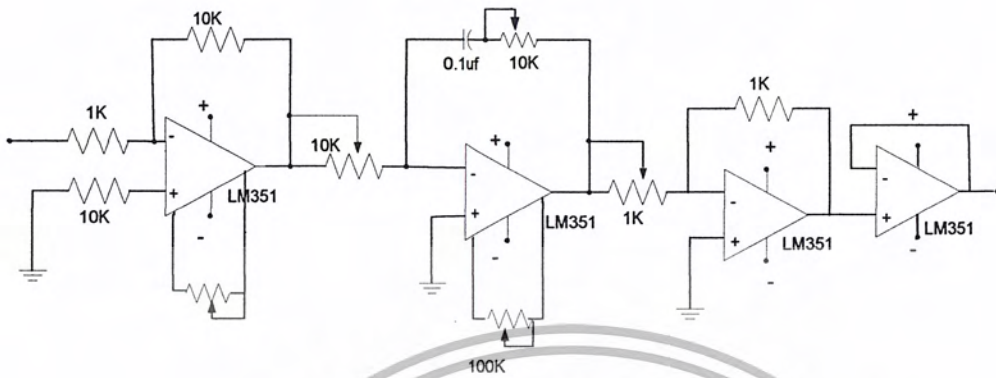
เป็นวงจรที่ใช้ แยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมสวิตช์ตัวบน และ ตัวล่างในกิ่งเดียวกันของ อินเวอร์เตอร์ซึ่งมีรูปวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.14 โดยสัญญาณที่จะ ไปควบคุมสวิตช์แต่ละตัวในกิ่งเดียวกัน นั้นจะกลับเฟสซึ่งกันและกันเพื่อให้สวิตช์ทำงานสลับกัน ซึ่งสัญญาณที่จะนำไปควบคุมแต่ละตัวนั้น จะต้องมีการสร้างเคลใหม่เพื่อไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันเกิดการชอร์ตทว (short-Through) โดยผ่าน วงจรเคลใหม่



รูปที่ 3.15 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก dead time ก่อนส่งไปขับ IGBT ใน อินเวอร์เตอร์ในกิ่งเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

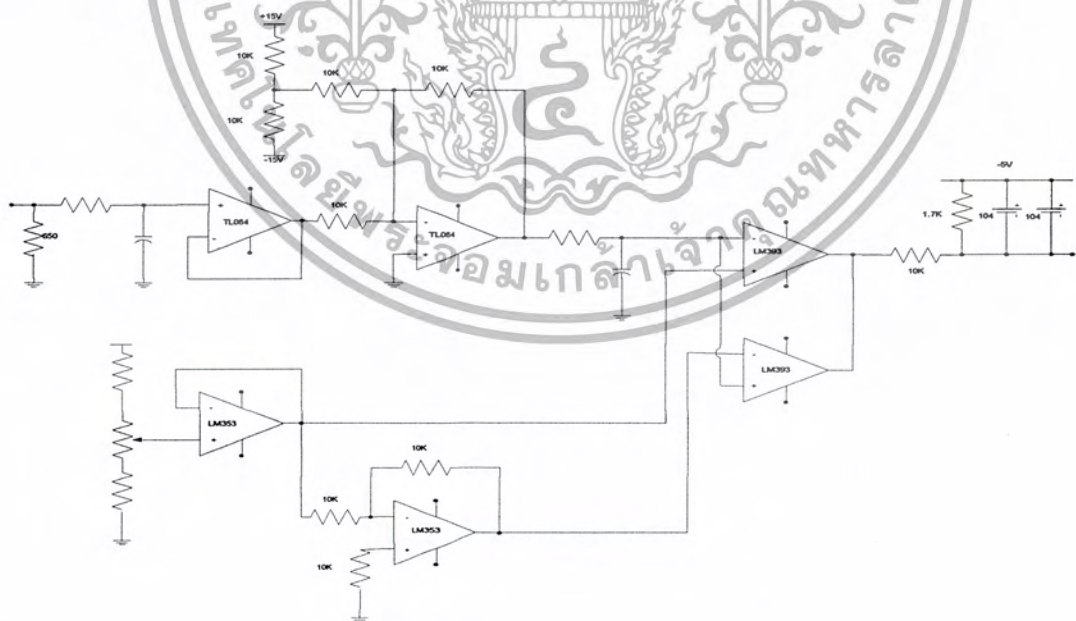
3.3.6 วงจร PI - controller



รูปที่ 3.16 วงจร PI - controller

ในโครงการนี้จะใช้วงจร PI-controller มา close loop เพื่อควบคุมแรงดันดีซี ลิงค์ให้คงที่ตามที่เรารต้องการเนื่องจาก วงจร PI-controller มีความเร็วในการตอบสนองได้ดี

3.4 วงจรป้องกันกระแสเกิน



รูปที่ 3.17 วงจรป้องกันกระแสเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำโยงเชื่อม

ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการเชื่อมโยงระหว่างระบบการไฟฟ้าที่แรงดันแตกต่างกัน คือทางด้านการไฟฟ้าแรงดันรูปไซน์มีความถี่ 50 Hz กับตัวคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีแรงดันตกคร่อมเป็นสวิตซ์ซึ่งความถี่สูง ดังนั้นการออกแบบจึงใช้การออกแบบที่ความถี่มูลฐาน (50 KHz) เพื่อให้กรองให้กระแสในสายส่งใกล้เคียงรูปไซน์ โดยกำหนด

กำลังสูงสุด	p	$=$	1200 w
	Pf	$=$	1
	V_s	$=$	220 v
	V_{con1}	$=$	218 v
	δ	$=$	12°

จากสมการ

$$P = \frac{V_s (V_{conv} \sin \delta)}{\omega L_s}$$

$$1200 = \frac{220 \times (218 \times \sin 12^\circ)}{X_L}$$

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

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

เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด

$$= 26 \text{ mH}$$

กระแสสูงสุด

$$I = \frac{V_s - V_{conv}}{jXL}$$

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

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

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (โครงสร้าง)

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

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

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

$$VL = 2\pi fL I_s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Vl = 2\pi \times 50 \times 0.026 \times 5.51 = 45 \text{ v}$$

$$VL = 4.44fNB\Delta c$$

$$VL = 4.44 \times 50 \times N \times L \times \Delta c$$

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

เลือกแกน = 2 นิ้ว x 2 นิ้ว

$$\Delta c = 4 \text{ ตารางนิ้ว}$$

$$N = \frac{45}{4.44 \times 50 \times 1 \times 4 \times (2.54)^2 \times 10^{-4}} = 78.5 \text{ รอบ}$$

กำหนด $J = 2 \text{ A/mm}^2$

ขนาดขดลวด = $I/J = 5.51/2 = 2.755 \text{ mm}^2$

การเลือกใช้ขนาดพื้นที่หน้าตัด 2.5 ตารางมิลลิเมตร

จากการออกแบบใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงเท่ากับ 26 มิลลิเฮนรี ใช้แกนเหล็กอี ไอ ขนาดมาตรฐาน 2 x 2 ตารางนิ้ว ใช้ลวดที่มีพื้นที่หน้าตัด 2.5 ตารางมิลลิเมตร เลือกใช้แกนเหล็กโต เพื่อลดปัญหาการอิ่มตัวของแกนเหล็ก ทำให้งานวนรอบในการพันเหลือ 78 รอบ

บทที่ 4

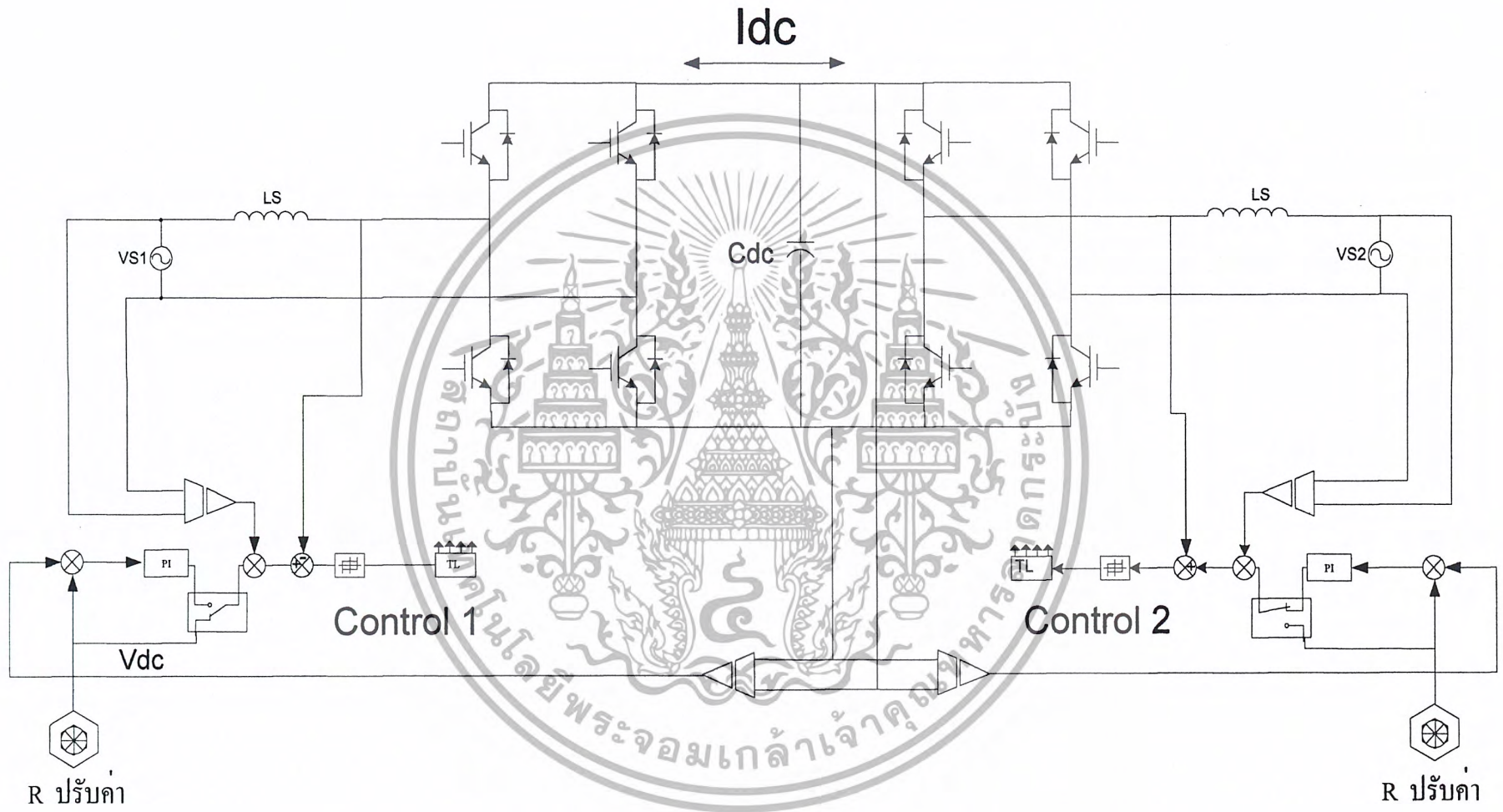
การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองการเชื่อมโยงกำลังไฟฟ้าด้วยไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบ Adaptive current control PWM แบ่งเป็นการทดลองดังนี้

1. การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบของชุดคอนเวอร์เตอร์ตัวที่ทำหน้าเป็นตัวส่ง (rectifier)
2. การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบของชุดคอนเวอร์เตอร์ตัวที่ทำหน้าเป็นตัวรับ (inverter)
3. การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบในการเชื่อมโยงไฟฟ้า

4.1 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

1. มัลติมิเตอร์แบบเข็มและแบบดิจิตอลเพื่อบันทึกค่าแรงดันและกระแส
2. คิวติคอลลอสซิสโอสโคปรุ่น DL1520 8bit 200 Ms/s 150MHz YOGOKAWA บันทึกรูปคลื่นสัญญาณผลการทดลอง
3. โพรบคูม 10 และ โพรบคูม 100
4. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับค่าได้ (variance) 0–260 Volt 1 เฟส
5. FLUKE 43B POWER METER ในการบันทึกค่า กระแส แรงดัน กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่างๆ
6. FLUKE 41 POWER METER ในการบันทึกค่า กระแส แรงดัน กำลังไฟฟ้า และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่างๆ
7. กิโลวัตต์-ชั่วโมง มิเตอร์ 1 เฟส ชนิด DD28 15(45) A 50Hz 300 rpm/W.hr บอกถึงสภาวะการทำงานของระบบว่าอยู่ในช่วงการเรคตีไฟร์หรือการอินเวอร์เตอร์
8. หลอดไฟ 1 ชุด
9. โพรบวัดกระแส



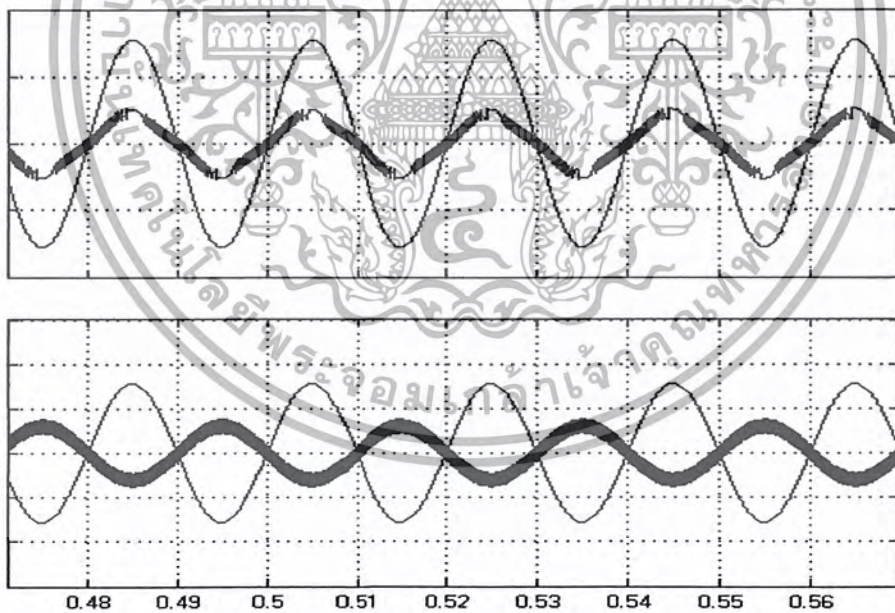
รูปที่ 4.1 วงจรการเชื่อมโยงระบบกำลังไฟฟ้ากระแสสลับสองแหล่งจ่ายด้วยไฟฟ้ากระแสตรง

4.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อเชื่อมโยงระบบตามรูปวงจรที่ 4.1
2. ทำการปรับกระแสอ้างอิง (Current Reference) ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ทั้งสองด้าน
3. ปรับแรงดัน ดี ซี ลิงค์ ให้ได้ตามพิกัดที่ต้องการจะทำการเชื่อมโยง เช่น 100 โวลท์ 200 โวลท์ 250 โวลท์ เป็นต้น โดยเราจะทำการปรับค่า Variance ให้ได้ค่าที่เหมาะสมแล้วทำการปรับกระแสอ้างอิงให้ได้แรงดัน ดี ซี ลิงค์ ตามต้องการ
4. ทำการปิดสวิตช์ให้กับไดโอดเพื่อทำการเชื่อมโยงระบบทั้งสองเข้าด้วยกัน
5. ทำการควบคุมกำลังงานที่เราต้องการเชื่อมโยงโดยการปรับกระแสอ้างอิง ซึ่งในการเชื่อมโยงโดยพลังงานไฟฟ้านั้นทางด้านส่งเราจะทำการ constant volt ด้านรับจะทำการ constant current
6. จากการทดลองเราจะทำการทดลองลิ่งค์ที่แรงดัน Vdc และที่ค่าลิ่งค์ไฟฟ้าต่างๆ แล้วทำการบันทึกค่าต่างๆลงตารางแล้วนำมาหาประสิทธิภาพ

4.3 การจำลองการทำงานของวงจร

ในโคลงงานนี้ใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงานของวงจร

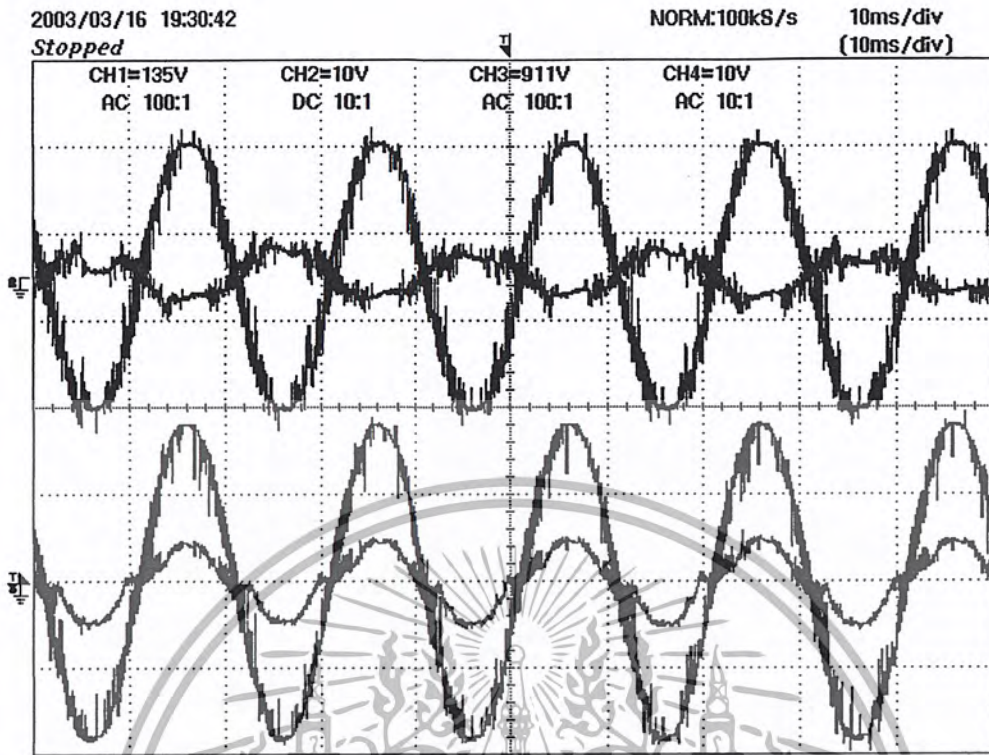


รูปที่ 4.2 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านส่ง (รูปบน) และด้านรับ (รูปล่าง) ที่ได้จากการ simulation

เป็นรูปที่ได้จากผลการ simulation ใน mat lab ของสัญญาณกระแสและแรงดันที่เปรียบเทียบกันของทั้งด้านส่งและด้านรับที่ทำงานในสองโหมมจะเห็นว่ากระแสและแรงดันทางด้านส่งจะอินเฟสกัน

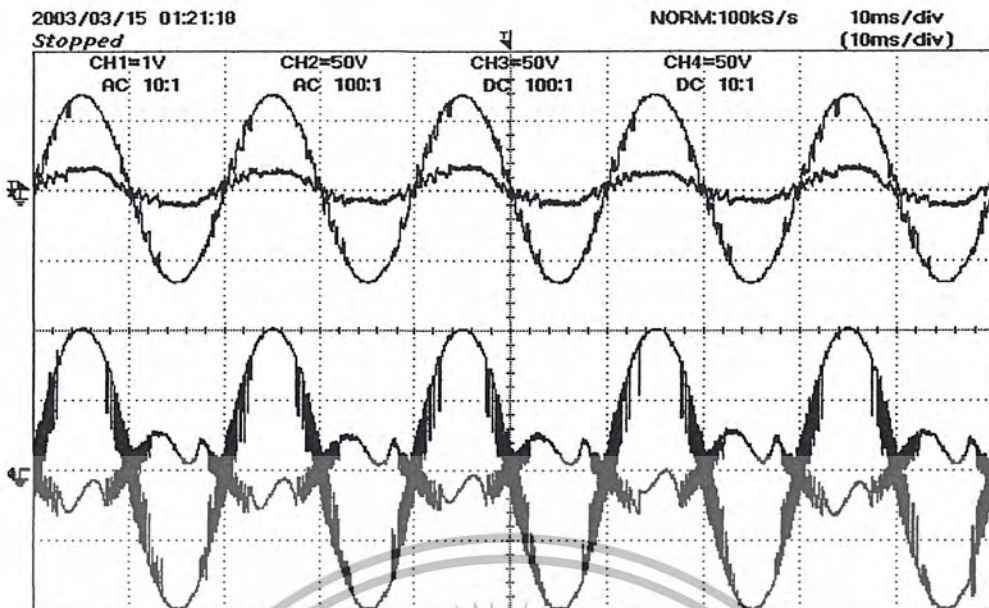
ส่วนทางด้านรับจะเอาท้อฟเฟสกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



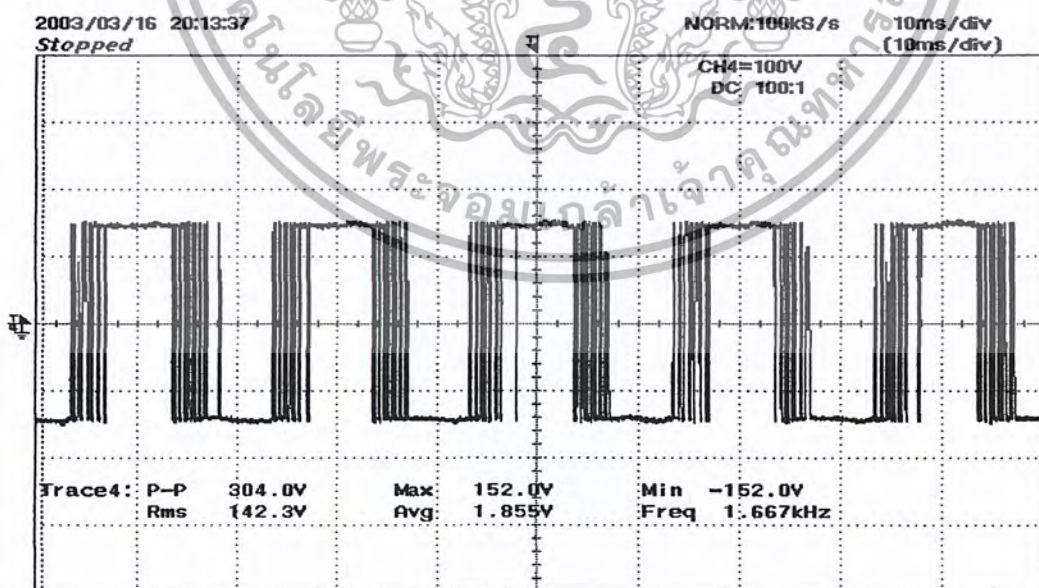
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางคานส่ง (รูปล่าง) และคานรับ (รูปบน) ที่ได้จากการทดลองที่ $V_{dc} = 250$ Volt

การทดลองใช้ดิจิตอลออสซิลโลสโคป วัดและบันทึกค่ารูปส่วนบนนั้นแสดงถึงคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด อินเวอร์เตอร์ รูปคลื่นของกระแสและแรงดัน out of phase ผลของสัญญาณจะเกิดผลของ noise รบกวนทำให้รูปคลื่นไม่สวย จะเห็นว่ารูปคลื่นของกระแสขึ้นจะเกิดช่วง over mod ทำให้เนื้อสารตัวนำต้องขยายตัวเพิ่มมากขึ้นทำให้สัญญาณไม่ต่อเนื่อง ส่วนรูปที่อยู่ส่วนล่างนั้นแสดงถึงคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด เรกติไฟเออร์ รูปคลื่นของกระแสและแรงดันจะ อินเฟสกัน ผลของสัญญาณจะเกิดผลของ noise รบกวนเหมือนกันจากการทดลองที่ระดับแรงดัน V_{dc} สูงขึ้น การส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่สูงขึ้นจะทำให้รูปคลื่นของสัญญาณกระแสใกล้เคียงรูป sine มากขึ้นและยังมีประสิทธิภาพสูงขึ้นอีกด้วย



รูปที่ 4.4 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันทางด้านส่ง(รูปบน) และด้านรับ (รูปล่าง)ที่ได้จากการทดลอง ที่ $V_{dc} = 150$ Volt

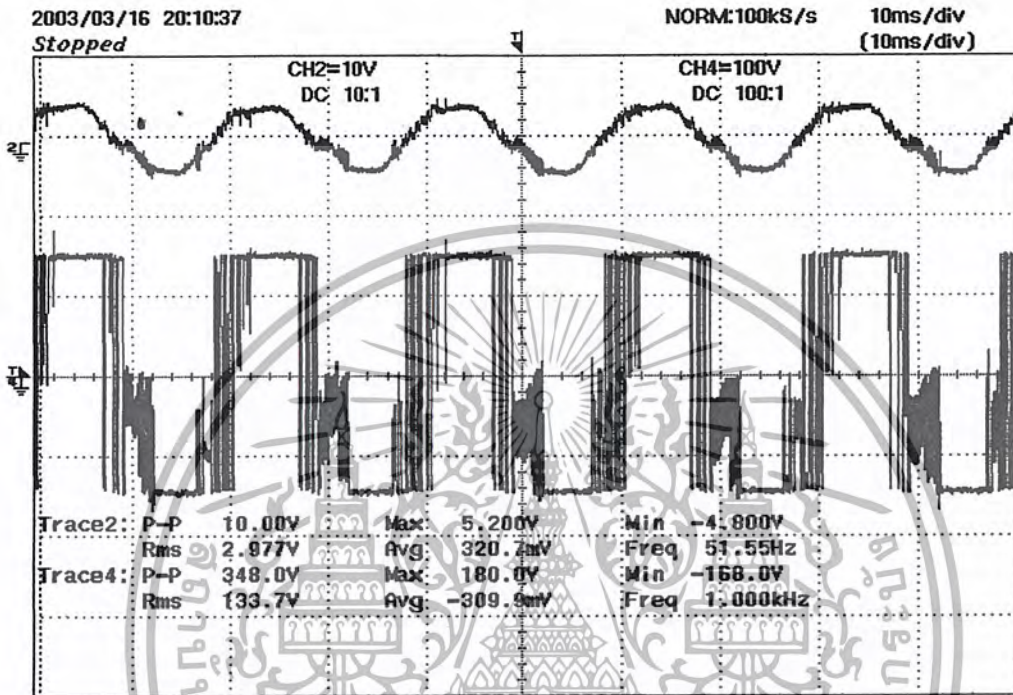
ผลจากการทดลองจะเห็นสัญญาณช่วงเกิด over mod อย่างชัดเจนเกิดจากการที่เนื้อสารขยายตัวเพิ่มมากขึ้นเพื่อดึงกระแสให้เพิ่มสูงขึ้นทำให้รูปคลื่นกระแสไม่เป็นรูป sine และผลของการทดลองที่ระดับแรงดัน V_{dc} ต่ำลงทำให้การส่งกำลังไฟฟ้าได้น้อย เพราะไม่สามารถดึงกระแสได้สูงเท่าไรนักส่งผลให้ประสิทธิภาพไม่ดีด้วย



รูปที่ 4.5 รูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลอง ที่ $V_{dc} = 200$ Volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

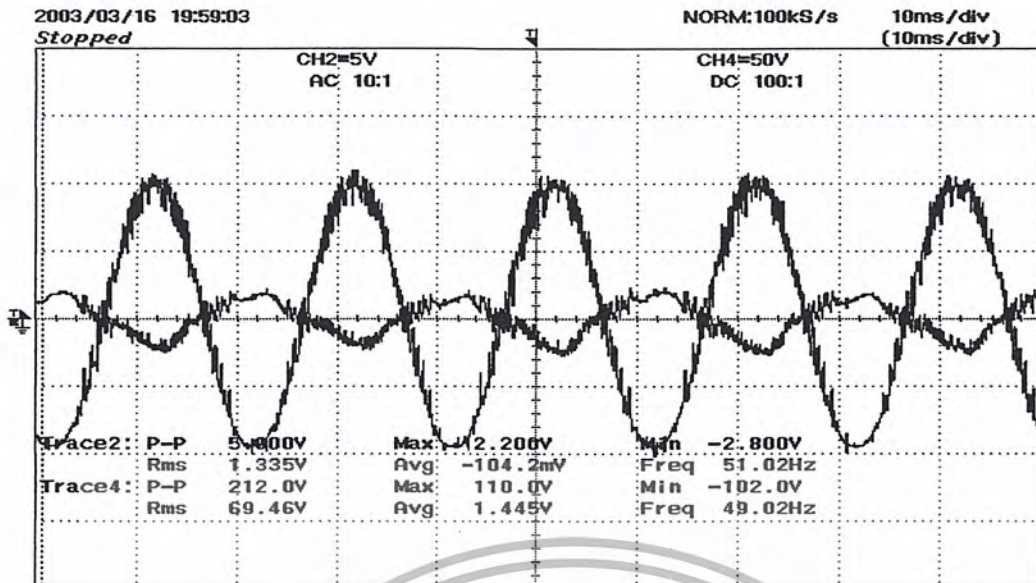
แรงดันที่วัดตกคร่อมชุด คอนเวอร์เตอร์จากการทดลองนั้นเกิดเป็นสัญญาณ ณ ความถี่สูง ช่วงเกิด over mod นั้น เกิดพัลส์กว้าง ทำให้เนื้อสารตัวนำต้องขยายตัวเพื่อดึงกระแสให้เพิ่มขึ้นส่งผลให้สัญญาณกระแสเกิด over mod รูปคลื่นของแรงดันได้รับผลของ noise รบกวนและเกิดการสูญเสีย เนื่องจากความถี่สูงด้วย



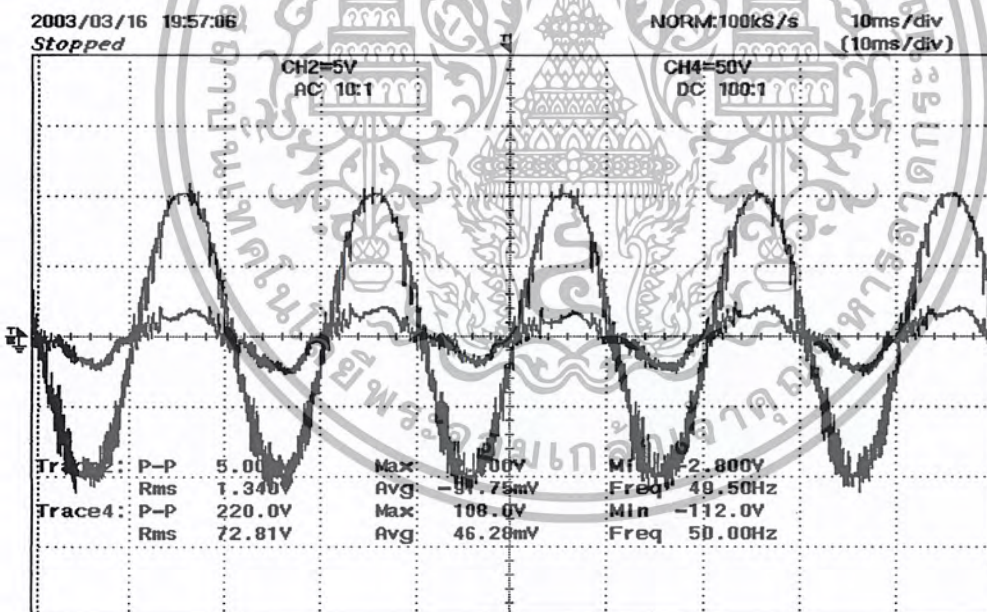
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_{con} ที่ $V_{dc} = 150$ Volt

เป็นการแสดงให้เห็นว่าแรงดันคอนเวอร์เตอร์กับกระแสแหล่งจ่ายเกี่ยวเนื่องกันอย่างไรทางด้านส่งกำลังไฟฟ้าจะเห็นได้ชัดเจนว่าช่วงเกิด over mod นั้น รูปคลื่นของแรงดันคอนเวอร์เตอร์ทำให้เนื้อสารขยายตัวเพื่อเนื้อสารดึงกระแสและจะสังเกตเห็นว่ามีช่วงด้านลบของรูปคลื่นจะเกิดความถี่สูงมากในช่วงแคบๆแต่มีผลมากต่อ IGBT เพราะจะทำให้เกิดความเสียหายได้

จากรูปที่ 4.7 เป็นการแสดงผลของรูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายเทียบกับแรงดันแหล่งจ่ายซึ่งทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์จะสังเกตเห็นว่ารูปคลื่นกระแสมีช่วงการเกิด over mod และขนาดของกระแสในการจ่ายกำลังไฟฟ้านั้นน้อยในการทดลองที่ระดับแรงดัน V_{dc} ต่ำทำให้ประสิทธิภาพต่ำไปด้วยสัญญาณที่ได้จากการทดลองได้รับผลของ noise ทำให้สัญญาณเป็นรูป sine ที่ผิดเพี้ยนไป



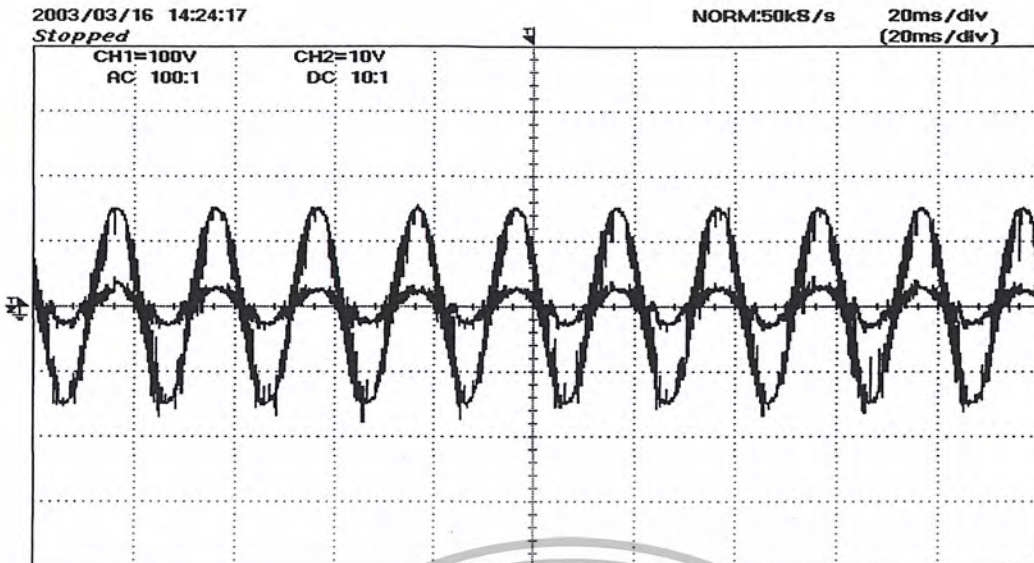
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นตัวรับ (ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt



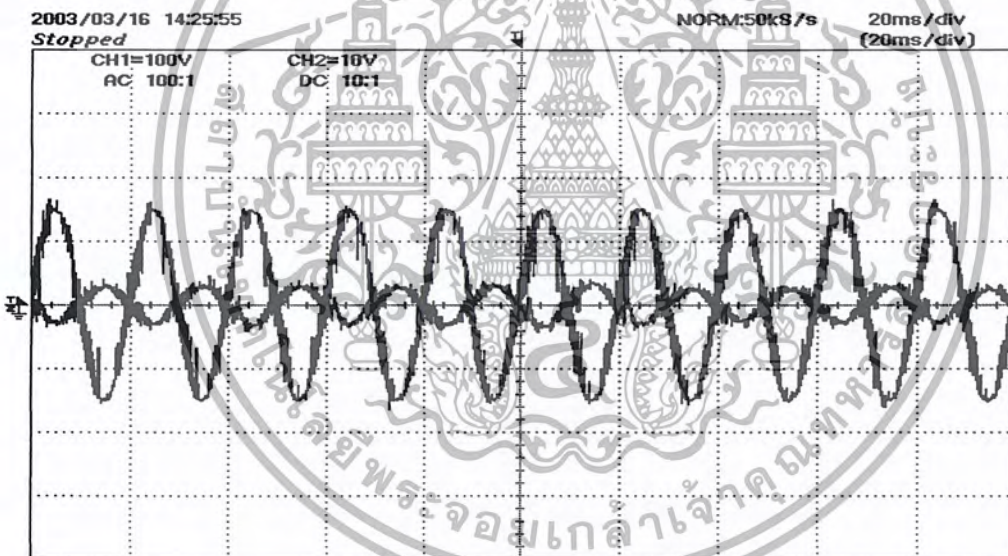
รูปที่ 4.8 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นตัวส่ง (ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt

การทดลองที่ระดับแรงดัน V_{dc} คำนั้นจะทำให้ขนาดของกระแสแหล่งจ่ายนั้นมีขนาดค่าและยังทำให้เกิดช่วง over mod สัญญาณที่ได้ก็ไม่ใช่ sine ที่สวยด้วย ยังทำให้ประสิทธิภาพต่ำด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

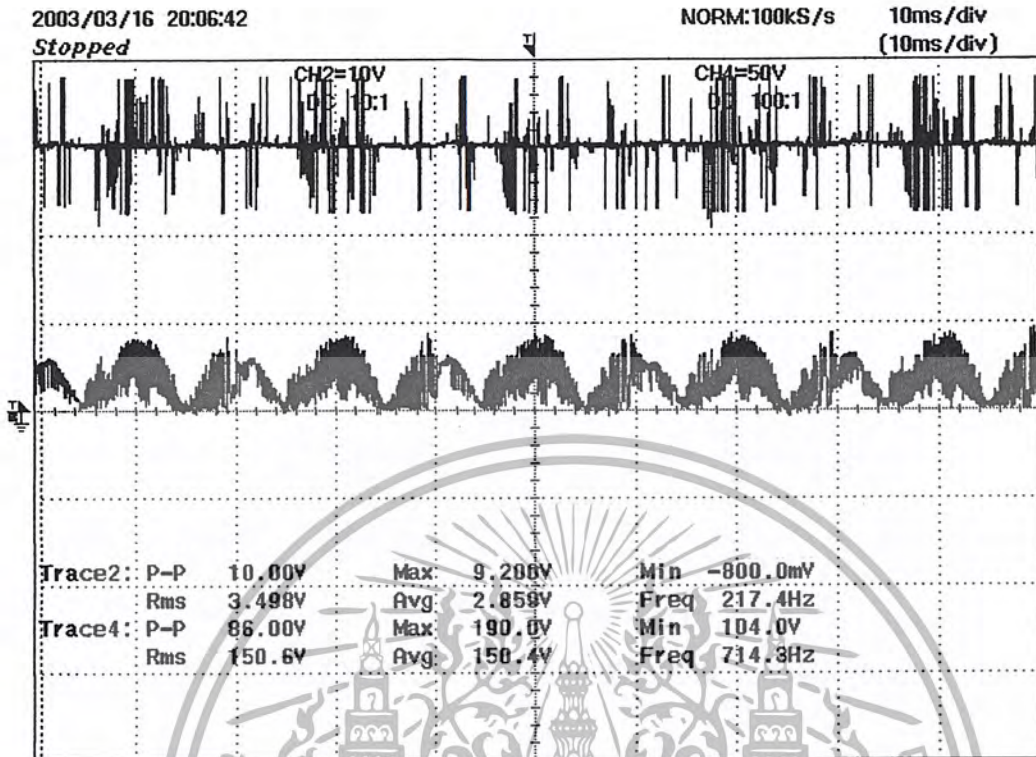


รูปที่ 4.9 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นตัวส่ง (ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 150$ Volt



รูปที่ 4.10 รูปคลื่นของกระแส I_s เทียบกับแรงดัน V_s ของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นตัวรับ (ทำงานในโหมดอินเวอร์เตอร์) ที่แรงดัน $V_{dc} = 150$ Volt

การทดลองที่ระดับแรงดัน V_{dc} 150 Volt ทำงานในโหมดเรกติไฟเออร์จะสังเกตเห็นว่าสัญญาณรูปคลื่นของกระแสจะเกิดช่วง over mod ไม่มากนักเมื่อเทียบกับระดับแรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt แต่สัญญาณแรงดันและกระแสยังได้รับผลของ noise รบกวนอยู่ ประสิทธิภาพสูงขึ้นสามารถจ่ายกระแสได้สูงขึ้น



รูปที่ 4.11 รูปคลื่นของกระแสแรงดัน dc link (Vdc) เทียบกับกระแส Idc

จากการทดลองแสดงการเปรียบเทียบแรงดัน ดีซี ลิงค์ กับกระแส ดีซี จะเห็นได้ว่าจะเกิด ripple ขึ้นในกระแสตรงเนื่องมาจากใช้ค่าคาปาซิเตอร์ไม่เหมาะสมในการทดลองระดับแรงดัน ดีซี ลิงค์ จะคงที่ไม่ว่าจะทำการปรับแหล่งจ่ายระดับแรงดันก็ยังคงที่ภายใต้ขอบเขตแบน

จากการทดลองที่แสดงรูปในรูปคลื่นระหว่างกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของชุดของคอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเชื่อมโยงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดันต่างๆ พบว่าเมื่อแรงดันไฟฟ้าที่สูงๆ ทำให้รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้ามีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ เมื่อเทียบกับแรงดันไฟฟ้าที่ต่ำกว่า

4.4 ผลการทดลอง

4.4.1. การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบของชุดคอนเวอร์เตอร์ตัวที่ทำหน้าเป็นตัวส่ง (rectifier)

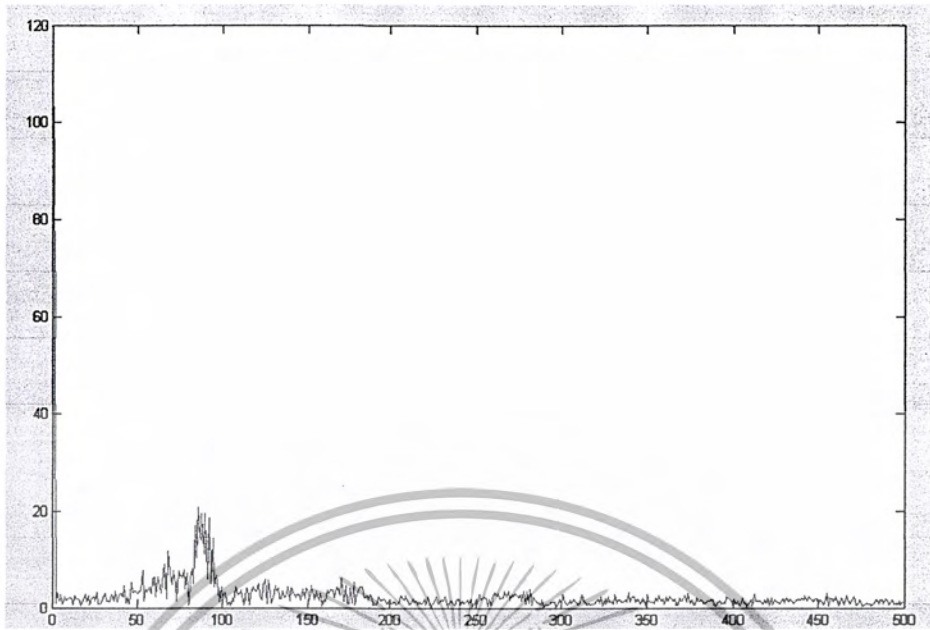
ตารางที่ 4.1 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt

P1 (Watt)	90	190	250	300
Q1 (Var)	40	60	76	80
S1 (VA)	90	200	265	310
Vsl (Volt)	71.1	74	73	72.9
Pfl	0.92	0.94	0.95	0.96
DPF1	0.99	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampare)	0.764	1.58	2.02	2.38
Isl (Ampare)	1.34	2.71	3.58	4.45
Vcon1 (Volt)	100	105	104	103
THDi	39.11	20.85	16.8	14.28
Pdc (Watt)	76.4	185	202	238
Converter loss (Watt)	13.6	32	48	62
% η	84.9	83.16	80.8	79.3

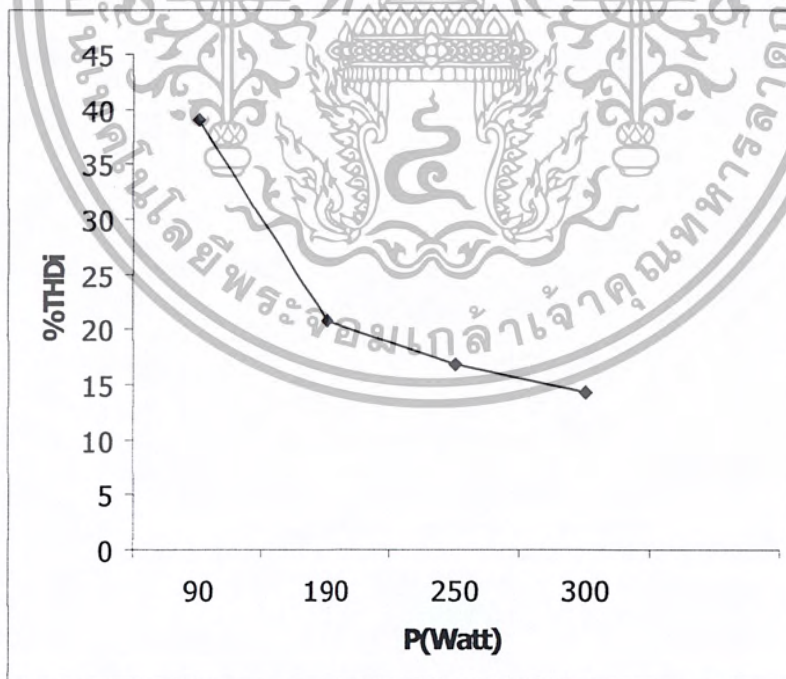


รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 190 Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

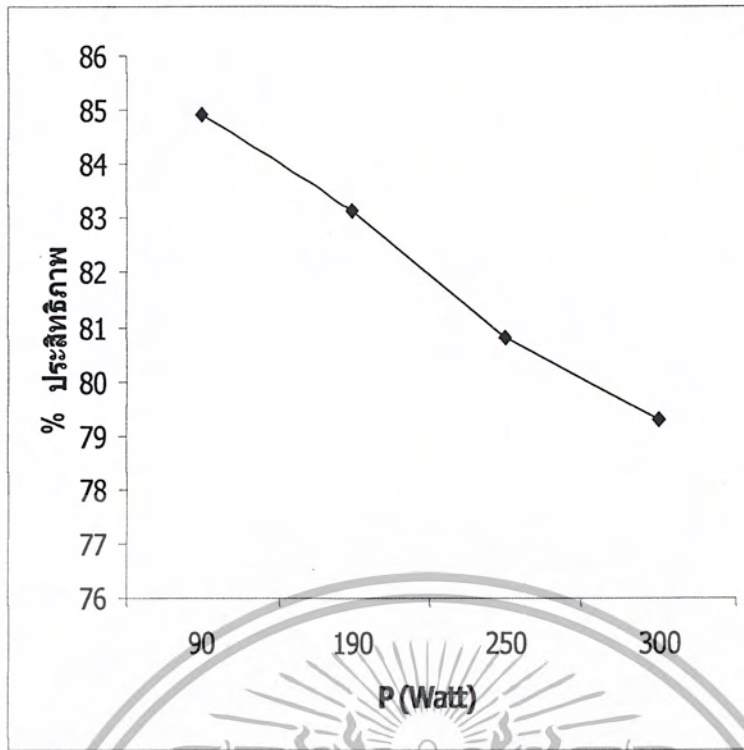


รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 300 Watt

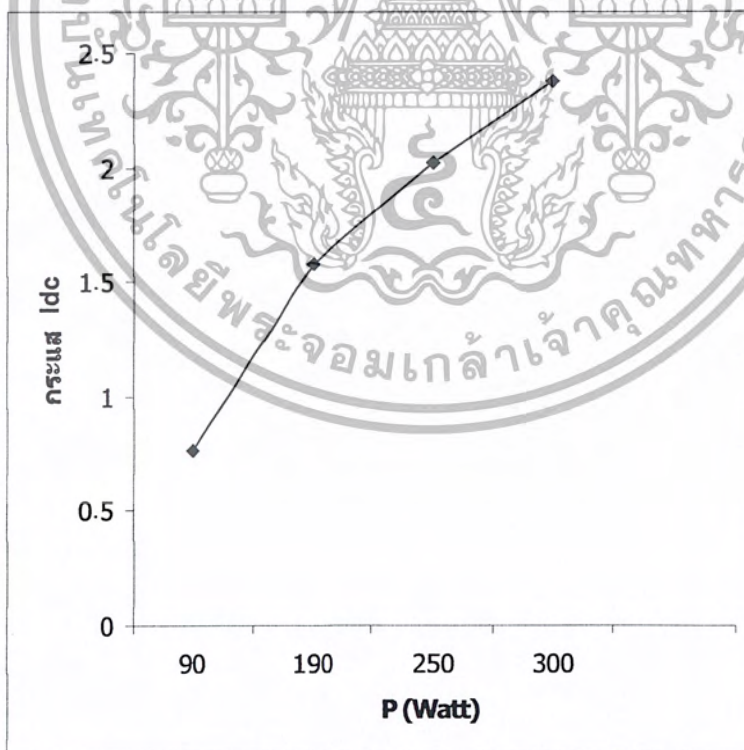


รูปที่ 4.14 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

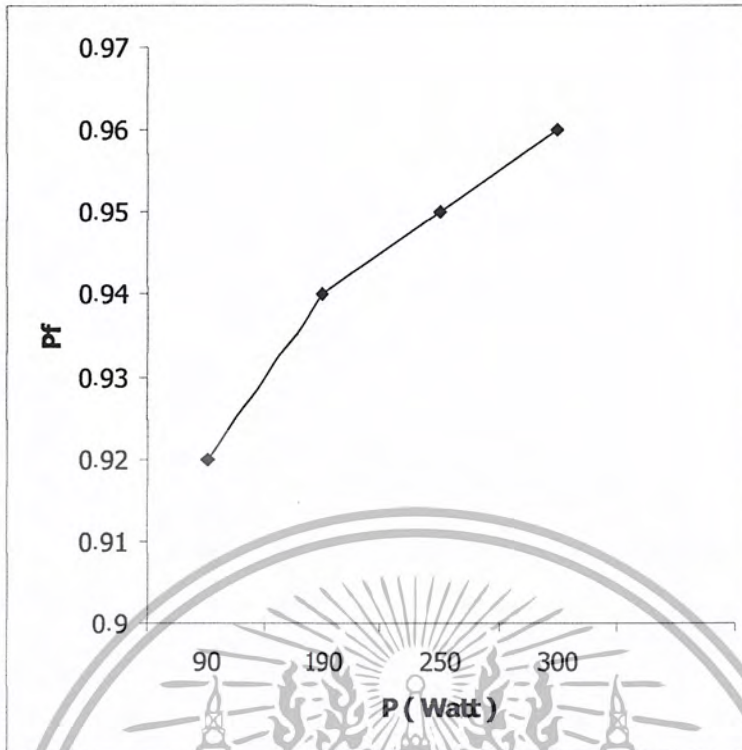


รูปที่ 4.15 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.16 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า

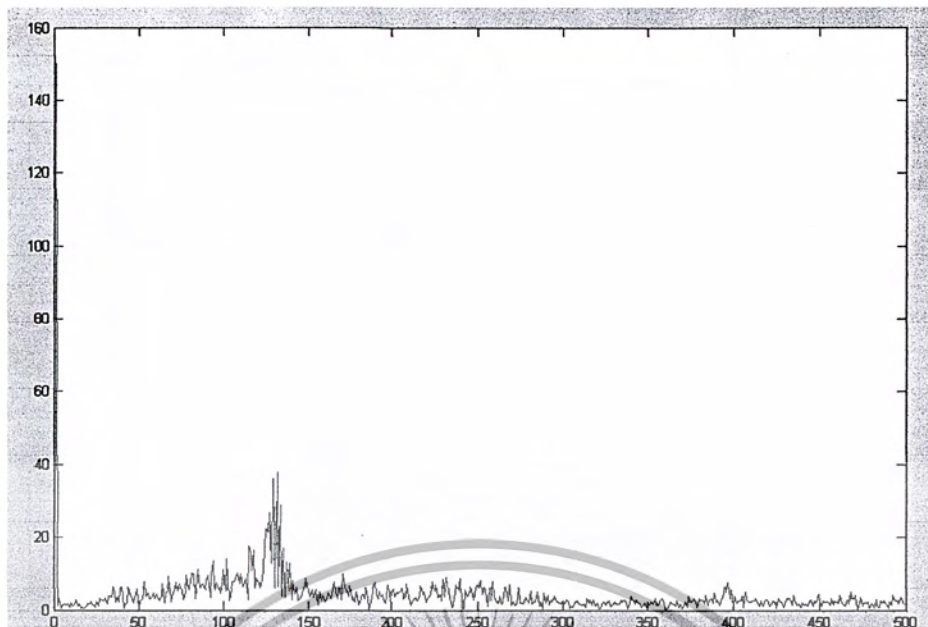
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



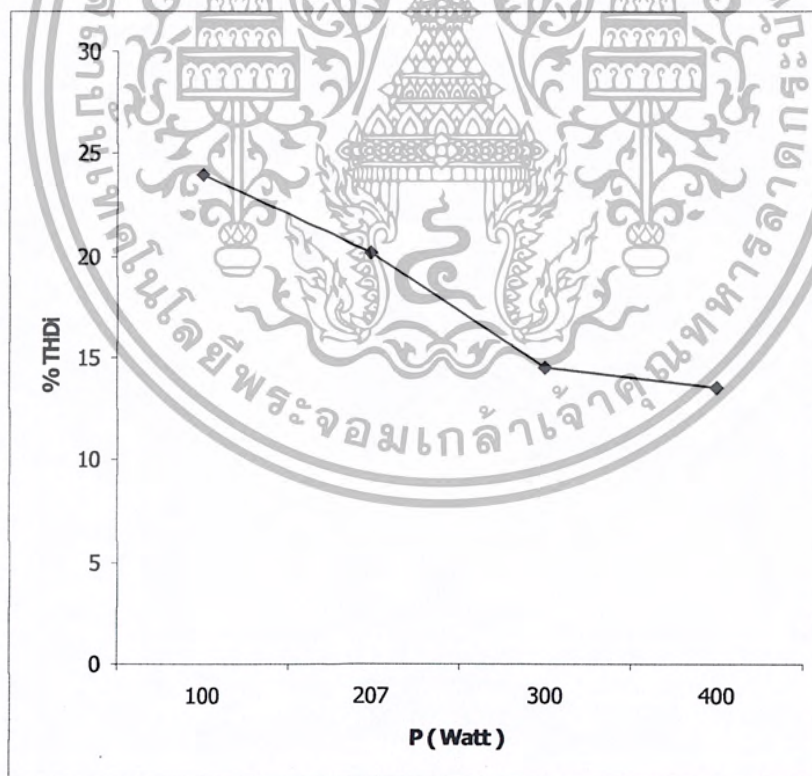
รูปที่ 4.17 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

ตารางที่ 4.2 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่แรงดัน Vdc = 150 Volt

PI (Watt)	100	207	300	400
QI (Var)	15	36	50	70
SI (VA)	107	215	310	420
Vs1 (Volt)	107.7	107.1	106.8	106
Pf1	0.92	0.96	0.97	0.97
DPF1	0.99	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampare)	0.63	1.27	1.78	2.30
Is1 (Ampare)	1.02	2.03	2.93	3.89
Vcon1 (Volt)	150	150	148	148
THDi	24	20.2	14.5	13.5
Pdc (Watt)	94.5	190.5	267	345
Converter loss (Watt)	5.5	16.5	33	55
% η	94.5	92.02	89	86.25

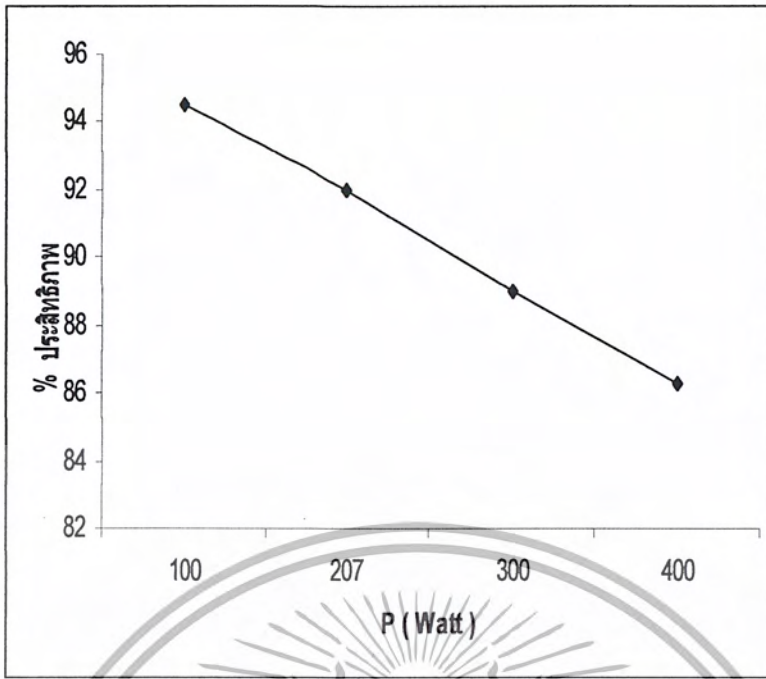


รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 100 Watt

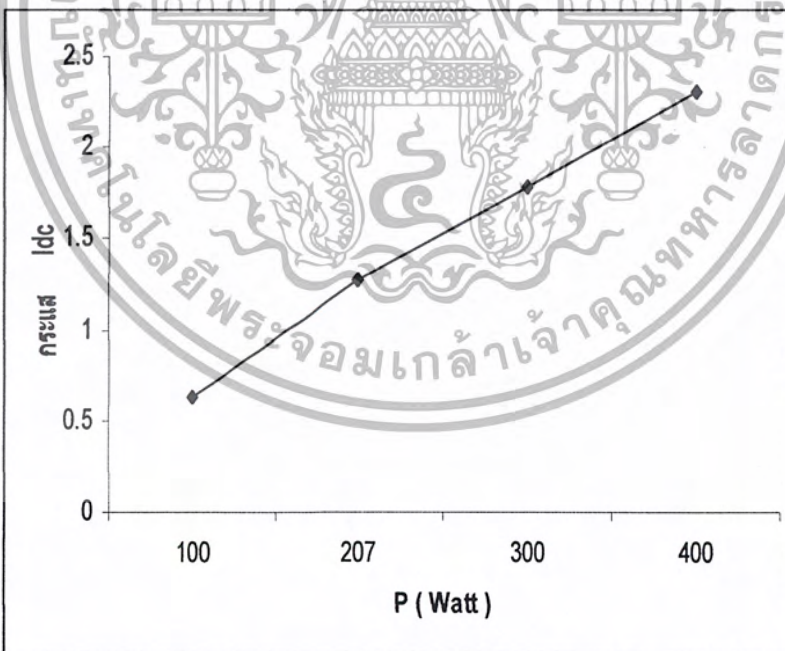


รูปที่ 4.19 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

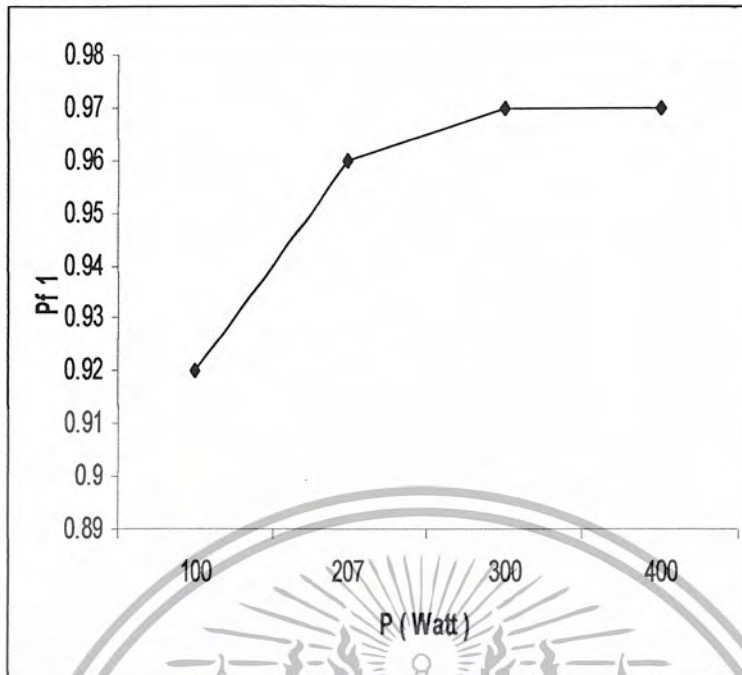


รูปที่ 4.20 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.21 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า

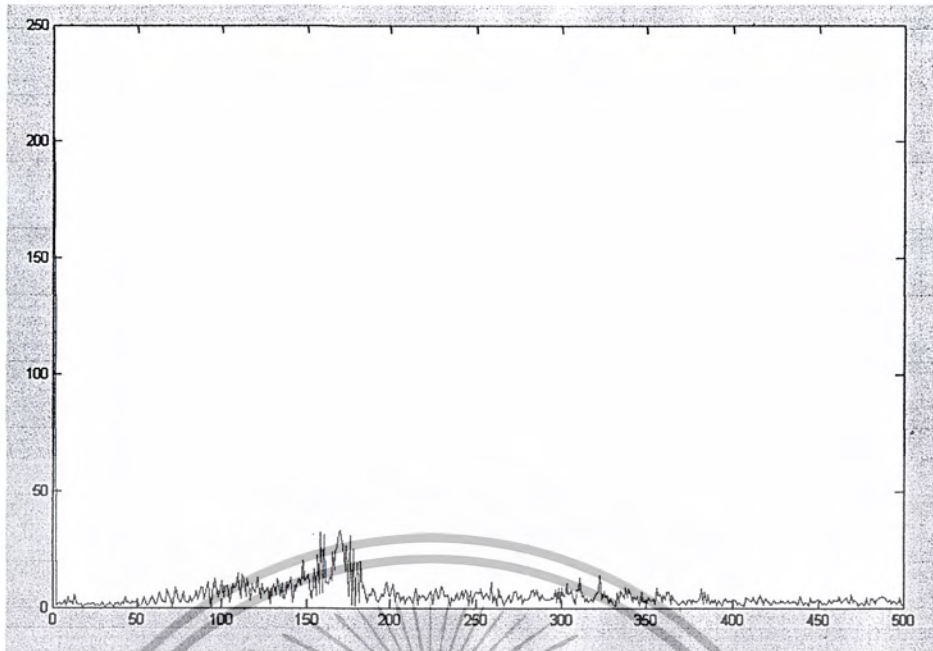
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



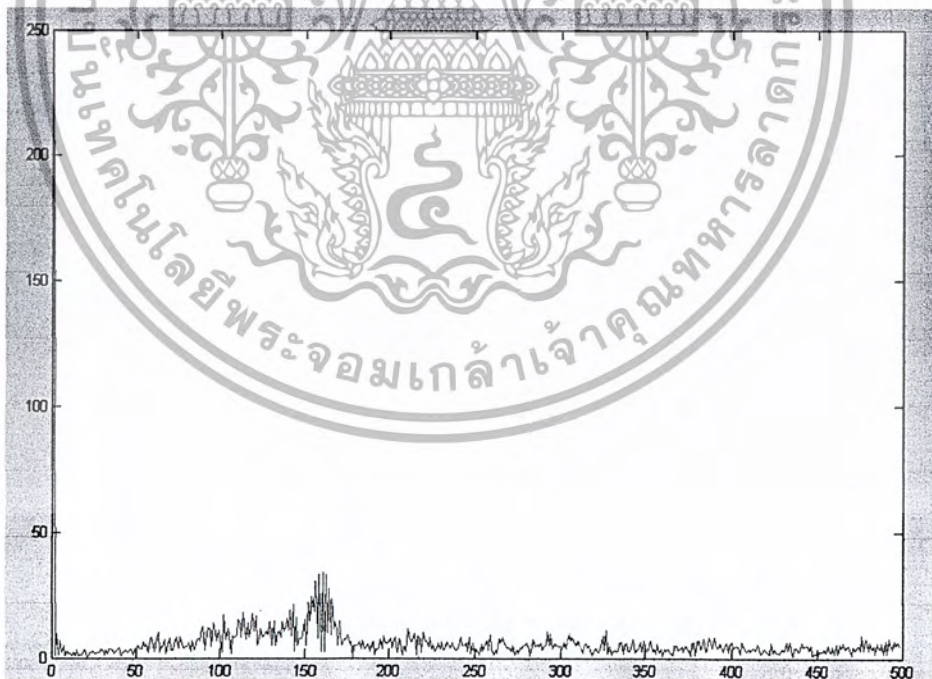
รูปที่ 4.22 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

ตารางที่ 4.3 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่แรงดัน $V_{dc} = 200$ Volt

P1 (Watt)	112	200	300	400
Q1 (Var)	3	30	40	50
SI (VA)	135	210	310	410
Vs1 (Volt)	147	145	145	145
Pf1	0.83	0.96	0.97	0.97
DPF1	1	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampere)	0.508	0.913	1.327	1.752
Is1 (Ampere)	1.02	2.03	2.93	3.89
Vcon1 (Volt)	204	202	201	203
THDi	40	22.1	18.7	17.2
Pdc (Watt)	101.6	182.6	265.4	350.4
Converter loss (Watt)	10.4	17.4	34.6	50
% η	90.71	91.3	88.47	87.6

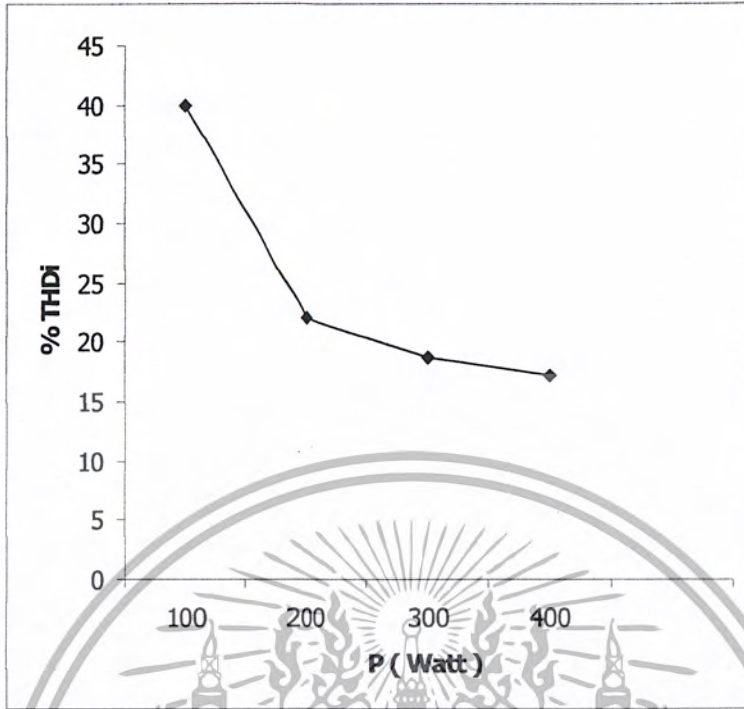


รูปที่ 4.23 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 200 Watt

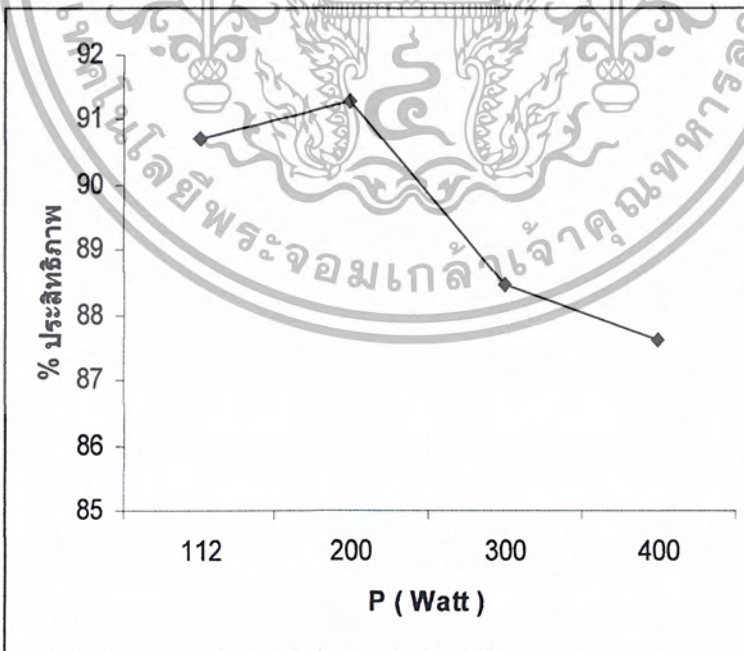


รูปที่ 4.24 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 100 Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

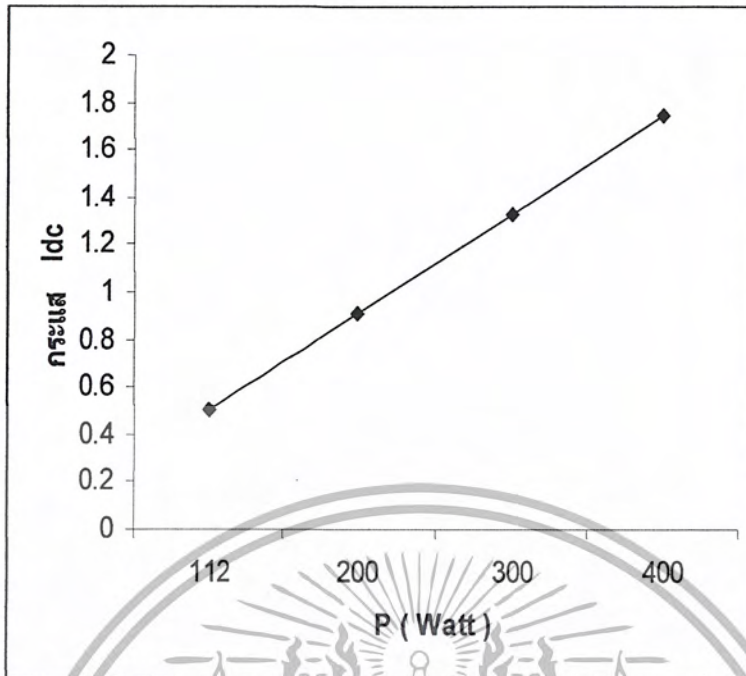


รูปที่ 4.25 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า

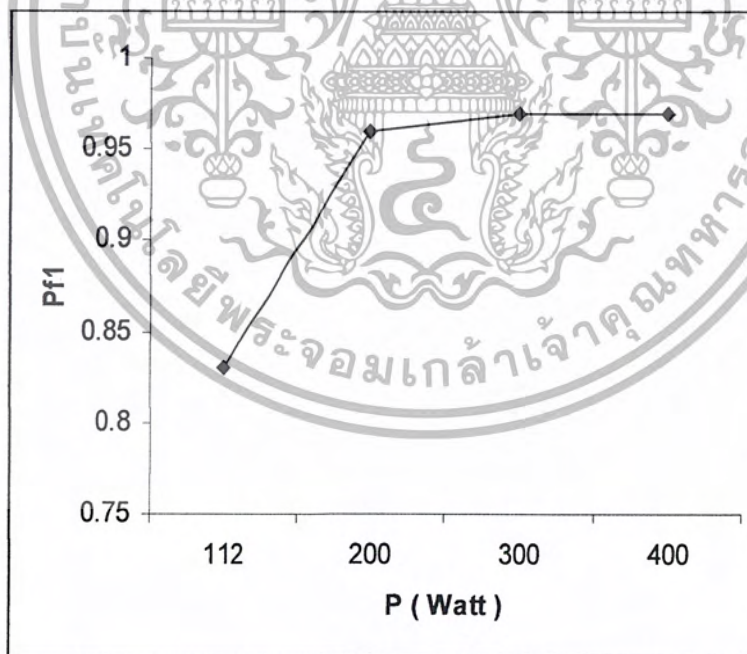


รูปที่ 4.26 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.28 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

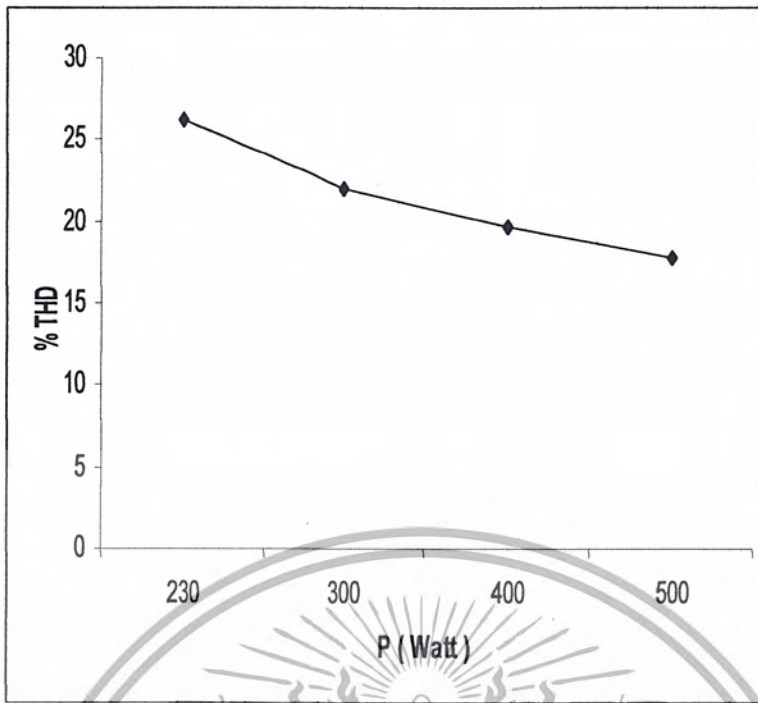
ตารางที่ 4.4 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวส่งที่แรงดัน $V_{dc} = 250$ Volt

PI (Watt)	230	300	400	500
QI (Var)	30	40	50	70
SI (VA)	240	310	420	520
Vs1 (Volt)	182	181	182	183
Pf1	0.95	0.96	0.97	0.97
DPF1	0.99	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampare)	0.872	1.132	1.571	1.891
Is1 (Ampare)	1.302	1.702	2.23	2.83
Vcon1 (Volt)	255	254	252	253
THDi	26.2	22	19.6	17.7
Pdc (Watt)	218	283	376	465
Converter loss (Watt)	12	17	24	35
% η	95.78	95.33	94	93

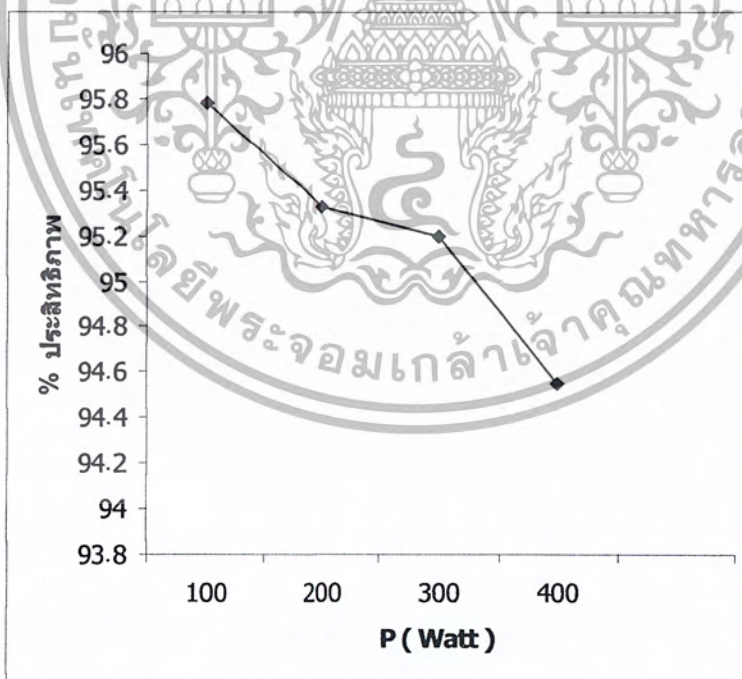


รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 230 Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

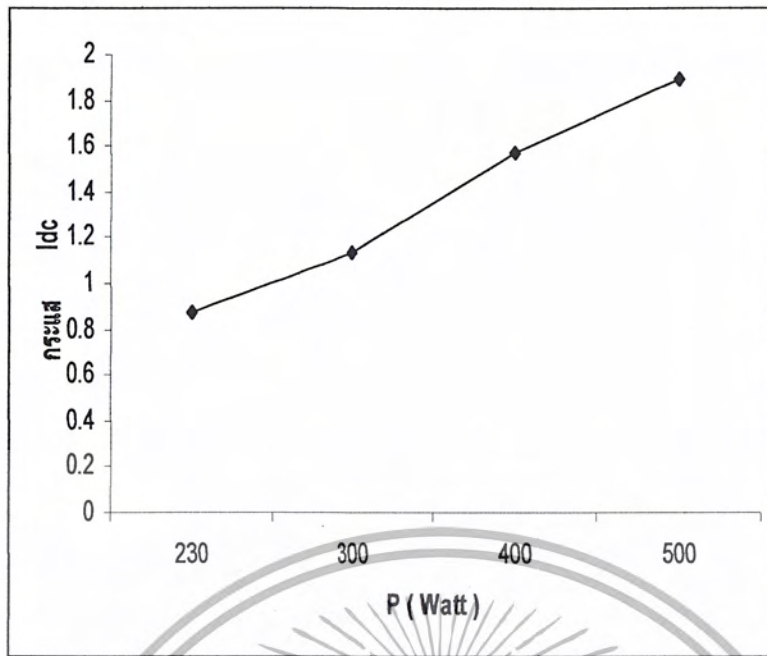


รูปที่ 4.30 การเปลี่ยนแปลงของ % THDi เทียบกับกำลังไฟฟ้า

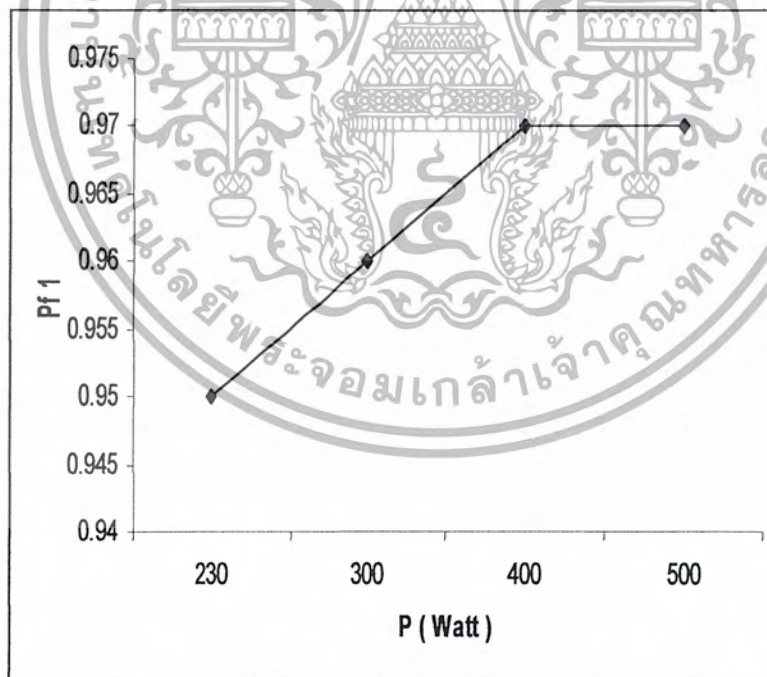


รูปที่ 4.31 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.33 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

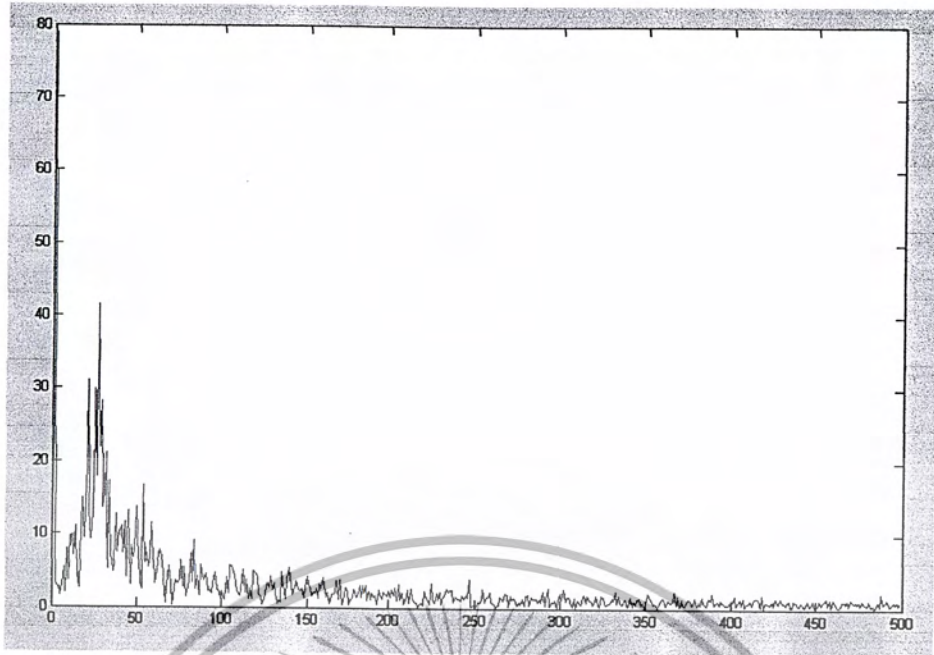
การทดลองเพื่อหาประสิทธิภาพของระบบในชุดคอนเวอร์เตอร์ในตัวที่ทำหน้าที่ด้านส่งกำลังไฟฟ้า เมื่อเราทดลองที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงที่แรงดัน 100 volt ได้ผลการทดลองตามตารางที่ 4.1 เราจะพบว่าเมื่อมีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าที่ค่าสูงๆขึ้นจะทำให้ค่า THDi มีค่าลดลงเรื่อยๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.14 เมื่อค่า THDi ลดลง ส่งผลทำให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เพิ่มขึ้นจนมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ดังแสดงในรูป 4.17

เมื่อเราทำการเชื่อมโยงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าสูงๆ ขึ้น ก็จะได้ผลการทดลองตามตารางที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 เมื่อนำผลการทดลองที่การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเท่ากันมาเทียบกับตาราง 4.1 จะพบว่าค่า THDi จะมีค่าลดลงเมื่อส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงสูงขึ้น ประสิทธิภาพของชุดคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงขึ้น เราพอสรุปได้ว่า เมื่อมีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าที่พิกัดเดียวกัน ในระดับแรงดันไฟฟ้าที่ต่างกันจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น ซึ่งเป็นเหตุผลที่ทำให้ปัจจุบันมีการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าแรงดันสูง เพราะจะทำให้ค่ากระแสไฟฟ้ามี่ค่าน้อยลง ทำให้เกิดการสูญเสียในสายส่งลดลงอีกด้วย

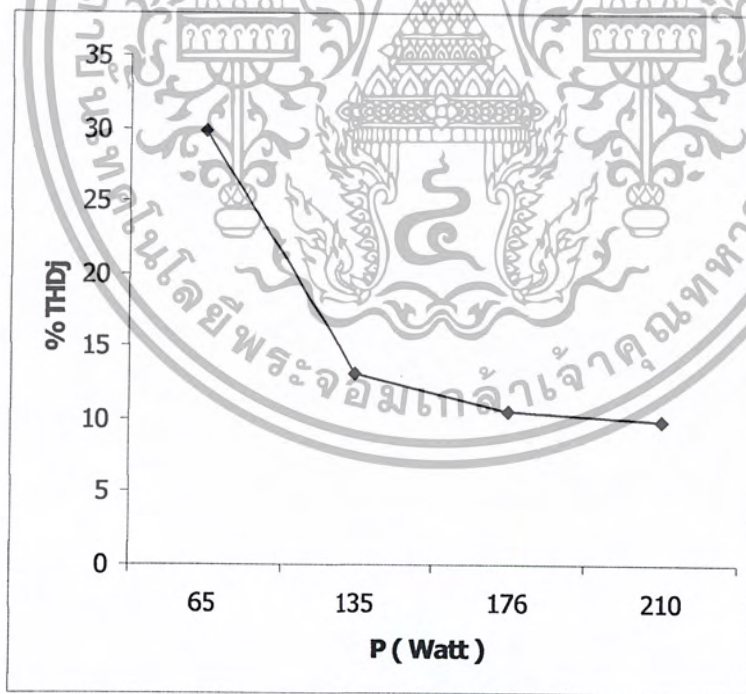
4.4.2. การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบของชุดคอนเวอร์เตอร์ตัวที่ทำหน้าเป็นตัวรับ (inverter)

ตารางที่ 4.5 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่แรงดัน $V_{dc} = 100$ Volt

P2 (Watt)	65.7	135	176	210
Q2 (Var)	21	23	25	27
S2 (VA)	77	149	200	223
Vs2 (Volt)	31	31.9	32	32.4
Pf2	0.96	0.99	0.99	0.99
DPF2	1	1	1	1
Idc (Ampare)	0.764	1.85	2.02	2.38
Is2 (Ampare)	2.2	4.25	5.54	6.5
Vcon2 (Volt)	80	90	95	100
THDi	29.86	13.14	10.58	9.78
Pdc (Watt)	76.4	185	202	238
Converter loss (Watt)	10.7	50	30	28
% η	85.99	84.97	84.12	83.56

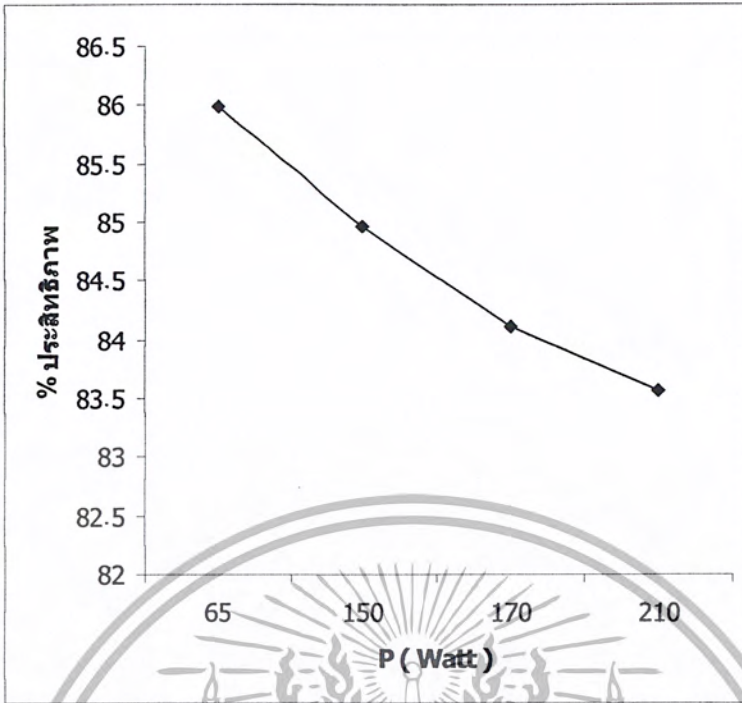


รูปที่ 4.34 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 100 Watt

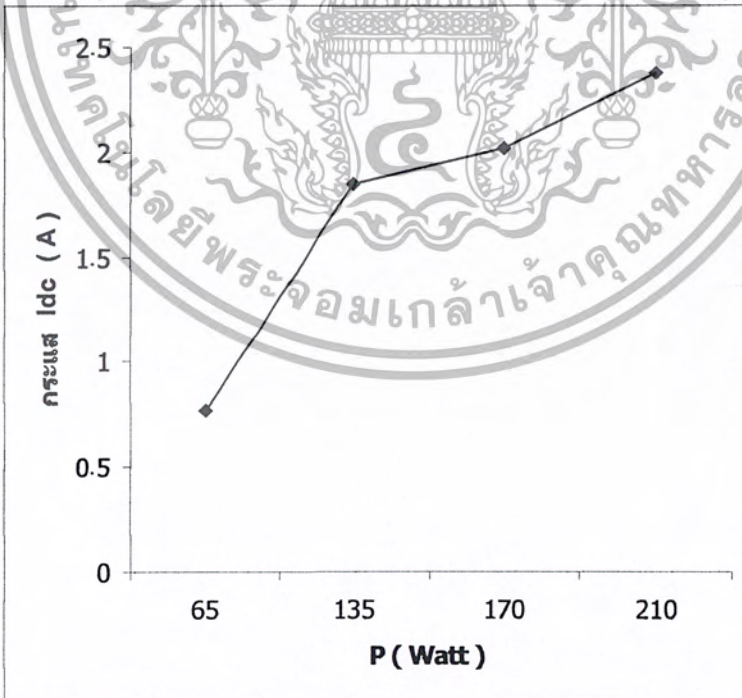


รูปที่ 4.35 การเปลี่ยนแปลงของ % THDj เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

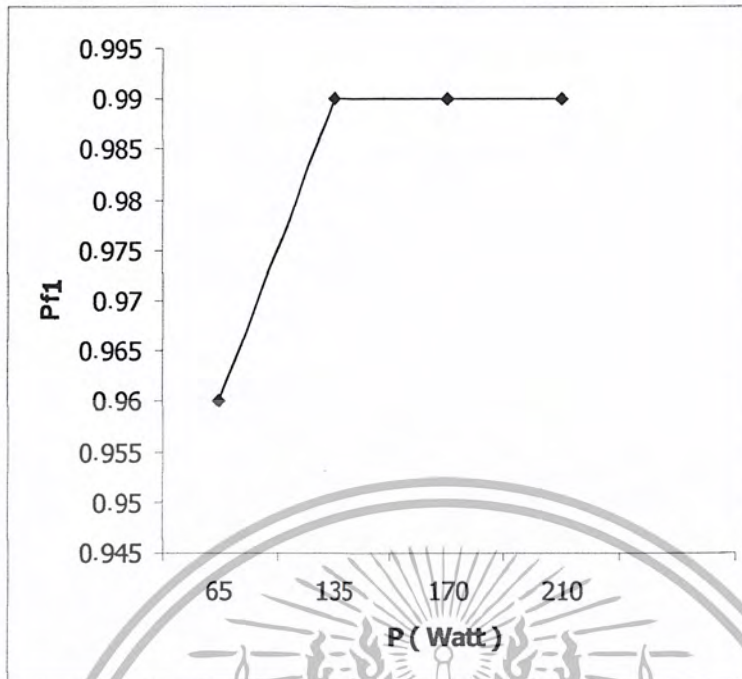


รูปที่ 4.36 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.37 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า

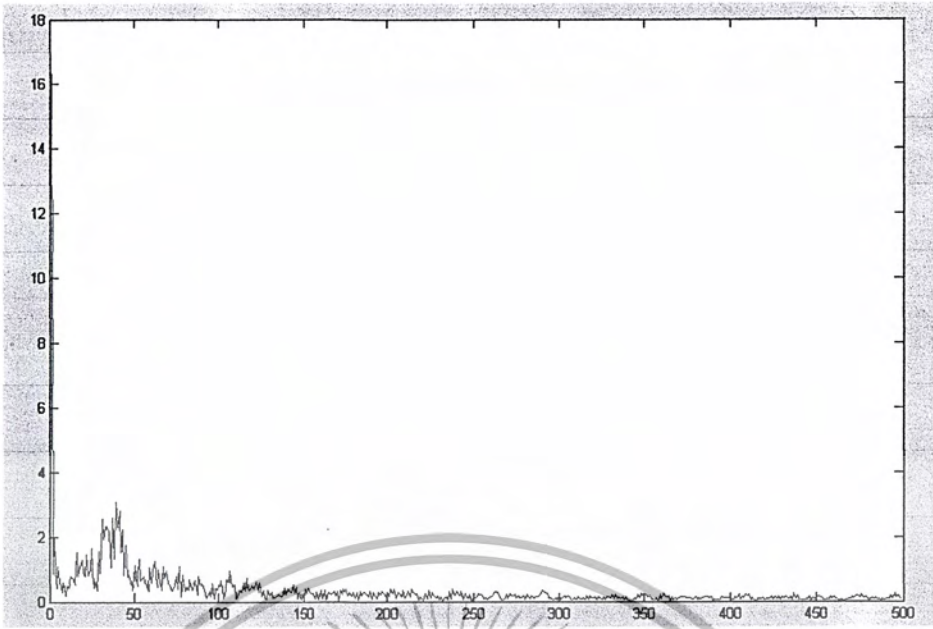
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



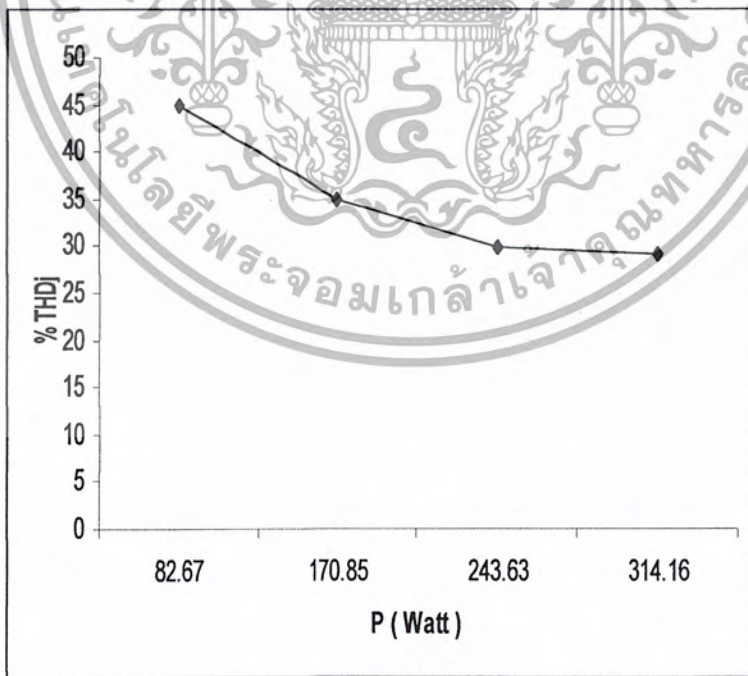
รูปที่ 4.38 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

ตารางที่ 4.6 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่แรงดัน $V_{dc} = 150$ Volt

P_2 (Watt)	82.67	170.85	243.64	314.16
Q_2 (Var)	33	39	50	60
S_2 (VA)	106	146	260	320
V_{s2} (Volt)	70.9	71.5	71.8	71.6
Pf_2	0.72	0.83	0.92	0.93
DPF2	0.91	0.95	0.98	0.98
I_{dc} (Ampere)	0.63	1.27	1.78	2.30
I_{s2} (Ampere)	1.584	2.85	3.642	4.68
V_{con2} (Volt)	17	17	18	18.5
THDj	45	35	29.8	29.1
P_{dc} (Watt)	94.5	190.5	267	345
Converter loss (Watt)	5.5	16.5	33	55
% η	94.5	92.02	89	86.25

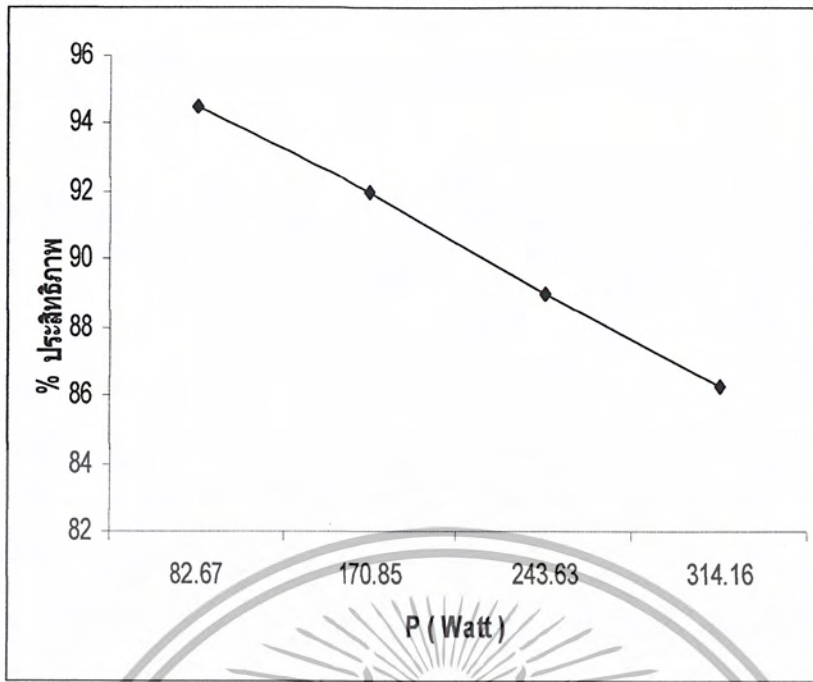


รูปที่ 4.39 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 240 Watt

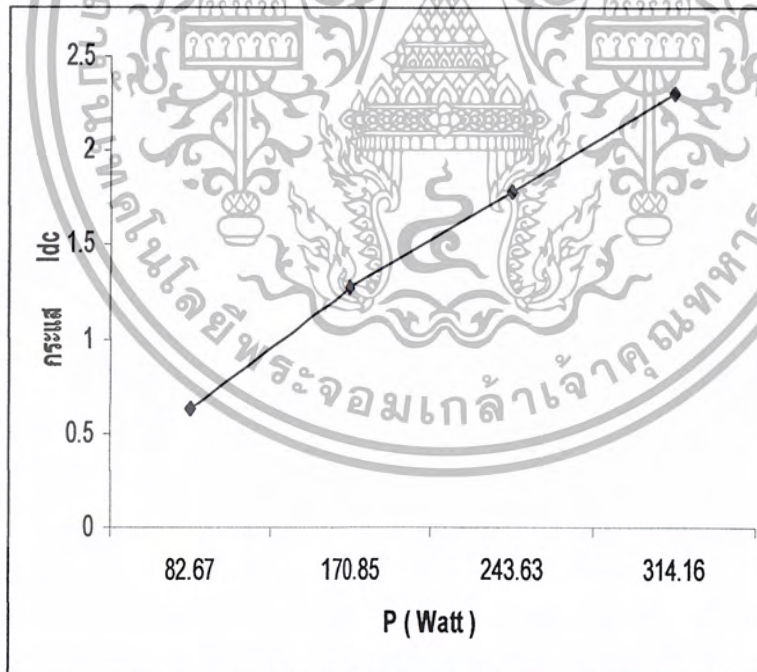


รูปที่ 4.40 การเปลี่ยนแปลงของ % THDj เทียบกับกำลังไฟฟ้า

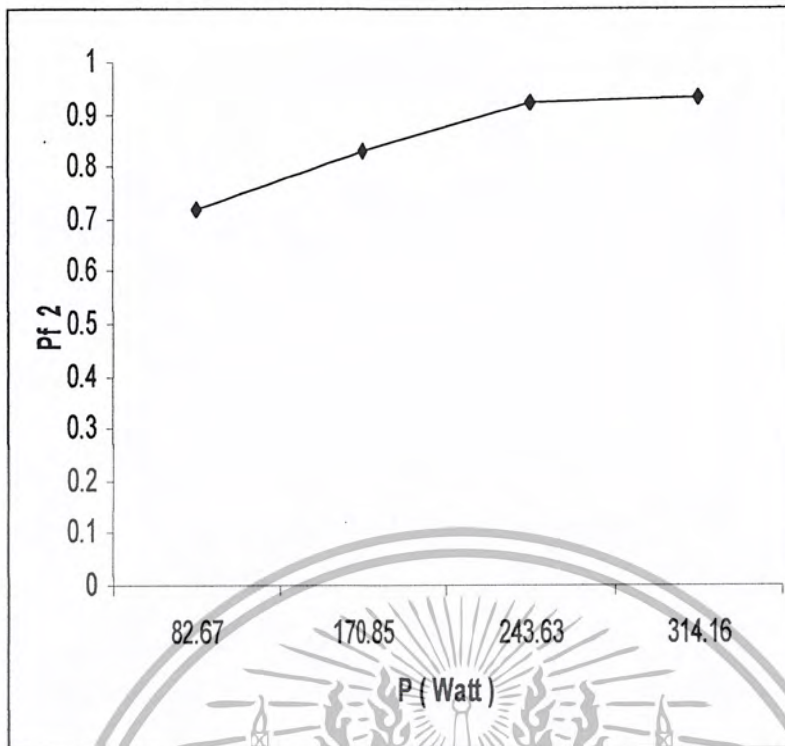
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.41 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า



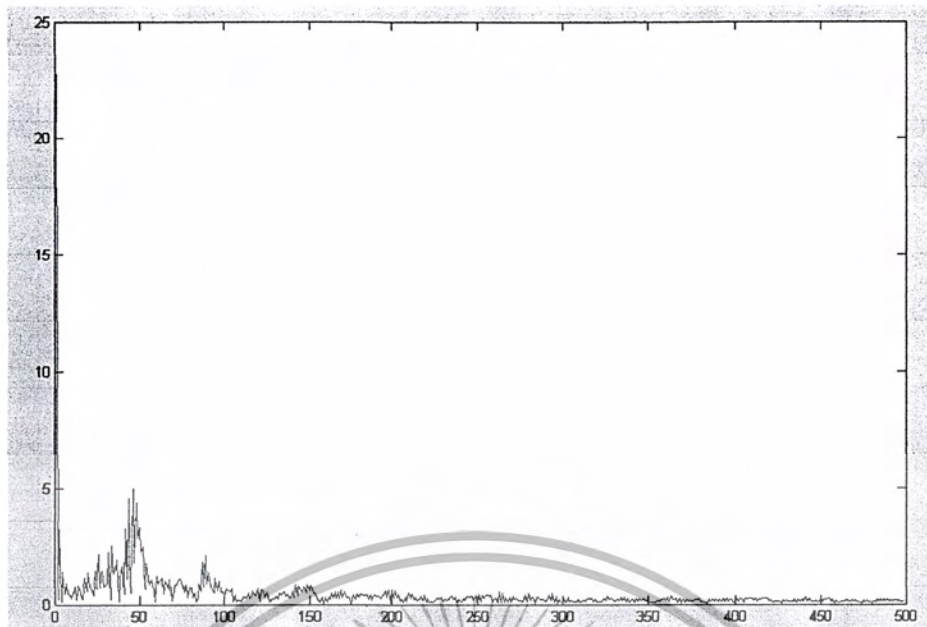
รูปที่ 4.42 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า



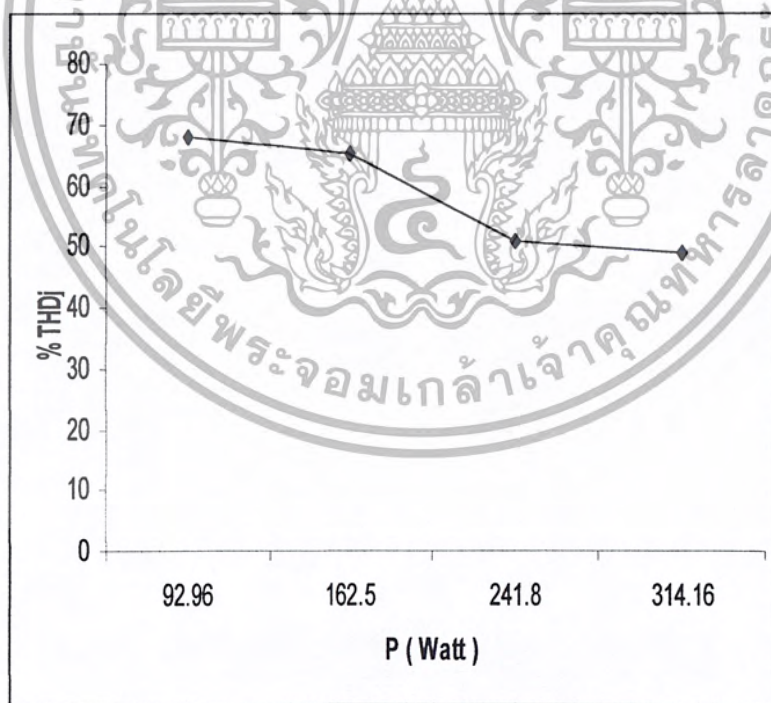
รูปที่ 4.43 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

ตารางที่ 4.7 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่แรงดัน $V_{dc} = 200$ Volt

P2 (Watt)	92.96	166.48	241.86	314.16
Q2 (Var)	11	100	110	140
S2 (VA)	230	210	310	340
Vs2 (Volt)	102	101.1	101.6	101.9
Pf2	0.48	0.56	0.74	0.76
DPF2	0.68	0.77	0.89	0.88
Idc (Ampare)	0.508	0.913	1.327	1.752
Is2 (Ampare)	1.882	2.74	3.184	3.94
Vcon2 (Volt)	24	24	23.5	25
THDj	67.9	65.2	50.9	48.9
Pdc (Watt)	101.6	182.6	265.4	350.4
Converter loss (Watt)	9	16	23.5	36.24
% η	91.5	91.25	91.13	89.6

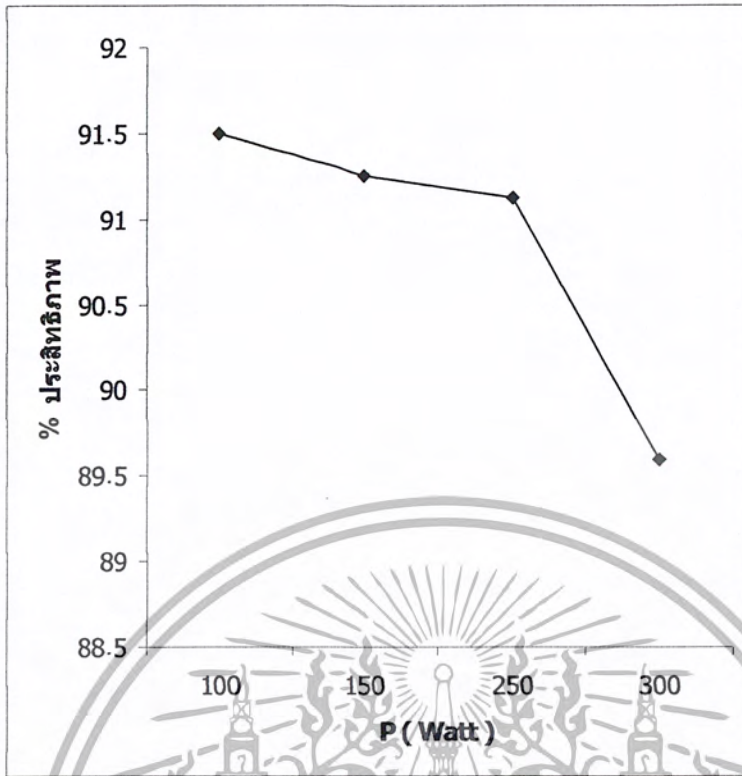


รูปที่ 4.44 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 100 Watt

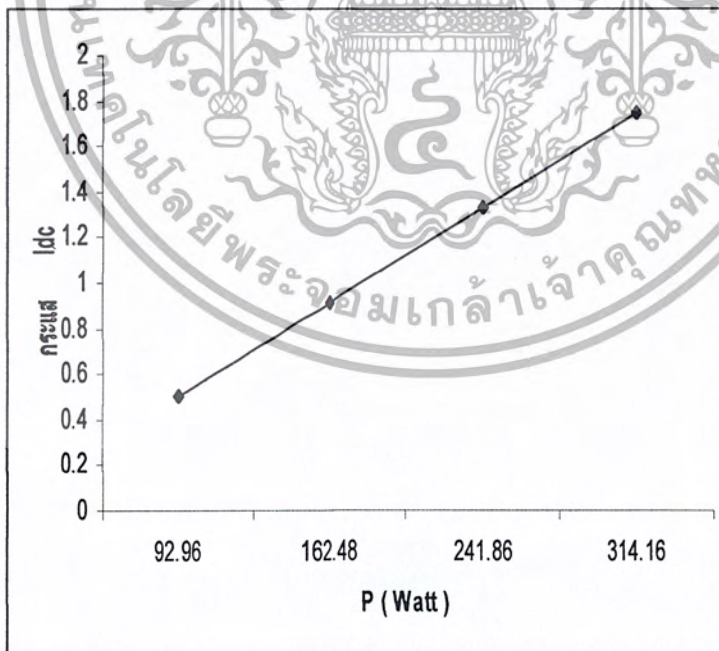


รูปที่ 4.45 การเปลี่ยนแปลงของ % THDj เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

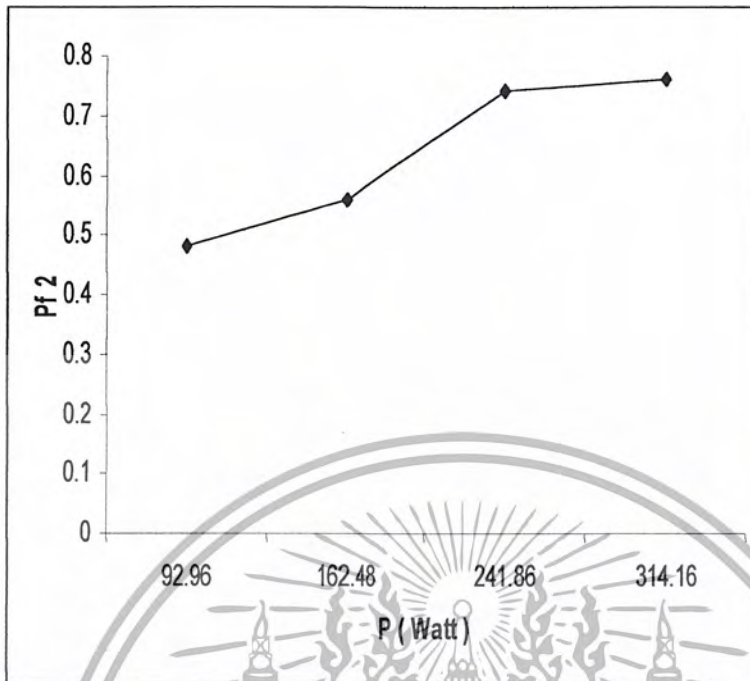


รูปที่ 4.46 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.47 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า

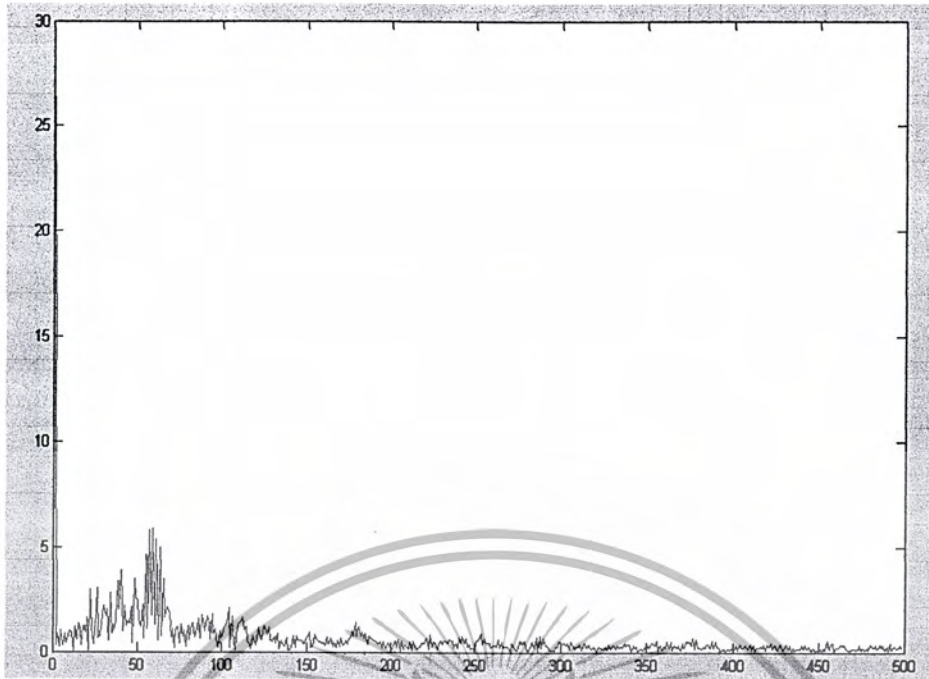
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



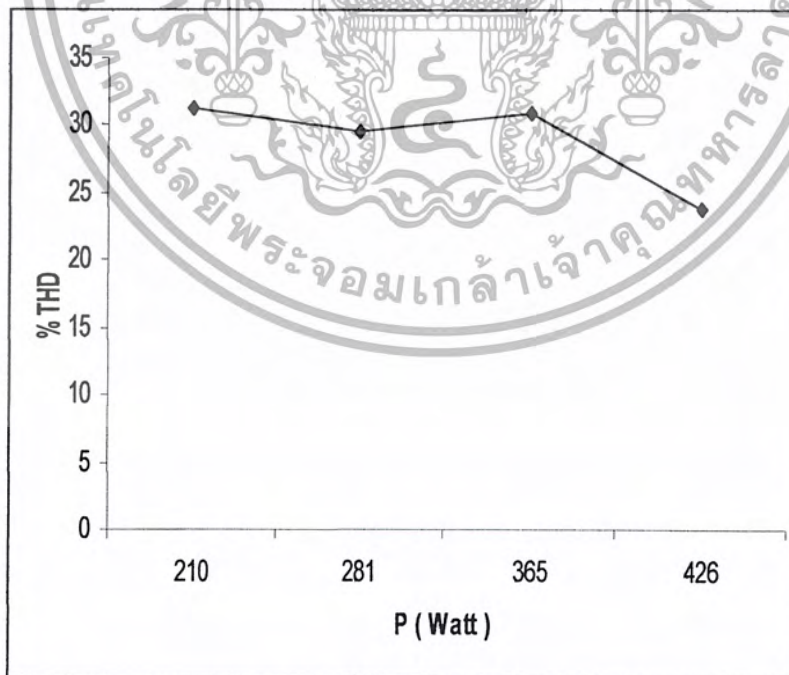
รูปที่ 4.48 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

ตารางที่ 4.8 แสดงการหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ตัวรับที่แรงดัน Vdc = 250 Volt

PI (Watt)	210	281.1	364.9	425.8
Q1 (Var)	58	80	90	90
S1 (VA)	237	300	370	450
Vs1 (Volt)	114.1	114.1	114.5	114.5
Pf1	0.77	0.87	0.87	0.96
DPF1	0.93	0.96	0.95	0.97
Idc (Ampare)	0.872	1.132	1.571	1.891
Isl (Ampare)	2.5	2.75	3.58	3.87
Vcon1 (Volt)	26	27	27	27
THDi	31.3	29.6	30.9	23.8
Pdc (Watt)	218	283	392.75	472.75
Converter loss (Watt)	8	4	28	46.95
% η	96.33	99	92.9	90.06

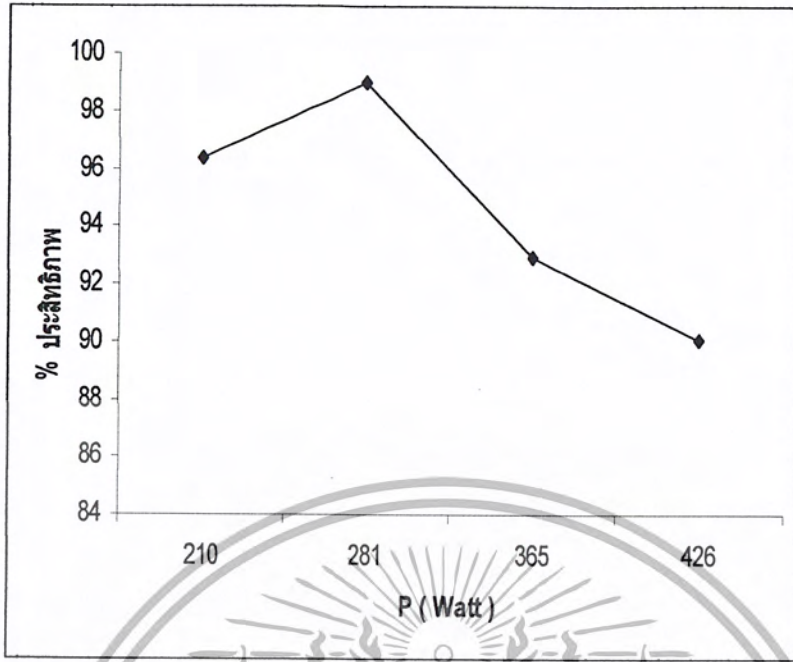


รูปที่ 4.49 สเปกตรัมของ Vcon1 ที่กำลังไฟฟ้า 210 Watt

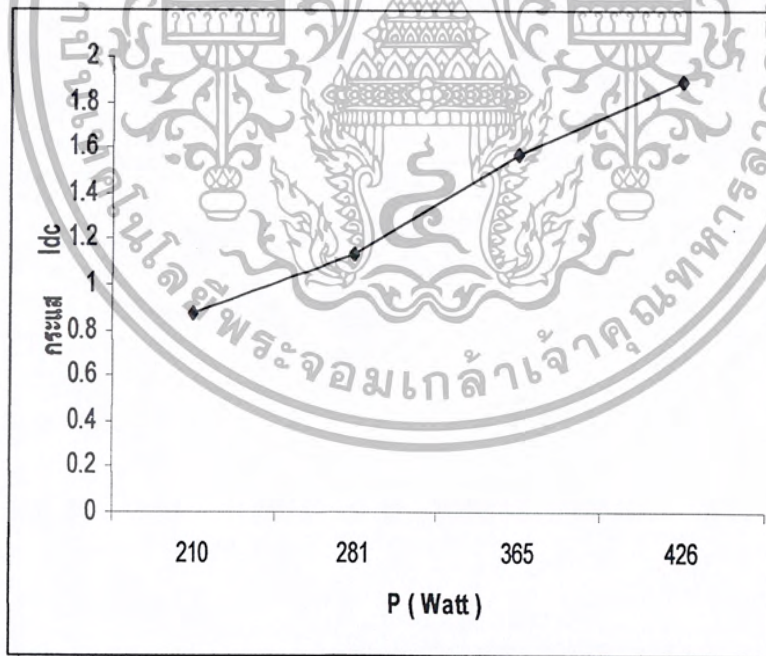


รูปที่ 4.50 การเปลี่ยนแปลงของ % THDj , เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

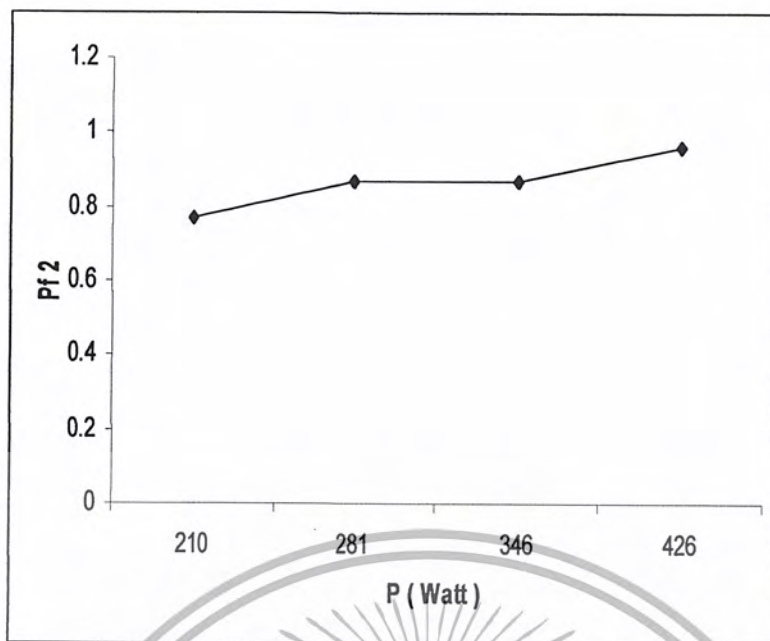


รูปที่ 4.51 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 4.52 การเปลี่ยนแปลงของกระแส Idc เทียบกับกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.53 การเปลี่ยนแปลงเพาเวอร์แฟคเตอร์เทียบกับกำลังไฟฟ้า

จากการทดลองที่ผ่านมาชุดที่ทำหน้าที่เป็นเป็นตัวรับหรือชุด inverter ทดสอบที่แรงดันไฟฟ้า กระแสตรงเชื่อมโยงที่ 100,150,200 และ 250 volt จะได้ผลการทดลองออกมาตามตารางที่ 4.5, 4.6, 4.7 และ 4.8 ตามลำดับจะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าที่รับมาจะมีค่าต่ำกว่าค่าส่ง อาจเกิดจากการสูญเสียในวงจร หรือสายส่ง แต่เมื่อมีการเทียบการส่งถ่ายพลังงานที่กำลังไฟฟ้าเท่ากันแต่ใช้แรงดันในการเชื่อมโยงสูงขึ้น จะทำให้ประสิทธิภาพดีขึ้น เช่น ส่งถ่ายพลังงาน 100 watt ที่แรงดัน 100 volt dc ประสิทธิภาพ 88.2% แต่ที่ 250 volt dc ประสิทธิภาพสูงขึ้นเป็น 92% เพราะว่าเมื่อส่งถ่ายในระดับแรงดันสูงขึ้นที่กำลังเท่าเดิม กระแสก็จะลดลงทำให้การสูญเสียในส่วนของสายส่งมีค่าลดลงอย่างมากเพราะว่ากำลังสูญเสียในสายส่ง แปรผันตามกำลังสองของกระแส และจากการทดลองส่งที่กำลังสูงๆนั้นทำให้ค่า THDj มีค่าลดลงดัง แสดงในรูปที่ 4.46 และค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ก็ดีขึ้นด้วยดังแสดงในรูปที่ 4.49

4.4.3. การทดลองหาประสิทธิภาพของระบบในการเชื่อมโยงไฟฟ้า

ตารางที่ 4.9 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 100$ volt

P1 (Watt)	90	190	250	300
Q1 (Var)	40	60	76	80
S1 (VA)	90	200	265	310
Vs1 (Volt)	71.1	74	73	72.9
Pf1	0.92	0.95	0.95	0.92
DPF1	0.99	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampare)	0.764	1.85	2.02	2.38
Is1 (Ampare)	1.34	2.71	3.58	4.45
Vcon1 (Volt)	100	105	104	103
THDi	39.11	20.85	16.8	14.28
P2 (Watt)	65.7	135	176	210
Q2 (Var)	21	23	25	27
S2 (VA)	77	149	200	223
Vs2 (Volt)	31	31.9	32	32.4
Pf2	0.96	0.99	0.99	0.99
DPF2	1	1	1	1
Idc (Ampare)	0.764	1.85	2.02	2.38
Is2 (Ampare)	2.2	4.25	5.54	6.5
Vcon2 (Volt)	80	90	95	100
THDi	29.86	13.14	10.58	9.78
Loss ของระบบ	24	55	74	90
% η	73	71	70.5	70

ตารางที่ 4.10 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 150$ volt

P1 (Watt)	112	200	300	400
Q1 (Var)	3	30	40	50
S1 (VA)	135	210	310	410
Vs1 (Volt)	147	145	145	145
Pf1	0.83	0.96	0.97	0.97
DPF1	1	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampare)	0.508	0.913	1.327	1.752
Is1 (Ampare)	1.02	2.03	2.93	3.89
Vcon1 (Volt)	204	202	201	203
THDi	49	22.1	18.7	17.2
P2 (Watt)	82.67	170.85	243.64	314.16
Q2 (Var)	33	39	50	60
S2 (VA)	106	146	260	320
Vs2 (Volt)	70.9	71.5	71.8	71.6
Pf2	0.72	0.83	0.92	0.93
DPF2	0.91	0.95	0.98	0.98
Idc (Ampare)	0.63	1.27	1.78	2.30
Is2 (Ampare)	1.584	2.85	3.642	4.68
Vcon2 (Volt)	17	17	18	18.5
THDj	45	35	29.8	29.1
Loss ของระบบ	18	36	57	85.84
% η	82.67	82.54	81.21	78.54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.11 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 200$ volt

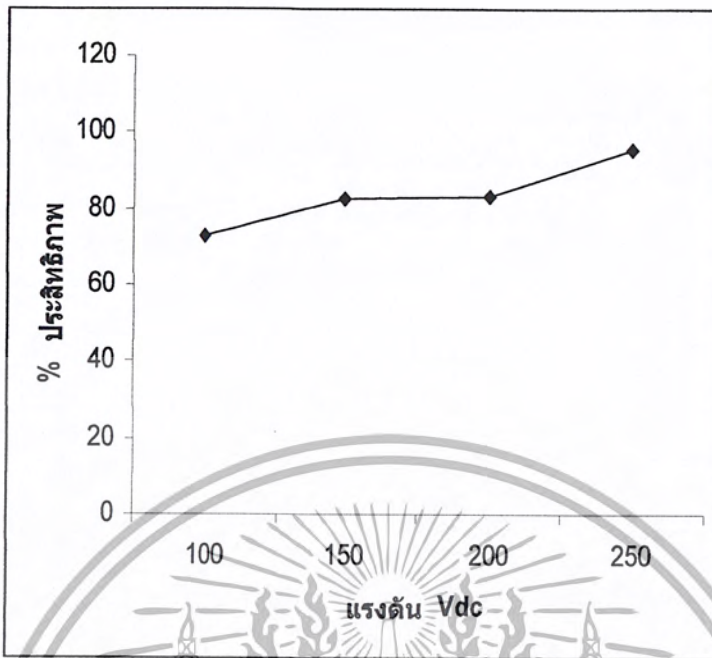
P1 (Watt)	112	200	300	400
Q1 (Var)	3	30	40	50
S1 (VA)	135	210	310	410
Vs1 (Volt)	147	145	145	145
Pf1	0.83	0.96	0.97	0.97
DPF1	1	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampere)	0.508	0.913	1.327	1.752
Is1 (Ampere)	1.02	2.03	2.93	3.89
Vcon1 (Volt)	204	202	201	203
THDi	49	22.1	18.7	17.2
P2 (Watt)	92.96	162.48	241.86	314.16
Q2 (Var)	11	100	110	140
S2 (VA)	230	210	310	340
Vs2 (Volt)	102	101.1	101.6	101.9
Pf2	0.48	0.56	0.74	0.76
DPF2	0.68	0.77	0.89	0.88
Idc (Ampere)	0.508	0.913	1.327	1.752
Is2 (Ampere)	1.882	2.74	3.184	3.94
Vcon2 (Volt)	24	24	23.5	25
THDj	67.9	65.2	50.9	48.9
Loss ของระบบ	20	40	58.14	86
% η	83.1	81.24	80.62	78.54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

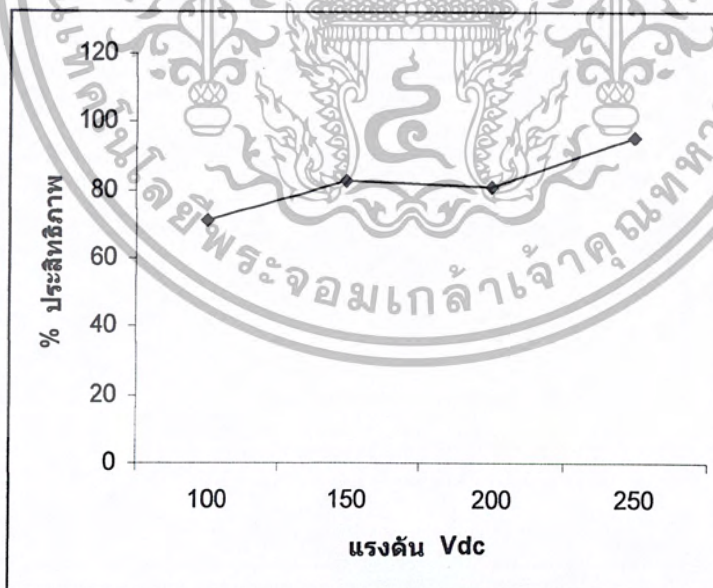
ตารางที่ 4.12 แสดงการหาประสิทธิภาพรวมของคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟฟ้า $V_{dc} = 250$ volt

P1 (Watt)	230	300	400	500
Q1 (Var)	30	40	50	70
S1 (VA)	240	310	420	520
Vs1 (Volt)	182	181	182	183
Pf1	0.95	0.96	0.97	0.97
DPF1	0.99	0.99	0.99	0.99
Idc (Ampere)	0.872	1.132	1.571	1.891
Is1 (Ampere)	1.302	1.702	2.23	2.83
Vcon1 (Volt)	255	254	252	253
THDi	26.2	22	19.6	17.7
P2 (Watt)	210	281.1	364.9	425.8
Q2 (Var)	58	80	90	90
S2 (VA)	237	300	370	450
Vs2 (Volt)	114.1	114.1	114.5	114.5
Pf2	0.77	0.87	0.87	0.96
DPF2	0.93	0.96	0.95	0.97
Idc (Ampere)	0.872	1.132	1.571	1.891
Is2 (Ampere)	2.5	2.75	3.58	3.87
Vcon2 (Volt)	26	27	27	27
THDj	31.3	29.6	30.9	23.8
Loss ของระบบ	20	18.9	35.1	74.2
% η	95.3	93.72	91.24	85.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

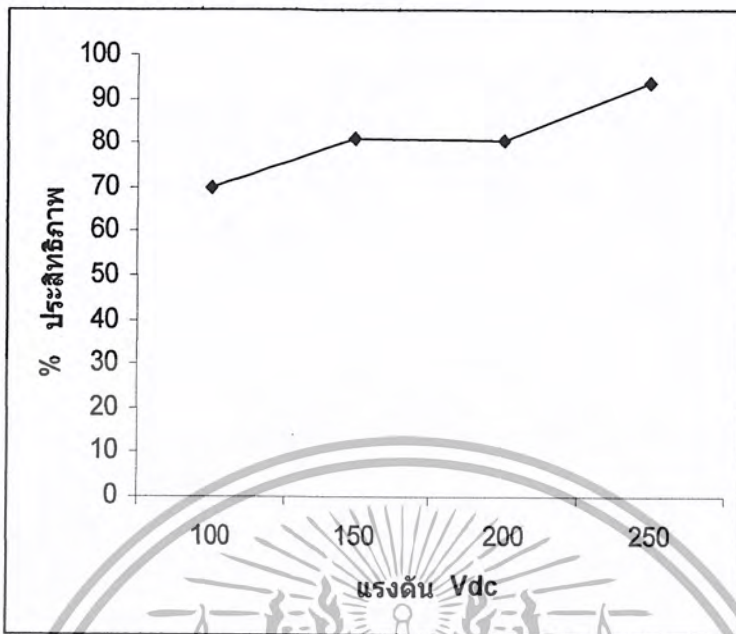


รูปที่ 4.54 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับแรงดันที่ กำลังไฟฟ้า 100 watt



รูปที่ 4.55 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับแรงดันที่ กำลังไฟฟ้า 200 watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.56 การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเทียบกับแรงดันที่จ่ายไฟฟ้า 300 watt

จากผลการทดลองที่ผ่านมาแสดงในตารางที่ 4.9, 4.10, 4.11 และ 4.12 เป็นค่าที่ได้จากการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าโดยทำการเชื่อมโยงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดันไฟฟ้า 100, 150, 200 และ 250 volt ตามลำดับผลการทดลองที่ได้ทั้งสิ้น ตารางจะมีลักษณะแนวโน้มและทิศทางที่เหมือนกัน คือว่าเมื่อมีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าให้มีความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ ที่ระดับแรงดันคงไฟฟ้าเชื่อมโยงคงที่ พบว่าค่าของกระแสไฟฟ้าจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ทำให้เกิดการสูญเสียของระบบมีค่ามากขึ้นด้วย แต่ว่าเมื่อมีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าที่สูงๆทำให้ค่า THDi จะมีค่าลดลงด้วยเพราะว่ากระแสไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่งผลให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าสูงขึ้นหรือเข้าใกล้หนึ่ง (unity) ทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้นด้วย ในส่วนของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟฟ้าจะมีค่าเปลี่ยนแปลงน้อยมากหรือเกือบจะคงที่

เมื่อเรานำค่าทั้งสี่ ตารางมาเปรียบเทียบกันว่าการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีการส่งกำลังไฟฟ้าเดียวกัน พบว่า เราเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยงให้มีความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ ทำให้ประสิทธิภาพของระบบมีค่าดีขึ้นด้วยซึ่งเกิดขึ้นจากการที่แรงดันไฟฟ้าสูงขึ้น ค่ากระแสไฟฟ้าจะมีค่าลดลง ค่าการสูญเสียของระบบก็ลดลงอีกด้วย โดยให้กำลังไฟฟ้าที่ต้องการเท่าเดิม ดังแสดงในรูปที่ 4.54, 4.55 และ 4.56 ตามลำดับ นั่นก็เป็นเหตุผลว่าทำไมต้องมีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าที่แรงดันไฟฟ้าสูงๆ ด้วย

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

จากวัตถุประสงค์และทฤษฎีเบื้องต้นได้ทำการเชื่อมโยงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ สองแหล่งส่งจ่ายเข้าด้วยกัน โดยผ่านระบบไฟฟ้ากระแสตรงผลสามารถเชื่อมโยงระบบไฟฟ้าได้สูงสุดที่ระดับแรงดัน DC 250 volt และสามารถส่งพลังงานไปกลับได้ 500 watt ประสิทธิภาพในการส่งโดยรวมของระบบวัดจากกำลังไฟฟ้าที่ส่งออกไปที่แหล่งจ่ายกระแสสลับ ด้านรับ เทียบกับกำลังไฟฟ้าที่ส่งไปทั้งหมด จากด้านจ่ายพบว่าถ้าเชื่อมโยงที่ระดับแรงดัน dc link สูงขึ้นประสิทธิภาพจะดีขึ้นจากการทดลองที่ระดับ dc link 250 volt ประสิทธิภาพที่ได้ประมาณ 92 %

ข้อดีของระบบ

1. สามารถส่งพลังงานไปกลับได้
2. ประสิทธิภาพในการส่งพลังงานดี
3. การสูญเสียในการส่งของสายส่งน้อยเนื่องจากส่งในรูปแบบไฟฟ้ากระแสตรง
4. ตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าใกล้เคียงหนึ่ง
5. ค่า % THD จะดีขึ้นเมื่อเทียบกับการใช้ไทรสเตอร์

ข้อเสียของระบบ

1. การควบคุมการสร้างความถี่ในการขับมีความยุ่งยากเนื่องจากใช้การตรวจจับสัญญาณมาเปรียบเทียบผ่านวงจรหลายวงจร
2. มีการสวิตช์ของสัญญาณเนื่องจากในระบบมีวงจร pi - controller เข้ามาเกี่ยวข้อง
3. เมื่อความถี่ในการสวิตช์สูงขึ้นความสูญเสียในการสวิตช์จึงสูง

ปัญหาในระหว่างการทำโครงการนี้

1. ไม่สามารถเชื่อมโยงที่ระดับแรงดันสูงตามทฤษฎีได้เนื่องจากขีดจำกัดของขนาดอุปกรณ์และราคา
2. เครื่องมือที่ใช้เก็บผลการทดลองไม่แม่นยำทำให้ผลการทดลองมีความคลาดเคลื่อน
3. ไม่มีประสบการณ์ในการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทำให้เกิดการผิดพลาดบ่อยครั้ง
4. อุปกรณ์บางชิ้นหาซื้อยาก

สิ่งที่ควรได้รับการพัฒนาต่อไปเป็นโครงการนี้

1. ควรมีการเพิ่มพิกัดให้สามารถเชื่อมโยงที่ระดับแรงดัน dc link สูงกว่านี้
2. ควรพัฒนาการส่งพลังงาน โดยใช้การควบคุมแบบอัตโนมัติแทนการปรับหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. ศิริวัฒน์ โปธิเวชกุล “ระบบไฟฟ้ากำลัง เล่ม 1” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2536
2. ศิริวัฒน์ โปธิเวชกุล “ระบบไฟฟ้ากำลัง เล่ม 2” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2536
3. กิตดา ไชยอนุสรณ์, พรชัย เศรษฐสมบัติ, วิทยา เถินมงคลและ อารมณ์ ไพฑูริย์ “ การศึกษาการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทาง ของหนึ่งเฟส AC/DC คอนเวอร์เตอร์” วิทยุยานิพนธ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2544
4. จักรพงษ์ จารุมิศร์ “คอนเวอร์เตอร์ 12 พัลส์ ประยุกต์ใช้ในการส่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง”วิทยุยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2542
5. วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ “การควบคุมกระบวนการและอุปกรณ์ควบคุมอัตโนมัติคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2545 หน้า 44-62
6. เศรษฐ พัฒนเดช,ธวัชชัย สิริจันทร์พรและศักดิ์ชาย แก้วสกุล “ชุดจำลองระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงกระแสตรง” วิทยุยานิพนธ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2540
7. สุรินทร์ คำฝอย “ เอกสารประกอบการสอนวิชา ELECTRONIC ENGINEERING “ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2544
8. ร.อ.พศ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน “เอกสารประกอบการสอนวิชา POWER ELECTRONIC “ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2545
- 9.นาย กำพล สิริจันทร์พงศ์ “หนึ่งเฟส เอชวี ทู ดีซี สวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ที่มีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส” วิทยุยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2545
10. Mohan,et.al. Power Electronics. 2nd. U.S.A. : John wiley &sons. 1995
11. M.H. Rashid. Power Electronics Circuit, Devices , and Application. Second edition, Prentice Hall, U.S.A. 1993

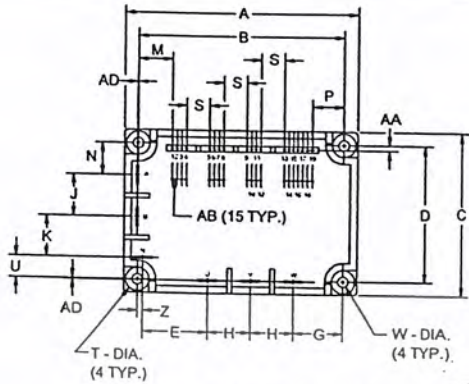
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



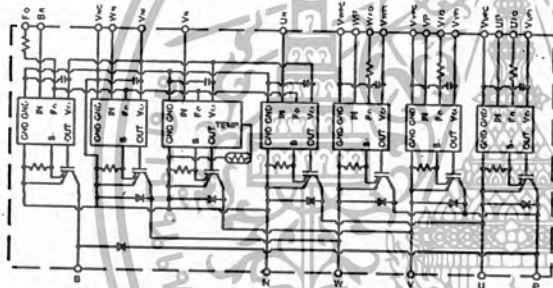
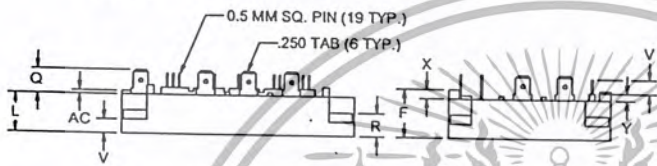
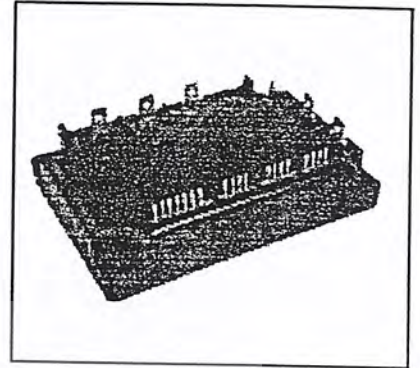
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE



- | | |
|---------------------|----------------------|
| 1. V _{UPC} | 11. W _P |
| 2. U _{Fo} | 12. V _{WPI} |
| 3. U _P | 13. V _{NC} |
| 4. V _{UPI} | 14. V _N |
| 5. V _{VPC} | 15. B _R |
| 6. V _{Fo} | 16. U _N |
| 7. V _P | 17. V _N |
| 8. V _{VP} | 18. W _N |
| 9. V _{VPC} | 19. F _o |
| 10. W _{Fo} | |



Outline Drawing and Circuit Diagram

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

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	N · m
Module Weight (Typical)	—	330	Grams
Supply Voltage Protected by OC and SC ($V_D = 13.5 - 16.5\text{V}$, Inverter Part, $T_j = 125^\circ\text{C}$)	$V_{CC(prot)}$	800	Volts
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Vrms

Control Sector

Supply Voltage (Applied between $V_{UP1}-V_{UPC}$, $V_{VP1}-V_{VPC}$, $V_{WP1}-V_{WPC}$, $V_{N1}-V_{NC}$)	V_D	20	Volts
Input Voltage (Applied between U_P-V_{UPC} , V_P-V_{VPC} , W_P-V_{WPC} , $U_N \cdot V_N \cdot W_N \cdot B_C-V_{NC}$)	V_{CIN}	20	Volts
Fault Output Supply Voltage Applied between ($U_{FO}-V_{UPC}$, $V_{FO}-V_{VPC}$, $W_{FO}-V_{WPC}$, 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 ($V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$)	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)	$V_{CC(surge)}$	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)	$V_{CC(surge)}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	62	Watts
Diode Forward Current	I_F	10	Amperes
Diode DC Reverse Voltage	$V_{R(DC)}$	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	$t_{off(OC)}$	$V_D = 15\text{V}$	—	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 $V_{UP1}-V_{UPC}$, $V_{VP1}-V_{VPC}$, $V_{WP1}-V_{WPC}$, $V_{N1}-V_{NC}$	13.5	15	16.5	Volts
Circuit Current	I_D	$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, $V_{N1}-V_{NC}$	—	44	60	mA
		$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, $V_{XP1}-V_{XPC}$	—	13	18	mA
Input ON Threshold Voltage	$V_{th(on)}$	Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input OFF Threshold Voltage	$V_{th(off)}$	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	$I_{FO(H)}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{FO} = 15\text{V}$	—	—	0.01	mA
	$I_{FO(L)}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{FO} = 15\text{V}$	—	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}	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0 \leftrightarrow 15\text{V}$	0.5	1.0	2.5	μs	
			t_{rr}	—	0.15	0.3	μs
			$t_{C(on)}$	—	0.4	1.0	μs
			t_{off}	—	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

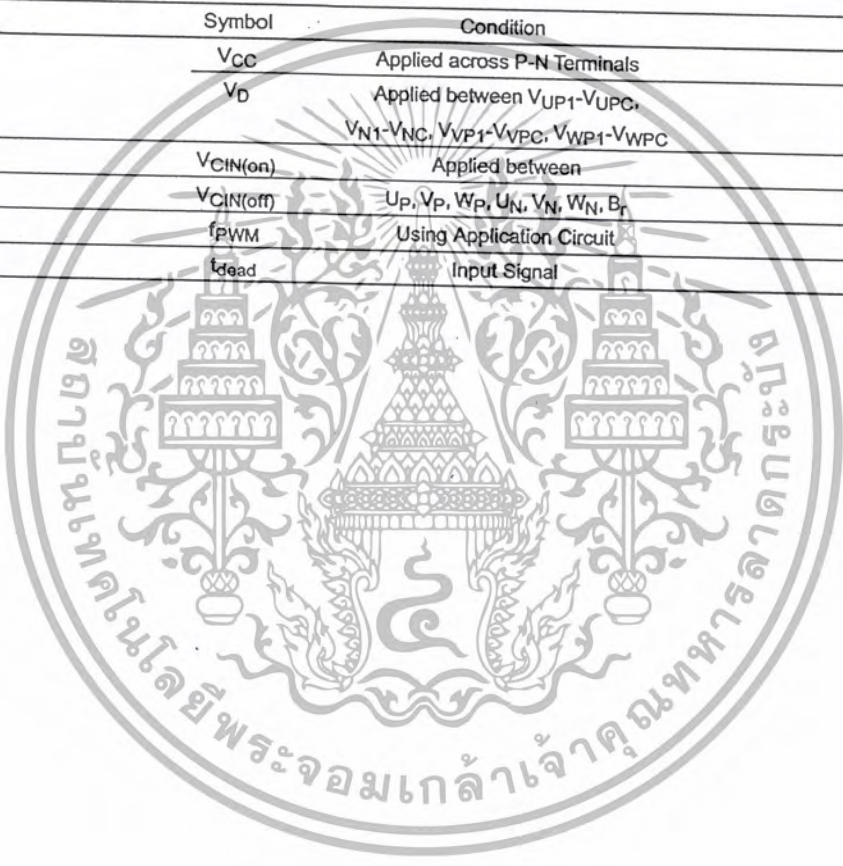
FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

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

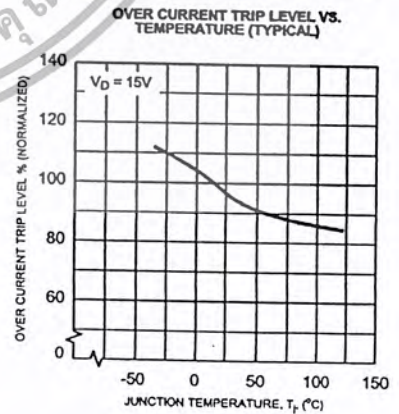
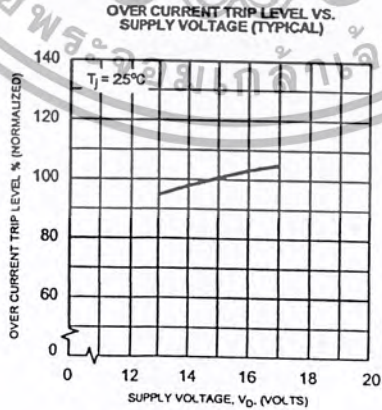
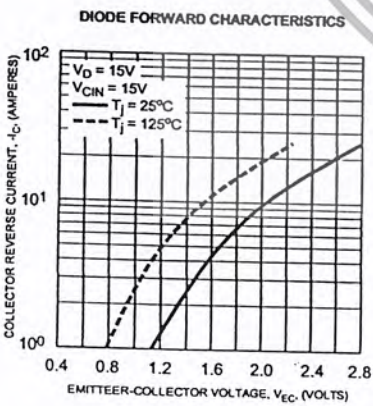
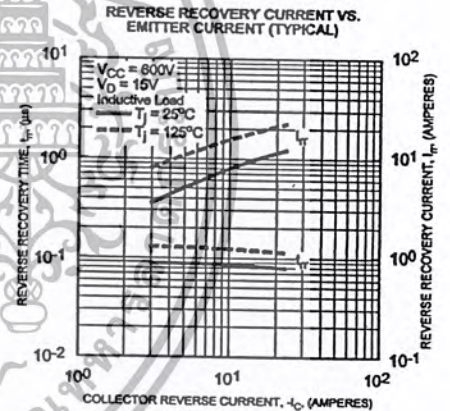
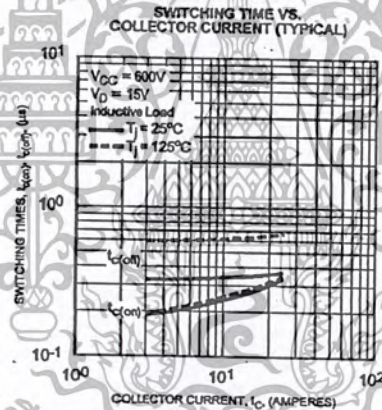
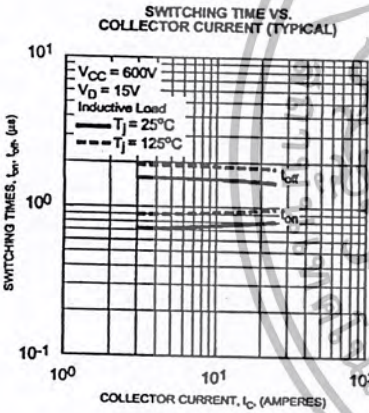
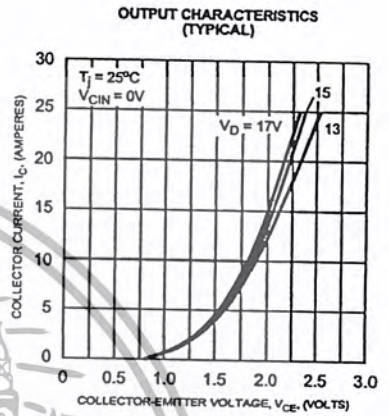
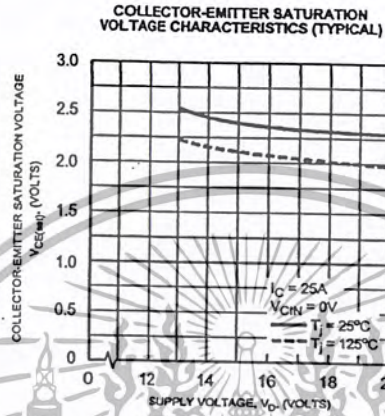
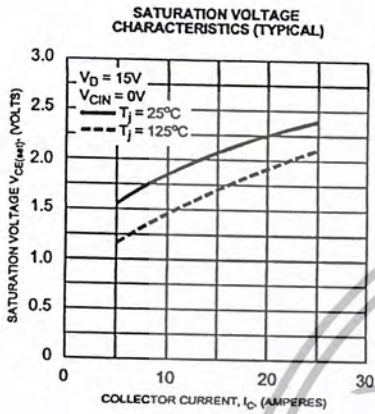
Recommended Conditions for Use

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	$V_{CIN(off)}$	$U_p, V_p, W_p, U_N, V_N, W_N, B_r$	$4.0 \sim V_D$	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	Using Application Circuit	5 ~ 20	kHz
Minimum Dead Time	t_{dead}	Input Signal	≥ 2.5	μs



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพียงปรกติเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inverter Part

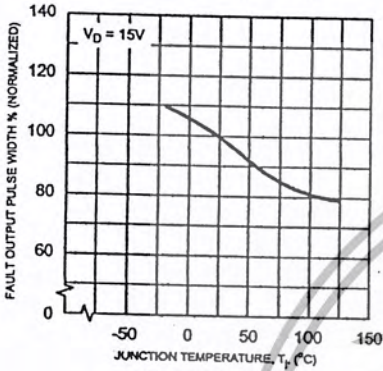


PM25RSB120

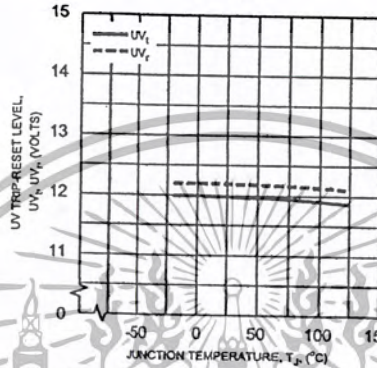
FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Inverter Part

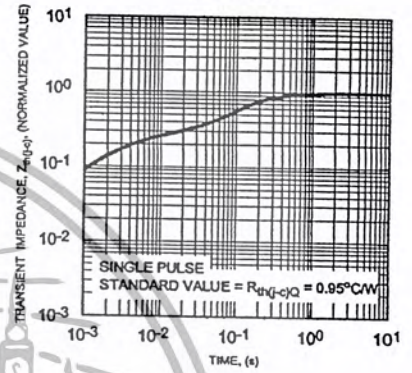
FAULT OUTPUT PULSE WIDTH VS. TEMPERATURE (TYPICAL)



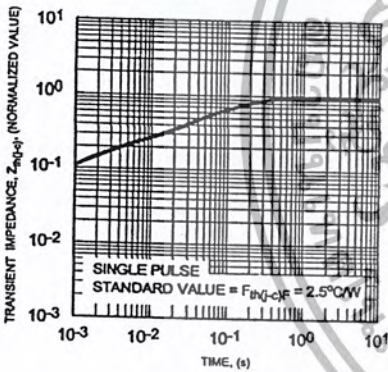
CONTROL SUPPLY VOLTAGE TRIP-RESET LEVEL TEMPERATURE DEPENDENCY (TYPICAL)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (Each IGBT)



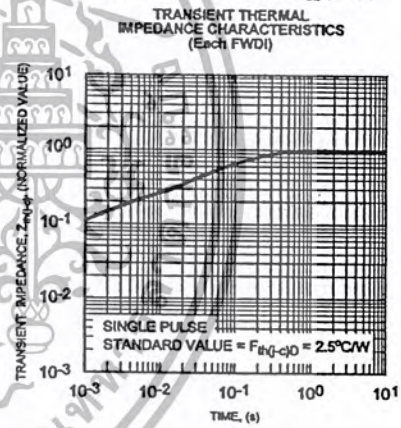
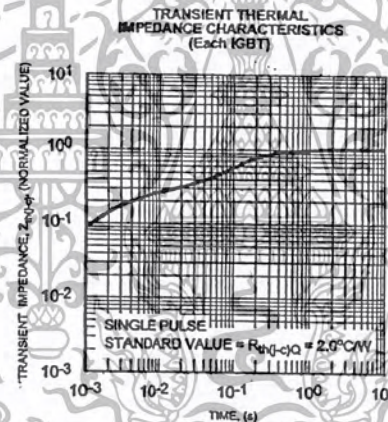
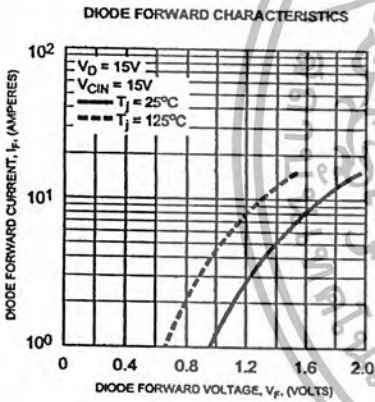
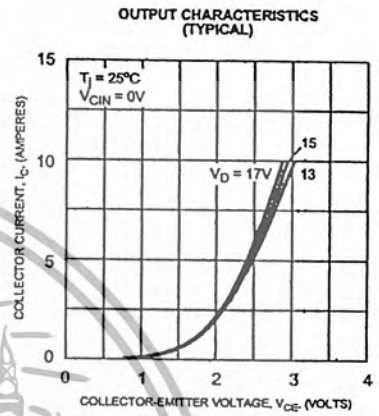
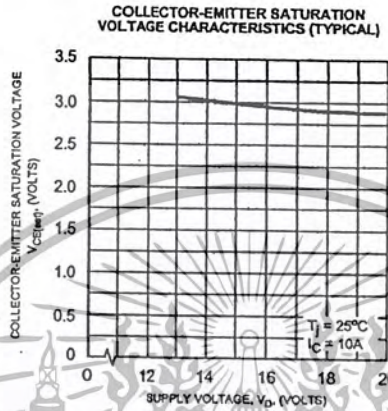
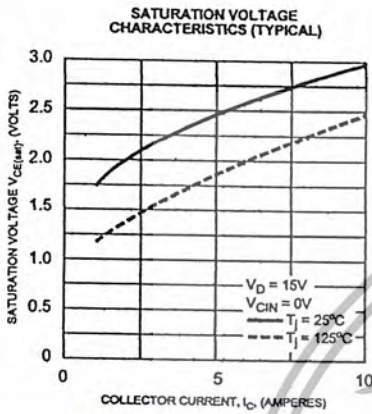
TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (Each FWDI)



PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Brake Part



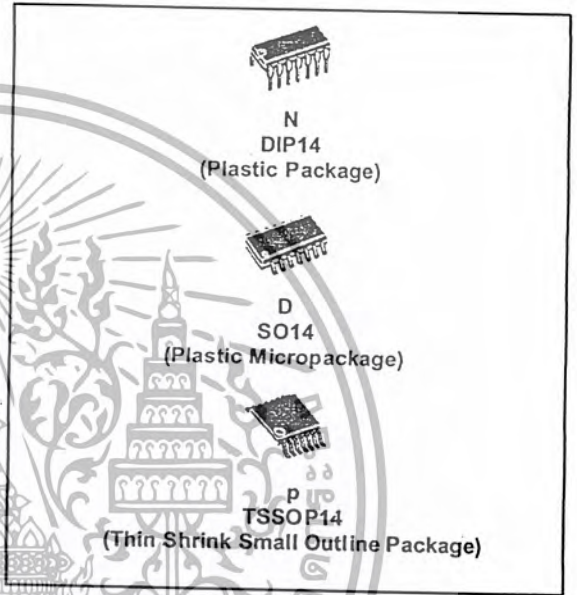
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพียงครั้งเดียวเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL084 TL084A - TL084B

GENERAL PURPOSE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16V/\mu s$ (typ)



DESCRIPTION

The TL084, TL084A and TL084B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

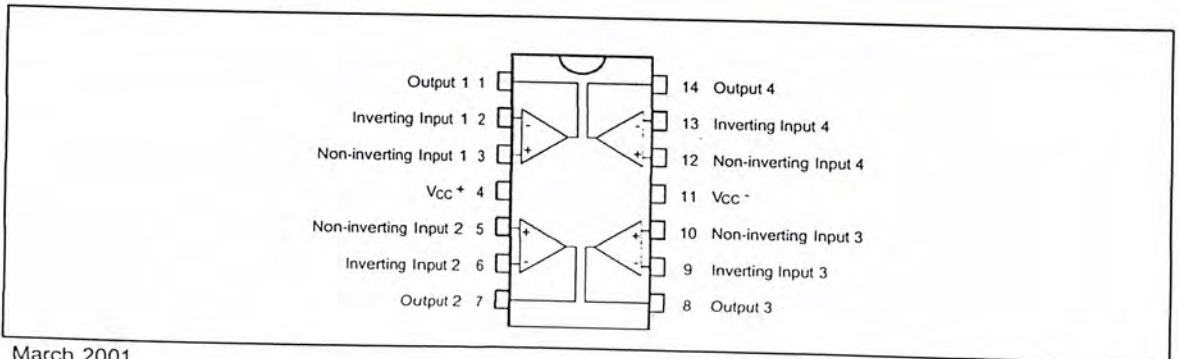
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL084M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL084I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL084C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•
Example : TL084CN, TL084CD				

N = Dual in Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
 P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

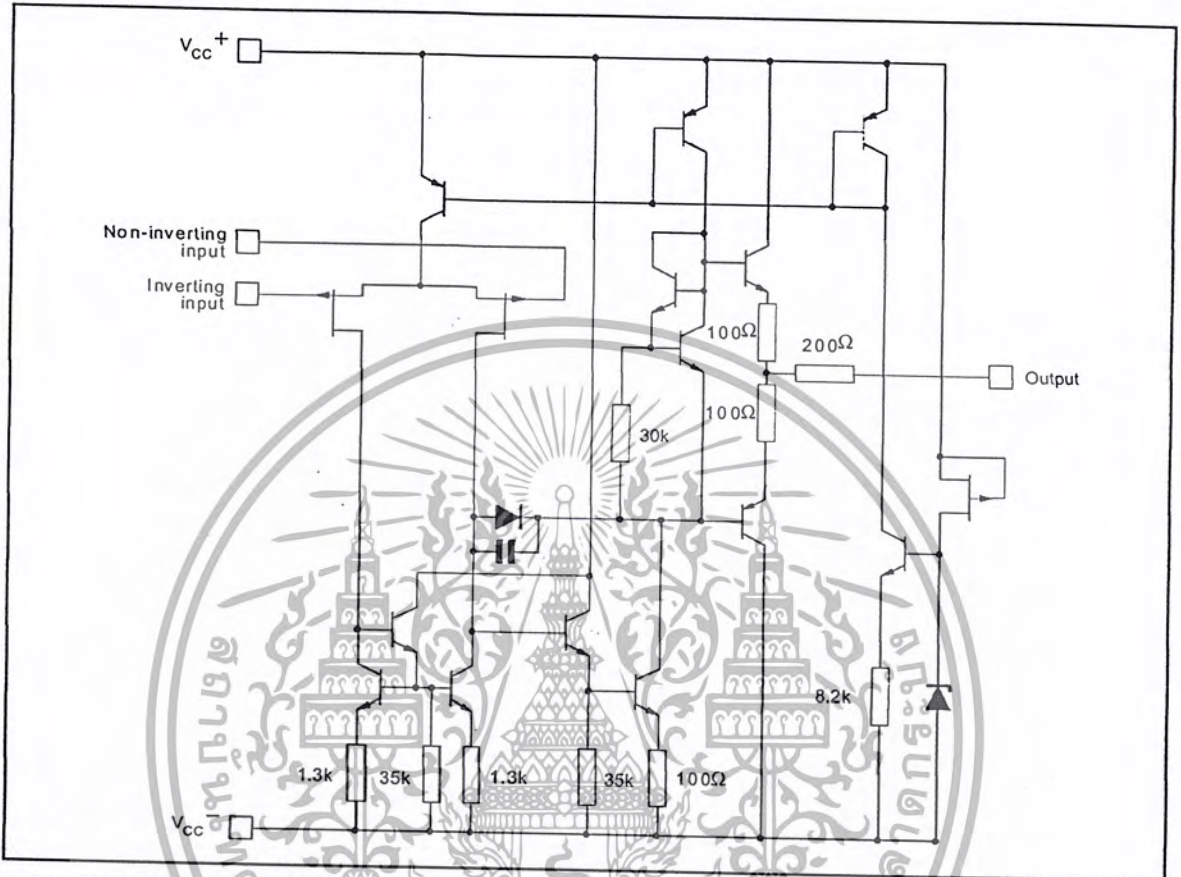
PIN CONNECTIONS (top view)



March 2001

1/12

SCHEMATIC DIAGRAM (each amplifier)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	TL084M, AM, BM	TL084I, AI, BI	TL084C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage - note 1)		± 18		V
V_i	Input Voltage - note 2)		± 15		V
V_{id}	Differential Input Voltage - note 3)		± 30		V
P_{tot}	Power Dissipation		680		mW
	Output Short-circuit Duration - note 4)		Infinite		
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to +150		$^{\circ}C$

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL084I,M,AC,AI,AM,BC,BI,BM			TL084C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$							mV
	TL084 TL084A TL084B TL084 TL084A TL084B		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^\circ C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^\circ C$		5	100		5	100	pA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			4		4		
I_{ib}	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^\circ C$		20	200		20	400	pA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			20		20	20	
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^\circ C$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$	80	86		70	86		dB
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80			70			
I_{CC}	Supply Current, no load, per amplifier $T_{amb} = +25^\circ C$		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$	80	86		70	86		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^\circ C$	10	40	60	10	40	60	
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10		60	10		60	
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^\circ C$							V
	$RL = 2k\Omega$	10	12		10	12		
	$RL = 10k\Omega$	12	13.5		12	13.5		
	$RL = 2k\Omega$ $RL = 10k\Omega$	10 12			10 12			
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	16		8	16		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

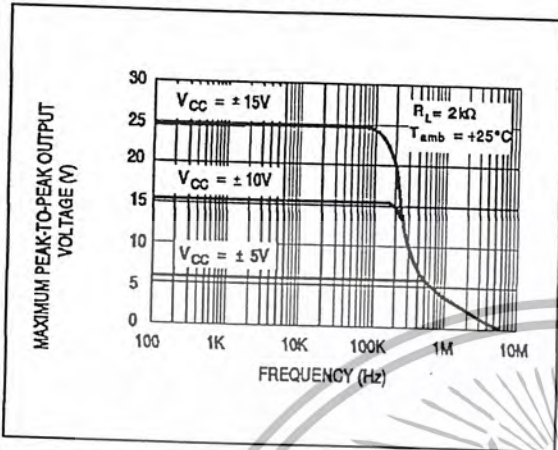
TL084 - TL084A - TL084B

Symbol	Parameter	TL084I,M,AC,AI,AM,BC,BI,BM			TL084C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$), $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$, $A_v = 20\text{dB}$, $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega$, $f = 1\text{KHz}$		15			15		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
ϕ_m	Phase Margin		45			45		degrees
V_{o1}/V_{o2}	Channel Separation $A_v = 100$		120			120		dB

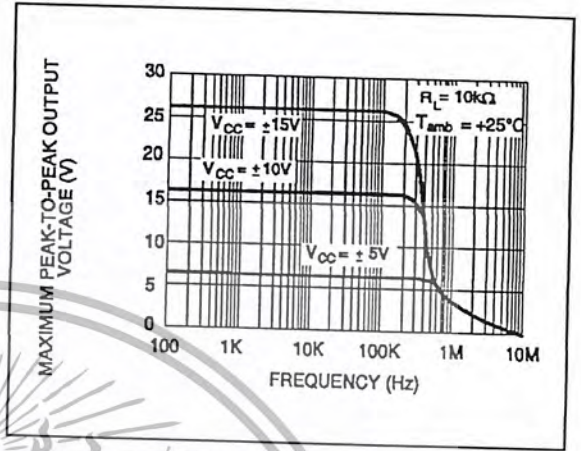
1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.



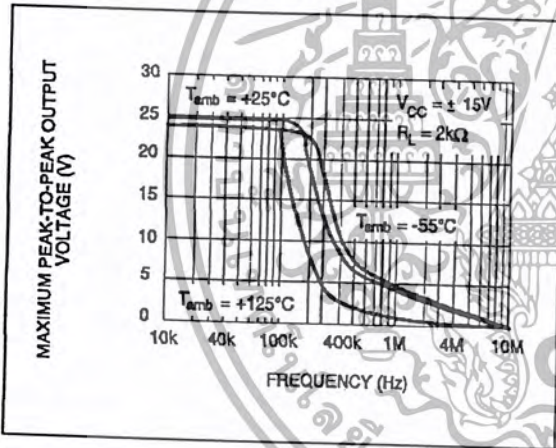
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



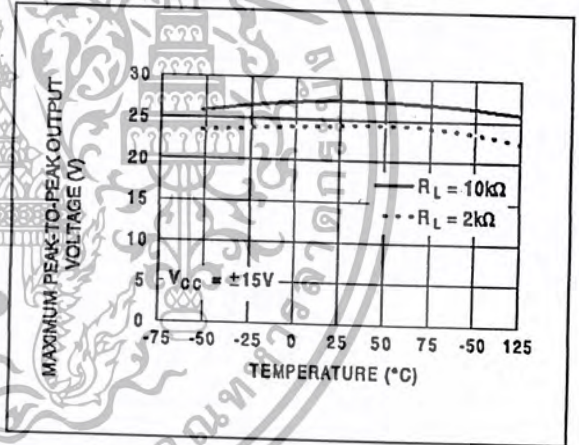
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



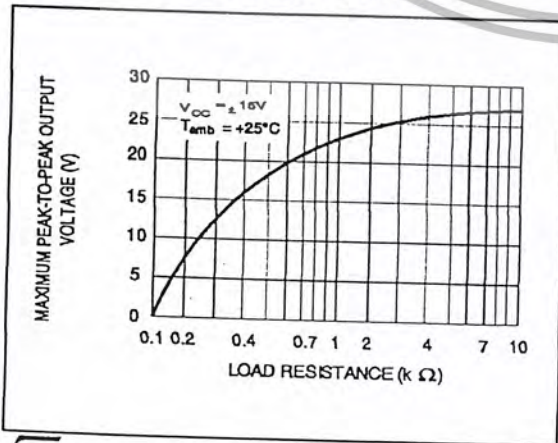
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



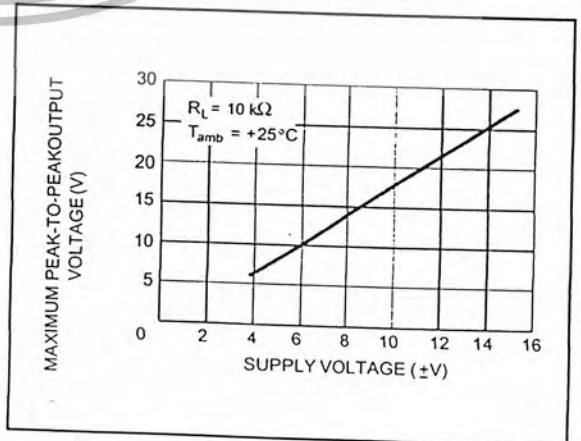
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus LOAD RESISTANCE

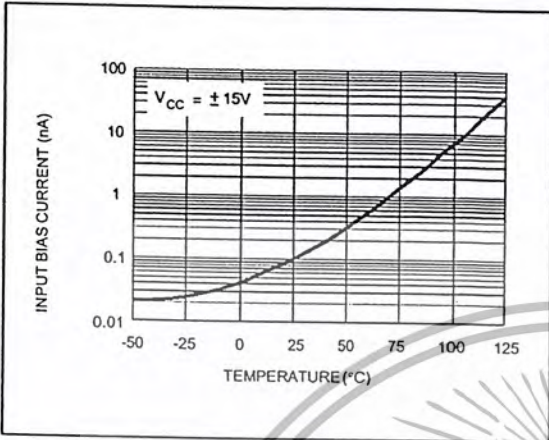


MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE

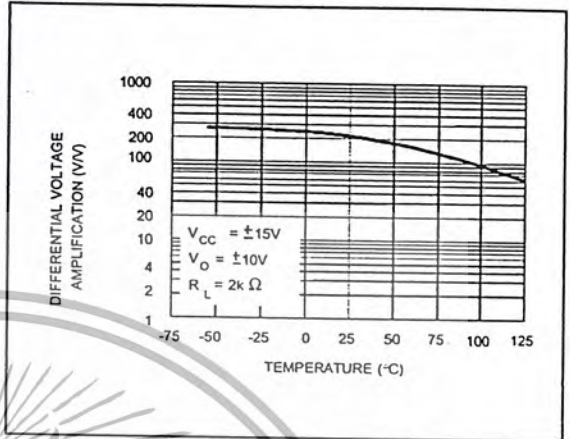


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

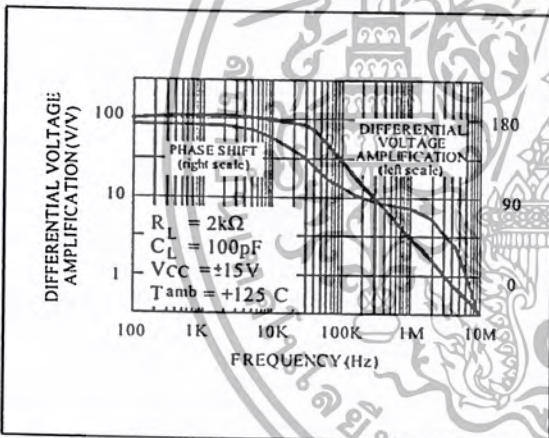
INPUT BIAS CURRENT versus FREE AIR TEMPERATURE



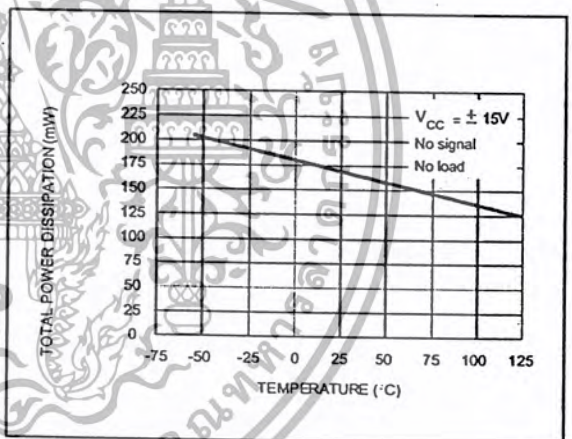
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION versus FREE AIR TEMP.



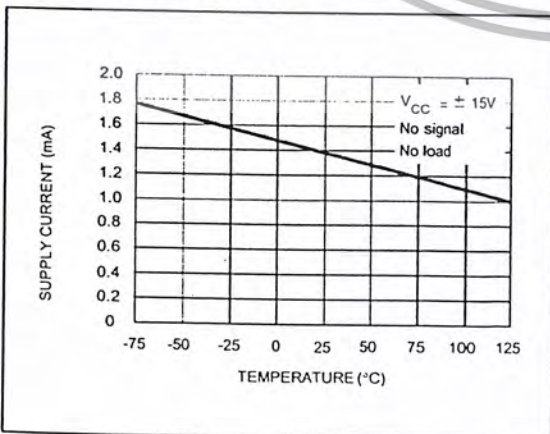
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY



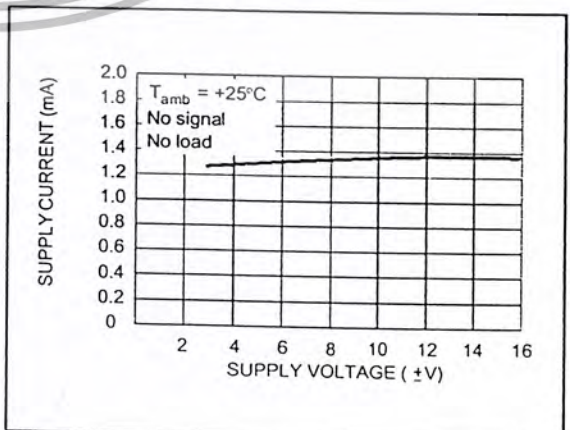
TOTAL POWER DISSIPATION versus FREE AIR TEMPERATURE



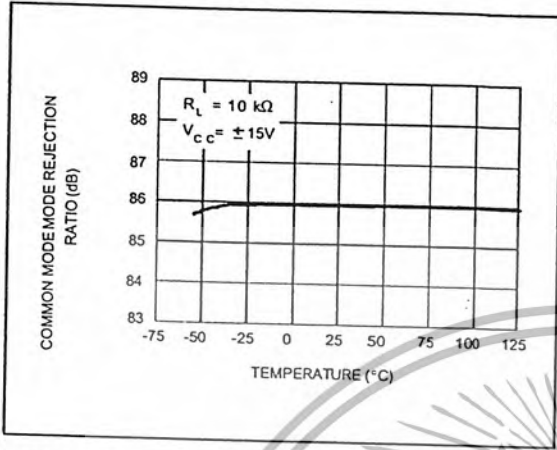
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus FREE AIR TEMPERATURE



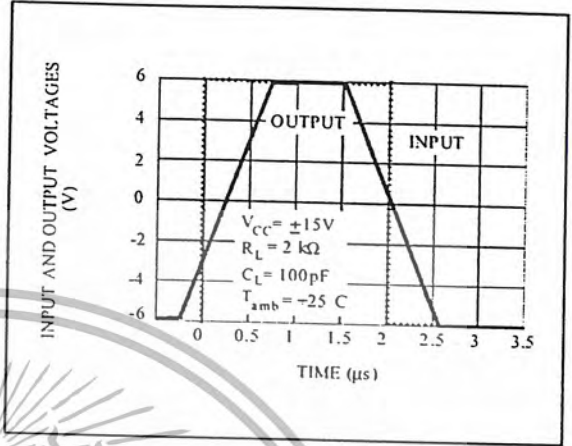
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus SUPPLY VOLTAGE



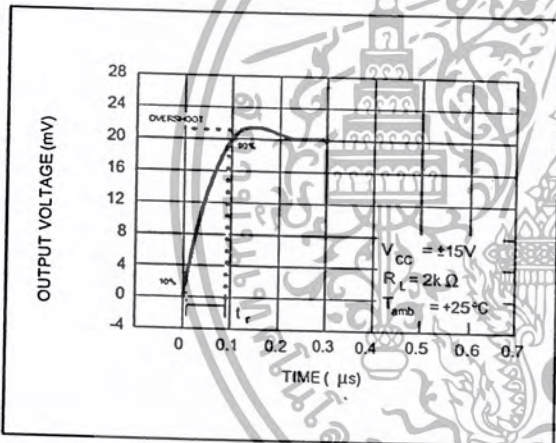
COMMON MODE REJECTION RATIO versus FREE AIR TEMPERATURE



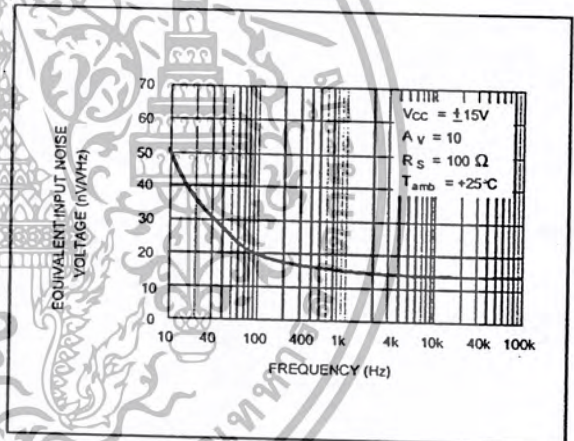
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



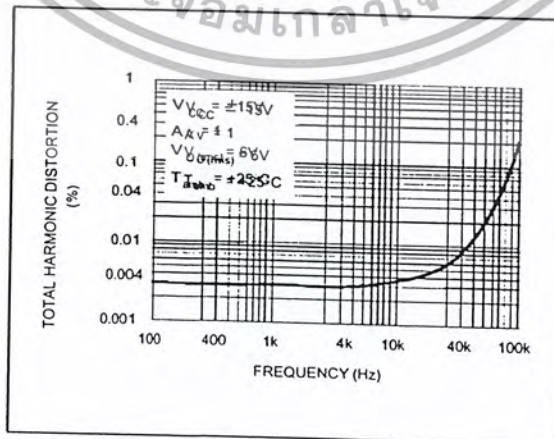
OUTPUT VOLTAGE versus ELAPSED TIME



EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus FREQUENCY



TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY



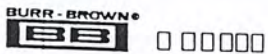
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Í BÙÝ ¼ ¼ BÍ ¼ 0 Í

0000YI ¼ B0

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{VDC}$, unless otherwise noted.

00000	00000000E			00000000			00000000			00000000			E000I	
	00	I00	00E	00	I00	00E	00	I00	00E	00	I00	00E		
00E0I 0000I 00T 00T 0000Y0 Transfer Function Total Error ⁽¹⁾ (-10V ≤ X, Y ≤ +10V) T _A = min to max Total Error vs Temperature Scale Factor Error (SF = 10.000V Nominal) ⁽²⁾ Temperature Coefficient of Scaling Voltage Supply Rejection (±15V ±1V) Nonlinearity X (X = 20Vp-p, Y = 10V) Y (Y = 20Vp-p, X = 10V) Feedthrough ⁽³⁾ X (Y Nulled, X = 20Vp-p, 50Hz) Y (X Nulled, Y = 20Vp-p, 50Hz) Both Inputs (500kHz, 1Vrms) Unnulled Nulled Output Offset Voltage Output Offset Voltage Drift			±2.0	$\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{10V} + Z_2$					±0.5				%	
		±2.5		±1.5				±1.0					±2.0	%
		±0.03		±0.022				±0.015					±0.02	%/°C
		±0.25		±0.1										%
		±0.02		±0.01				±0.01						%/°C
				±0.01										%
				±0.4				0.2	±0.3					%
				±0.01					±0.1					%
				±0.3				±0.15	±0.3					%
				±0.01					±0.1					%
	40 ⁽⁴⁾	50		45	55			60	60					dB
	55 ⁽⁴⁾	60		55	65			70	70					dB
		±50	±100	±5	±30									mV
				±200				±100						µV/°C
00000000I Small Signal BW, (V _{OUT} = 0.1Vrms) 1% Amplitude Error (C _{LOAD} = 1000pF) Slew Rate (V _{OUT} = 20Vp-p) Settling Time (to 1%, ΔV _{OUT} = 20V)	6 ⁽⁴⁾			8	10					6				MHz
					100									kHz
					20									V/µs
					2									µs
00000000 Noise Spectral Density: SF = 10V Wideband Noise: f = 10Hz to 5MHz f = 10Hz to 10kHz					0.8									µV/√Hz
					1									mVrms
					90									µVrms
00E0E0I Output Voltage Swing Output Impedance (f ≤ 1kHz) Output Short Circuit Current (R _L = 0, T _A = min to max) Amplifier Open Loop Gain (f = 50Hz)				±11	0.1									V
					30									Ω
					85									mA
														dB
00E0I 00000000I 00000000E Input Voltage Range Differential V _{IN} (V _{CM} = 0) Common-Mode V _{IN} (V _{DIFF} = 0) (see Typical Performance Curves) Offset Voltage X, Y Offset Voltage Drift X, Y Offset Voltage Z Offset Voltage Drift Z CMRR Bias Current Offset Current Differential Resistance					±12									V
					±10									V
		±25	±100	±5	±20			±2	±10					mV
		200		100				50						µV/°C
		±25	±100	±5	±30			±2	±15					mV
				200				100				500		µV/°C
				60	80		70	90						dB
					0.8	2.0								µA
					0.1									µA
					10									MΩ
00E0I 00000000I 00000000E Transfer Function (X ₁ > X ₂) Total Error ⁽¹⁾ untrimmed (X = 10V, -10V ≤ Z ≤ +10V) (X = 1V, -1V ≤ Z ≤ +1V) (0.1V ≤ X ≤ 10V, -10V ≤ Z ≤ 10V)				$10V \frac{(Z_2 - Z_1)}{(X_1 - X_2)} + Y_1$										%
		1.5		±0.75				±0.35			±0.75			%
		4.0		±2.0				±1.0						%
		5.0		±2.5				±1.0						%
ÍÍE0I 00000000E Transfer Function Total Error (-10V ≤ X ≤ 10V)				$\frac{(X_1 - X_2)^2}{10V} + Z_2$										%
		±1.2		±0.6				±0.3						%



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลทั่วไป

ข้อมูลทั่วไป

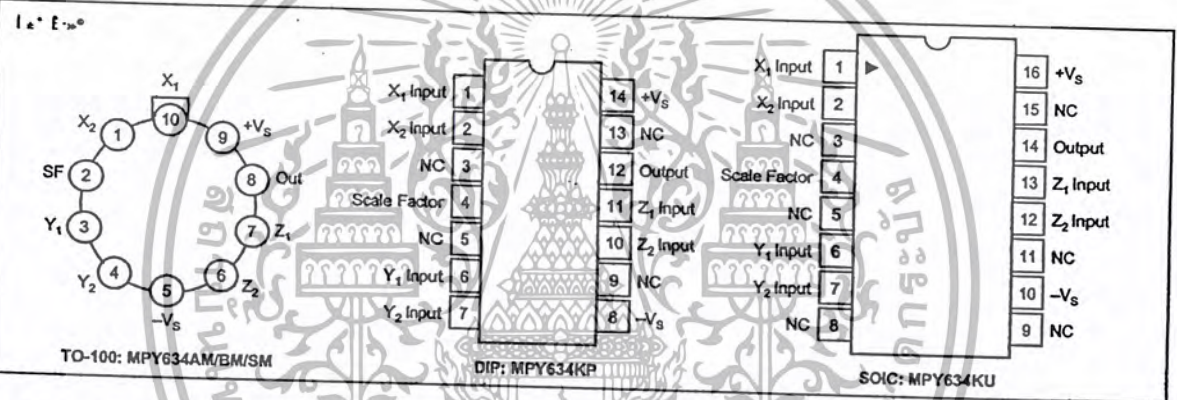
At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{VDC}$, unless otherwise noted.

พารามิเตอร์	ข้อกำหนด			ข้อกำหนด			ข้อกำหนด			ข้อกำหนด			หน่วย
	ค่า	ICD	หมายเหตุ	ค่า	ICD	หมายเหตุ	ค่า	ICD	หมายเหตุ	ค่า	ICD	หมายเหตุ	
Transfer Function ($Z_1 \leq Z_2$) Total Error ⁽¹⁾ ($1\text{V} \leq Z \leq 10\text{V}$)		•		$\sqrt{10V(Z_2 - Z_1) + X_2}$				•			•		%
Supply Voltage: Rated Performance Operating Supply Current, Quiescent	•	•	•	±8	±15	±18	•	•	•	•	•	•	VDC VDC mA
Specification Storage	*(5)		*(5)	-25	+85	-65	•	•	•	-55		•	+125 °C

* Specification same as for MPY634AM.

NOTES: (1) Figures given are percent of full scale, $\pm 10\text{V}$ (i.e., $0.01\% = 1\text{mV}$). (2) May be reduced to 3V using external resistor between $-V_S$ and SF. (3) Irreducible component due to nonlinearity; excludes effect of offsets. (4) KP grade only. (5) KP grade only. 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for KU grade.

ข้อมูลการเชื่อมต่อ

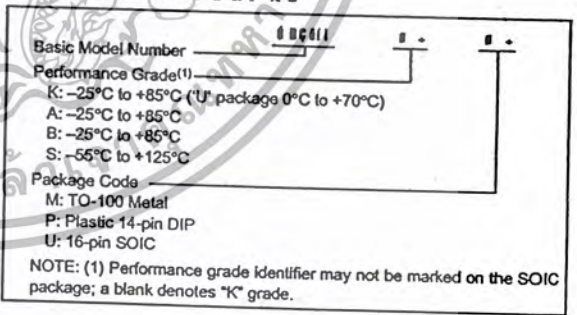


ข้อมูลการเชื่อมต่อ

พารามิเตอร์	ข้อกำหนด	ข้อกำหนด	ข้อกำหนด
Power Supply Voltage	±18	•	±20
Power Dissipation	500mW	•	
Output Short-Circuit to Ground	Indefinite	•	
Input Voltage (all X, Y and Z)	±Vs	•	
Temperature Range:			
Operating	-25°C/+85°C	•	-55°C/+125°C
Storage	-65°C/+150°C	•	
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C	•	
SOIC 'KU' Package			+260°C

* Specification same as for MPY634AM/BM.

ข้อมูลการเชื่อมต่อ



ข้อมูลการเชื่อมต่อ

พารามิเตอร์	ข้อกำหนด	ข้อกำหนด
MPY634KP	14-Pin PDIP	010
MPY634KU	16-Pin SOIC	211
MPY634AM	TO-100	007
MPY634BM	TO-100	007
MPY634SM	TO-100	007

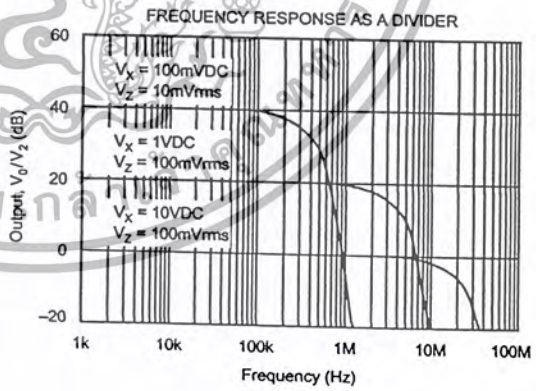
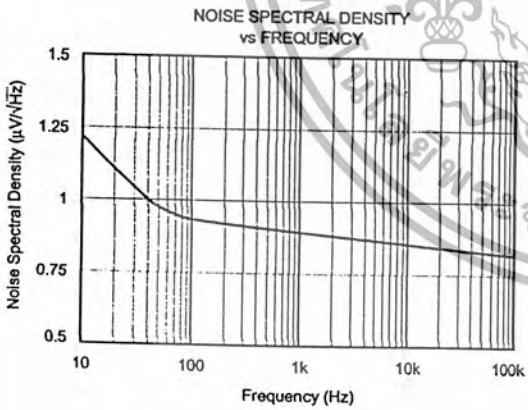
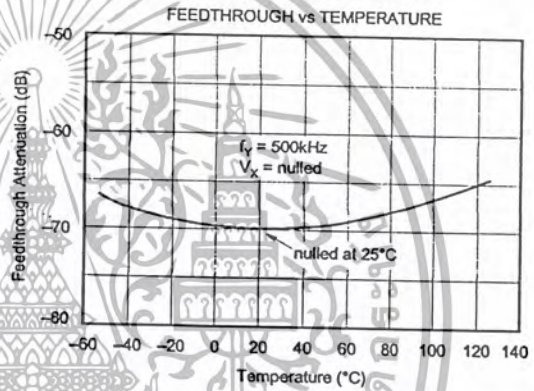
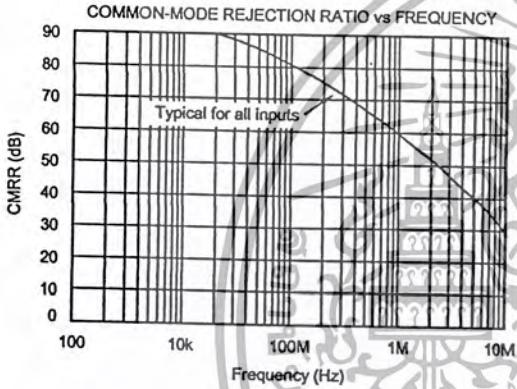
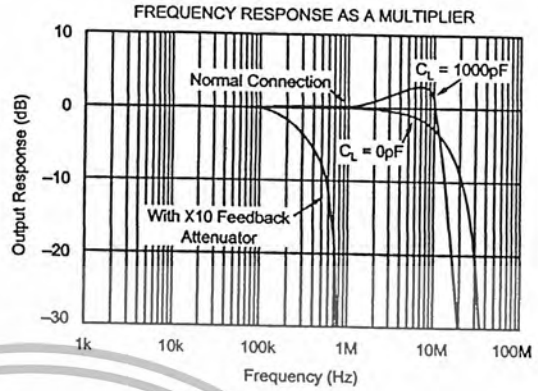
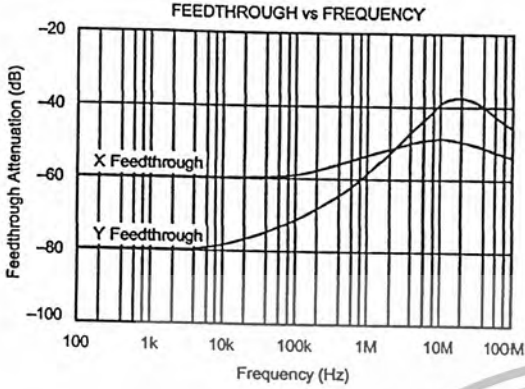
NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix D of Burr-Brown IC Data Book.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ι Ç Β Χ Β Ô Β Ô Î Û Ñ Î Ó Β Ô Υ Ô Ý È Î Ε Ο Î

$T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_s = \pm 15\text{VDC}$, unless otherwise noted.



The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FEATURES

- Isolation Test Voltage: 5300 V_{RMS}
- TTL Compatible
- High Bit Rates: 1.0 Mbit/s
- High Common-Mode Interference Immunity
- Bandwidth 2.0 MHz
- Open-Collector Output
- External Base Wiring Possible
- Field-Effect Stable by TRIOS*
- Underwriters Lab File #E52744
- VDE #0884 Approval Available with Option 1

Description

The 6N135 and 6N136 are optocouplers with a GaAlAs infrared emitting diode, optically coupled with an integrated photodetector which consists of a photodiode and a high-speed transistor in a DIP-8 plastic package.

Signals can be transmitted between two electrically separated circuits up to frequencies of 2.0 MHz. The potential difference between the circuits to be coupled is not allowed to exceed the maximum permissible reference voltages.

Maximum Ratings

Emitter

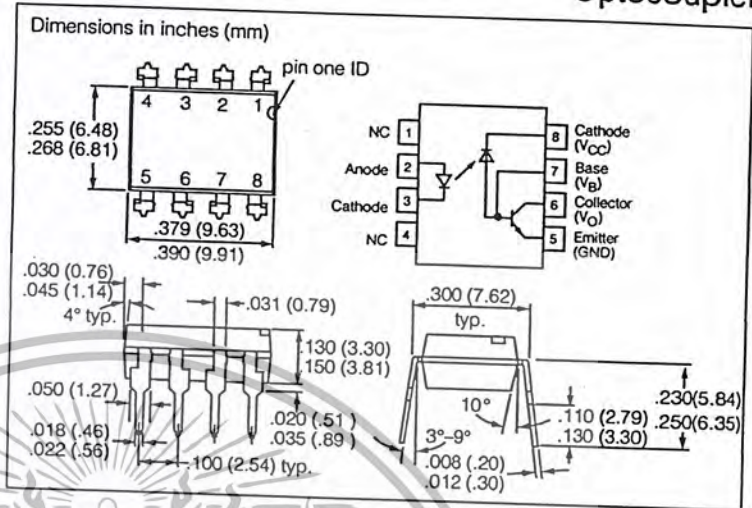
- Reverse Voltage 5.0 V
- Forward Current 25 mA
- Peak Forward Current (t = 1.0 ms, duty cycle 50%) 50 mA
- Maximum Surge Forward Current (t ≤ 1.0 μs, 300 pulses/s) 1.0 A
- Thermal Resistance 700 K/W
- Total Power Dissipation (T_A ≤ 70°C) 45 mW

Detector

- Supply Voltage -0.5 to 15 V
- Output Voltage -0.5 to 15 V
- Emitter-Base Voltage 5.0 V
- Output Current 8.0 mA
- Maximum Output Current 16 mA
- Base Current 5.0 mA
- Thermal Resistance 300 K/W
- Total Power Dissipation (T_A ≤ 70°C) 100 mW

Package

- Isolation Test Voltage (between emitter and detector climate per DIN 50014, part 2, Nov. 74 (t = 1.0 s) 5300 V_{RMS}
- Pollution Degree (DIN VDE 0109) 2.0
- Creepage ≥ 7.0 mm
- Clearance ≥ 7.0 mm
- Comparative Tracking Index per DIN IEC 112/VDE 0303 part 1, Group IIIa per DIN VDE 6110 175
- Isolation Resistance
- V_{IO} = 500 V, T_A = 25°C ≥ 10¹² Ω
- V_{IO} = 500 V, T_A = 100°C ≥ 10¹¹ Ω
- Storage Temperature Range -55°C to +125°C
- Ambient Temperature Range -55°C to +100°C
- Soldering Temperature (max. ≤ 10 s, dip soldering ≥ 0.5 mm from case bottom) 260°C



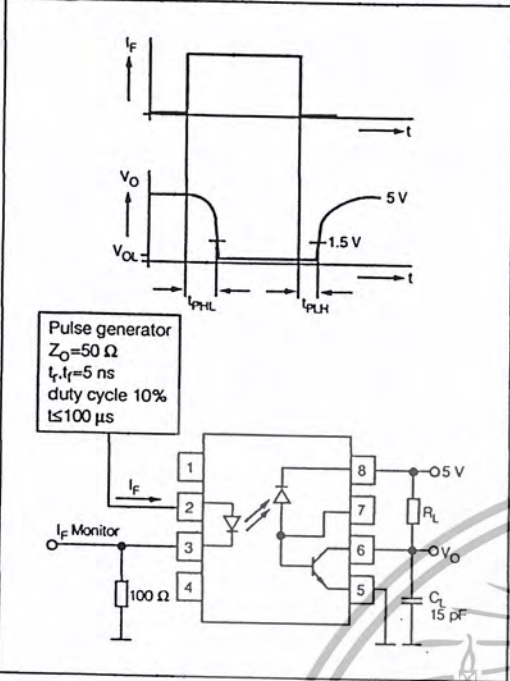
Characteristics T_A = 0 to 70°C unless otherwise specified, T_A = 25°C typ.

Emitter	Symbol	Value	Unit	Condition
Forward Voltage	V _F	1.6 (≤1.9)	V	I _F = 16 mA
Breakdown Voltage	V _{BR}	≥ 5.0		I _R = 10 μA
Reverse Current	I _R	0.5 (≤10)	μA	V _R = 5.0 V
Capacitance	C _O	125	pF	V _R = 0 V, f = 1.0 MHz
Temperature Coefficient, Forward Voltage	ΔV _F /ΔT _A	-1.7	mV/°C	I _F = 16 mA
Detector				
Supply Current Logic Low	I _{CCL}	150	μA	I _F = 16 mA, V _O open, V _{CC} = 15 V
Supply Current Logic High	I _{CCH}	0.01 (≤1)		I _F = 0 mA, V _O open, V _{CC} = 15 V
Output Voltage, Output Low	V _{OL}	0.1 (≤0.4)	V	I _F = 16 mA, V _{CC} = 4.5 V, I _O = 1.1 mA (6N135), I _O = 2.4 mA (6N136)
Output Current, Output High	I _{OH}	3.0 (≤500)	nA	I _F = 0 mA, V _O = V _{CC} = 5.5 V
Output Current, Output High		0.01 (≤1)	μA	I _F = 0 mA, V _O = V _{CC} = 15 V
Package				
Coupling Capacitance, Input-Output	C _{IO}	0.6	pF	f = 1.0 MHz
Current Transfer Ratio				
6N135	CTR	16 (≥7.0)	%	I _F = 16 mA, V _O = 0.4 V, V _{CC} = 4.5 V, T _A = 25°C
6N136	CTR	35 (≥19)		
6N135	CTR	≥ 5.0		I _F = 16 mA, V _O = 0.5 V, V _{CC} = 4.5 V
6N136	CTR	≥ 15		

*TRIOS—Transparent IO on Shield

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Switching Times



Delay Time $I_F=16 \text{ mA}$, $V_{CC}=5.0 \text{ V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$

Parameter	Symbol	Value	Unit	Condition
High-Low	6N135	t_{PHL}	0.3 (≤ 1.5)	μs $R_L=4.1 \text{ k}\Omega$
	6N136		0.2 (≤ 0.8)	
Low-High	6N135	t_{PLH}	0.3 (≤ 1.5)	μs $R_L=4.1 \text{ k}\Omega$
	6N136		0.2 (≤ 0.8)	

Common Mode Interference Immunity

$V_{CM}=10 \text{ V}_{P-P}$, $V_{CC}=5.0 \text{ V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$

Parameter	Symbol	Value	Unit	Condition
High, $I_F=0 \text{ mA}$	6N135	CMH	1000	$\text{V}/\mu\text{s}$ $R_L=4.1 \text{ k}\Omega$
	6N136			
Low, $I_F=16 \text{ mA}$	6N135	CML		$R_L=4.1 \text{ k}\Omega$
	6N136			

Figure 2. Common-mode Interference Immunity

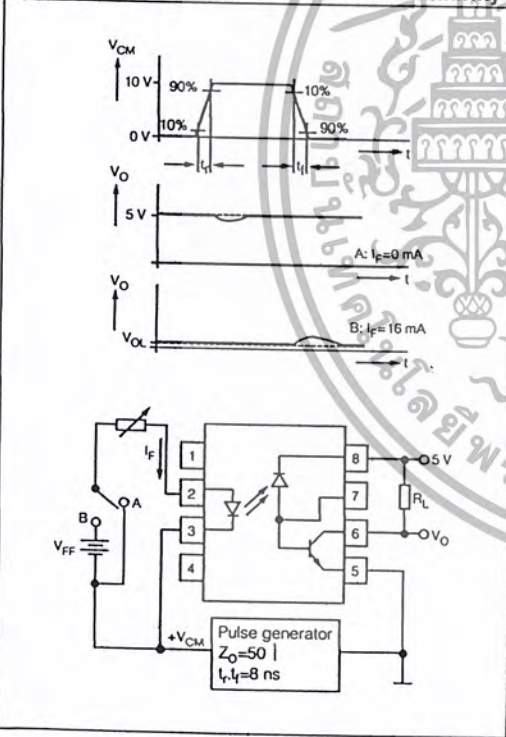


Figure 3. LED forward current vs. forward voltage

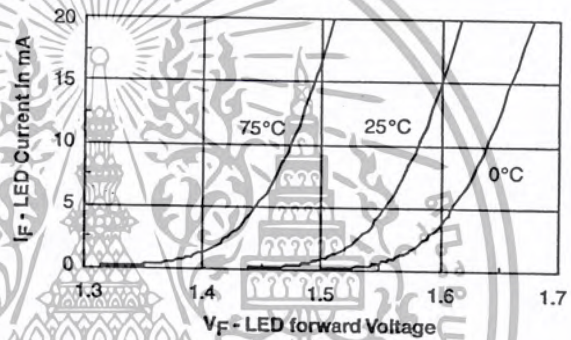


Figure 4. Permissible forward LED current vs. temperature

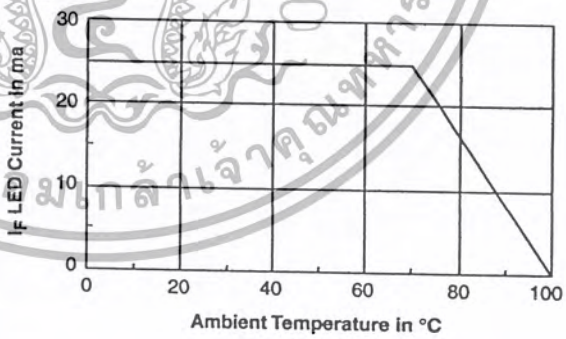


Figure 5. Permissible power dissipation vs. temperature

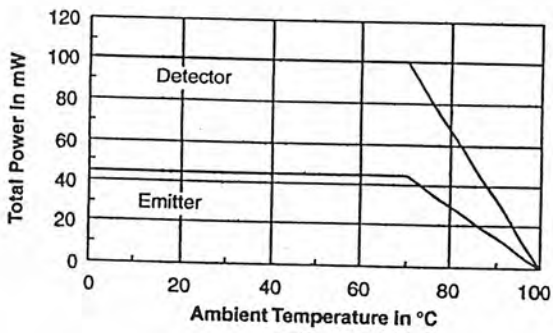


Figure 6. Output Current vs. Output Voltage
($T_A=25^\circ\text{C}$, $V_{CC}=5.0\text{ V}$)

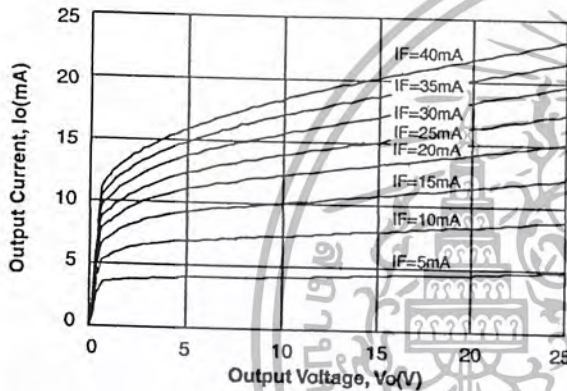


Figure 7. Output Current vs. Temperature
@ $V_o=0.4\text{ V}$, $V_{CC}=5.0$

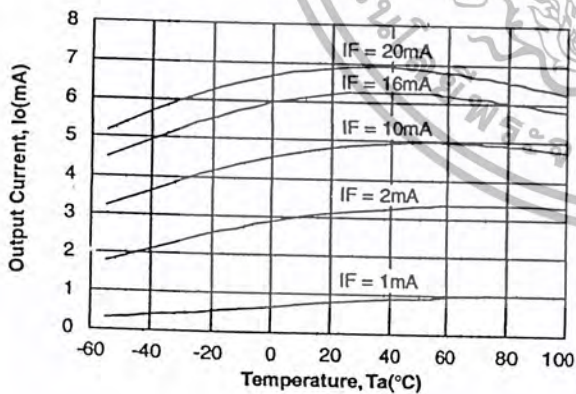


Figure 8. Propagation Delay vs. Temperature-6N136
@ $V_{CC}=5.0\text{ V}$, $I_F=16\text{ mA}$, $R_L=1.9\text{ k}\Omega$

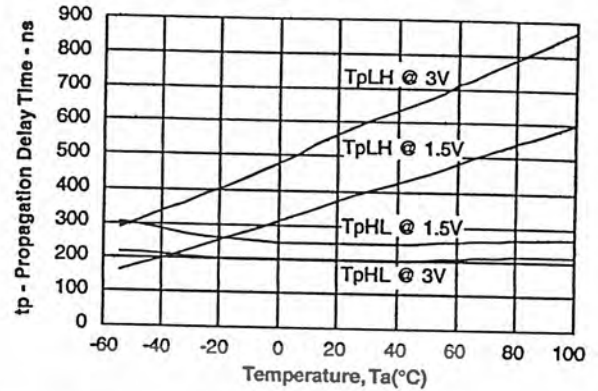


Figure 9. Propagation Delay vs. Temperature-6N135
@ $V_{CC}=5.0\text{ V}$, $I_F=16\text{ mA}$, $R_L=4.1\text{ k}\Omega$

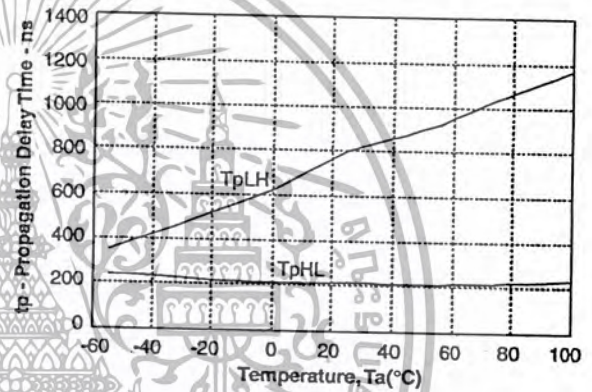


Figure 10. Logic High Output Current vs. Temperature

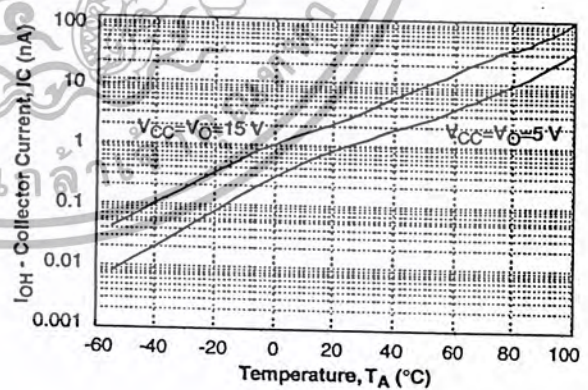
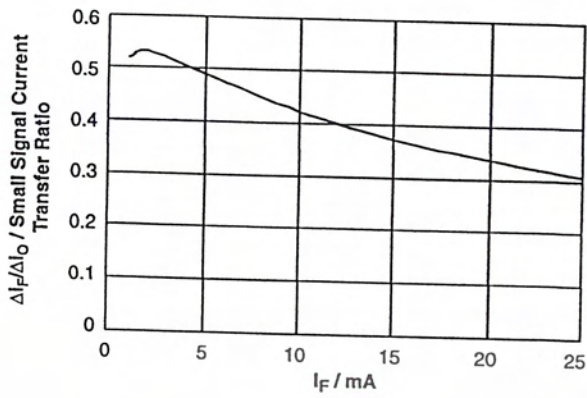


Figure 11. Small Signal Current Transfer Ratio vs. Quiescent Input Current ($V_{CC}=5.0\text{ V}$, $R_L=100\ \Omega$)



Quadruple 2-input AND gate

HEF4081B gates

DESCRIPTION

The HEF4081B provides the positive quadruple 2-input AND function. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.

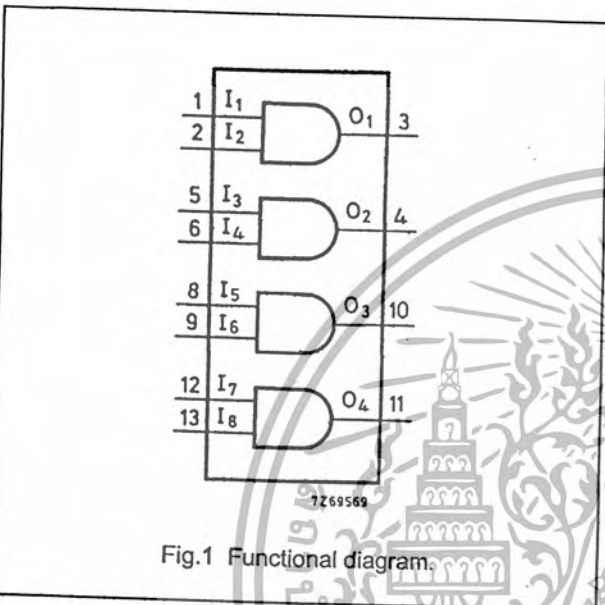


Fig.1 Functional diagram.

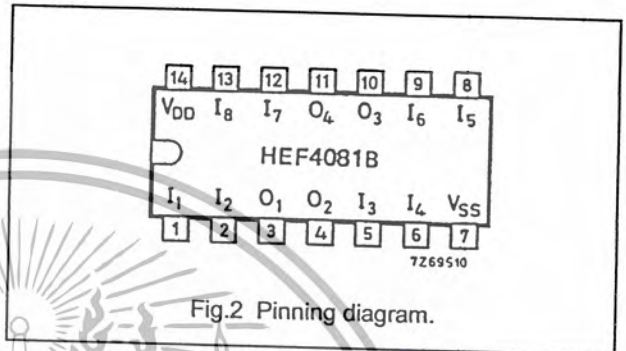


Fig.2 Pinning diagram.

- HEF4081BP(N): 14-lead DIL; plastic (SOT27-1)
- HEF4081BD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT73)
- HEF4081BT(D): 14-lead SO; plastic (SOT108-1)
- (): Package Designator North America

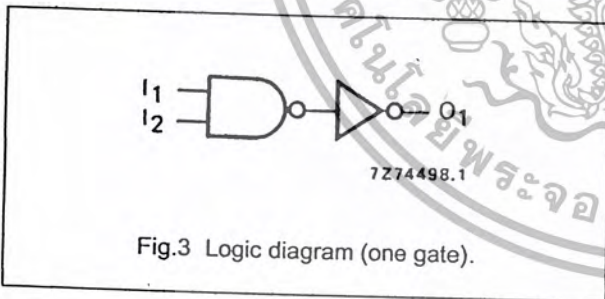


Fig.3 Logic diagram (one gate).

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category GATES

See Family Specifications

Quadruple 2-input AND gate

HEF4081B
gates

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 $I_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}	55	110 ns	$28\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		25	50 ns	$14\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		20	40 ns	$12\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{PLH}	45	90 ns	$18\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
		10		20	40 ns	$9\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
		15		15	30 ns	$7\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
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	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$

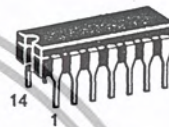
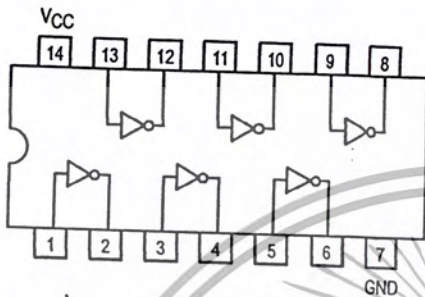
	V_{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P (μW)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$450 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	where f_i = input freq. (MHz) f_o = output freq. (MHz) C_L = load capacitance (pF) $\sum (f_o C_L)$ = sum of outputs V_{DD} = supply voltage (V)
	10	$2\ 900 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$11\ 700 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	



HEX INVERTER

SN54/74LS04

**HEX INVERTER
LOW POWER SCHOTTKY**



**J SUFFIX
CERAMIC
CASE 632-08**



**N SUFFIX
PLASTIC
CASE 646-06**



**D SUFFIX
SOIC
CASE 751A-02**

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXJ Ceramic
SN74LSXXN Plastic
SN74LSXXD SOIC

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

FAST AND LS TTL DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SN54/74LS04

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5	V	
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74	0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA
		74	0.35	0.5	V	I _{OL} = 8.0 mA
I _{IH}	Input HIGH Current			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
				0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX
I _{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH Total, Output LOW			2.4	mA	V _{CC} = MAX
				6.6		

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t _{PLH}	Turn-Off Delay, Input to Output		9.0	15	ns	V _{CC} = 5.0 V C _L = 15 pF
t _{PHL}	Turn-On Delay, Input to Output		10	15	ns	

FAST AND LS TTL DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM158/LM258/LM358/LM2904 Low Power Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

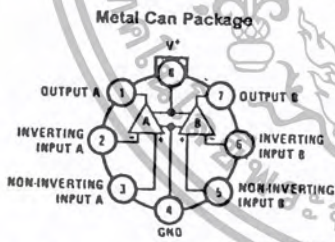
Advantages

- Two internally compensated op amps in a single package
- Eliminates need for dual supplies
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation
- Pin-out same as LM1558/LM1458 dual operational amplifier

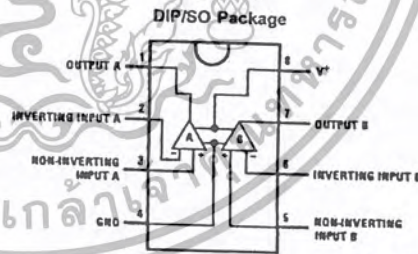
Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply: 3V to 32V
 - or dual supplies: $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500 μA) — essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing: 0V to $V^+ - 1.5V$

Connection Diagrams (Top Views)



Order Number LM158AH, LM158AH/883 (Note 1), LM158H, LM158H/883 (Note 1), LM258H or LM358H
See NS Package Number H08C



Order Number LM158J, LM158J/883 (Note 1), LM158AJ or LM158AJ/883 (Note 1)
See NS Package Number J08A
Order Number LM358M, LM358AM or LM2904M
See NS Package Number M08A
Order Number LM358AN, LM358N or LM2904N
See NS Package Number N08E

Note 1: LM158 is available per SMD #5962-8771001
LM158A is available per SMD #5962-8771002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM158/LM258/LM358 LM158A/LM258A/LM358A	LM2904
Supply Voltage, V*	32V	26V
Differential Input Voltage	32V	26V
Input Voltage	-0.3V to +32V	-0.3V to +26V
Power Dissipation (Note 2)		
Molded DIP	830 mW	830 mW
Metal Can	550 mW	530 mW
Small Outline Package (M)	530 mW	530 mW
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 3) V* ≤ 15V and T _A = 25°C	Continuous 50 mA	Continuous 50 mA
Operating Temperature Range		
LM358	0°C to +70°C	-40°C to +85°C
LM258	-25°C to +85°C	
LM158	-55°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature, DIP (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Lead Temperature, Metal Can (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD Tolerance (Note 11)	250V	250V

Electrical Characteristics

V* = +5.0V, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 6), T _A = 25°C	1		2	-2		3	2		5	mV
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , T _A = 25°C, V _{CM} = 0V, (Note 7)	20		50	45		100	45		150	nA
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C	2		10	5		30	3		30	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30V, (Note 8) (LM2904, V* = 26V), T _A = 25°C	0		V* - 1.5	0		V* - 1.5	0		V* - 1.5	V
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ on All Op Amps V* = 30V (LM2904 V* = 26V) V* = 5V	1	2		1	2		1	2		mA
		0.5	1.2		0.5	1.2		0.5	1.2		mA

Electrical Characteristics

V* = +5.0V, unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 6), T _A = 25°C		2	7		2	7	mV
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , T _A = 25°C, V _{CM} = 0V, (Note 7)		45	250		45	250	nA
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C		5	50		5	50	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30V, (Note 8) (LM2904, V* = 26V), T _A = 25°C	0		V*-1.5	0		V*-1.5	V
Supply Current	Over Full Temperature Range R _L = ∞ on All Op Amps V* = 30V (LM2904 V* = 26V) V* = 5V		1 0.5	2 1.2		1 0.5	2 1.2	mA mA

Electrical Characteristics

V* = +5.0V, (Note 5), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	V* = 15V, T _A = 25°C, R _L ≥ 2 kΩ, (F _{or} V _O = 1V to 11V)	50	100		25	100		50	100		V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	T _A = 25°C, V _{CM} = 0V to V*-1.5V	70	85		65	85		70	85		dB
Power Supply Rejection Ratio	V* = 5V to 30V (LM2904, V* = 5V to 26V), T _A = 25°C	65	100		65	100		65	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referred), (Note 9)		-120			-120			-120		dB
Output Current	Source V _{IN+} = 1V, V _{IN-} = 0V, V* = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C		20	40		20	40		20	40	mA
	Sink V _{IN+} = 1V, V _{IN-} = 0V, V* = 15V, T _A = 25°C, V _O = 2V		10	20		10	20		10	20	mA
	V _{IN+} = 1V, V _{IN-} = 0V T _A = 25°C, V _O = 200 mV, V* = 15V		12	50		12	50		12	50	μA
Short Circuit to Ground	T _A = 25°C, (Note 3), V* = 15V		40	60		40	60		40	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 6)			4			5			7	mV
Input Offset Voltage Drift	R _S = 0Ω		7	15		7	20		7		μV/°C
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)}			30			75			100	nA
Input Offset Current Drift	R _S = 0Ω		10	200		10	300		10		pA/°C
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)}		40	100		40	200		40	300	nA
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30 V, (Note 8) (LM2904, V* = 26V)	0		V*-2	0		V*-2	0		V*-2	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)
 $V^* = +5.0V$, (Note 5), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM158A			LM358A			LM158/LM258			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$V^* = +15V$ ($V_O = 1V$ to $11V$) $R_L \geq 2 k\Omega$	25			15			25			V/mV
Output Voltage Swing	V_{OH}	$V^* = +30V$ (LM2904, $V^* = 26V$) $R_L = 2 k\Omega$			26			26			V
	V_{OL}	$R_L = 10 k\Omega$			27 28			27 28			V
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = +1V, V_{IN}^- = 0V,$ $V^* = 15V, V_O = 2V$			10 20			10 20			mA
	Sink	$V_{IN}^- = +1V, V_{IN}^+ = 0V,$ $V^* = 15V, V_O = 2V$			10 15			5 8			mA

Electrical Characteristics
 $V^* = +5.0V$, (Note 5), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max				
Large Signal Voltage Gain	$V^* = 15V, T_A = 25^\circ C,$ $R_L \geq 2 k\Omega$, (For $V_O = 1V$ to $11V$)	25	100		25	100		V/mV			
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ C,$ $V_{CM} = 0V$ to $V^* - 1.5V$	65	85		50	70		dB			
Power Supply Rejection Ratio	$V^* = 5V$ to $30V$ (LM2904, $V^* = 5V$ to $26V$), $T_A = 25^\circ C$	65	100		50	100		dB			
Amplifier-to-Amplifier Coupling	$f = 1 kHz$ to $20 kHz, T_A = 25^\circ C$ (Input Referred), (Note 9)	-120			-120			dB			
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = 1V,$ $V_{IN}^- = 0V,$ $V^* = 15V,$ $V_O = 2V, T_A = 25^\circ C$			20 40			20 40			mA
	Sink	$V_{IN}^- = 1V, V_{IN}^+ = 0V,$ $V^* = 15V, T_A = 25^\circ C,$ $V_O = 2V$			10 20			10 20			mA
		$V_{IN}^- = 1V,$ $V_{IN}^+ = 0V$ $T_A = 25^\circ C, V_O = 200 mV,$ $V^* = 15V$			12 50			12 50			μA
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ C$, (Note 3), $V^* = 15V$	40 60			40 60			mA			
Input Offset Voltage	(Note 6)	9			10			mV			
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$	7			7			$\mu V/^\circ C$			
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$	150			45 200			nA			
Input Offset Current Drift	$R_S = 0\Omega$	10			10			$pA/^\circ C$			
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$	40 500			40 500			nA			
Input Common-Mode Voltage Range	$V^* = 30 V$, (Note 8) (LM2904, $V^* = 26V$)	0 $V^* - 2$			0 $V^* - 2$			V			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

V* = +5.0V, (Note 5), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM358			LM2904			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	V* = +15V (V _O = 1V to 11V) R _L ≥ 2 kΩ	15			15			V/mV
Output Voltage Swing	V _{OH}	26			22			V
	V _{OL}	27 28			23 24			V
Output Current	Source	5 20			5 100			mV
	Sink	10 20			10 20			mA
		5 8			5 8			mA

Note 2: For operating at high temperatures, the LM358/LM358A, LM2904 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 120°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM258/LM258A and LM158/LM158A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of both amplifiers — use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 3: Short circuits from the output to V* can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V*. At values of supply voltage in excess of +15V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 4: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V* voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3V (at 25°C).

Note 5: These specifications are limited to -55°C ≤ T_A ≤ +125°C for the LM158/LM158A. With the LM258/LM258A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM358/LM358A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2904 specifications are limited to -40°C ≤ T_A ≤ +85°C.

Note 6: V_O = 1.4V, R_G = 0Ω with V* from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to V* - 1.5V) at 25°C. For LM2904, V* from 6V to 26V.

Note 7: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 8: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is V* - 1.5V (at 25°C), but either or both inputs can go to +32V without damage (+26V for LM2904), independent of the magnitude of V*.

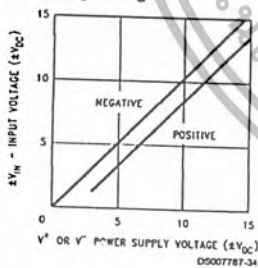
Note 9: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between those external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

Note 10: Refer to RETS158AX for LM158A military specifications and to RETS158X for LM158 military specifications.

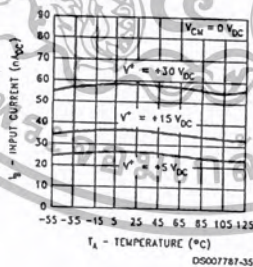
Note 11: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

Typical Performance Characteristics

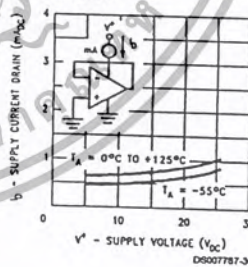
Input Voltage Range



Input Current



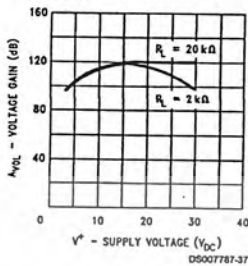
Supply Current



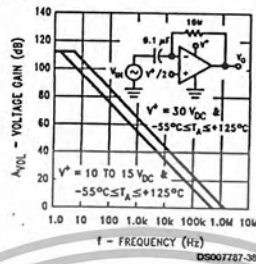
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

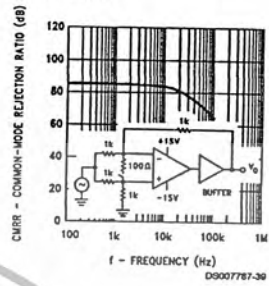
Voltage Gain



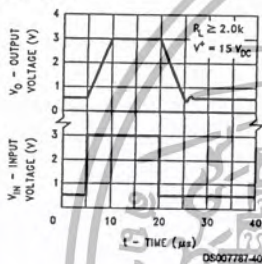
Open Loop Frequency Response



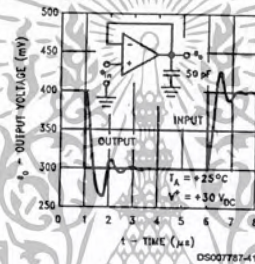
Common-Mode Rejection Ratio



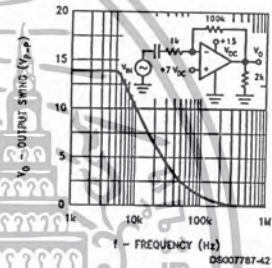
Voltage Follower Pulse Response



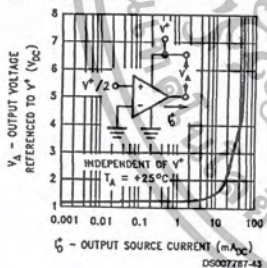
Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



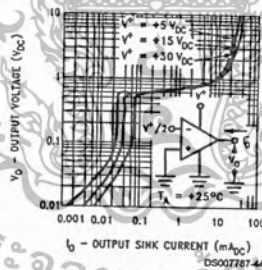
Large Signal Frequency Response



Output Characteristics Current Sourcing



Output Characteristics Current Sinking



Current Limiting

