

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๕๐

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

SEMICONVERTER SUPPLY



โดย

นายนพพล จอนเกาะ

นายอาทิตย์ ปุ๊ดแกะ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 72926
วันเดือนปี 26 ส.ย. 2550

b. ๔๑๓๒๑๑๑
i.

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย
SEMICONVERTER SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2549

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เซมิคอนเวอเตอร์ชัพพลาย

ผู้จัดทำ

1. นายนพพล จอนเกาะ รหัส 47015172

2. นายอาทิตย์ ปู่ดะคะ รหัส 47015197



ลงชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการเรื่อง เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

PROJECT SEMICONVERTER SUPPLY

ผู้จัดทำ

1. นายนพพล จอนเกาะ รหัส 47015172

2. นายอาทิตย์ ปู่ดณะ รหัส 47015197

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

นายนพพล จอนเกาะ รหัส 47015172

นายอาทิตย์ ปู่คและ รหัส 47015197

รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

บทคัดย่อ

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายเป็นอุปกรณ์ทำหน้าที่จ่ายไฟที่มีแรงดันไฟตรงให้กับโหลดที่ต้องการแรงดันไฟตรงสูง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับโหลดเลเซอร์ได้ เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายที่ดีจะต้องมีแรงดันกระเพื่อม(Ripple)ต่ำ และปรับกระแสสำหรับขับโหลดที่ต้องการแรงดันไฟตรงสูงได้

ในรายงานฉบับนี้ เป็นการสร้างและออกแบบของวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย โดยได้นำความรู้ที่ได้มาจากการศึกษาวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายทางทฤษฎี เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายที่สร้างขึ้นสามารถจ่ายแรงดันไฟตรงได้ถึง 200 โวลต์ และจ่ายกระแสไฟตรงได้สูงสุด 5 แอมแปร์ ทนกำลังได้ประมาณ 1 กิโลวัตต์ ในวงจรจะใช้ส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว (One Phase SCR Control Board)เป็นส่วนควบคุมกระแสและแรงดันที่จ่ายให้กับโหลดและใช้วงจรสร้างแรงดันไฟสูงขนาด 10 กิโลโวลต์เป็นจุดชนวนให้ทำงาน

จุดมุ่งหมายคือต้องสามารถสร้างและออกแบบวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ เพื่อนำความรู้ที่ใช้ในการสร้างและออกแบบวงจร ไปเป็นแนวทางในการพัฒนางจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย ในลักษณะอื่นๆต่อไป

Semiconvertor Supply

Mr. Nopphon Johnko ID.47015172

Mr. Arthid Pudkae ID.47015197

Assoc. Prof.Somsak Chearsirikul Advisor

Educational Year 2006

Abstract

Semiconvertor Supply is a very important equipment which support electricity to High Voltage Load. Application be used to Laser Lamp. The efficiency Semiconvertor Supply must low ripple rejection and be adjusted current for drive High Voltage Load.

This project is design and produce Semiconvertor Supply. It uses the knowledge of Semiconvertor Supply design theory. Semiconvertor Supply can take output DC voltage 200 Volts and maximum output DC current 5 Amperes. It endures power about 1 kilowatts. This circuit has One Phase SCR Control Board controls current and voltage for driving load and High Voltage Board 10 kilovolts trigs high voltage which like a starter.

The purpose that is the learners be able to design and produce the Semiconvertor Supply circuit to have property that they want and using their knowledge both design and produce the circuit to be guideline develop other Semiconvertor Supply in the future.

กิตติกรรมประกาศ

รายงานแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย (Semiconvertor Supply) ฉบับนี้นั้นสำเร็จลงด้วยดีเพราะได้รับความเอื้อเฟื้อในด้านต่างๆจาก ร.ศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล ซึ่งเป็น อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ภาควิชาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำรวมถึงร่วมกันแก้ปัญหาในวงจรจนสามารถทำงานได้ การประกอบวงจรและอุปกรณ์เข้าด้วยกันเป็นชิ้นงานก็ได้รับความช่วยเหลือในด้านวัสดุอุปกรณ์จากอาจารย์ที่ปรึกษาและเพื่อน นอกจากนี้ในส่วนของการทำงานทางด้านข้อมูลการจัดทำนั้น ได้รับความอนุเคราะห์จากนักศึกษารุ่นพี่ เพื่อนในภาควิชาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ และเจ้าหน้าที่ห้องคอมพิวเตอร์ภาควิชาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ที่อำนวยความสะดวกในการจัดพิมพ์ จนทำให้รายงานฉบับนี้สำเร็จเป็นรูปเล่มได้อย่างสมบูรณ์

จึงขอขอบพระคุณอาจารย์ภาควิชาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านขอขอบพระคุณ เพื่อนๆในภาควิชาและรุ่นพี่ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆมา ณ โอกาสนี้

(นายนพพล จอนเกาะ)

(นายอาทิตย์ ใ้ดเกาะ)

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย	2
2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย	2
2.1.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส	2
2.1.2 ไคโอดเรียงกระแส	2
2.1.3 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	3
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	5
2.2.1 ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	6
2.2.2 ฟอรัเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	8
2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
2.2.6 วงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ชนิดเฟสเดียว (Single – Phase Semiconverter)	10
2.3 วงจรควบคุม (Controlled Switch Circuit)	13
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	13
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	14
2.4 วงจรขับ	16
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	16
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	17
2.5 วงจรสแน็บเบอร์(Snubber Network)	20
2.5.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	20
2.5.2 วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	22
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	23
2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไคโอด	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการขงนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยาดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2	ชอตต์กีไดโอด	24
2.6.3	เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	24
2.6.4	เพาเวอร์มอสเฟต	26
2.6.5	ไอจีบีที	27
2.7	หม้อแปลงสวิตซิ่ง	28
2.7.1	แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core)	29
2.7.2	บอบบิน (Bobbin)	29
2.7.3	ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)	30
2.7.4	เทปฉนวน (Insulation Tape)	30
บทที่ 3	การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบซิมคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย	31
3.1	ส่วนประกอบภายในของวงจรต่างๆ	31
3.1.1	วงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว	31
3.1.2	วงจรควบคุมแรงดันไฟสูง	31
3.1.3	วงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง	31
3.1.4	ชุดวงจรซิมคอนเวอร์เตอร์	31
3.1.5	ชุดวงจรกรองแรงดัน	31
3.2	วิธีในการเลือกใช้อุปกรณ์ในทางปฏิบัติ	32
3.2.1	การเลือกขนาดหม้อแปลง (Trams Former)	32
3.2.2	การเลือกขนาดของบริดจ์ไดโอด (Bridge Rectifier)	32
3.2.3	การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ (Capacitor)	32
3.2.4	การเลือกขนาดของตัวต้านทาน	32
3.2.5	การเลือกขนาดของไดโอด	32
3.2.6	เอสซีอาร์	32
3.2.7	เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET)	32
3.2.8	ซีเนอร์ไดโอด	33
3.2.9	ไอซีออปแอมป์	33
3.2.10	แรงดันควบคุมการอสซิลเลท (Voltage Controlled Ocillator)	33
3.2.11	โฟโต้ทรานซิสเตอร์	33
3.2.12	Dual Precision Retriggerable /	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resetable Monostable Mutivibrator	
3.2.13 ไคแอค	34
3.2.14 รีเลย์	34
3.2.15 ไตรแอค	34
3.3 กระบวนการออกแบบวงจร	35
3.3.1 วงจรส่วนสร้าง duty cycle	35
3.3.2 วงจรส่วนควบคุมกระแส	38
3.3.3 วงจรส่วนภาครับกระแส	39
3.3.4 วงจรส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน	40
3.3.5 ส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว	42
3.3.6 ส่วนวงจรควบคุมแรงดันไฟสูง	43
3.3.7 ส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง	43
3.3.8 ชุดวงจรเซมิคอนเวอเตอร์	44
3.3.9 ชุดวงจรกรองแรงดัน	45
บทที่ 4 การทดลอง	47
4.1 วิธีการทดลอง	47
4.2 ตารางผลการทดลอง	53
4.3 กราฟผลการทดลอง	54
กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ 320 โอห์ม	54
กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ 260 โอห์ม	56
กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม	57
4.4 ผลการทดสอบวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง	59
บทที่ 5 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง	60
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในทางอุตสาหกรรมหนักหลายประเภท จำเป็นที่จะต้องใช้แหล่งจ่ายไฟกำลังงานสูง และแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนเข้าเป็นส่วนสำคัญและจะขาดไม่ได้ แหล่งจ่ายไฟนั้นมีหลายประเภท หนึ่งในนั้นคือ แหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายเป็นอุปกรณ์ทำหน้าที่จ่ายไฟที่มีแรงดันไฟตรงให้กับโหลดที่ต้องการแรงดันไฟตรงสูง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับหลอดเลเซอร์หรือหลอดพลาสมาอาร์คได้ เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายที่ดีจะต้องมีแรงดันกระเพื่อม (Ripple) ต่ำ และปรับกระแสสำหรับขับโหลดที่ต้องการแรงดันไฟตรงสูงได้ ดังนั้น โครงการนี้จึงมีขึ้นเพื่อพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ให้มีคุณภาพดี เหมาะที่จะนำไปใช้งานได้อย่างมีคุณภาพ

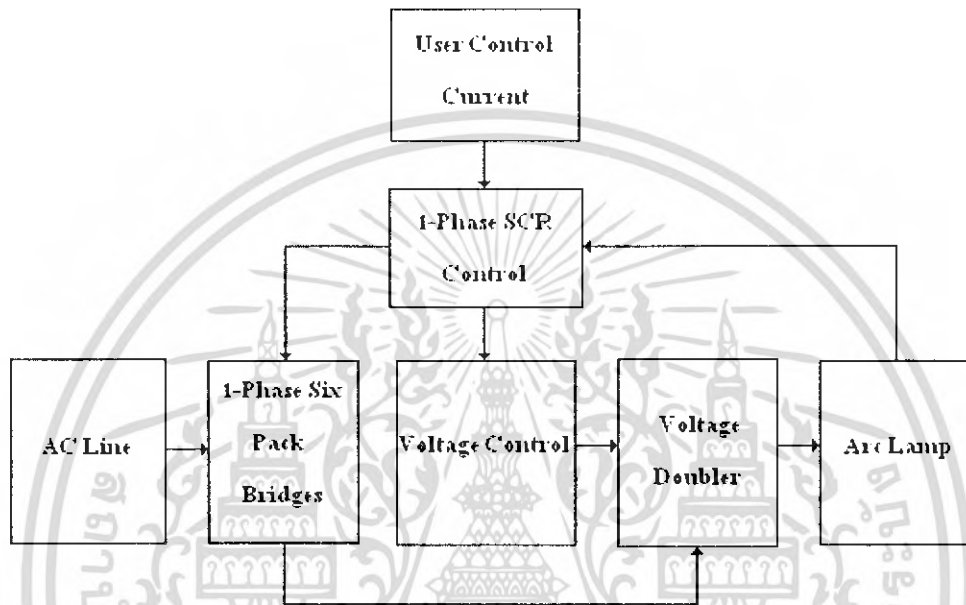
วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย
2. เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย



รูปที่ 2.1 แสดงหลักการของแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์

2.1 ทฤษฎีและหลักการการทำงานของเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

2.1.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสเป็นส่วนสำคัญของวงจรในส่วนของอินพุต และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุ ประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.2 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานมีข้อควรพิจารณา ดังนี้

- ค่ากระแสกระชาก: $I (fsm)$

ค่ากระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากคำนวณได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{fsm} = \frac{V_p}{R_s + ESR} \quad (2.1)$$

เมื่อ V คือแรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือค่าความต้านทานแฝงในค้วเก็บประจุที่ค่าต่ำที่สุด

R_s คือค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก $I (fsm)$ ประมาณ 20 – 30 ของอัตราทนกระแสเฉลี่ยไปถ้สตรงของมัน โดยที่ไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากมากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้ โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดการสูญเสียกำลังในตัวต้านทาน

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรง : $I (fsm)$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ค้วเก็บประจุมีการเก็บประจุอีกครั้ง หลังจากการคายประจุออกมาจ่ายให้กับโหลด ค่ากระแสสูงสุดที่ถูกไบอัสของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของค้วเก็บประจุรองกระแส

- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบอัสตรง : $I (fm)$

เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด $I (fm)$ ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5 – 2 เท่า จากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

- อัตราแรงดันไบอัสกลับสูงสุด : $V(mn)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบอัสกลับของไดโอด ควรต้องมีค่าที่ไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบอัสกลับให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.3 ค้วเก็บประจุรองกระแส

ค้วเก็บประจุรองกระแสมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ค้วเก็บประจุรองกระแสที่ใช้นี้จะต้องมีค่า ไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริง ควรพิจารณาเลือกค้วเก็บประจุที่มีปัจจัยต่างๆ ดังต่อไปนี้

- อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุรอกกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุ ซึ่งค่ากระแสนี้จะต้องเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้ตัวเก็บประจุรอกกระแสจะต้องให้ม้ค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

- แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

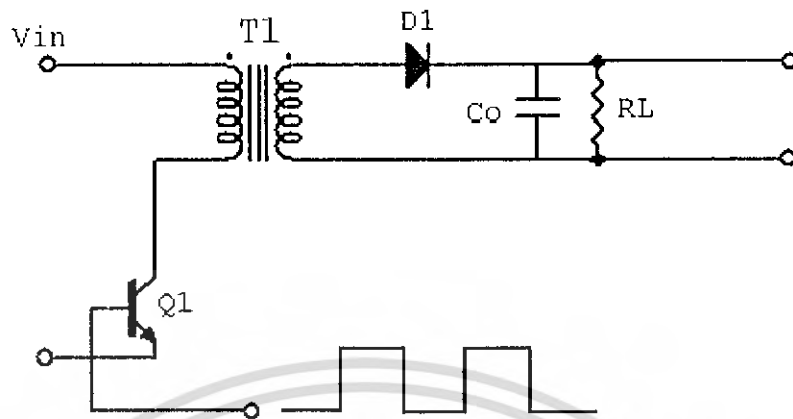
$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta V_{ripple}} \quad (2.2)$$

ค่าของตัวเก็บประจุรอกกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรกรองกระแส

- ช่วงเวลาโฮลด์อัพ (Hold Up Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัพ เป็นช่วงเวลาที่ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิทช์ซึ่งมีค่าช่วงเวลาโฮลด์อัพ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

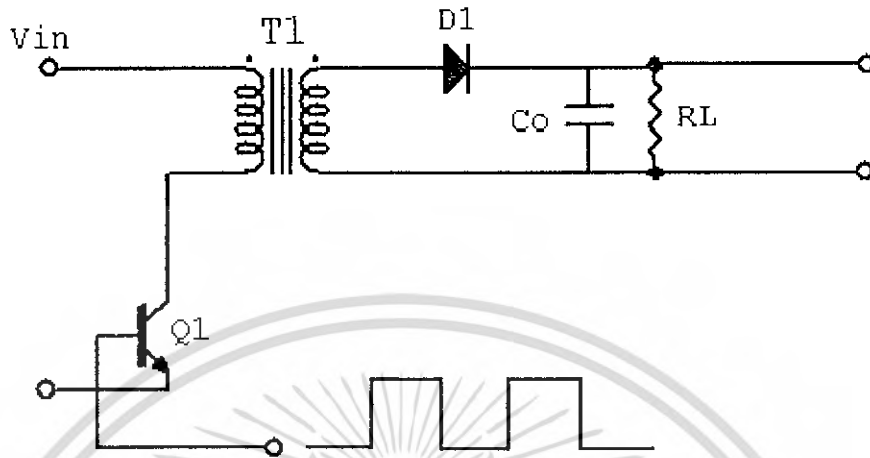
- อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าอยู่ที่ช่วง 187 - 264 โวลต์ ควรมีค่าอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนที่สำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำสามารถลดค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวางภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

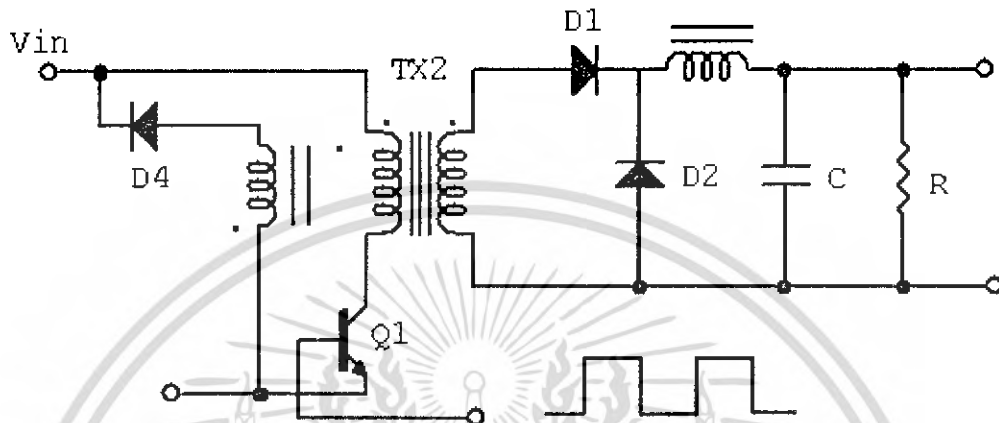


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขด primary และ secondary ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขด primary ของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับชั่วแรงดันที่ขด primary และ secondary ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง พลังงานที่สะสมอยู่ที่ขด primary ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทไปยังขด secondary และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2 ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

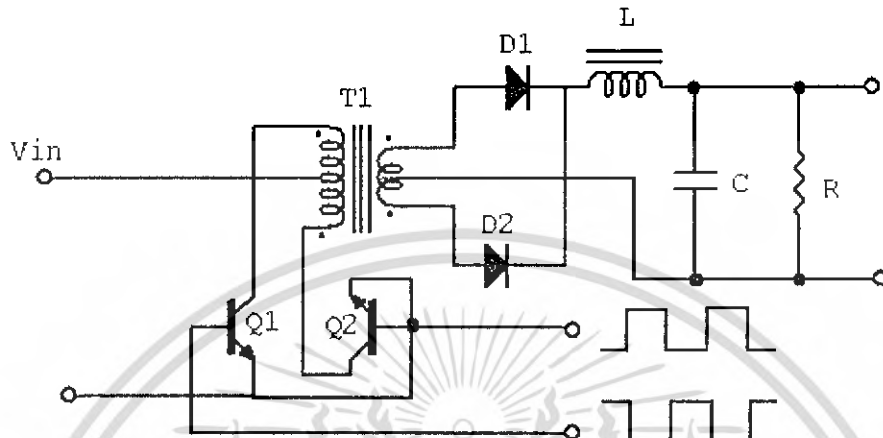


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขด primary และ secondary ให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะฟอว์เวิร์ค แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะรีเวิร์ค และไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่าน D1 และตัวเหนี่ยวนำ L0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C0 และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน L0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไบอัสไหลจากขด secondary สนามแม่เหล็ก L0 จะยุบตัวทำให้มีกระแสไหลผ่านไคโอด D2 ไปยังโหลด โหลดจึงได้รับกระแสไฟฟ้าไหลผ่านอย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 ทำงานและไม่ทำงาน เป็นผลทำให้การกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าของฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานช่วงเดียวกับฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมน้อยกว่า อย่างไรก็ตามอุปกรณ์ที่เพิ่มขึ้นมาทำให้ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีราคาสูงกว่า

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์



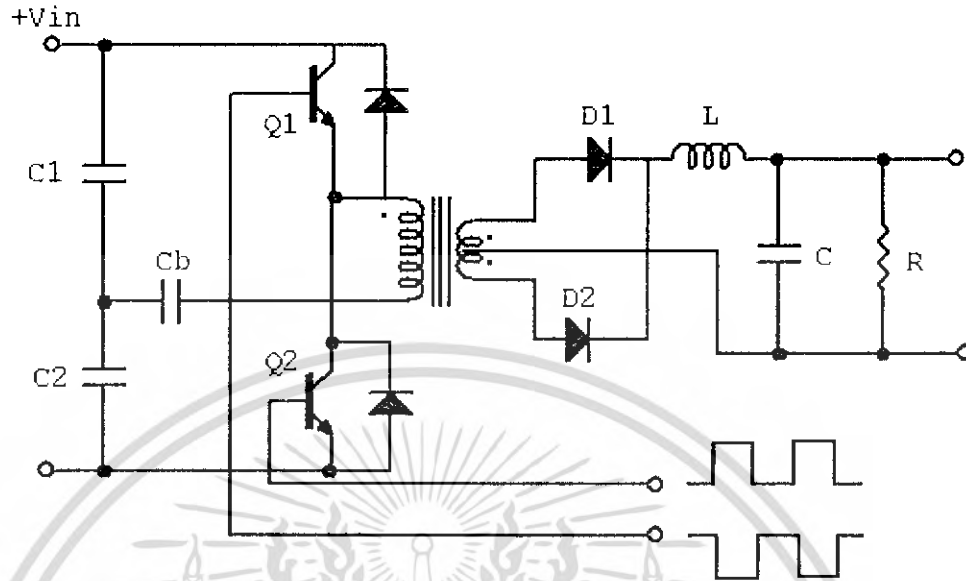
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงสุดตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตามในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสทำให้ลดปัญหาตรงนี้ได้ ดังนั้นพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตช์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูป 2.5 Q1 และ Q2 จะกลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะถูกไบอัสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงจึงนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลด เช่นเดียวกันกับขณะที่ Q2 นำกระแส กระแสก็จะไหลผ่าน D1 ซึ่งถูกไบอัสตรงยังไหล ทำให้โหลดได้รับกระแสอย่างต่อเนื่องเป็นผลให้กระแสทางเอาต์พุตค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจึงมีผลต่อค่าใช้จ่ายของวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ตระกูลเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วและลดการเกิดความไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กได้

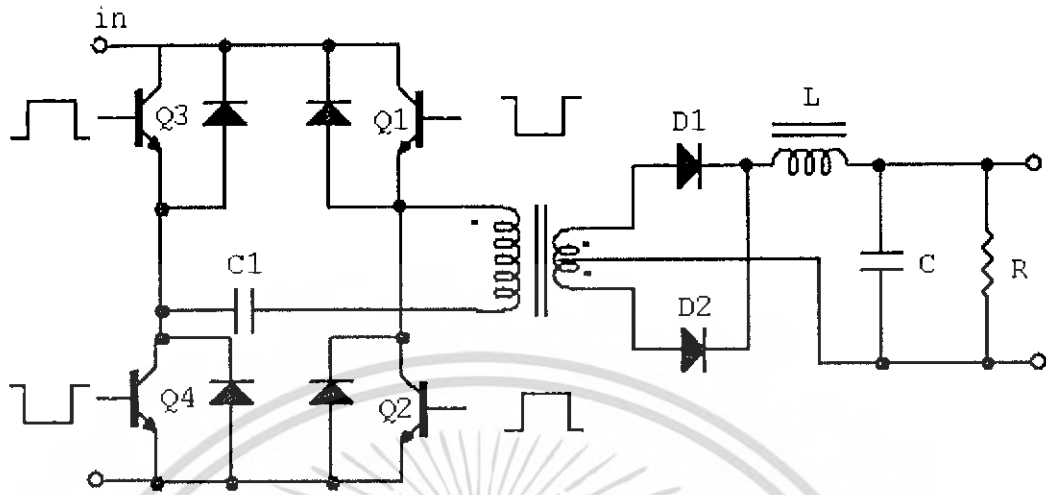


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแสผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับวงจรพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขด primary จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขด primary จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้อยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

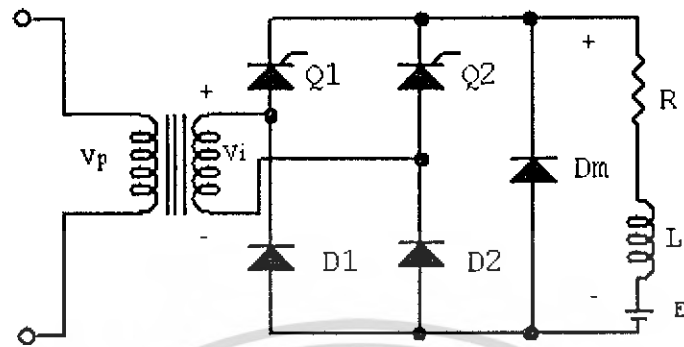
จากรูปที่ 2.7 มีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะสลับกันทำงานเป็นคู่ โดยที่ Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขด primary ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเดียวกับ ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อดีของพูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์คือขณะทำงานที่ขด primary จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขด primary จึงมีค่าต่ำกว่า ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ถึง 1000 วัตต์ มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบพูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์



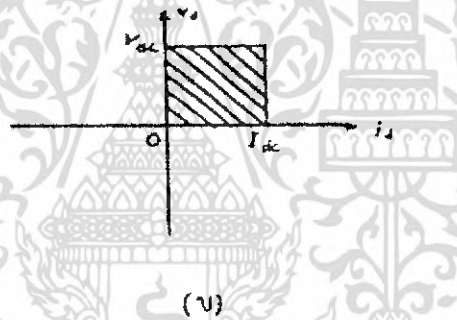
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

2.2.6 วงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ชนิดเฟสเดียว (Single – Phase Semiconverter)

วงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ชนิดเฟสเดียวนั้นมีรูปแบบดังแสดงในรูป 2.8 โดยสมมติให้ภาระของวงจรเป็นตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่มาก เพื่อให้ได้กระแสที่ภาระของวงจรค่อนข้างคงที่(กรณีละเลยผลของการกระเพื่อมขนาดเล็ก จะถือว่ากระแสมีค่าคงที่) จากวงจรจะพบว่า เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันด้านขาเข้ามีค่าเป็นบวกในครึ่งวัฏจักรบวก ไทริสเตอร์ Q1 หรือจะนำกระแส และเมื่อมีมุมจุดชนวนที่ค่า $\omega t = \alpha$ กระแสที่ภาระของวงจรทั้งหมดจะไหลผ่านไทริสเตอร์ Q1 และไดโอด D2 ตลอดช่วง $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ หลังจากนั้นเมื่อวงจรทำงานถึงครึ่งวัฏจักรลบ โดยแหล่งจ่ายแรงดันที่ขาเข้ามีค่าเป็นลบ และเพื่อให้กระแสที่ภาระของวงจรเกิดความต่อเนื่อง ดังนั้นกระแสที่ภาระของวงจรทั้งหมดจะถูกสับเปลี่ยนให้นำกระแสโดย ไดโอด Dm แทน เนื่องจากคู่อของไทริสเตอร์ Q1 และ ไดโอด D2 นั้นถูกไบอัสย้อนกลับ ซึ่งในสภาวะที่วงจรอยู่ในครึ่งวัฏจักรลบนี้ ถ้าป้อนมุมจุดชนวนให้กับไทริสเตอร์ Q2 คือ $\omega t = \pi + \alpha$ จะทำให้กระแสที่ภาระของวงจรจะถูกสับเปลี่ยนจาก ไดโอด Dm มายังคู่อไทริสเตอร์ Q2 กับ ไดโอด D1 แทน ซึ่งการทำงานจะดำเนินไปเป็นวัฏจักรเช่นนี้ เมื่อกลับเข้าสู่วัฏจักรบวก

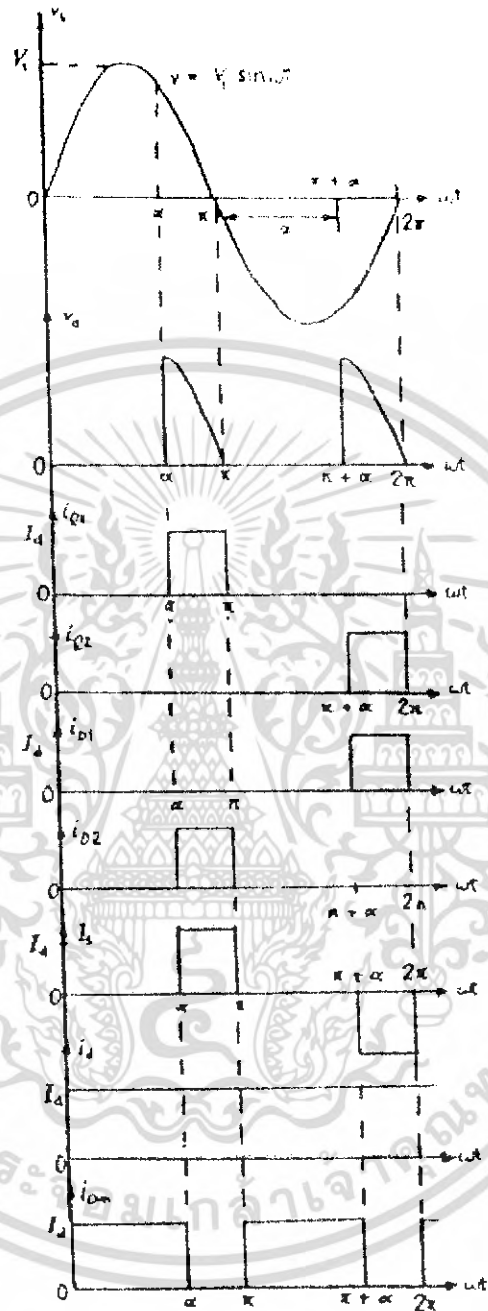


รูป 2.8 (ก) แสดงวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.8 (ข) แสดงควอดแรนท์การทำงาน

จากการทำงานดังกล่าวข้างต้นจะเห็นว่าแรงดันและกระแสทางด้านขาออกมีค่าเป็นบวกทั้งคู่ ตลอดช่วงวัฏจักรงาน อาจกล่าวได้ว่าวงจรแปลงผันนี้มีการทำงานอยู่ในควอดแรนท์ 1 ดังรูป 2.8 (ข) ซึ่งการแปลงผันด้วยวงจรในรูป 2.8 (ค) จะมีค่าตัวแปรประกอบกำลังค่อนข้างสูง เนื่องจากมีฟรีวีล ไดโอด D_m และเป็นวงจรที่นิยมใช้เมื่อกำลังงานด้านขาออกไม่เกิน 15 กิโลวัตต์



(ก)

รูปที่ 2.8 (ก) แสดงรูปคลื่นของตัวแปรต่างๆในวงจร

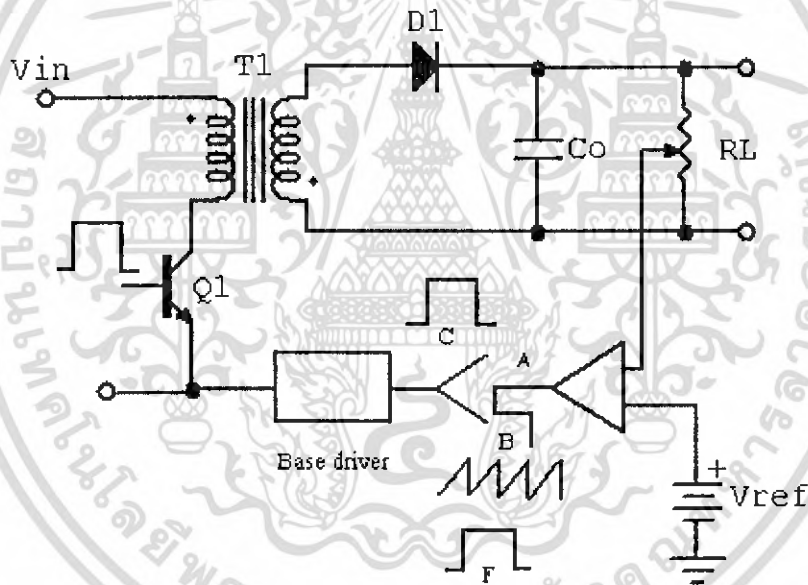
ในทางปฏิบัตินั้นความเหนี่ยวนำที่เป็นภาระของวงจรมีค่าจำกัดและมีความต้านทานของขดลวด ดังนั้นกระแสที่ภาระของวงจรมันจะแปรค่าตามค่าของความต้านทาน R และค่าความเหนี่ยวนำ L เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรควบคุม (Controlled Switch Circuit)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นเพื่อควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะตามการทำงานของวงจรควบคุม คือ โหมคควบคุมจากแรงดัน และ โหมคควบคุมจากกระแส

2.3.1 วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน

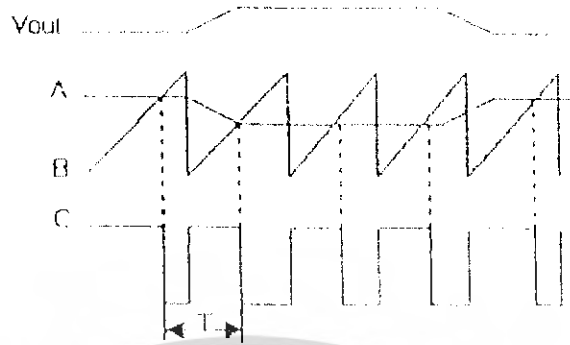
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมคนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานใน โหมคควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.9 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายค่าความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่เป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



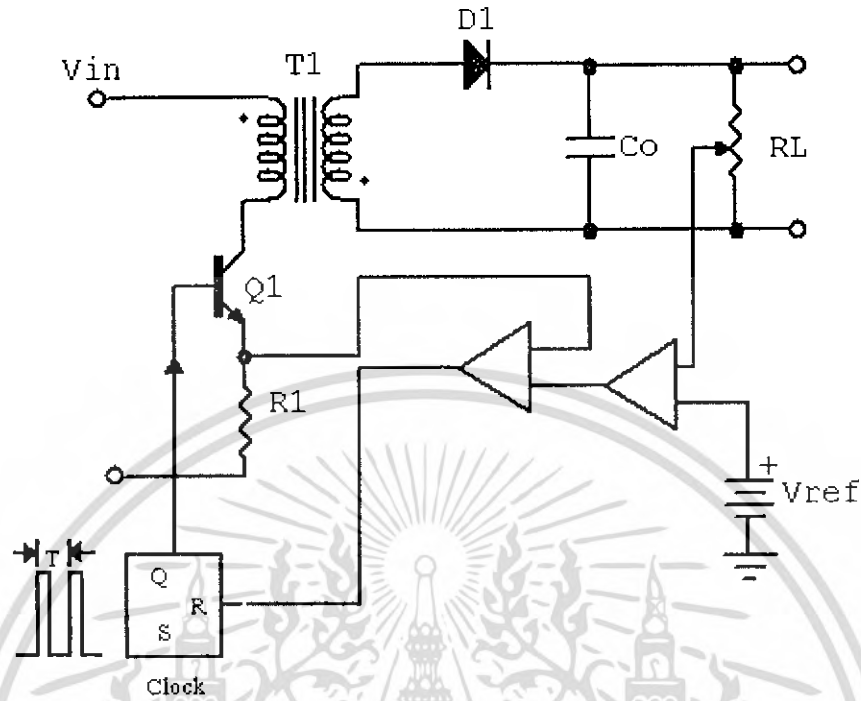
รูปที่ 2.10 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

รูปที่ 2.10 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลของความแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันเพิ่มขึ้นด้วย ทำให้ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้น เป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์คงค่าแรงดันเอาต์พุตได้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุม ในโหมดควบคุมกระแสมีข้อดีมากกว่าโหมดควบคุมแรงดัน แต่ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิตช์มอดูเลชันเช่นเดียวกัน ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เริ่มแรกพิจารณาว่าเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่างมีค่าเป็น V_{ref} จะมีค่าคงที่เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาสร้างสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรแลตช์ ขา Q จึงมีสถานะเป็นหนึ่ง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะเริ่มนำกระแสทำให้มีกระแสไหลผ่านขด primary และ R1 ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม V_{R1} แรงดันที่เกิดขึ้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดัน V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ เมื่อค่าของ V_{R1} มีค่าเพิ่มมากกว่า V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็นหนึ่ง และไปกระตุ้นขา R ของวงจรแลตช์ ทำให้ขา Q มีสถานะเป็นศูนย์และทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสจนกว่าที่ขา S ของวงจรแลตช์จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจรแลตช์จะถูกควบคุมโดย V_{R1} ถ้าค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น V_{R1} จะมีค่าเพิ่มมากกว่า V_{ref} ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตลดลง ค่า V_{R1} จะเพิ่มขึ้นได้ซ้ำ ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จึงนำกระแสเพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับของ

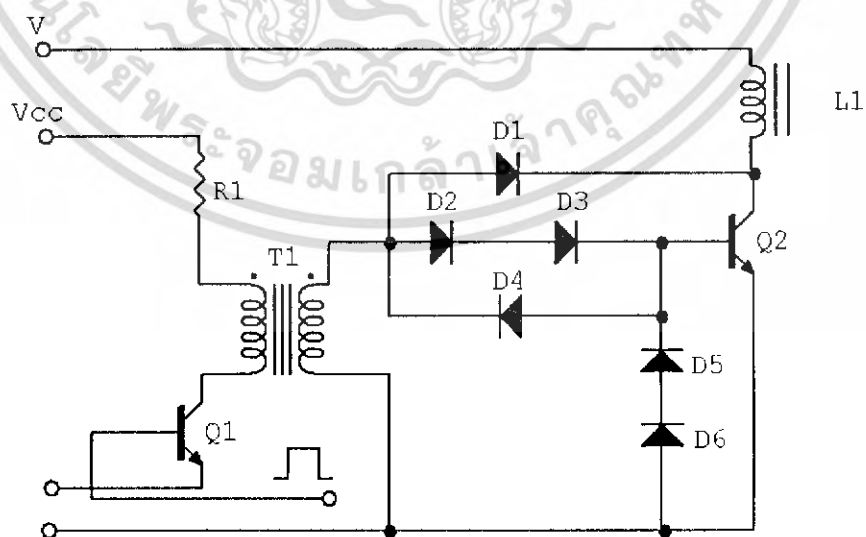
แรงดันเอาต์พุท จึงทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุทได้อย่างรวดเร็ว ถึงแม้โหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

2.4 วงจรขับ

2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องการกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อควบคุมให้นำกระแสหรือหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรนำกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

- วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อเกิดประจุสะสมขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็จะหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1-8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขด primary ค่า 10 – 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ดังแสดงในรูป

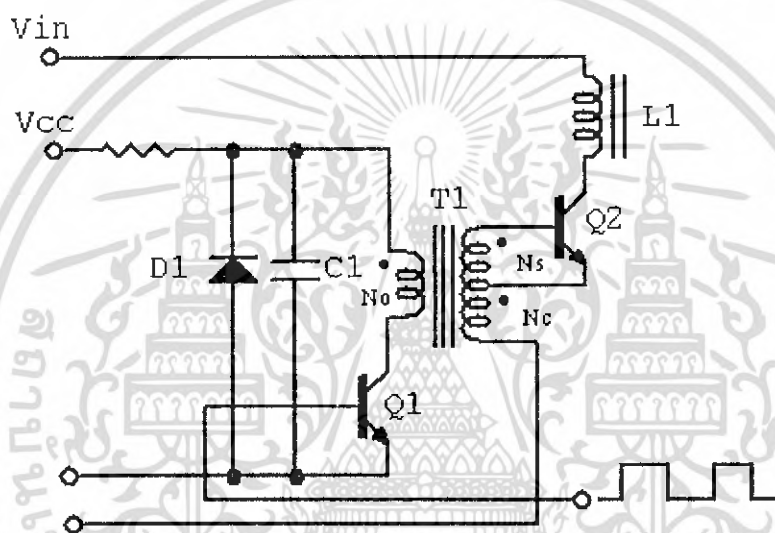


รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์เคลมปี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์

วงจรขับกระแสไบอัสเป็นที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมปีท์ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์

2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

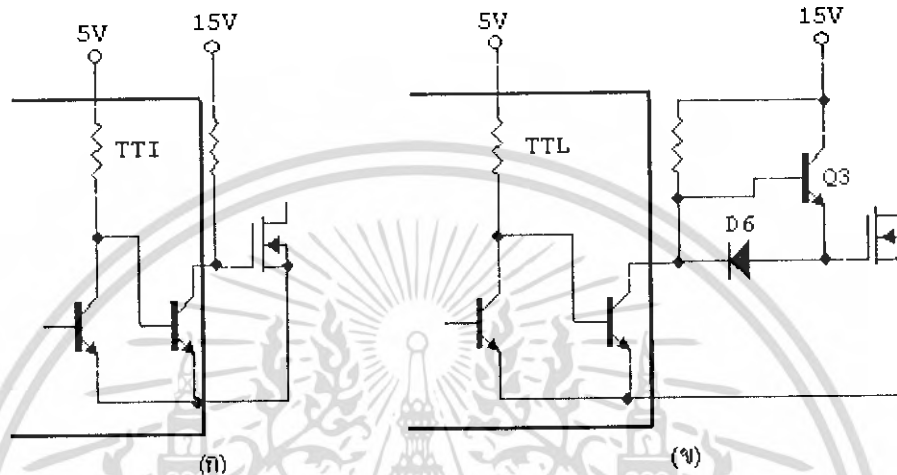
การขับเพาเวอร์มอสเฟต ในการนำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนกับซอร์สได้ ก็ต่อเมื่อมีแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สเท่ากับหรือมากกว่าค่าของแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) และใช้กระแสต่ำ ทำให้การควบคุมการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตทำได้ง่ายกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนแปลงของเพาเวอร์

72926

มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรจับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตให้เป็นอย่างรวดเร็ว

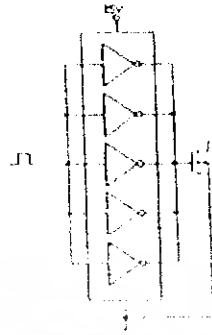


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.14 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเลกเตอร์เปิด การต่อพูลอ์ฟริชิตเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมักมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสน้ำถูกจำกัดด้วยพูลอ์ฟริชิตเตอร์

รูปที่ 2.14 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้นและลดกำลังงานสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเร็วมากขึ้นด้วย

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



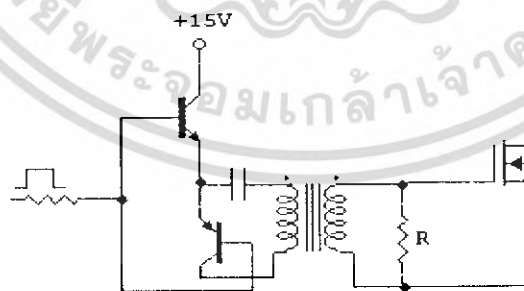
รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนของเอาต์พุตไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ทรี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 - 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้อ้อยู่ระหว่าง 12 - 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขากเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์และฟูล-บริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและขูดวงจรถอบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรกระทำดังรูป

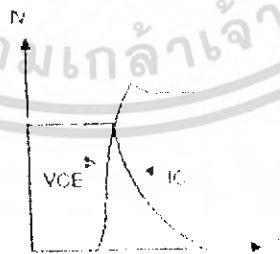
วงจรแปลงผันแบบควบคุมเฟสชนิดเฟสเดียวเป็นวงจรที่เหมาะสมแก่การควบคุมที่ต่ำกว่า 10 กิโลวัตต์ เนื่องจากที่กำลังงานสูงๆจะนิยมวงจรแปลงผันชนิดหลายเฟสชนิดเพราะให้กำลังงานที่ต่อเนื่องกว่า ตัวอย่างของการใช้งานวงจรแปลงผันแบบควบคุมชนิดเฟสเดียวมักพบได้ในวงจรขับนำมอเตอร์บางชนิด วงจรแหล่งจ่ายแบบสวิตชิ่งวงจรควบคุมแสงสว่าง เป็นต้น อีกทั้งสามารถนำมาวิเคราะห์คุณลักษณะต่างของวงจรแปลงผันแบบควบคุมเฟส เช่น การสับเปลี่ยนกระแส เป็นต้น

2.5 วงจรสแนบเบอร์(Snubber Network)

วงจรสแนบเบอร์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแนบเบอร์นี้อาจแบ่งเป็น 2 ลักษณะ คือ วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และวงจรสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแนบเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่า วงจร RCD สแนบเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.5.1 วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแสก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสนั้นกระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว ดังรูป 2.17

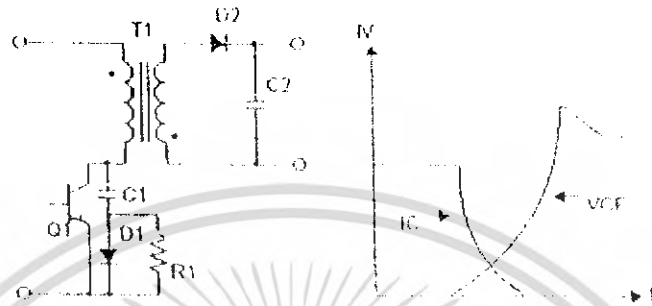


รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสแนบเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์ และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์ดสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ดช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดช่วงหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 จากแรงดันตรงนี้จะทำให้แรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ถ้า C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 และคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไปค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(I_p \times t_{on} \pi)}{2 \times V_{in}} \quad (2.3)$$

$$R1 = \frac{t_{on} (\text{min})}{2 \times 3 \times C1} \quad (2.4)$$

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

T_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 ดังนั้นตัวต้านทาน R จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

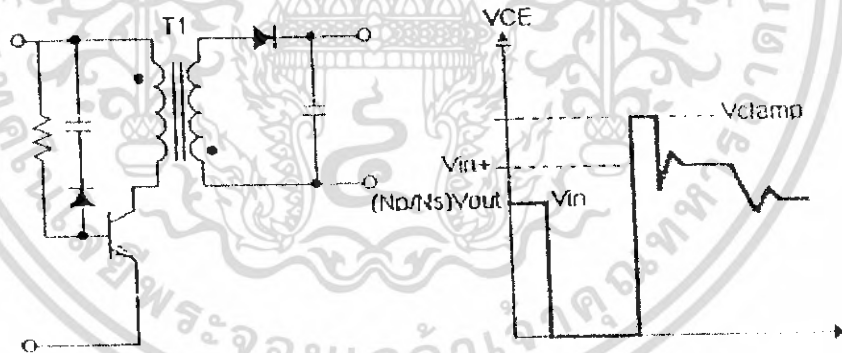
$$P_d = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบ็กและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และทำให้เกิดความเสียหายขึ้น

วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสามารถต่อได้ตามรูป



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ $R1$ จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ขาคอลเลคเตอร์จะเกิดการสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R ดังนั้นแรงดันตกคร่อมที่ขาคอลเลคเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสับเบอร์นี้ทำงาน โดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำเฟืองอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่น คือ

$$\frac{1}{2}CV_c^2 = \frac{1}{2}L_i I_p^2 \quad (2.6)$$

เนื่องจาก V_c จะมีค่าไม่เกิน $V_{cc0} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_i I_p^2}{(V_{cc0} - V_{clamp})^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำเฟืองที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี
 I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{cc0} คือ อัตราทนต์แรงดันคกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส
 ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off (min)}}{2 * 3 * C} \quad (2.8)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R หาได้จาก

$$Pd = \frac{\{(1/2)L_i I_p^2\}}{T} \quad (2.9)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

Toff คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและขณะเปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องการทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันคกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดำเนิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าใกล้เคียงกันอยู่ที่ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำและกระแสสูง เนื่องจากโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

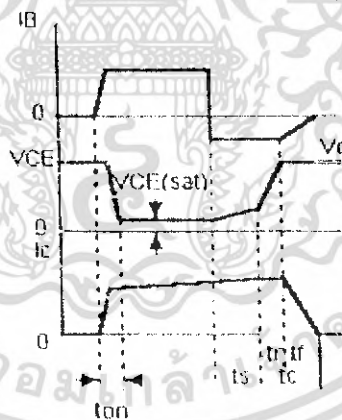
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะของสวิตช์และมีโหนดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหนดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมัน เมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกลงว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียสูงที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเริ่มให้กระแสไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเลกเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเลกเตอร์กับอีมิเตอร์ (V_{ce}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่ง คือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูป กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมที่ตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา

t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสที่เริ่มต้นไหลผ่านมันมีค่าต่ำ กำลังงานขณะเริ่มต้นนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ ดังนั้นเมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและกระแสไบอัสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม (Storage Time) และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มมากขึ้น และจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสไหลอยู่



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลงกระแสที่คอลเลกเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะทำงานช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่าช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสแน่นอนอาจประมาณได้จาก

$$Pd_{(sw)} = \frac{0.5V_{cc}I_{pk}t_c}{T} \quad (2.10)$$

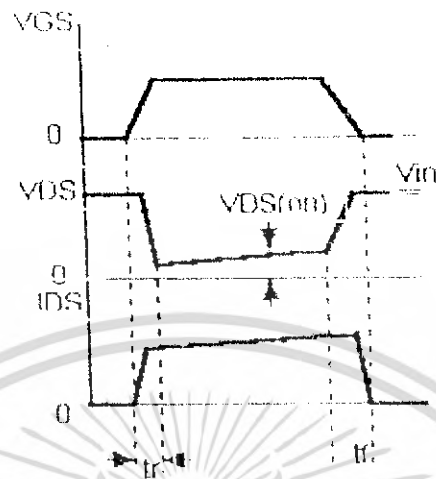
เมื่อ	$Pd_{(sw)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	V_{cc}	คือ	แรงดันคอคกร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส
	I_{pk}	คือ	ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
	T_c	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
	T	คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอเตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอเตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะเปลี่ยนสถานะและขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันคอคกร่อมเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูป



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันคั่นคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต

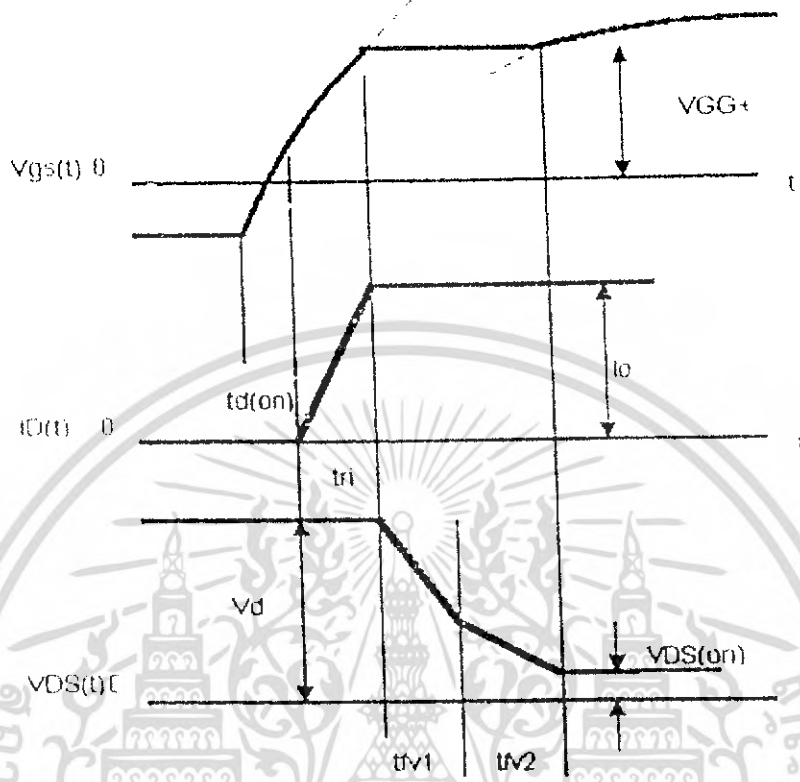
2.6.5 ไอจีบีที

ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor) เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่าต่ำ ความนำไฟฟ้าต่ำ เวลาในการสวิตช์ช้า และมีศักดาพังทลายกำลังมีค่า V_{BO} สูงและสามารถเกิด ศักดาพังทลายครั้งที่ 2 เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูงขึ้น สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่า Conduction สูงซึ่งขึ้นอยู่กับค่า (R_{DS}) เวลาในการสวิตช์เร็ว แต่มีศักดาพังทลาย V_{BO} ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึง พัฒนา ข้อดีของ BJT + MOSFET รวมกันเป็นอุปกรณ์ขึ้น สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้า I_D, V_{DS} จะเหมือนกับใช้เพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบอัส V_{GS} โดยอุปกรณ์เริ่มทำงานเมื่อ $V_{GS} > V_T$

$$V_{DS(ON)} = V_{J1} + V_{Jint} + I_D R_{channel} \quad (2.11)$$

คุณสมบัติสวิตช์ในวงจรสแต็บควันคอนเวอร์เตอร์จะเป็นดังรูปข้างล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

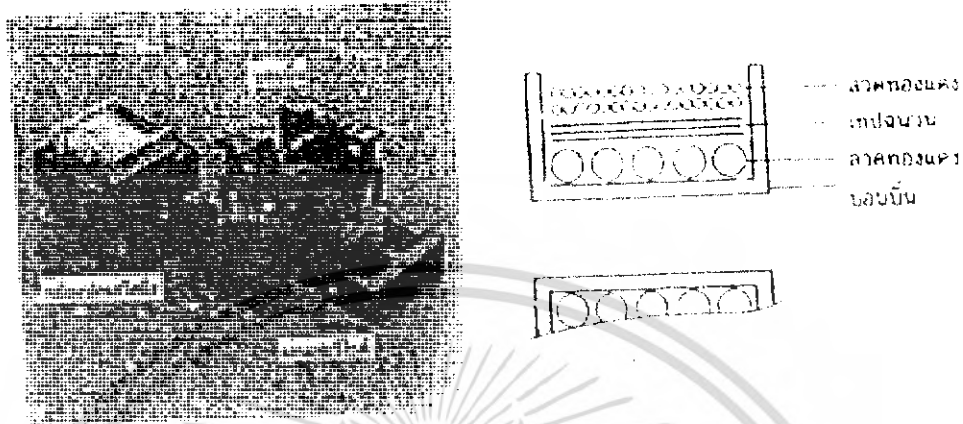


รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสขณะ turn on ของ IGBT

2.7 หม้อแปลงสวิตชิง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องคำนึงถึง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรท์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะกล่าวไว้ในรายละเอียดส่วนนี้

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทและแรงดันเอาท์พุทที่ได้เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้าชุด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิง แสดงไว้ในรูปที่ 2.23



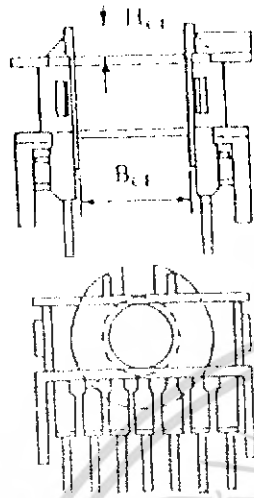
รูปที่ 2.23 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตซ์ และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้า ขาบนบอบบิ้น

2.7.1 แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรท์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรท์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรท์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณ 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์จึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรท์มากที่สุด

2.7.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนสูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรท์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกน บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรท์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 2.24 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะออกแบบให้มีขาหักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันและบัดกรี



CORE TYPE	A _C (cm ²)	B _C (mm)	H _C (mm)	l _C (mm)
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.4	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

- A_C = พื้นที่ของหน้าตัดแกน
- B_C = ความหนาของแกนเหล็ก
- H_C = ระยะจากด้านบนถึงด้านล่างของแกน
- l_C = ความยาวของแกนเหล็ก

รูปที่ 2.24 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรท์

2.7.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา(Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวด primary และ secondary ของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมาก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

2.7.4 เทปฉนวน(Insulation Tape)

เทปฉนวนพันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นขดลวด primary กับชั้นขดลวด secondary วัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจทำมาจากไมลาร์หรือ โพลีเอสเตอร์(Polyester)ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการเป็นหลัก)

บทที่ 3

การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

จากทฤษฎีในบทที่ผ่านมาสรุปได้ว่าแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายประกอบด้วยวงจรพื้นฐานที่สำคัญ ได้แก่ วงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว (1- Phase SCR Control) , วงจรควบคุมแรงดัน (Voltage Control) วงจรเพิ่มแรงดัน (Voltage Doubler), ชุดวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ และชุดวงจรกรองแรงดัน

3.1 ส่วนประกอบภายในของวงจรต่างๆ

3.1.1 วงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

3.1.1.1 ส่วนสร้าง duty cycle

3.1.1.2 ส่วนควบคุมกระแส

3.1.1.3 ส่วนภาครับกระแส

3.1.1.4 ส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน

3.1.1.5 ส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

3.1.2 วงจรควบคุมแรงดันไฟสูง

3.1.2.1 ส่วนสร้างแรงดันไฟตรง

3.1.2.2 ตัวรีเลย์สวิตช์

3.1.3 วงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง

3.1.3.1 ส่วนกระตุ้นการทำงานของเอสซีอาร์

3.1.3.2 ส่วนขับกระแสแรงดันให้เอสซีอาร์

3.1.4 ชุดวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์

3.1.4.1 ส่วนเอสซีอาร์และไดโอดเรียงกระแส

3.1.4.2 ส่วนสับเบอร์และป้องกันสัญญาณรบกวน

3.1.5 ชุดวงจรกรองแรงดัน

3.1.5.1 ตัวเก็บประจุสำหรับกรองแรงดัน

3.1.5.2 ไดโอดสำหรับป้องกันกระแสไหลย้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วิธีในการเลือกใช้อุปกรณ์ในทางปฏิบัติ

3.2.1 การเลือกขนาดหม้อแปลง (Transformer)

การเลือกขนาดของหม้อแปลงจะพิจารณาอยู่ 2 อย่าง คือ ขนาดของกระแสและแรงดันที่เอาท์พุท โดยการเลือกขนาดของกระแสจะเลือกที่ใช้กระแสของอุปกรณ์ต่างๆที่อยู่ในวงจรเพื่อให้อุปกรณ์ในวงจรทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพขณะที่แรงดันจะพิจารณาจากหน้าที่หลักของวงจร เพื่อให้การทำงานของวงจรทำงานได้ตามหน้าที่ของวงจร

3.2.2 การเลือกขนาดของบริดจ์ไดโอด (Bridge Rectifier)

ในการเลือกขนาดของบริดจ์ไดโอดจะพิจารณา 2 อย่าง คือ ขนาดของกระแสและขนาดของแรงดัน โดยการเลือกขนาดของกระแสจะเลือกให้บริดจ์ไดโอดทนกระแสสูงสุดได้มากกว่ากระแสที่หม้อแปลงจ่าย 1.8 เท่า ขณะที่การเลือกขนาดของแรงดันจะเลือกให้บริดจ์ไดโอดทนแรงดันสูงสุดได้มากกว่าแรงดันที่หม้อแปลงจ่ายประมาณ 2 เท่า

3.2.3 การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ (Capacitor)

การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุจะพิจารณา 2 อย่าง คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุและค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุทนได้ซึ่งขึ้นกับหน้าที่ของตัวเก็บประจุในวงจร

3.2.4 การเลือกขนาดของตัวต้านทาน

ในการเลือกขนาดของตัวต้านทานจะพิจารณา 3 อย่าง คือ ค่าความต้านทาน ค่าการทนกำลังงานสูงสุด (Maximum Power Dissipation, PD) และค่าความผิดพลาดที่ตัวต้านทาน ซึ่งค่าการทนกำลังงานสูงสุด (Maximum Power Dissipation, PD) หาได้จากสมการดังนี้

$$P_D = I^2 R = \frac{V^2}{R} = IV \quad (3.1)$$

3.2.5 การเลือกขนาดของไดโอด

การเลือกตัวไดโอดจะพิจารณาจากการทนกระแสและแรงดันขณะไบอัสตรง (Forward Bias) และไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) ที่ตัวไดโอด

3.2.6 เอสซีอาร์

ในการเลือกตัวเอสซีอาร์มาใช้งานพิจารณาจากแรงดันและกระแสของเกตที่มากกระตุ้นการทำงานของเอสซีอาร์ (Trigger Voltage) แรงดันที่เอสซีอาร์ทนได้เมื่อไม่มีแรงดันที่เกตมากระตุ้นการทำงานและกระแสที่ทนได้เมื่อเอสซีอาร์มีแรงดันที่เกตมากระตุ้นการทำงานรวมถึงความเร็วในการทำงานของเอสซีอาร์ การทนกำลังงานของเอสซีอาร์

3.2.7 เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET)

การเลือกเพาเวอร์มอสเฟตจะพิจารณาจากชนิดของมอสเฟต คือ เป็นเอ็นชาแนลมอสเฟตชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ ในการพิจารณาจะคิดจากแรงดันเกต-ซอร์ส แรงดันเดรน-ซอร์ส และแรงดันเกต-เดรน จะคิดจากแรงดันเกต-เทรสโวลต์เป็นหลัก กระแสเดรน การทนกำลังงานเพาเวอร์มอสเฟต และความเร็วในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.8 ซีเนอร์ไดโอด

ในการเลือกซีเนอร์ไดโอดจะพิจารณาที่ขั้วแรงดันพังทลายว่าสามารถรักษาระดับแรงดันไว้ที่ค่าโวลต์มากน้อยเพียงใด และการทนกระแสย้อนกลับที่ไหลผ่านเมื่อให้ไบอัสย้อนกลับ โดยซีเนอร์ไดโอดมีหน้าที่รักษาระดับแรงดันเมื่อได้รับไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias)

3.2.9 ไอซีออปแอมป์

ไอซีออปแอมป์ มีหน้าที่ คือ เป็นตัวเปรียบเทียบระดับแรงดัน (Comparator) เป็นหลัก จะพิจารณาจากแหล่งจ่ายไฟซึ่งส่วนมากเป็นแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว (Single Supply) ขนาด 15 โวลต์ ขณะทำงานจะพิจารณาจากแรงดันและกระแสที่เข้ามาที่ตัวออปแอมป์ทั้งขาบวกและขาลบว่าสามารถทนได้ขนาดเท่าไร อีกทั้งต้องพิจารณาว่าสามารถทนแรงดันออปเซทได้ขนาดเท่าไร และแรงดันและกระแสที่ออกมาจากตัวออปแอมป์ การคอยสนองความถี่ที่อินพุตและเอาต์พุต ซึ่งจะใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM 324 มีออปแอมป์ 4 ตัว อยู่ในไอซีออปแอมป์ สามารถคอยสนองความถี่ที่วงจรที่ต้องการได้

3.2.10 แรงดันควบคุมการออสซิลเลท (Voltage Controlled Oscillator)

การพิจารณา Voltage Controlled Oscillator (VCO) จะพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของไอซีชนิดของสัญญาณและความถี่โดยแรงดันที่ต้องการ โดยประมาณ 15 โวลต์ชนิดของสัญญาณจะใช้เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม ที่มีช่วง Rise Time และ Fall Time สั้นมากๆ ความถี่ที่ต้องการอยู่ในช่วง 37-38KH โดยความถี่ที่ได้ต้องมีความแม่นยำและมีความเสถียรสูงมีความคลาดเคลื่อนของสัญญาณน้อย การต่อจะเป็นแบบแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว (Single Supply) โดยจะแรงดันป้อนผ่านความต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังสมการ

$$f = \frac{1}{R_1 C} \quad (3.2)$$

3.2.11 โฟโต้ทรานซิสเตอร์

ในวงจรทำหน้าที่เป็นตัวแยกโดด (Isolated) ระหว่างวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟตเดียวกับวงจรควบคุมแรงดัน

โครงสร้างภายในจะมีไดโอดเปล่งแสงทำหน้าที่เสมือนเบสและมีส่วนคอลเลกเตอร์และอีมิเตอร์เมื่อไปอัสตรงเข้าที่ไดโอดตัวไดโอดจะเปล่งแสงไปกระตุ้นส่วนคอลเลกเตอร์และอีมิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้นำกระแสได้จะพิจารณาค่าแรงดันไบอัสตรงที่ส่วนไดโอดแรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ การทนกระแสในส่วนคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) และอัตราขยาย (H_{fe})

3.2.12 Dual Precision Retriggerable / Resetable Monostable Multivibrator

โครงสร้างภายในจะเป็นเกตแลตช์ทริกเกอร์ (Latch Trigger) ซึ่งแลตช์จะมี 2 อินพุต 2 เอาท์พุทและรีเซตในการพิจารณาจะพิจารณาจากลักษณะของการตอบสนองของสัญญาณขาทางอินพุท สามารถตอบสนองความถี่ได้ในช่วงกว้างใช้แหล่งจ่ายขนาด 3-18 โวลต์

ในด้านอินพุทแรงดันสูงจะมีค่า 11 โวลต์ และด้านอินพุทแรงดันต่ำจะมีค่า 1.5 โวลต์ โดยเอาท์พุทจะมาจากทรานซิสเตอร์ที่ขบขาขึ้นของอินพุทกับระดับแรงดันอ้างอิงและสัญญาณที่ขบขาลงของอินพุทกับระดับแรงดันอ้างอิง

แรงดันอ้างอิงมาจากการประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับแลตช์ ในด้านเอาท์พุทแรงดันสูงจะมีค่า 15 โวลต์ และด้านเอาท์พุทแรงดันต่ำจะมีค่า 0 โวลต์ เอาท์พุทที่ 1 จะเป็นผลลัพธ์จากการกระทำทางอินพุทเอาท์พุทที่ 2 จะเป็นผลลัพธ์จากการกระทำทางด้านเอาท์พุทที่ 1 กับ Voltage Controlled Oscillator ทั้งด้านอินพุทและเอาท์พุทสามารถทนกระแสได้ 10mA และจะมีขาริเซตเมื่อรีเซตเป็นศูนย์จะทำการรีเซตแลตช์ แต่ถ้ารีเซตเป็นหนึ่งจะไม่มีกรรีเซตแลตช์

3.2.13 ไดโอด

ในการเลือกตัวไดโอดมาใช้งานจะพิจารณาจากการทนแรงดันและการจ่ายกระแสของตัวไดโอดซึ่งไดโอดจะทำงานเมื่อมีการให้ไบอัสย้อนกลับ (Reverse Voltage) กับตัวไดโอดจนถึงค่าแรงดันพังทลายของตัวไดโอด (Breakover Voltage) จะสามารถนำกระแสได้

3.2.14 รีเลย์

การเลือกใช้รีเลย์จะพิจารณาจากขนาดของแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดภายในตัวรีเลย์ซึ่งทำให้ตัวรีเลย์สามารถเปลี่ยนสถานะของหน้าสัมผัสได้ คุณสมบัติอีกประการหนึ่งที่จะต้องพิจารณา คือ หน้าสัมผัสสามารถทนแรงดันและกระแสที่ผ่านหน้าสัมผัสได้ขนาดเท่าใด

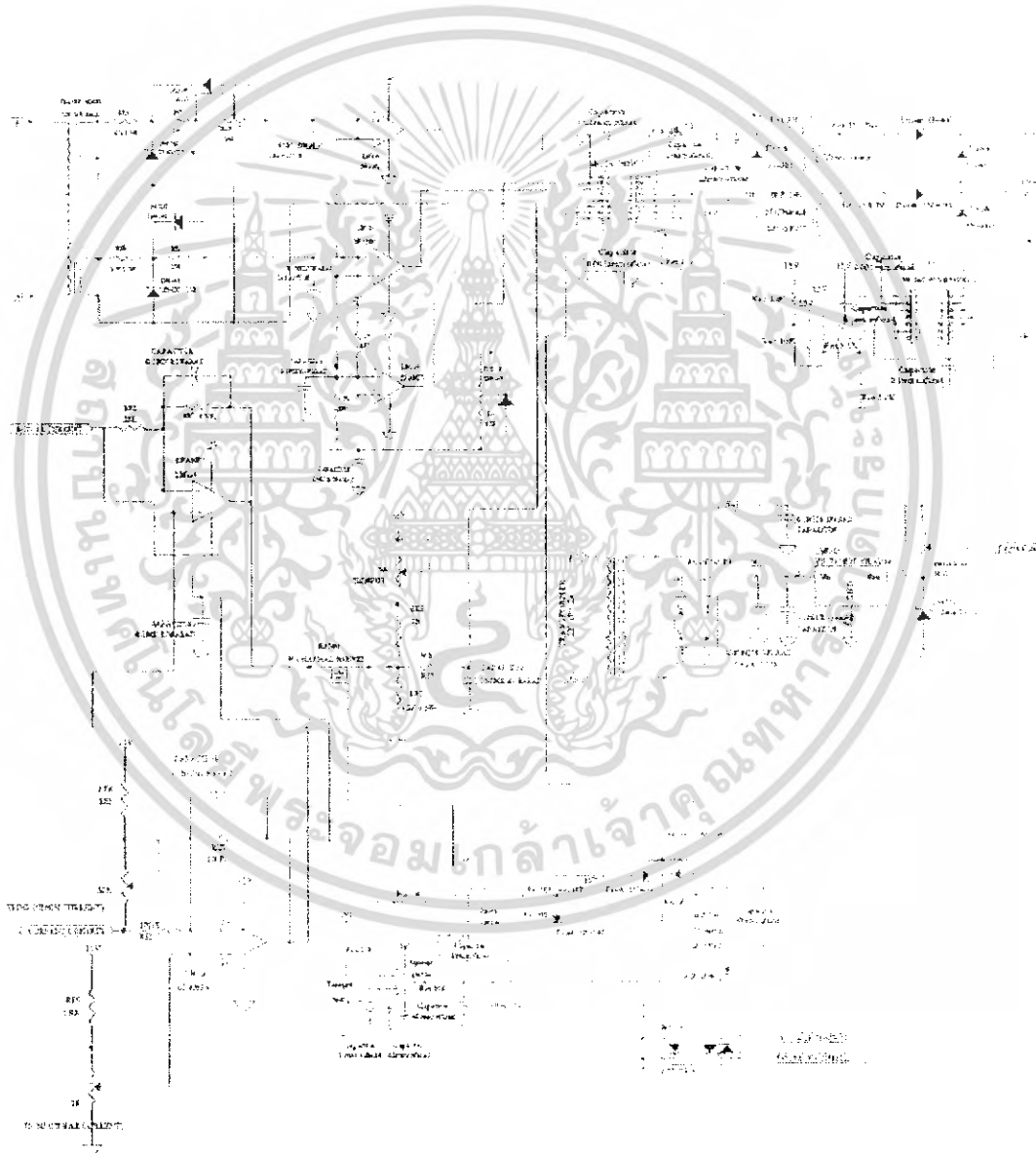
3.2.15 ไครแอค

ในการเลือกไครแอคมาใช้งานพิจารณาจากแรงดันและกระแสของเกตที่มากกระตุ้นการทำงานของไครแอค (Trigger Voltage) ขนาดแรงดันในสองทิศทางที่ไครแอคทนได้เมื่อไม่มีแรงดันที่เกตมากกระตุ้นการทำงานและกระแสที่ทนได้เพื่อไครแอคมีแรงดันที่เกตมากกระตุ้นการทำงานรวมถึงความเร็วในการทำงานของไครแอค การทนกำลังงานของไครแอค

3.3 กระบวนการออกแบบวงจร

3.3.1 วงจรส่วนสร้าง duty cycle

ในวงจรส่วนนี้มีการสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงขนาด 15V คงที่เพื่อจ่ายให้กับวงจรต่างๆ และนำไปเป็นส่วนควบคุมกระแสของวงจรส่วนควบคุมกระแสโดยใช้หม้อแปลงขนาด 220 V – 18 V ขนาด 2A ต่อบริดจ์และตัวเก็บประจุไปจ่ายให้กับหม้อแปลงของส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟดเดี่ยว



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟดเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการต่อหม้อแปลงเข้ากับวงจรของขด Secondary ขดที่ 1 กับ ขด Secondary ขดที่ 2 กลับเฟสกัน เพื่อให้วงจรการสร้าง duty cycle ของ sine wave 1 ลูกคลื่นมีการใช้ sine wave ทั้งในด้าน cycle บวก และ cycle ลบ มาสร้างสัญญาณที่มี duty cycle

ขดSecondaryขดที่1ต่อเข้ากับความต้านทาน10Kเพื่อลดระดับแรงดันและจำกัดกระแสจากนั้นต่อเข้ากับซีเนอร์ไดโอดเบอร์1N4740เพื่อรักษาระดับแรงดันไว้ที่10โวลต์เนื่องจากซีเนอร์ไดโอดเบอร์1N4740สามารถรักษาระดับแรงดันไว้ที่10โวลต์เพื่อเปลี่ยนสัญญาณซายน์เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบSawtoothขนาด10โวลต์50Hzและต่อเข้ากับขาอินพุตลบของออปแอมป์ตัวที่ 2

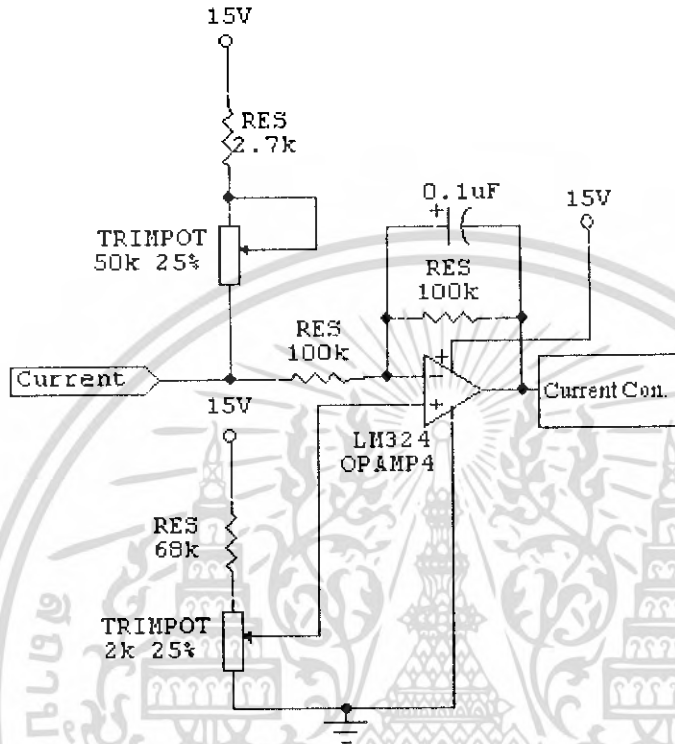
ขณะที่ออปแอมป์ตัวที่ 3 จะมีขาบวกมาจากส่วนรักราระดับแรงดัน ซึ่งได้แรงดันขนาด 15 โวลต์และที่ขาลบจะมาจากส่วนแบ่งแรงดันของค่าความต้านทาน2ตัวทำให้ได้แรงดันขนาดประมาณ 11 – 12 โวลต์ คำนวนได้จาก
$$V = \frac{15 \times 4.7}{4.7 + 1.2} = 11.94$$

และเอาที่พุทของออปแอมป์ตัวที่3ซึ่งเอาที่พุทของออปแอมป์ตัวที่3มีแรงดันไฟตรงขนาดประมาณ14โวลต์จะถูกนำเข้าไปต่อกับขารีเซตของDualPrecisionRetriggerable/ResetableMonostable Multivibrator (ไอซีเบอร์ MC1453BCP)

ขณะที่ขาลบของออปแอมป์ตัวที่1แ้กับขาบวกของออปแอมป์ตัวที่2จะมาจากขาลบของออปแอมป์ตัวที่3ที่ขาบวกของออปแอมป์ตัวที่1และขาลบของออปแอมป์ตัวที่2จะมีลักษณะของสัญญาณที่เหมือนกันเพียงขนาด แต่เฟทขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 1 และขาลบของออปแอมป์ตัวที่2 ต่างกันเรเคียน

ดังนั้นออปแอมป์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 จะทำหน้าที่เป็นส่วนเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) โดยเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยม Sawtooth ขนาด 10 โวลต์ 50 Hz กับระดับแรงดันขนาดประมาณ 11 – 12 โวลต์ ทำให้ที่เอาที่พุทของออปแอมป์เกิดสัญญาณที่มี Duty Cycleทำให้ออปแอมป์ตัวที่1จะมีส่วนสัญญาณแรงดันสูงเป็นช่วงเวลาสั้นๆและมีส่วนสัญญาณแรงดันต่ำเป็นช่วงเวลายาวและออปแอมป์ตัวที่ 2 จะมีส่วนสัญญาณแรงดันสูงเป็นช่วงเวลายาวและมีส่วนสัญญาณแรงดันต่ำเป็นช่วงเวลาสั้นๆและจะนำไปต่อที่ขาข้อมูลอินพุทของ Dual Precision Retriggerable/ Resetable Monostable Multivibrator (ไอซีเบอร์ MC14538BCP

3.3.2 วงจรส่วนควบคุมกระแส



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรส่วนควบคุมกระแส

จากวงจรใช้ออปแอมป์ตัวที่ 4 โดยขาอินพุทบวกจะมาจากแรงดันของตัวต้านทานชนิดค่าความต้านทานคงที่กับชนิดปรับค่าได้(เพื่อให้ได้การปรับค่าความต้านทานได้ละเอียดจะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้แบบ trimpot) ขณะที่อินพุทลบจะมาจากจุดเชื่อมต่อระหว่างแรงดันที่ได้จากการเลือกระดับแรงดันของตัวต้านทานปรับค่าได้กับการแบ่งแรงดันของความต้านทาน และนำมาต่อเข้ากับตัวต้านทานค่า 100 kΩ จากนั้นจึงต่อเข้ากับขาลบของออปแอมป์ และที่ขาลบของออปแอมป์จะมีส่วนป้อนกลับทางด้านลบ ทำให้สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทบวก แรงดันอินพุทลบและแรงดันเอาต์พุทได้ดังนี้

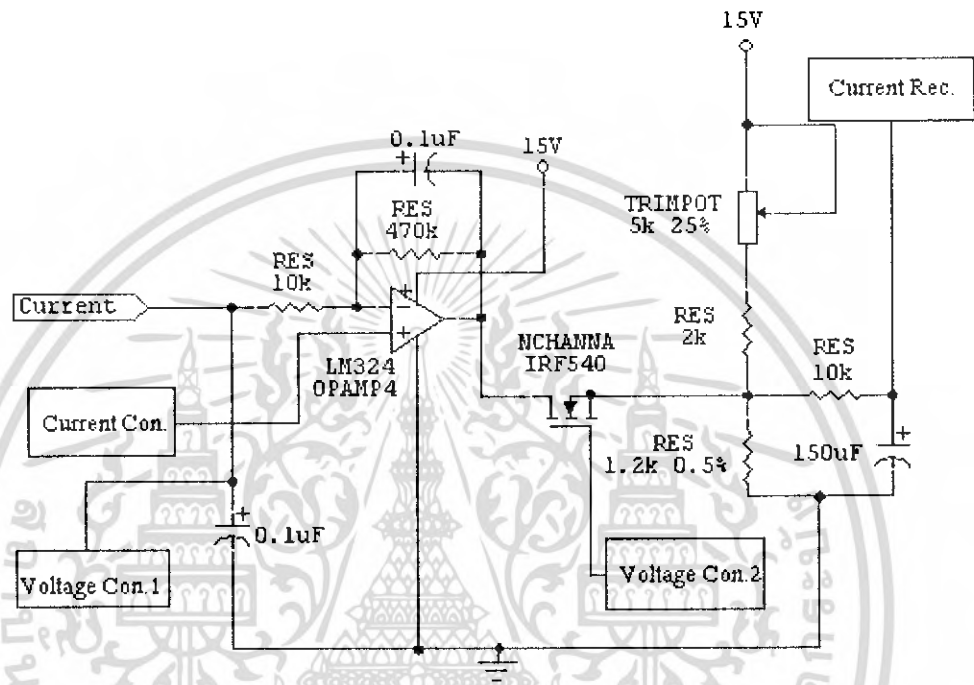
$$V - 2V' = V_{out} \quad (3.3)$$

- เมื่อ V คือ แรงดันที่ขาลบ(inverting)ของออปแอมป์
 V' คือ แรงดันที่ขาบวก(non-inverting)ของออปแอมป์
 V_{out} คือ แรงดันที่เอาต์พุทของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นแรงดันเอาต์พุตจะถูกนำไปต่อกับขบวนการออปแอมป์ตัวที่ 5

3.3.3 วงจรส่วนภาครับกระแส



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรส่วนภาครับกระแส

จากวงจรใช้ออปแอมป์ตัวที่ 5 โดยขาอินพุตบวกจะมาจากขาเอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 4 ขณะที่อินพุตลบมาจากแรงดันที่มาจากโหนดและนำมาต่อกับตัวต้านทานค่า $10\text{ k}\Omega$ จากนั้นจึงต่อเข้ากับขาลบของออปแอมป์ และที่ขาลบยังมีส่วนป้อนกลับทางด้านลบ ทำให้สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันได้ดังนี้

$$47V - 48V' = V_{out} \quad (3.4)$$

เมื่อ V คือ แรงดันที่ขาลบ(inverting)ของออปแอมป์

V' คือ แรงดันที่ขาบวก(non-inverting)ของออปแอมป์

V_{out} คือ แรงดันที่เอาต์พุตของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

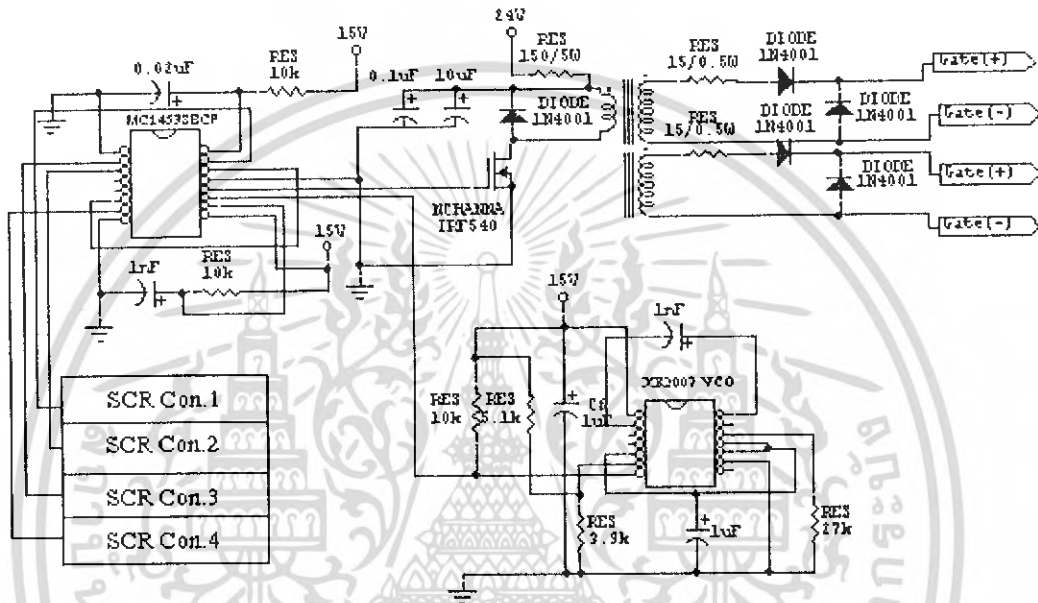
จากนั้นแรงดันที่มาจากโหนดจะต่อเข้ากับส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน ที่เอาท์พุทของออปแอมป์จะต่อเข้ากับขาตรงของเพาเวอร์มอสเฟต ส่วนขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตจะต่อกับจุดเชื่อมต่อของระดับแรงดันที่มาจาก การแบ่งแรงดันของความต้านทานและความต้านทานกับตัวเก็บประจุ หน้าที่ของเพาเวอร์มอสเฟตจะทำหน้าที่ขยับระดับแรงดัน(Offset Voltage)ที่ส่วนสร้าง duty cycle ที่ตำแหน่งสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบ Sawtooth เมื่อ offset voltage เปลี่ยนแปลงไป สัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบ sawtooth ที่จะเข้าสู่การเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อเปรียบเทียบแรงดันแล้วจะทำให้เกิด duty cycle ที่เปลี่ยนแปลงไป โดยเมื่อแรงดันที่เกิดมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม V_T กระแสจะเริ่มไหลจากเดรนไปซอร์ส โดยค่ากระแสจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ขาเดรน ถ้าแรงดันที่ขาเดรนมีมาก กระแสที่ไหลจะมากตาม กระแสจากเดรนจะไหลไปประจุที่ตัวเก็บประจุ แรงดันที่ตัวเก็บประจุจะมากขึ้นทำให้สามารถขยับระดับแรงดันขึ้นขึ้นได้

3.3.4 วงจรส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน

จากวงจรแรงดันที่มาจากโหนดจะต่อเข้ากับส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันที่ตำแหน่งขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 6 และตัวต้านทานค่า $1\text{ M}\Omega$ ที่ต่อเข้าที่ขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 7 ส่วนขาลบของออปแอมป์ตัวที่ 6 มีแรงดันจากการแบ่งแรงดันของตัวต้านทานค่าคงที่กับตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ ออปแอมป์ตัวที่ 6 นี้ทำหน้าที่เป็นส่วนเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อแรงดันที่ขาบวกซึ่งเป็นแรงดันที่มาจากโหนดมากกว่าแรงดันที่ขาลบ ที่ขาเอาท์พุทเราจะได้แรงดันไฟบวกและแรงดันนี้จะไปทริกที่ขาเกตของเอสซีอาร์ เพื่อกระตุ้นการทำงานของเอสซีอาร์ เมื่อเอสซีอาร์ทำงาน กระแสจะไหลจากขาเอาโนดผ่านขาเกตโวลต์ลงกราวด์ ทำให้แรงดันที่ขาเอาโนดและที่ตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ลดลงมีค่าเกือบเป็นศูนย์ ทำให้ไม่มีแรงดันไปกระตุ้นขาริเซตของ ไอซี Dual Precision Retriggerable/ Resetttable Monostable Multivibrator (เบอร์ MC14538BCP) ทำให้ไม่มีแรงดันไปกระตุ้นที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตด้วย เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดทำงานส่งผลให้แหล่งจ่ายจ่ายกระแสผ่านไดโอดไปที่โฟลต์ทรานซิสเตอร์ ทำให้โฟลต์ทรานซิสเตอร์ทำงาน

แอมป์จะไม่แสดงแรงดัน (แรงดันเป็นศูนย์) เพราะฉะนั้นที่ขาเกิดของเพาเวอร์มอสเฟตจึงไม่มีแรงดันมากกระตุ้นการทำงานและจะทำให้ไดโอดที่ต่อกับไฟได้ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานซึ่งจะมีผลทำให้ไฟได้ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานด้วยเช่นกัน

3.3.5 ส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

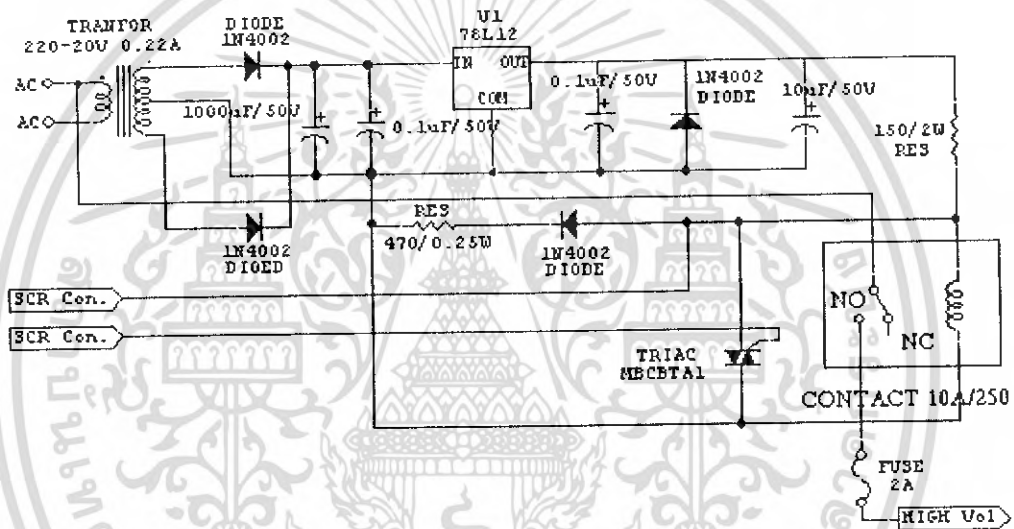


รูปที่ 3.7 แสดงส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

จากวงจรจะใช้ไอซีเบอร์ MC14538BCP ทำหน้าที่เป็น monostable เพื่อทำหน้าที่กระตุ้นการทำงานของชุดควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียวแบบ Zero Crossing ซึ่งไอซีจะได้รับแรงดันที่มี duty cycle ต่างกัน จำนวน 2 สัญญาณเข้ามาที่อินพุตของ monostable ตัวที่ 1 โดยสัญญาณที่ 1 จะกำหนดให้เข้าขาสัญญาณ A และสัญญาณที่ 2 กำหนดให้เข้าขาสัญญาณ B จากกราฟสัญญาณการทำงานของ monostable ห่างจากสัญญาณ A เป็นขอบขาขึ้น และเป็นช่วงที่ตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ monostable ประจุ จะทำให้เกิดสัญญาณแรงดันที่เอาต์พุต จนแรงดันที่ตัวเก็บประจุถึงค่าอ้างอิงค่าหนึ่ง แรงดันที่เอาต์พุตจะตกเป็นศูนย์ หรือหากสัญญาณ B เป็นขอบขาลงและเป็นช่วงที่ตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ monostable ประจุ จะทำให้เกิดสัญญาณแรงดันที่เอาต์พุต จนแรงดันที่ตัวเก็บประจุถึงค่าอ้างอิงค่าหนึ่ง แรงดันที่เอาต์พุตจะตกเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นแรงดันที่ตัวเก็บประจุจะเป็นตัวตรวจจับสัญญาณที่ขอบขาขึ้นหรือขาลง และเอาต์พุตที่ออกมาจะไปกระตุ้นการทำงานที่ขาเกิดของเพาเวอร์มอสเฟตตามสัญญาณที่ออกมาจากเอาต์พุตของ monostable ทำให้แหล่งจ่ายแรงดันจ่ายแรงดันเข้าที่หม้อแปลงขด primary ตามสัญญาณที่มากกระตุ้นที่ขาเกิด ดังนั้นหม้อแปลงจะเสมือนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้รับสัญญาณที่มี duty cycle ตามสัญญาณของขาเกตที่มีแรงดันขนาด 24 โวลต์เท่ากับแหล่งจ่าย จากนั้นผลของทางด้าน primary จะทำให้ขด secondary จำนวน 2 ขด ซึ่งมีการพันไปในทิศทางเดียวกันหรือ Inphase กัน จ่ายสัญญาณที่มีขนาดแรงดันและความถี่เดียวกันกับ primary (เพราะ turn ratio เท่ากับ 1) แล้วเข้าที่ตัวไคโอด ไคโอดจะทำหน้าที่ปรับสัญญาณให้เหมาะสมกัน โดยจะเลือกช่วงการนำกระแส จากนั้นจึงป้อนเข้าสู่ชุดควบคุมการนำกระแสด้วยเอสซีอาร์

3.3.6 ส่วนวงจรควบคุมแรงดันไฟสูง

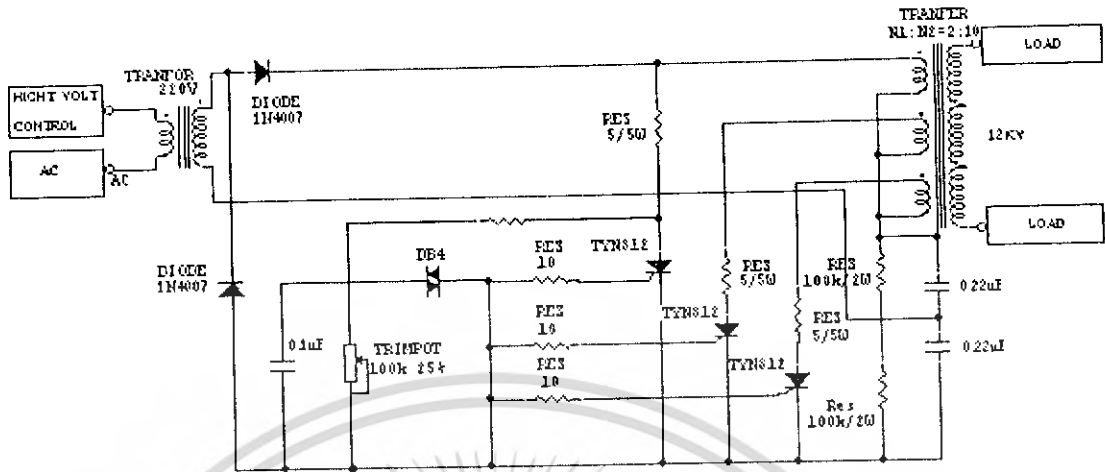


รูปที่ 3.8 แสดงส่วนควบคุมแรงดันไฟสูง

จากวงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟสูงโดยสร้างแรงดัน 12V โดยได้จาก IC Regulator 78L12 LED และ Relay 12V จะทำงานทำให้มีแรงดัน 220V ไปยังส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง แต่ถ้า OPTOTriac ส่วนวงจรส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันทำงาน จะทำให้ Triac MRCBTA16 ทำงาน Relay 12V จะไม่ทำงานทำให้ไม่มีแรงดัน 220V ไปยังส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง

3.3.7 ส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง

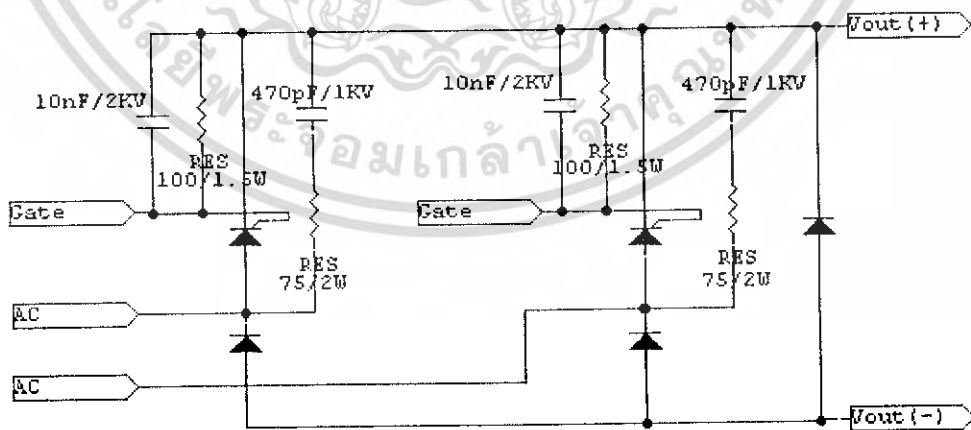
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดงส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง

เมื่อมีแรงดัน 220V ใน Cycle บวกเข้ามาจะผ่านวงจร Voltage Doubler ประกอบด้วย C 0.22uF และ R 100K และจะมีแรงดันมาประจุที่ C 0.1uF เมื่อ Cycle ลบ C 0.1uF จะคายประจุ ทำให้ Diac DB4 ทำงาน SCR TYN812 ก็ทำงาน ทำให้ C 0.22uF คายประจุผ่าน SCR กระแสจะไหลผ่าน Transformer Stepup ด้าน Primary ทำให้มีแรงดัน 12KV ด้าน Secondary

3.3.7 ชุดวงจรเซมิคอนเวอเตอร์



รูปที่ 3.10 แสดงชุดวงจรเซมิคอนเวอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในชุดวงจรเซมิคอนเวอเตอร์มีองค์ประกอบ 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนเอสซีอาร์และไดโอดเรียงกระแส และส่วนสแน็บเบอร์และป้องกันสัญญาณรบกวน

ส่วนเอสซีอาร์และไดโอดเรียงกระแส เมื่อมีแรงดันมากระตุ้นการทำงานให้กับเอสซีอาร์ที่ขาเกต โดยกระแสจะมาจากไฟกระแสสลับผ่านเอสซีอาร์ไดโอดเข้าที่วงจรต่างๆในระบบ สำหรับไดโอดทำหน้าที่เป็นฟรีวิลต์ไดโอด

ส่วนสแน็บเบอร์และป้องกันสัญญาณรบกวน สแน็บเบอร์ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวต้านทานต่ออนุกรมกัน ทำหน้าที่ลดกำลังงานสูญเสียที่เอสซีอาร์ หลักการทำงาน คือ ในขณะที่เอสซีอาร์ไม่มีแรงดันมากระตุ้นที่ขาเกตทำให้เอสซีอาร์ต้องทนแรงดันเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันขาเข้าทั้งหมด และกระแสที่เข้าไปที่เอสซีอาร์จะลดลงเป็นศูนย์ แต่เมื่อตัวเอสซีอาร์ต่อสแน็บเบอร์ ตัวสแน็บเบอร์จะทำให้แรงดันขาเข้าจ่ายกระแสมาเข้าที่สแน็บเบอร์ จึงมีผลให้ตัวเอสซีอาร์มีกระแสลดลงจนเป็นศูนย์เร็วขึ้น ทำให้แรงดันที่ภาวะกระแสลดลงเป็นศูนย์(สภาวะที่เอสซีอาร์ไม่ทำงาน)มีค่าน้อยกว่าแรงดันขาเข้าทั้งหมด เพราะฉะนั้นกำลังงานที่ตกคร่อมตัวเอสซีอาร์จึงมีค่าน้อยลง

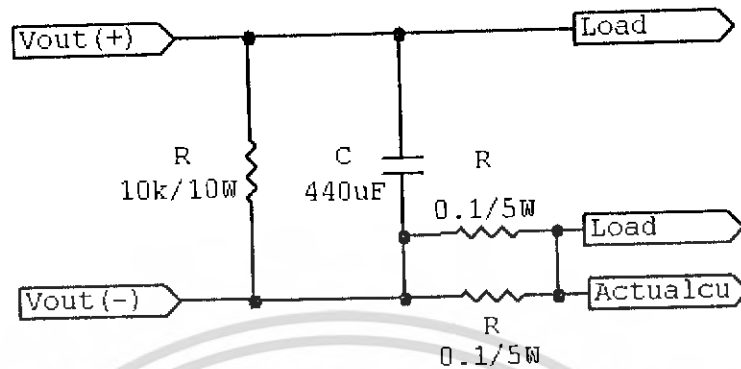
ในขณะที่เอสซีอาร์มีแรงดันมากระตุ้นขาเกตทำให้เอสซีอาร์สามารถนำกระแสจากอินพุตได้ และตัวเก็บประจุของสแน็บเบอร์จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทานที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุภายในชุดสแน็บเบอร์

ส่วนป้องกันสัญญาณรบกวน ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวต้านทานต่อขนานกัน ทำหน้าที่ให้การกระตุ้นขาเกตเป็นไปตามต้องการ หลักการทำงาน คือ เมื่อมีการกระตุ้นขาเกตของเอสซีอาร์ หากแรงดันที่ไปกระตุ้นขาเกตของเอสซีอาร์มีค่าเพียงพอกระตุ้นขาเกตได้จึงจะกระตุ้นขาเกตตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุออกมากระตุ้นขาเกตด้วย และที่ส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว หากไม่มีการกระตุ้นขาเกต Transformer จะเกิดการสลับขั้วของ Transformer จะทำให้กระแสไหลผ่านไดโอดไปประจุตัวเก็บประจุแทนการไปกระตุ้นขาเกต

3.3.8 ชุดวงจรกรองแรงดัน

เมื่อเกตของเอสซีอาร์ได้รับการกระตุ้นจะมีกระแสและแรงดันผ่านเข้ามาที่วงจรกรองแรงดัน โดยตัวเก็บประจุขนาด $440 \mu\text{F}$ ทำหน้าที่กรองแรงดันให้มีความเรียบ(มีค่าแรงดันกระเพื่อมต่ำๆ)

ตัวต้านทานขนาด 0.1 โอห์ม 5 วัตต์ทั้งสองตัวจะทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับแรงดันให้กับวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว



รูปที่ 3.11 แสดงชุดวงจรกรองแรงดัน

ตัวต้านทานขนาด $10\text{k}\Omega/10\text{W}$ จะทำหน้าที่เมื่อระบบหยุดลง โดยจะรับกระแสจากตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่กรองแรงดัน เพราะเมื่อระบบหยุดลงตัวเก็บประจุเหล่านี้จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทานขนาด $10\text{k}\Omega/10\text{W}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง

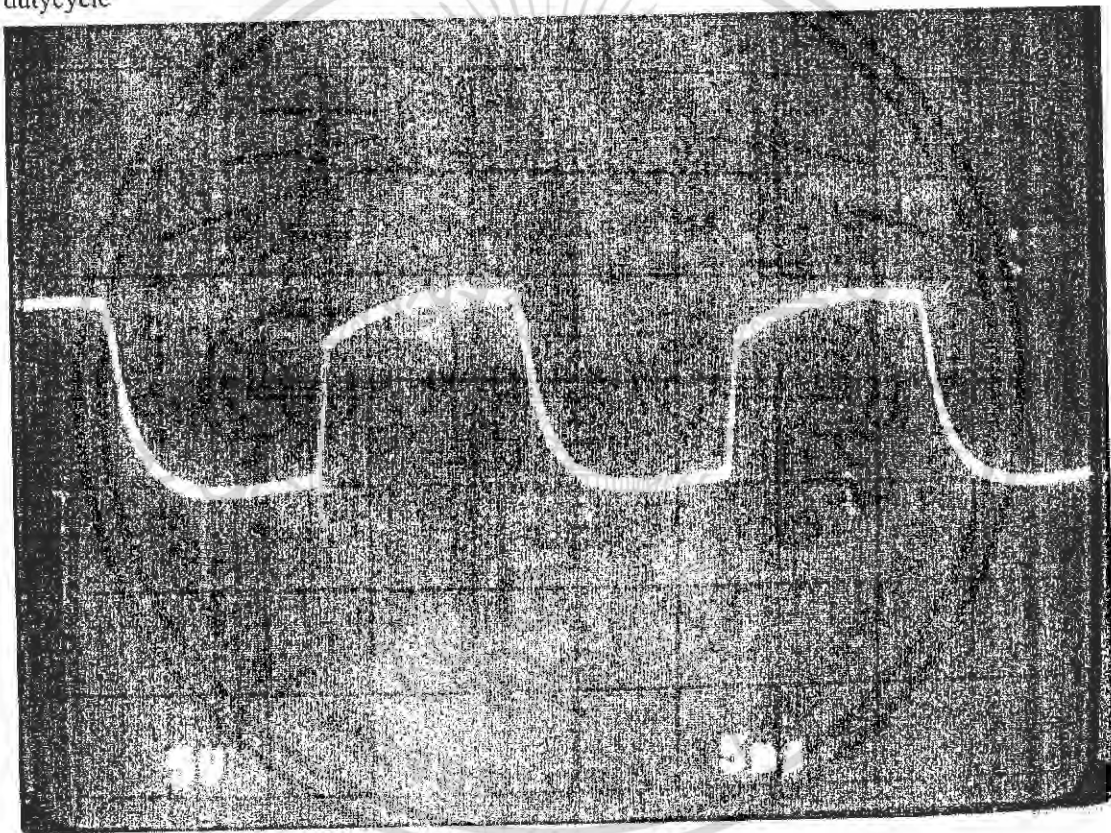
การทดสอบการควบคุมกระแส

เป็นการทดสอบการควบคุมกระแสโดยพิจารณาจากผลของหม้อแปลงที่จะไปควบคุมการทำงานของชุดวงจรควบคุมเอชซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

4.1 วิธีการทดสอบ

- การทดสอบวัดสัญญาณที่จุดคร่อมซีเนอร์ไดโอด 1N4740 ในส่วนของวงจรสร้าง

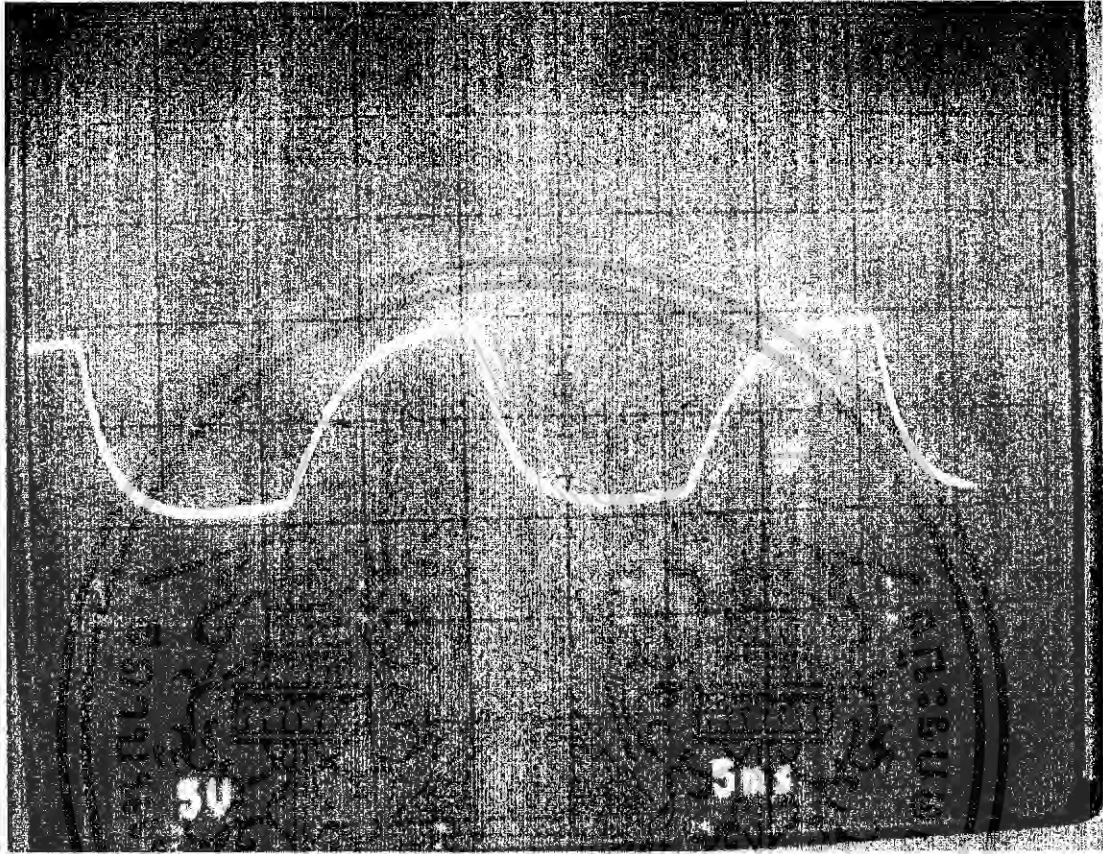
dutycycle



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การทดสอบวัดสัญญาณที่จุดคร่อมคาปาซิเตอร์ 0.1 μF ในส่วนของวงจรสร้าง

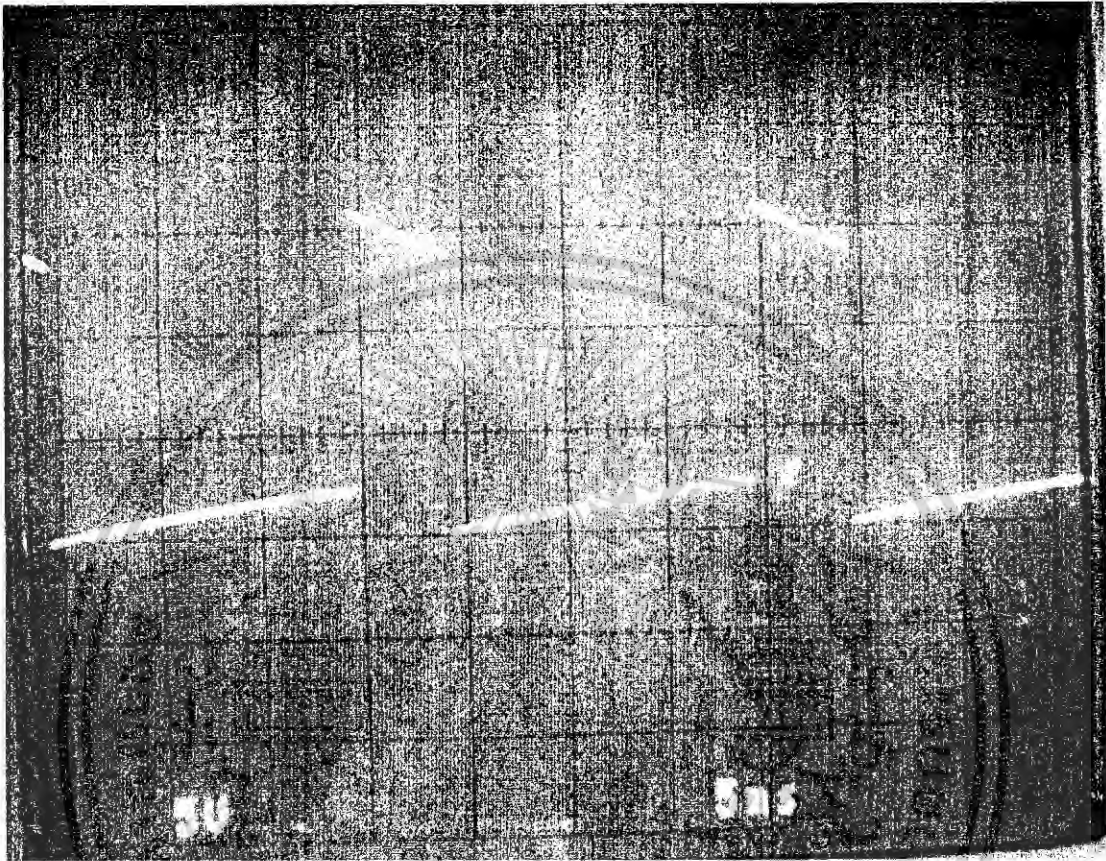
dutycycle



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การทดสอบวัดสัญญาณที่จุด SCR Control 1 ในส่วนของวงจรสร้าง

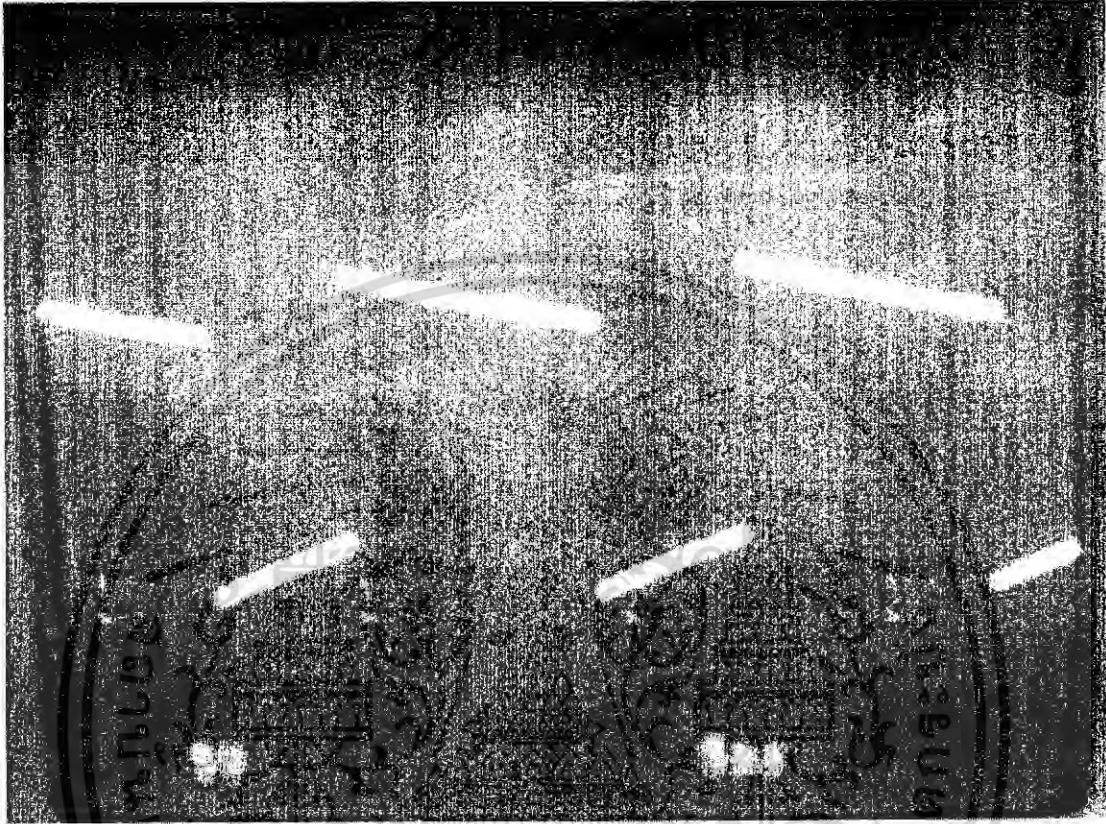
dutycycle



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การทดสอบวัดสัญญาณที่จุด SCR Control 2 ในส่วนของวงจรสร้าง

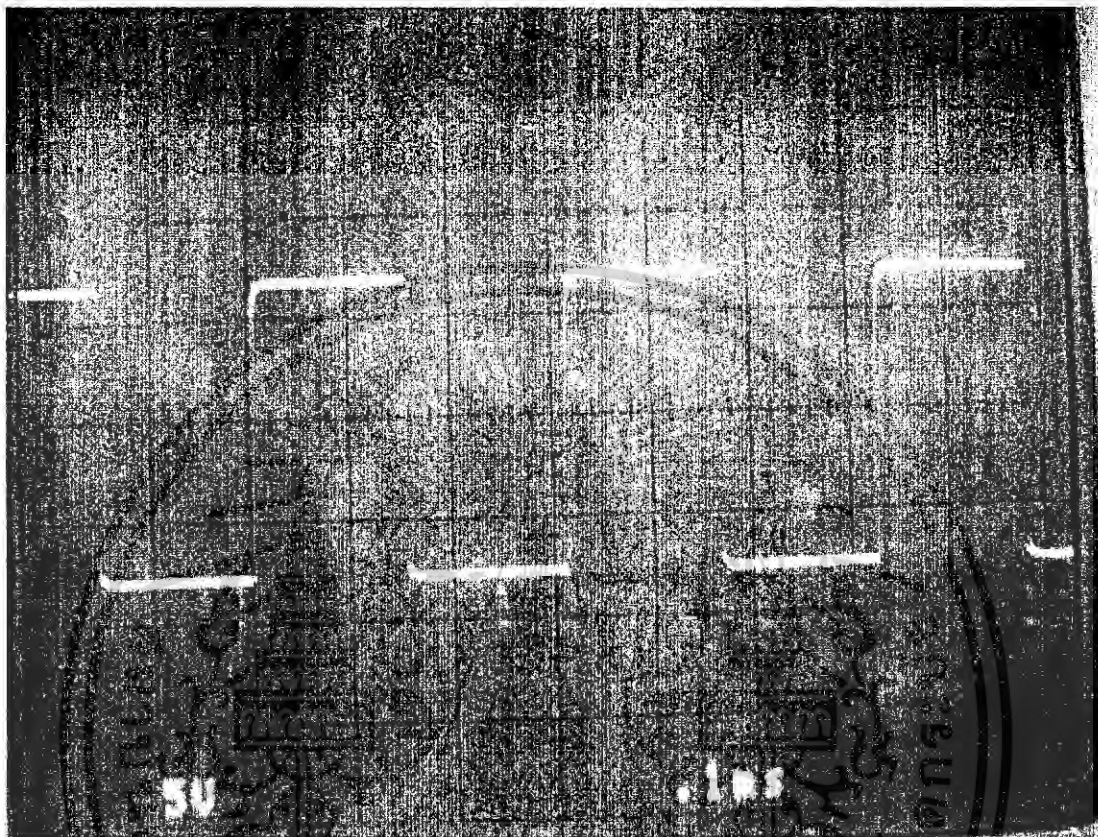
dutycycle



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

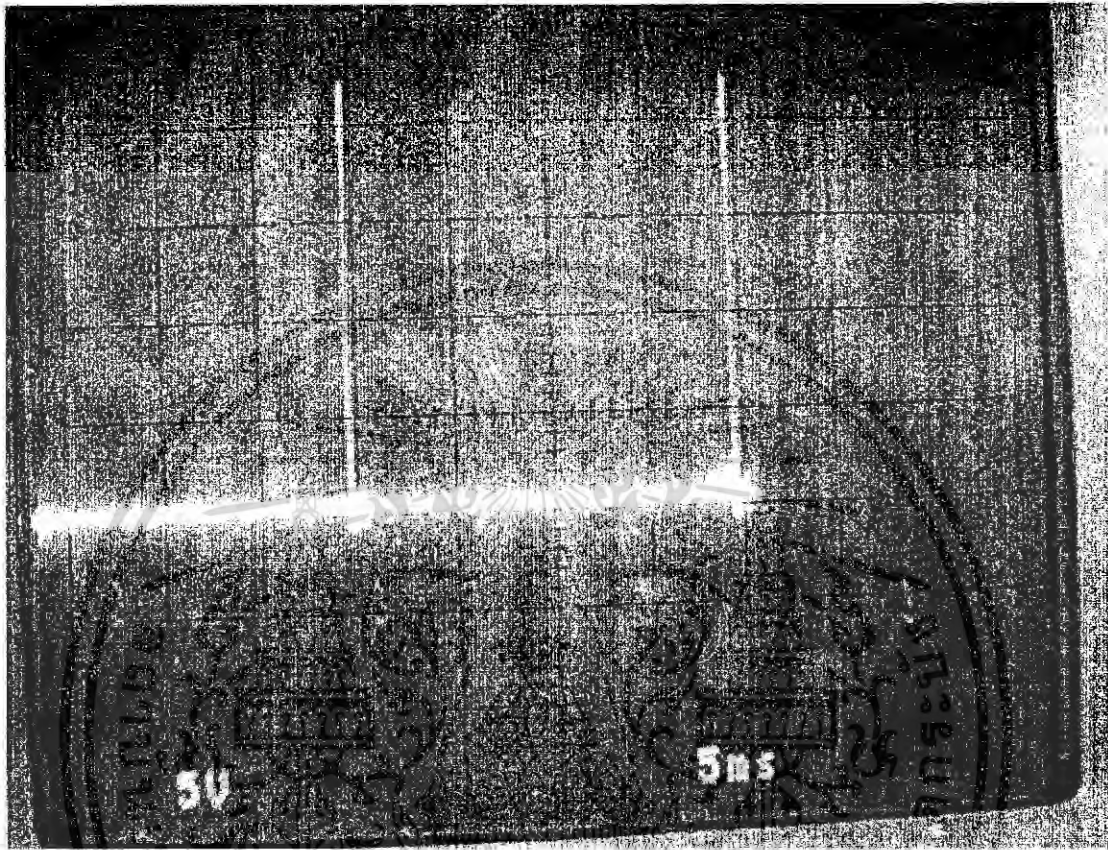
- การทดสอบวัดสัญญาณที่จุด Osc. สัญญาณพัลส์ของ IC XR

2207



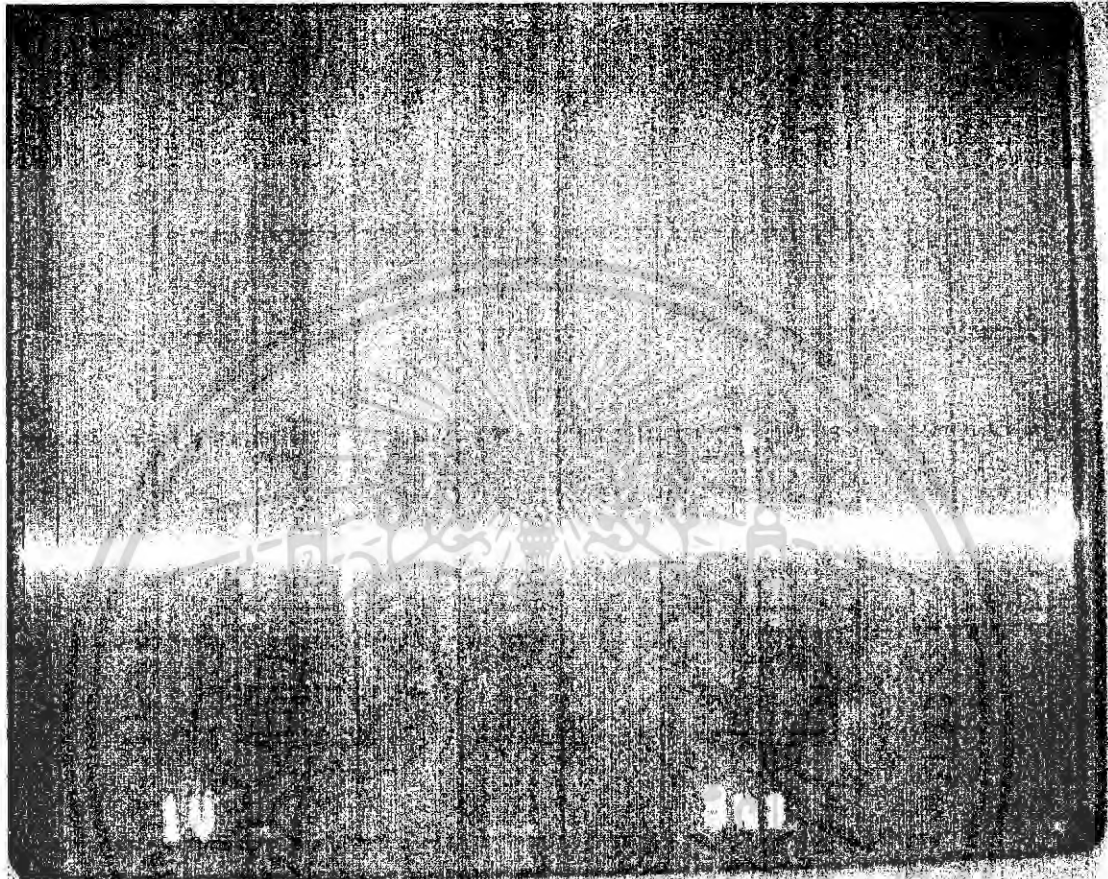
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การทดสอบวัดสัญญาณที่จุด primary ของหม้อแปลงในส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิด
เฟสเดียว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การทดสอบวัดสัญญาณที่จุด secondary ของหม้อแปลงในส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ ชนิดเฟสเดียว



- ต่อวงจรต่างๆ เข้าด้วยกันเป็นระบบและต่อ โหลด
- ป้อน ไฟกระแสสลับขนาด 220 โวลต์
- สังเกตสัญญาณการตอบสนองของเอาต์พุตที่ป้อนให้กับแกตของส่วนควบคุมการทำงาน ของชุดวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว
- สังเกตแรงดันที่โหนดและกระแสที่โหนด

4.2 ตารางผลการทดลอง

R(โอห์ม)	Vout1(V)	Iout1(A)	Vout2(V)	Iout2(A)	Vout3(V)	Iout3(A)
320	180	0.562	200	0.625	220	0.687
260	180	0.692	200	0.769	220	0.846
200	180	0.9	200	1	220	1.1

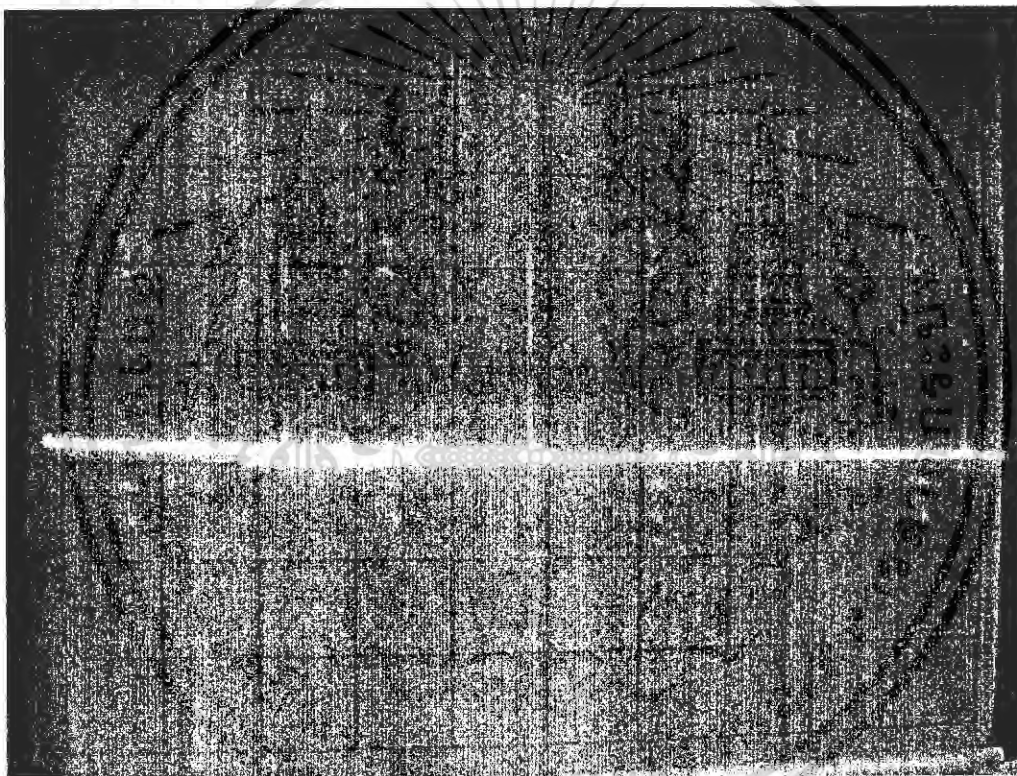
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยนโหลดเป็นค่าต่างๆ

4.3 กราฟผลการทดลอง

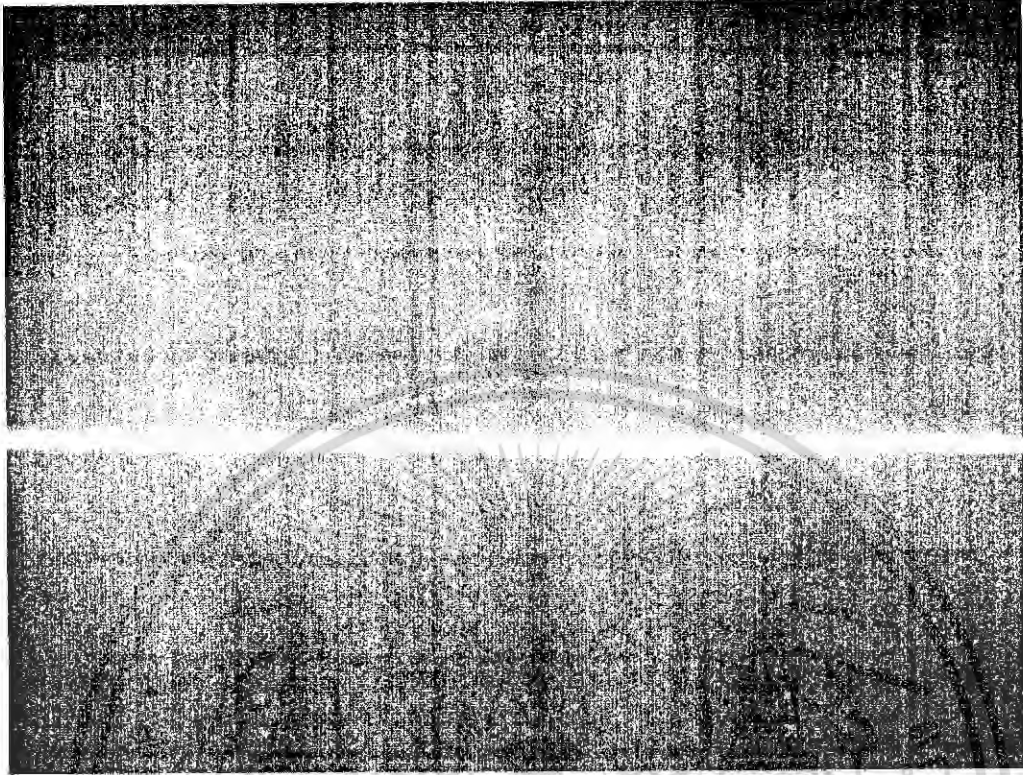
ในการพิจารณาเส้นกราฟดังกล่าวจะเป็นลักษณะสัญญาณที่ขาเกตของเอสซีอาร์ทั้งสองเมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสที่จ่ายให้กับโหลดค่าหนึ่ง โดยสเกลของกราฟคือ 1V/DIV และ 5 ms/DIV

- กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ 320 โอห์ม

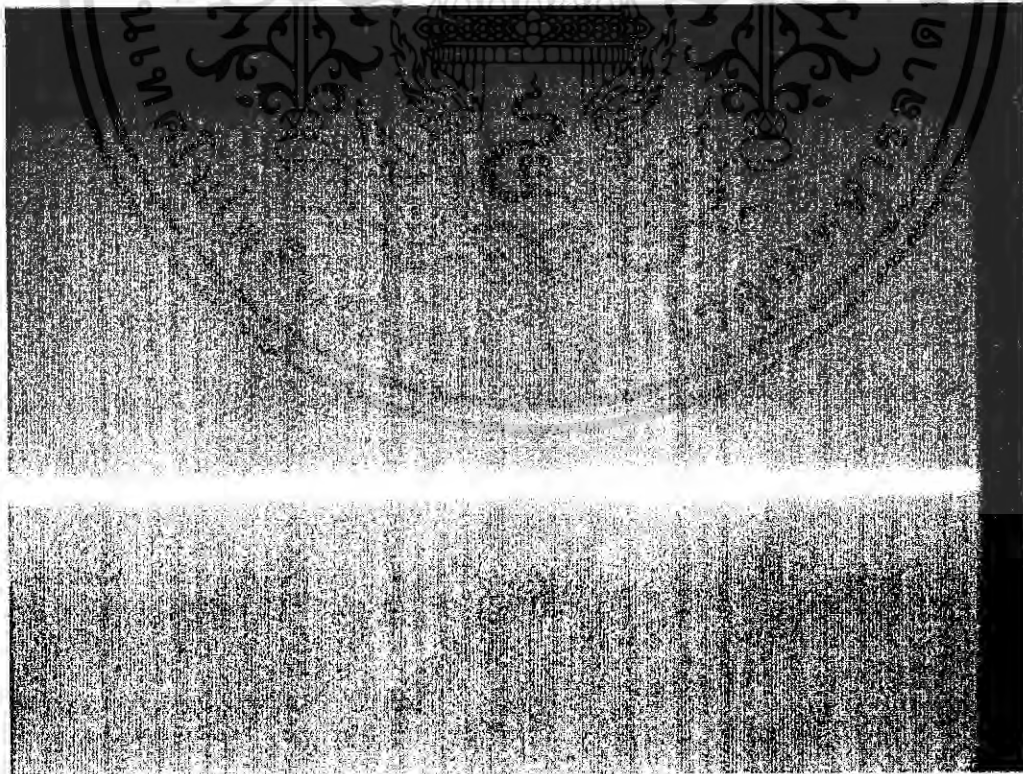


เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสจนได้ $V_{out}=180V, I_{out}=0.562A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



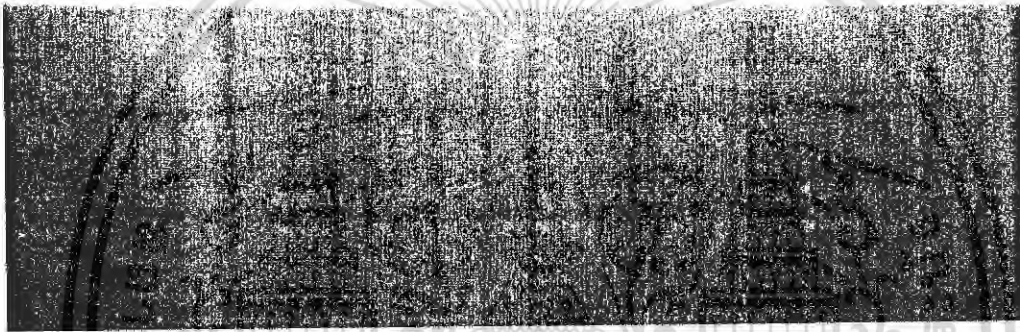
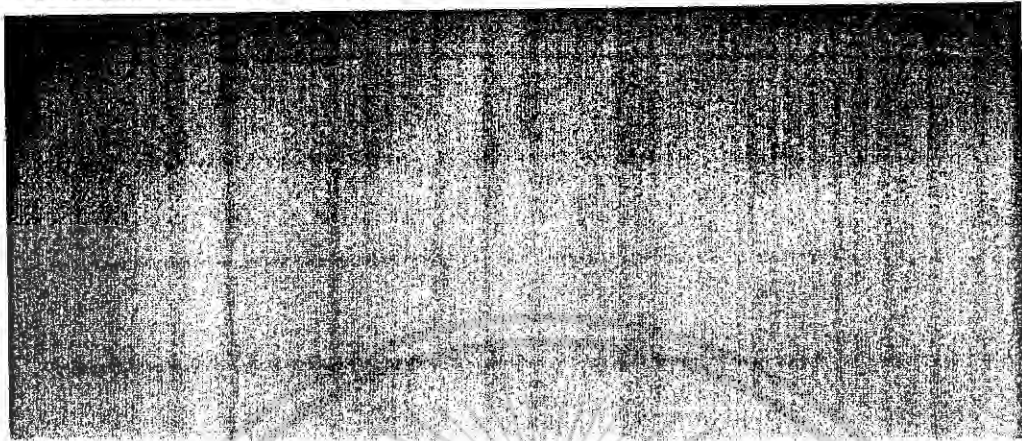
เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสจนได้ $V_{out}=200V, I_{out}=0.625A$



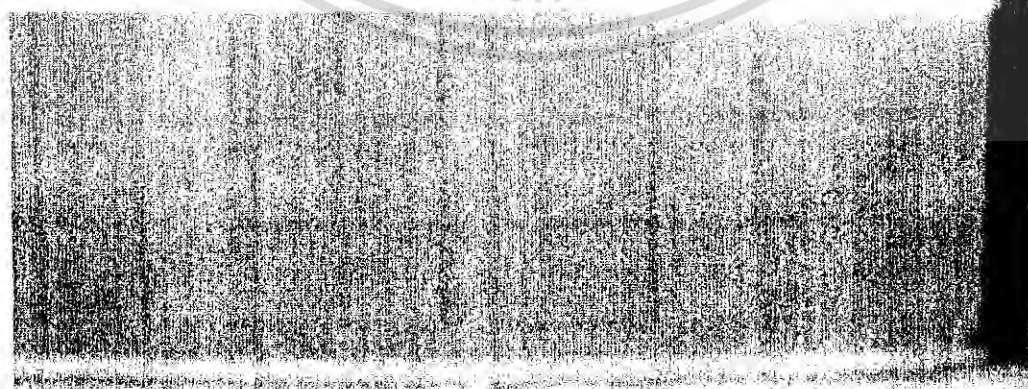
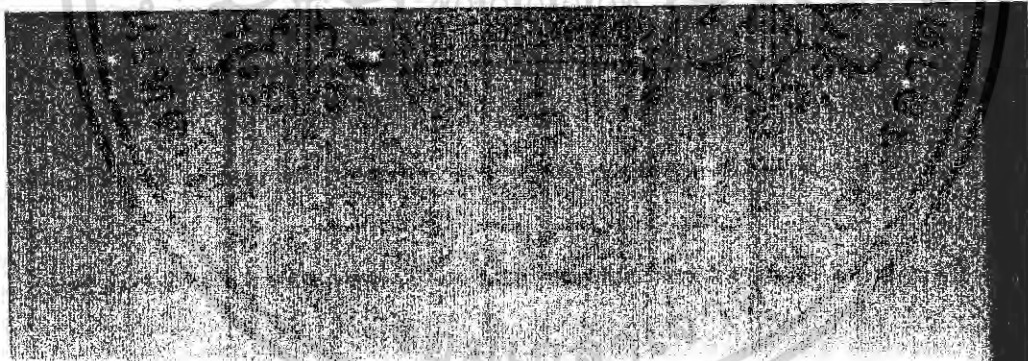
เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสจนได้ $V_{out}=220V, I_{out}=0.687A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ 260 โอห์ม

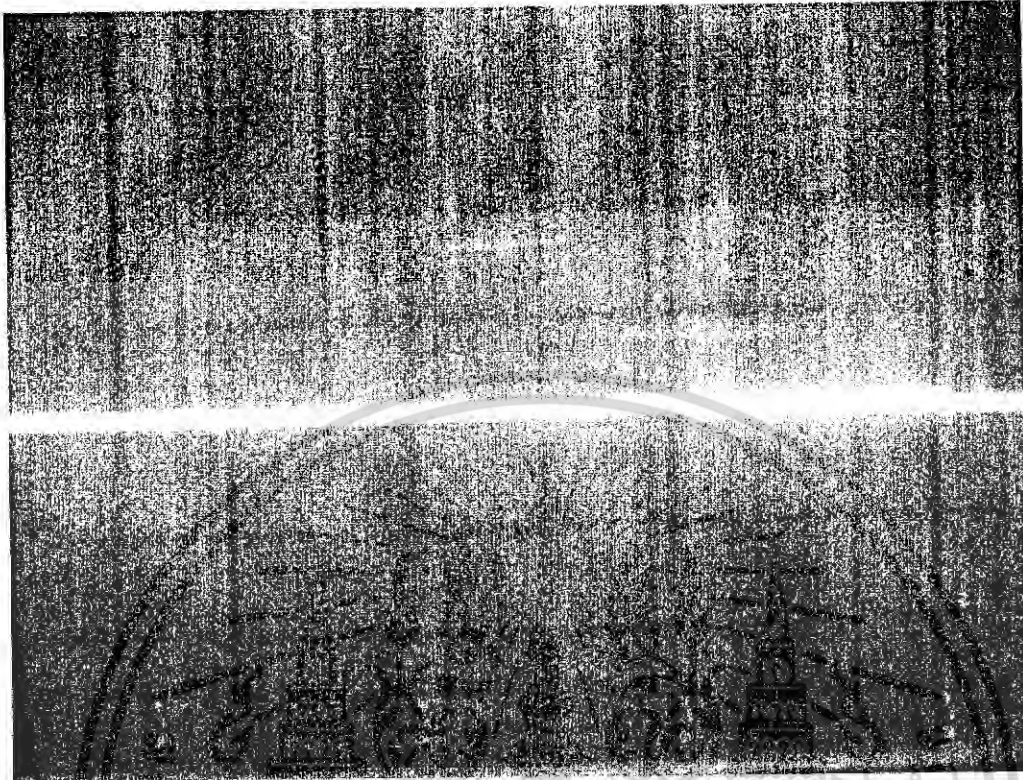


เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสได้ $V_{out}=180V, I_{out}=0.692A$

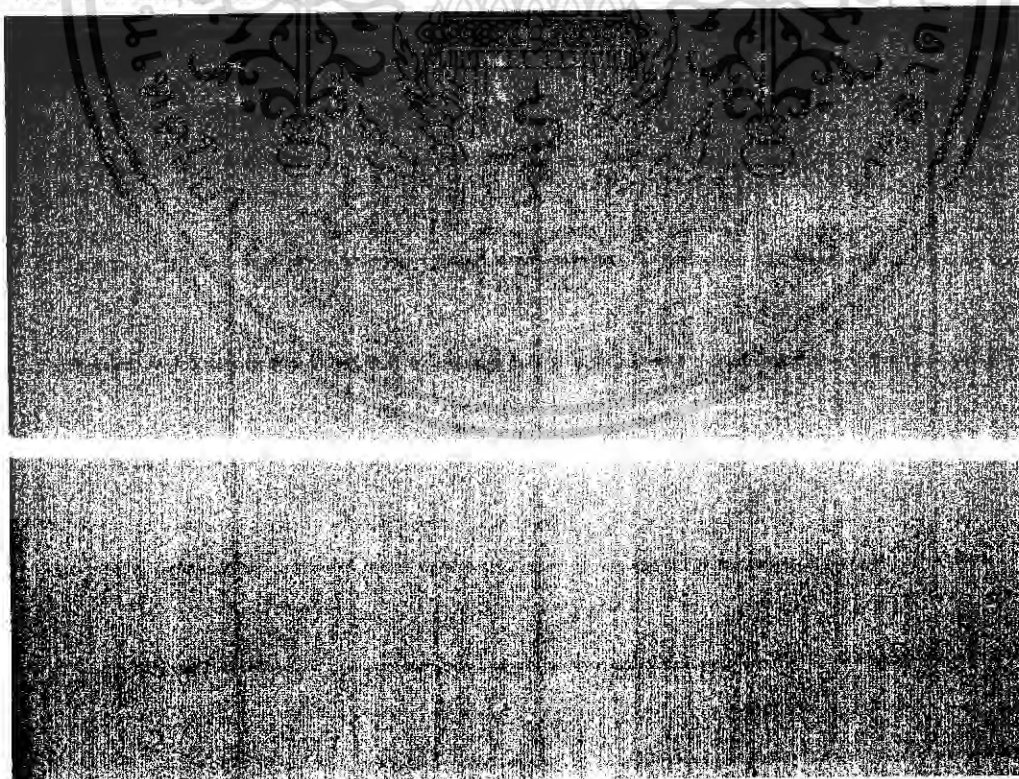


เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสได้ $V_{out}=200V, I_{out}=0.769A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

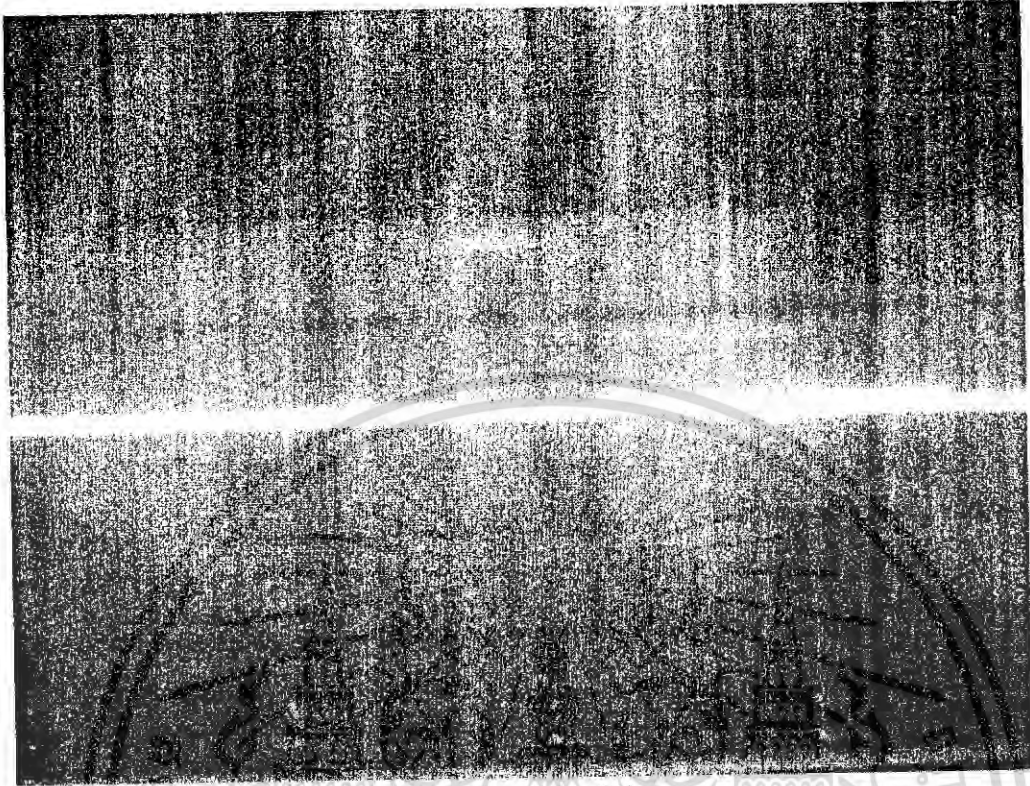


เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสจนได้ $V_{out}=220V, I_{out}=0.846A$
 -กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ 200 โอห์ม



เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสจนได้ $V_{out}=180V, I_{out}=0.9A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสจนได้ $V_{out}=200V, I_{out}=1A$



เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสจนได้ $V_{out}=220V, I_{out}=1.1A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดสอบวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง

ในการทดสอบวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง เมื่อรีเลย์จากวงจรควบคุมแรงดันไฟสูงทำงานจะทำให้มีแรงดันไฟกระแสสลับขนาด 220V มาที่หม้อแปลงทางด้าน Primary ทำให้ทางด้าน Secondary มีขนาดแรงดัน 440V ไฟกระแสสลับทำให้อุปกรณ์เพิ่มแรงดันไฟสูงทำงาน โดยในด้าน Secondary ของส่วนแรงดันไฟสูงขนาด 12KV จะใช้การทดสอบโดยการนำขั้วทั้งสองของด้าน Secondary ของส่วนแรงดันไฟสูงขนาด 12KV มาวางไว้ในระยะใกล้ๆ ประมาณ 1-3 mm เพื่อสังเกตการข้ามกันของประจุ หากมีการข้ามกันของประจุ จะสามารถนำไปกระตุ้นการทำงานของโหลดได้ ซึ่งพบว่ามี การข้ามของประจุจริง ดังรูป



รูปแสดงการข้ามประจุของปลายทั้งสองด้าน Secondary ของส่วนแรงดันไฟสูงขนาด 10KV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

สรุปผลการทดลอง

จากตารางผลการทดลองพบว่าเมื่อใส่โพลด์ค่าหนึ่งสามารถปรับกระแสได้ตามต้องการ โดยแรงดันที่ตกคร่อมจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสที่ไหลผ่าน โพลด์ ค่าแรงดันเริ่มต้นมีค่าประมาณ 180 V

จากกราฟผลการทดลองพบว่าเมื่อใส่โพลด์ค่าหนึ่ง ในการปรับเพื่อให้กระแสเพิ่มขึ้นกราฟสัญญาณจะมีลักษณะเหมือนกันและขนาดเหมือนกันแต่จะมีการเลื่อนทางเฟสของสัญญาณโดยเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงในแนวโน้มลดลง(กราฟสัญญาณเลื่อนไปทางซ้าย)

วิเคราะห์ผลการทดลอง

ในการทำงานของระบบแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย เมื่อป้อนไฟกระแสสลับเข้าที่วงจรต่างๆในระบบ วงจรควบคุมกระแสจะป้อนแรงดันเข้าที่วงจรควบคุมเอชซีอาร์ชนิคเฟสเดียว ซึ่งวงจรควบคุมเอชซีอาร์ชนิคเฟสเดี่ยวนี จะป้อนสัญญาณไปกระตุ้นขาคัดที่ชุดวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์สามารถนำกระแสผ่านโพลด์หลังจากมีผ่านโพลด์จะมีการป้อนกลับเข้าวงจรควบคุมเอชซีอาร์ชนิคเฟสเดียวเพื่อตรวจสอบปริมาณการไหลของกระแสที่โพลด์หากมีการจุดฉนวนด้วยแรงดันไฟสูงให้กับโพลด์ส่วนรีเลย์ในวงจรควบคุมไฟสูงจะทำงานโดยจ่ายไฟกระแสสลับเข้าวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูงไปกระตุ้นที่โพลด์ ซึ่งสามารถเพิ่มหรือลดกระแสได้ตามต้องการ

การเพิ่มหรือลดกระแสจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ไปกระตุ้นขาคัดที่ชุดวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ สัญญาณจะมีลักษณะเหมือนกันและขนาดเหมือนกันแต่จะมีการเลื่อนทางเฟสของสัญญาณ โดยเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงในแนวโน้มลดลง ทำให้เกิดการนำกระแสมากขึ้นตามเฟสของการกระตุ้นขาคัดที่ลดลง

หนังสืออ้างอิง

1. นายณัฐวุฒิ กัลลิตลาด นายบัณฑิต ภักดีสถาพร นายธรรรงค์ ธรณรัตน์, ร.ศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)
, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิงสำหรับโหลดแมกนีตรอน” ,ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2544 ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. นายไพรัตน์ กลอนเมืองปลัก นายพรชัย สุวรรณปกรณ์, ร.ศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล(อาจารย์ที่ปรึกษา)
, “เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา” ,ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2544 ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
3. นายต่อศักดิ์ ทองแจ่ม นายเดลินรัตน์ อัจฉริยะบดี, ร.ศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล(อาจารย์ที่ปรึกษา)
, “เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย” ,ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2548 ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
4. John G. Kassakian Martin F. Schlecht George C. Verghese, “Principles of Power Electronics”
Massachusetts Institute of Technology , Addison Wesley Publishing Company 1991 , ISBN 0-201-09689-7
5. รศ.ดร.สมเกียรติ สุภเดช, “เซมิคอนดักเตอร์ไดโอด”, ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ,ISBN 974-15-000-68
6. ผ.ศ. ประภากร สุวรรณนะ รศ.ดร.สมศักดิ์ ชุมช่วย, “วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1” ,ภาควิชา
อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,
ISBN 974-648-693-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

Single Supply Quad Operational Amplifiers

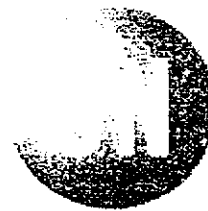
The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V (LM224, LM324, LM324A)
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

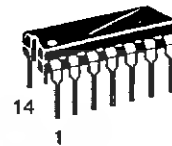
Rating	Symbol	LM224 LM324, LM324A	LM2902, LM2902V	Unit
Power Supply Voltages Single Supply	V_{CC}	32	26	Vdc
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	± 16	± 13	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	-25 to +85 LM224 LM324, 324A LM2902 LM2902V, NCV2902	-40 to +105	$^\circ\text{C}$
		0 to +70	-40 to +125	

1. Split Power Supplies.



ON Semiconductor

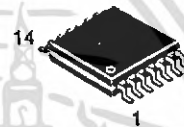
<http://onsemi.com>



PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646

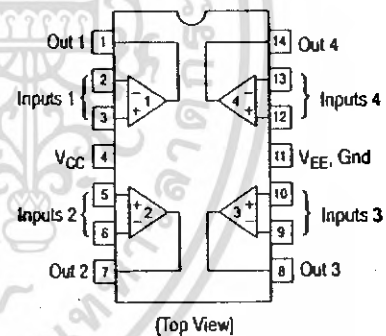


SO-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 9 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 10 of this data sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ to 30 V (26 V for LM2902, V), $V_{ICR} = 0\text{ V}$ to $V_{CC} - 1.7\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ (Note 2) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 2)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	I_{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	I_{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	V_{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	24.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, for Large V_O Swing $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation $10\text{ kHz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB

- LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
NCV2902 is qualified for automotive use.

- The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
- Guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage – High Limit ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	V
Output Voltage – Low Limit, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	V_{OL}	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	100	–	5.0	100	mV
Output Source Current ($V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	I_{O+}	20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	mA
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	I_{O-}	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	mA
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)		5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	μA
Output Short Circuit to Ground (Note 6)	I_{SC}	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	–	–	3.0	–	1.4	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	mA
		–	–	1.2	–	0.7	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	

5. LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

6. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

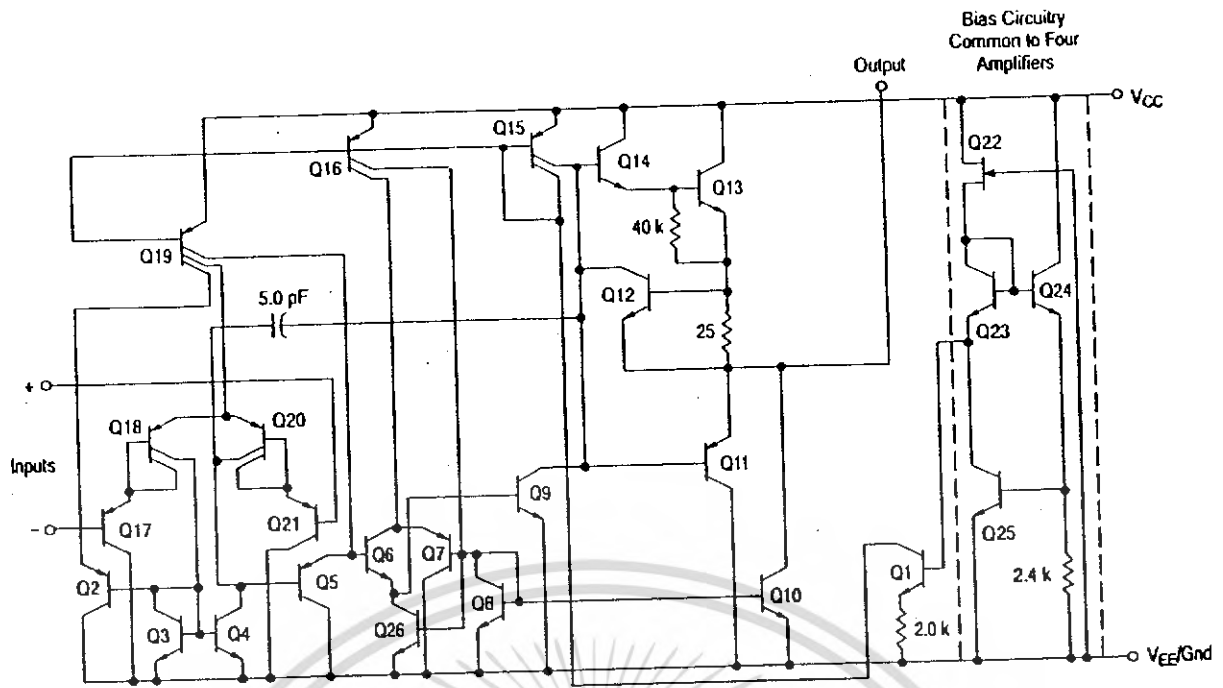


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CIRCUIT DESCRIPTION

The LM324 series is made using four internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

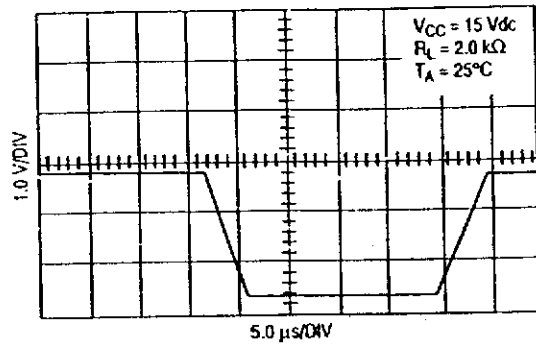


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.



Figure 3.

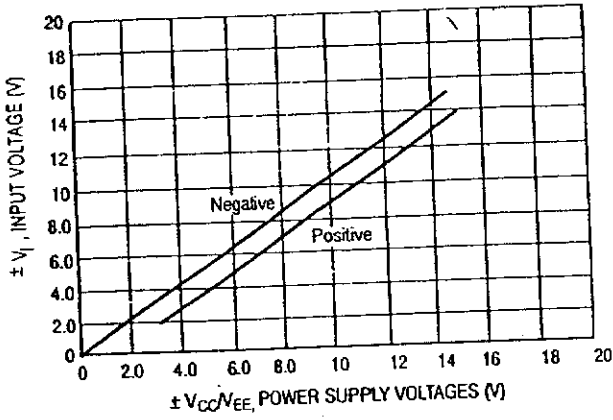


Figure 4. Input Voltage Range

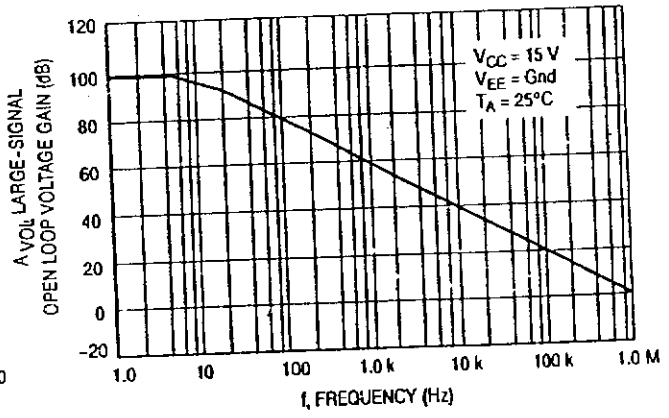


Figure 5. Open Loop Frequency

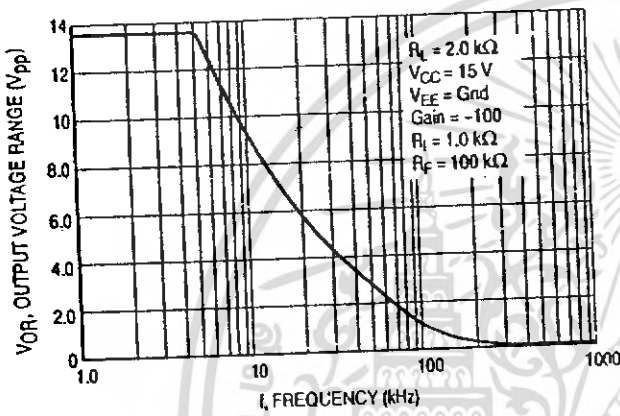


Figure 6. Large-Signal Frequency Response

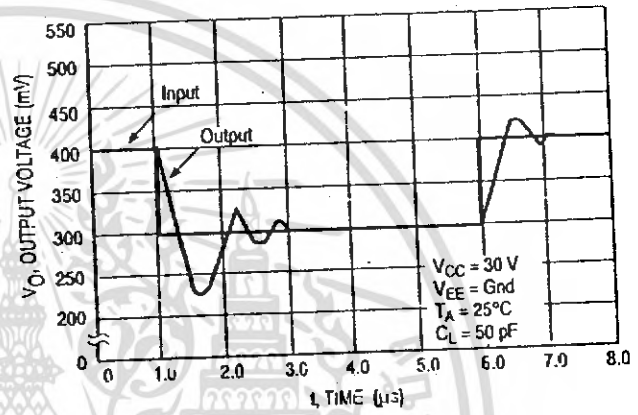


Figure 7. Small-Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

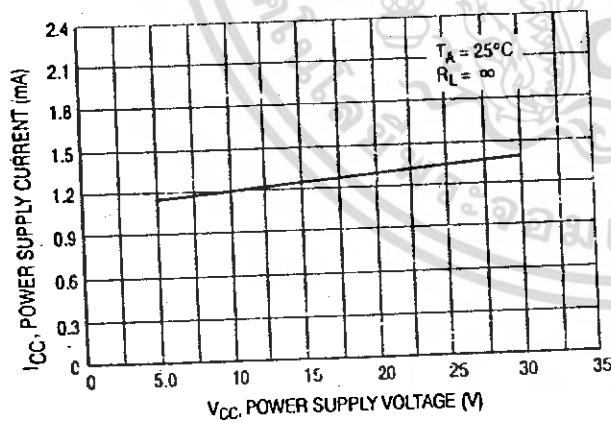


Figure 8. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

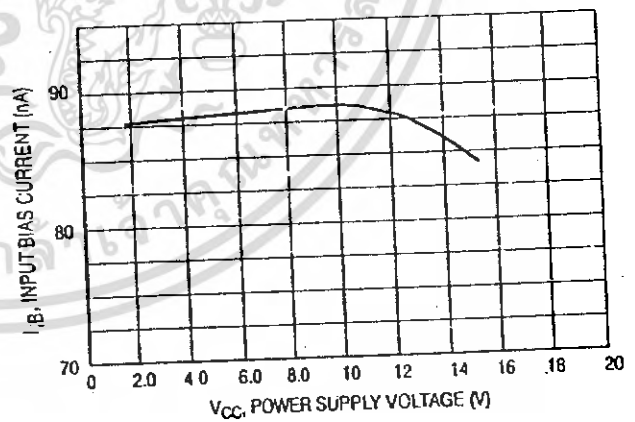


Figure 9. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC78XX/LM78XX/MC78XXA

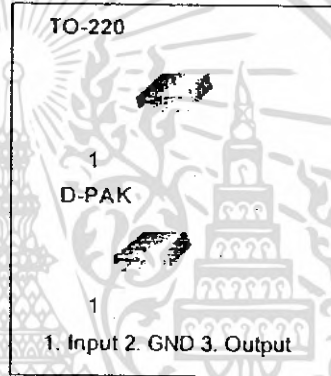
3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

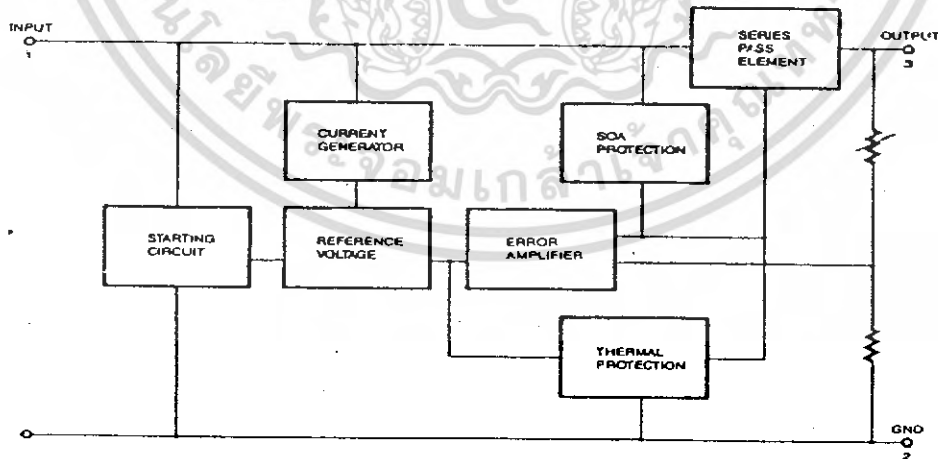
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The MC78XX/LM78XX/MC78XXA series of three terminal positive regulators are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.1

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$) (for $V_O = 24V$)	V_I	35	V
	V_I	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range	T_{OPR}	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (MC7805/LM7805)

(Refer to test circuit, $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_O = 500mA$, $V_I = 10V$, $C_I = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7805/LM7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$, $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA	
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to $100KHz$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1A$, $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1KHz$	-	15	-	$m\Omega$	
Short Circuit Current	ISC	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	IPK	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Electrical Characteristics (MC7815)

(Refer to test circuit, $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 23\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7815			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V _O	T _J = +25 °C	14.4	15	15.6	V	
		5.0mA ≤ I _O ≤ 1.0A, P _O ≤ 15W V _I = 17.5V to 30V	14.25	15	15.75		
Line Regulation (Note1)	Regline	T _J = +25 °C	V _I = 17.5V to 30V	-	11	300	mV
			V _I = 20V to 26V	-	3	150	
Load Regulation (Note1)	Regload	T _J = +25 °C	I _O = 5mA to 1.5A	-	12	300	mV
			I _O = 250mA to 750mA	-	4	150	
Quiescent Current	I _Q	T _J = +25 °C	-	5.2	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI _Q	I _O = 5mA to 1.0A	-	-	0.5	mA	
		V _I = 17.5V to 30V	-	-	1.0		
Output Voltage Drift	ΔV _O /ΔT	I _O = 5mA	-	-1	-	mV/°C	
Output Noise Voltage	V _N	f = 10Hz to 100KHz, T _A = +25 °C	-	90	-	μV/V _O	
Ripple Rejection	RR	f = 120Hz V _I = 18.5V to 28.5V	54	70	-	dB	
Dropout Voltage	V _{Drop}	I _O = 1A, T _J = +25 °C	-	2	-	V	
Output Resistance	r _O	f = 1KHz	-	19	-	mΩ	
Short Circuit Current	I _{SC}	V _I = 35V, T _A = +25 °C	-	250	-	mA	
Peak Current	I _{PK}	T _J = +25 °C	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Typical Performance Characteristics

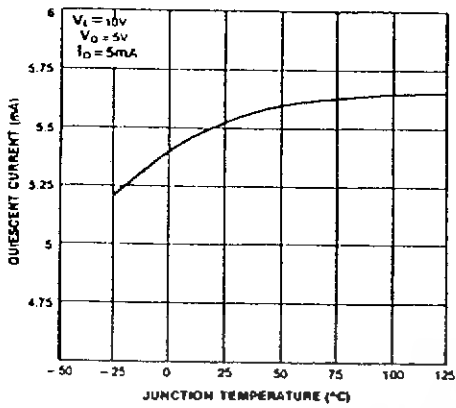


Figure 1. Quiescent Current

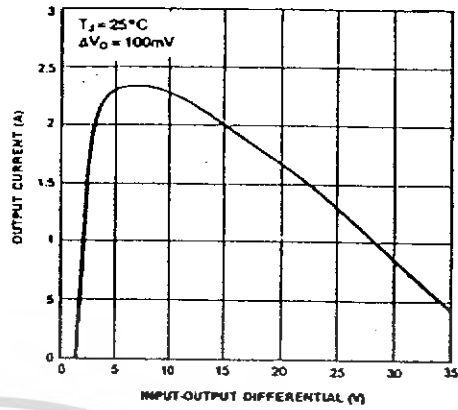


Figure 2. Peak Output Current

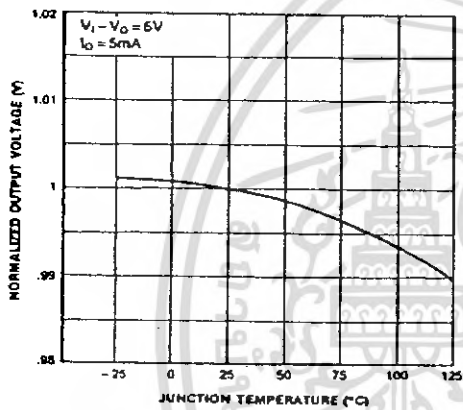


Figure 3. Output Voltage

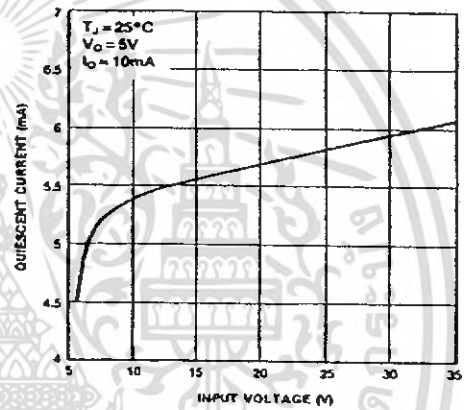


Figure 4. Quiescent Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

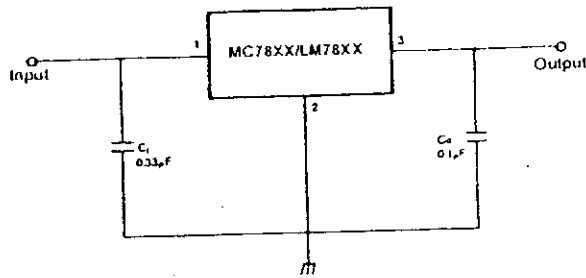


Figure 5. DC Parameters

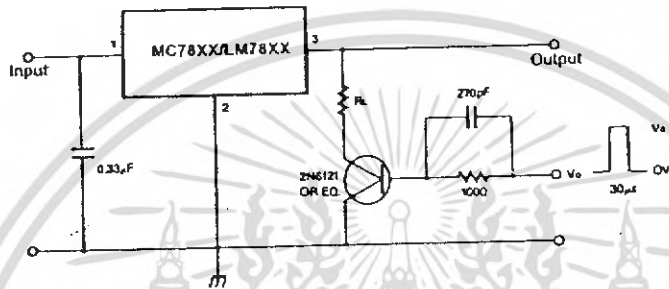


Figure 6. Load Regulation

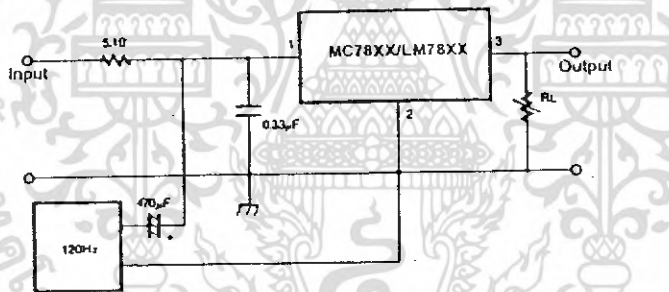


Figure 7. Ripple Rejection

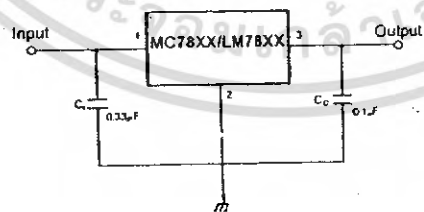
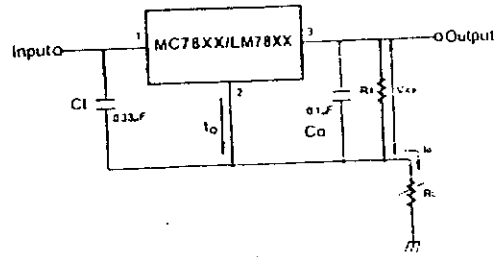


Figure 8. Fixed Output Regulator

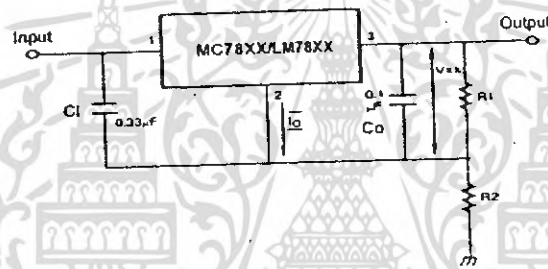


$$I_o = \frac{V_{XX}}{R_1} \approx I_o$$

Figure 9. Constant Current Regulator

Notes:

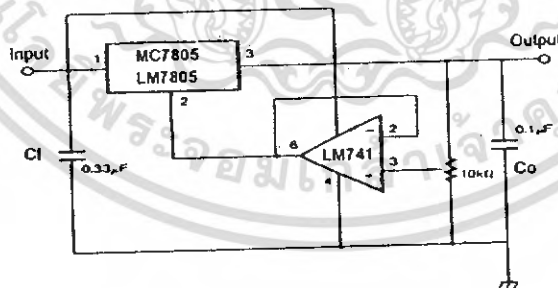
- (1) To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX." A common ground is required between the input and the Output voltage. The input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- (2) C1 is required if regulator is located an appreciable distance from power Supply filter.
- (3) C0 improves stability and transient response.



$$I_{R1} \geq 5I_Q$$

$$V_O = V_{XX}(1+R_2/R_1) + I_Q R_2$$

Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage



$$I_{R1} \geq 5I_Q$$

$$V_O = V_{XX}(1+R_2/R_1) + I_Q R_2$$

Figure 11. Adjustable Output Regulator (7 to 30V)

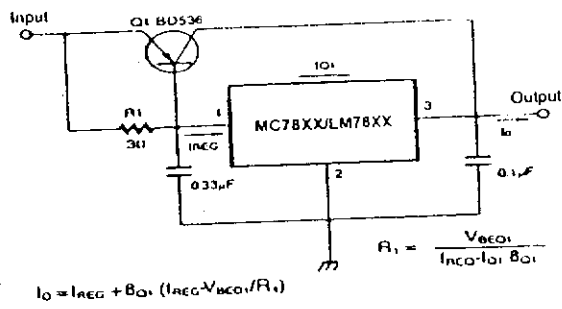


Figure 12. High Current Voltage Regulator

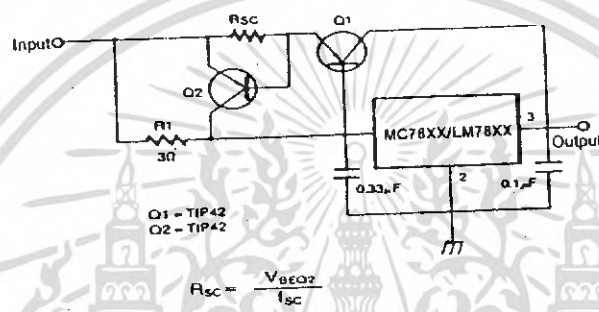


Figure 13. High Output Current with Short Circuit Protection

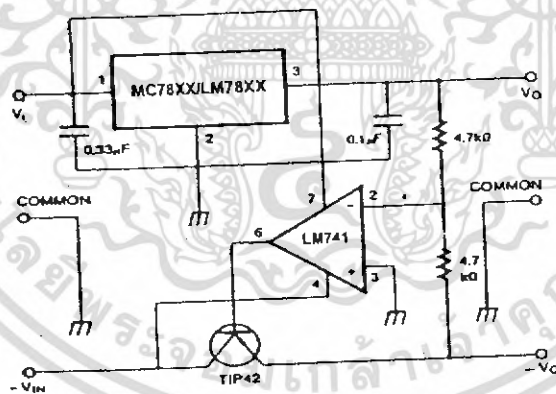


Figure 14. Tracking Voltage Regulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

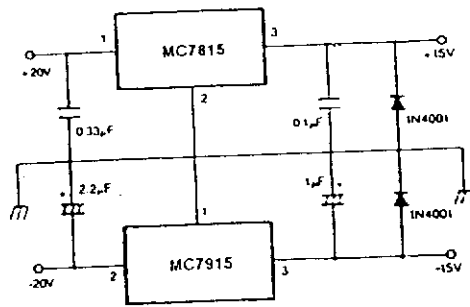


Figure 15. Split Power Supply (±15V-1A)

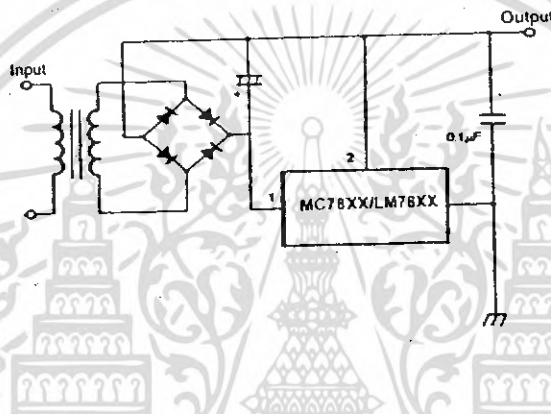


Figure 16. Negative Output Voltage Circuit

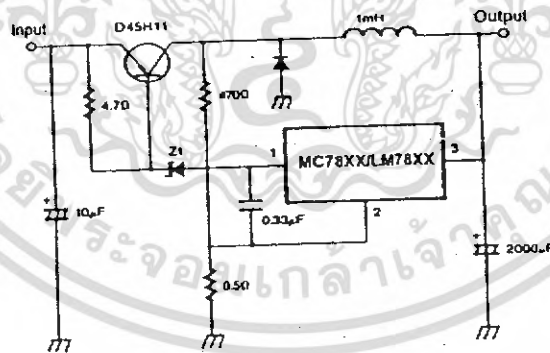


Figure 17. Switching Regulator

FEATURES

- Excellent Temperature Stability (20ppm/°C)
- Linear Frequency Sweep
- Adjustable Duty Cycle (0.1% to 99.9%)
- Two or Four Level FSK Capability
- Wide Sweep Range (1000:1 Minimum)
- Logic Compatible Input and Output Levels
- Wide Supply Voltage Range ($\pm 4V$ to $\pm 13V$)
- Low Supply Sensitivity (0.1% /V)
- Wide Frequency Range (0.01Hz to 1MHz)
- Simultaneous Triangle and Squarewave Outputs

APPLICATIONS

- FSK Generation
- Voltage and Current-to-Frequency Conversion
- Stable Phase-Locked Loop
- Waveform Generation
 - Triangle, Sawtooth, Pulse, Squarewave
- FM and Sweep Generation

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2207 is a monolithic voltage-controlled oscillator (VCO) integrated circuit featuring excellent frequency stability and a wide tuning range. The circuit provides simultaneous triangle and squarewave outputs over a frequency range of 0.01Hz to 1MHz. It is ideally suited for FM, FSK, and sweep or tone generation, as well as for phase-locked loop applications.

The XR-2207 has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 1000:1 range with an external control voltage; and the duty cycle of both the triangle and the squarewave outputs can be varied from 0.1% to 99.9% to generate stable pulse and sawtooth waveforms.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2207M	14 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2207CP	14 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2207D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C
XR-2207ID	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	-40°C to +85°C

BLOCK DIAGRAM

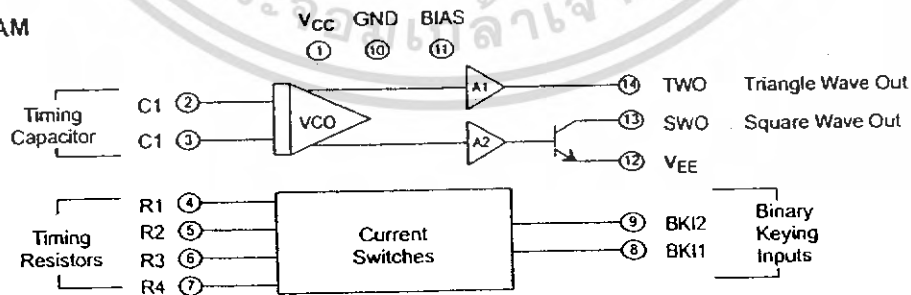
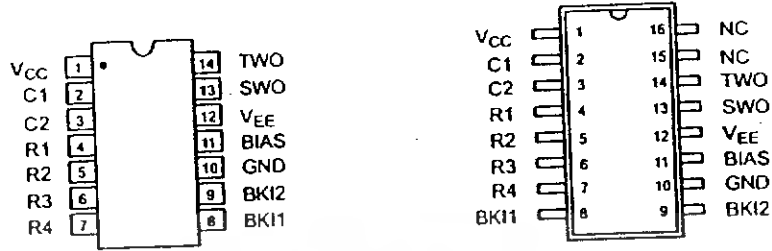


Figure 1. Block Diagram

PIN CONFIGURATION



14 Lead PDIP, CDIP (0.300")

16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	V _{CC}		Positive Power Supply.
2	C1	I	Timing Capacitor Input.
3	C2	I	Timing Capacitor Input.
4	R1	I	Timing Resistor 1 Input.
5	R2	I	Timing Resistor 2 Input.
6	R3	I	Timing Resistor 3 Input.
7	R4	I	Timing Resistor 4 Input.
8	BK11	I	Binary Keying 1 Timing Resistor Select Input.
9	BK12	I	Binary Keying 2 Timing Resistor Select Input.
10	GND		Ground Pin.
11	BIAS	I	Bias Input for Single Supply Operation.
12	V _{EE}		Negative Power Supply.
13	SWO	O	Square Wave Output Signal.
14	TWO	O	Triangle Wave Output Signal.
15, 16	NC		Only SOIC-16 Package.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 3 and Figure 4, $V_{CC} = V_{EE} = 6V$, $T_A = +25^\circ C$, $C = 5000pF$, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20k\Omega$, $R_L = 4.7k\Omega$, Binary Inputs Grounded, S_1 and S_2 Closed Unless Otherwise Specified

Parameters	XR-2207ID/XR-2207M			XR-2207CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Supply Voltage	8		26	8		26	V	See Figure 3
Single Supply							V	See Figure 4
Split Supplies	± 4		± 13	± 4		± 13		See Figure 3
Supply Current							mA	Measure at Pin 1, S_1 , S_2 Open
Single Supply		5	7		5	8		See Figure 4
Split Supply							mA	Measure at Pin 1, S_1 , S_2 Open
Positive		5	7		5	8		
Negative		4	6		4	7		Measured at Pin 12, S_1 , S_2 Open
Oscillator Section - Frequency Characteristics								
Upper Frequency Limit	0.5	1.0		0.5	1.0		MHz	$C = 500pF$, $R_3 = 2k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_3 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 3		± 1	± 5	% of f_0	
Frequency Matching		0.5			0.5		% of f_0	
Frequency Stability, Temperature		20	50		30		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C < T_A < 70^\circ C$
Power Supply		0.15			0.15		%V	
Sweep Range	1000:1	3000:1			1000:1		f_H/f_L	$R_3 = 1.5k\Omega$ for f_{H1} $R_3 = 2M\Omega$ for f_L
Sweep Linearity							%	$C = 5000pF$
10:1 Sweep		1	2		1.5			$f_H = 10kHz$, $f_L = 1kHz$
1000:1 Sweep		5			5			$f_H = 100kHz$, $f_L = 100Hz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ FM Deviation
Recommended Range of Timing Resistors	1.5		2000	1.5		2000	k Ω	See Characteristic Curves
Impedance at Timing Pins		75			75		Ω	Measured at Pins 4, 5, 6, or 7
DC Level at Timing Terminals		10			10		mV	
Binary Keying Inputs								
Switching Threshold	1.4	2.2	2.8	1.4	2.2	2.8	V	Measured at Pins 8 and 9, Referenced to Pin 10
Input Impedance		5			5		k Ω	

Notes

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2207ID/XR-2207M			XR-2207CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Output Characteristics								
Measured at Pin 13								
Triangle Output								
Amplitude	4	6		4	6		V _{PP}	Referenced to Pin 10 From 10% to 90% to Swing Measured at Pin 13, S ₂ Closed
Impedance		10			10		Ω	
DC Level		+100			+100		mV	
Linearity		0.1			0.1		%	
Squarewave Output								
Amplitude	11	12		11	12		V _{pp}	Referenced to Pin 12 C _L ≤ 10pF C _L ≤ 10pF
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.4	V	
Rise Time		200			200		nsec	
Fall Time		20			20		nsec	

Notes

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V	Plastic package	625mW
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	Derate above +25°C	5mW/°C
Power Dissipation (package limitation)		SOIC package	500mW
Ceramic package	750mW	Derate above +25°C	4mW/°C
Derate above +25°C	6mW/°C		

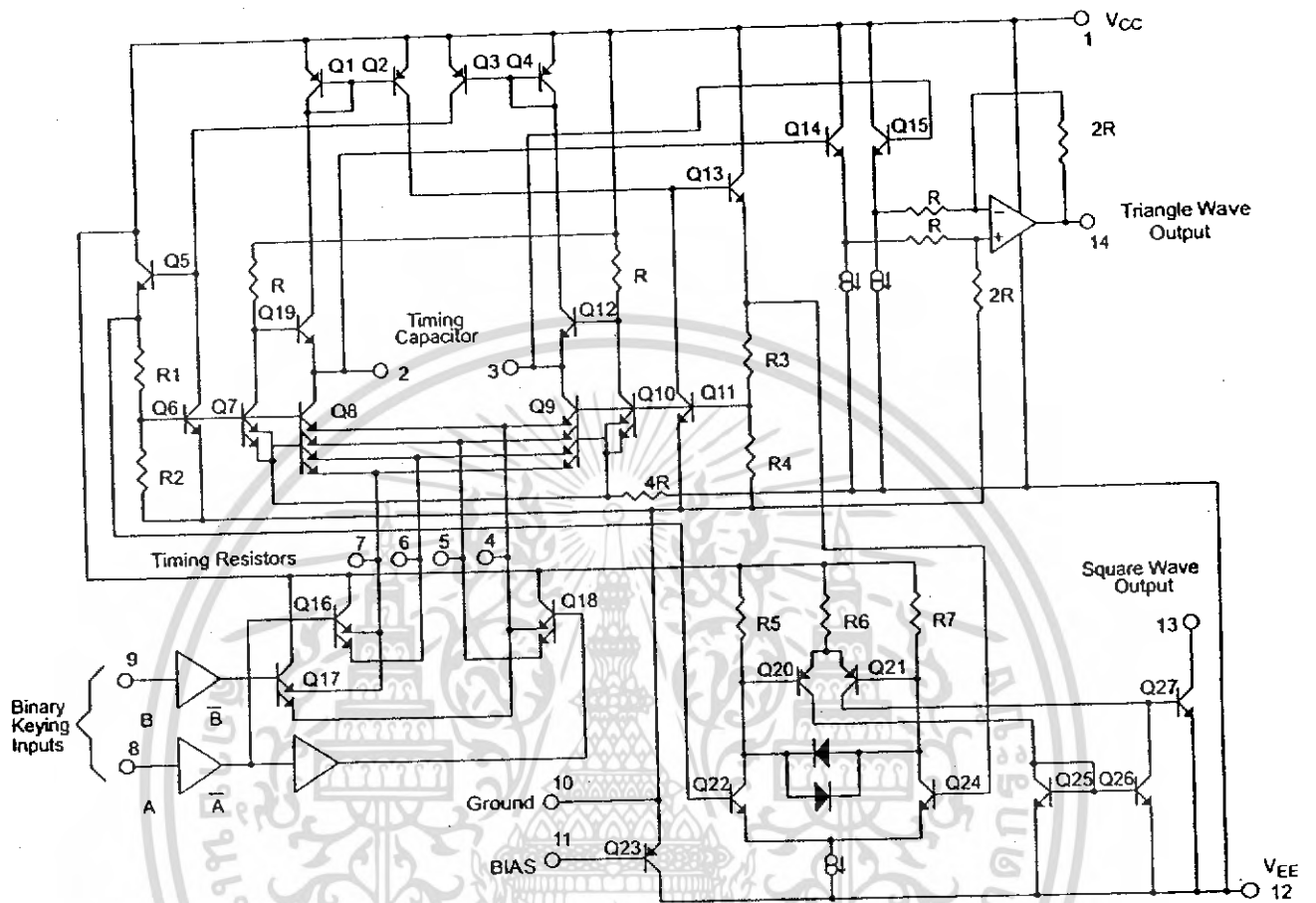


Figure 2. Equivalent Schematic Diagram

PRECAUTIONS

The following precautions should be observed when operating the XR-2207 family of integrated circuits:

1. Pulling excessive current from the timing terminals will adversely affect the temperature stability of the circuit. To minimize this disturbance, it is recommended that the total current drawn from pins 4, 5, 6, and 7 be limited to $\leq 6\text{mA}$. In addition, permanent damage to the device may occur if the total timing current exceeds 10mA .
2. Terminals 2, 3, 4, 5, 6, and 7 have very low internal impedance and should, therefore, be protected from accidental shorting to ground or the supply voltage.
3. The keying logic pulse amplitude should not exceed the supply voltage.

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2207 functional blocks are shown in the block diagram given in *Figure 1*. They are a voltage controlled oscillator (VCO), four current switches which are controlled by binary keying inputs, and two buffer amplifiers for triangle and squarewave outputs. *Figure 2* is a simplified XR-2207 schematic diagram that shows the circuit in greater detail.

The VCO is a modified emitter-coupled current controlled multivibrator. Its oscillation is inversely proportional to the value of the timing capacitor connected to pins 2 and 3, and directly proportional to the total timing current I_T . This current is determined by the resistors that are connected from the four timing terminals (pins 4, 5, 6 and 7) to ground, and by the logic levels that are applied to the two binary keying input terminals (pins 8 and 9). Four different oscillation frequencies are possible since I_T can have four different values.

The triangle output buffer has a low impedance output (10Ω TYP) while the squarewave is an open-collector type. An external bias input allows the XR-2207 to be used in either single or split supply applications.

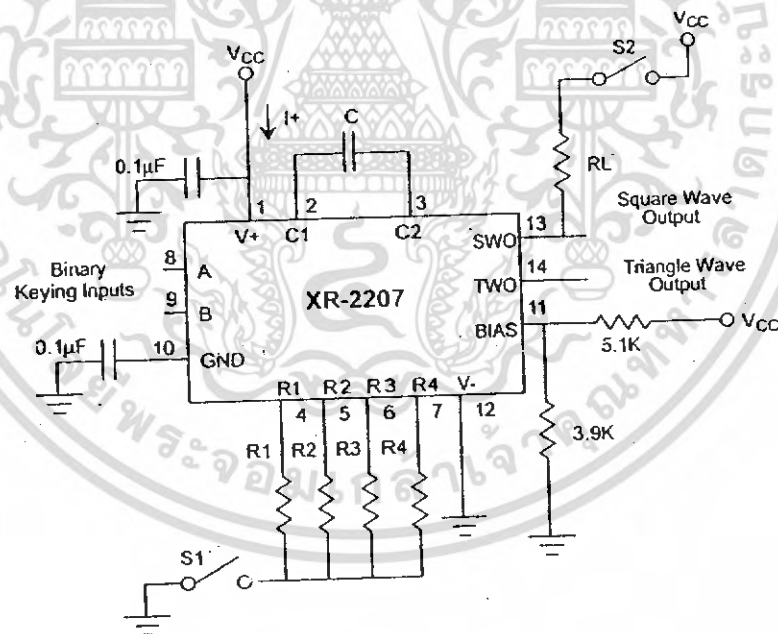


Figure 3. Test Circuit for Single Supply Operation

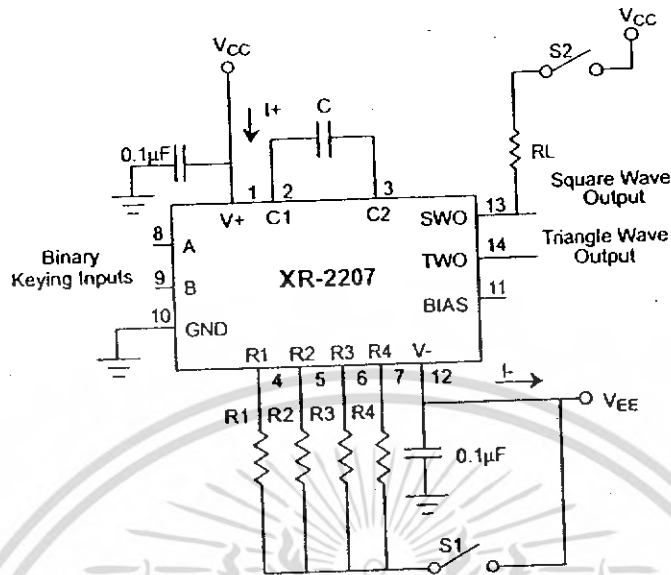


Figure 4. Test Circuit for Split Supply Operation

OPERATING CONSIDERATIONS

Supply Voltage (Pins 1 and 12)

The XR-2207 is designed to operate over a power supply range of $\pm 4V$ to $\pm 13V$ for split supplies, or $8V$ to $26V$ for single supplies. Figure 5 shows the permissible supply voltage for operation with unequal split supply voltages. Figure 6 and Figure 7 show supply current versus supply voltage. Performance is optimum for $\pm 6V$ split supply, or $12V$ single supply operation. At higher supply voltages, the frequency sweep range is reduced.

Ground (Pin 10)

For split supply operation, this pin serves as circuit ground. For single supply operation, pin 10 should be AC grounded through a $1\mu F$ bypass capacitor. During split supply operation, a ground current of $2I_T$ flows out of this terminal, where I_T is the total timing current.

Bias for Single Supply (Pin 11)

For single supply operation, pin 11 should be externally biased to a potential between $V^+/3$ and $V^+/2V$ (see Figure 3). The bias current at pin 11 is nominally 5% of the total oscillation timing current, I_T .

Bypass Capacitors

The recommended value for bypass capacitors is $1\mu F$ although larger values are required for very low frequency operation.

Timing Resistors (Pins 4, 5, 6, and 7)

The timing resistors determine the total timing current, I_T , available to charge the timing capacitor. Values for timing resistors can range from $2k\Omega$ to $2M\Omega$; however, for optimum temperature and power supply stability, recommended values are $4k\Omega$ to $200k\Omega$ (see Figure 8, Figure 9, Figure 10 and Figure 11). To avoid parasitic pick up, timing resistor leads should be kept as short as possible. For noisy environments, unused or deactivated timing terminals should be bypassed to ground through $0.1\mu F$ capacitors.

Timing Capacitor (Pins 2 and 3)

The oscillator frequency is inversely proportional to the timing capacitor, C . The minimum capacitance value is limited by stray capacitances and the maximum value by physical size and leakage current considerations. Recommended values range from $100pF$ to $100\mu F$. The capacitor should be non-polarized.

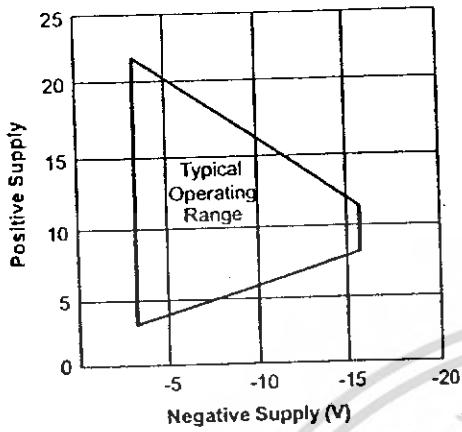


Figure 5. Operating Range for Unequal Split Supply Voltages

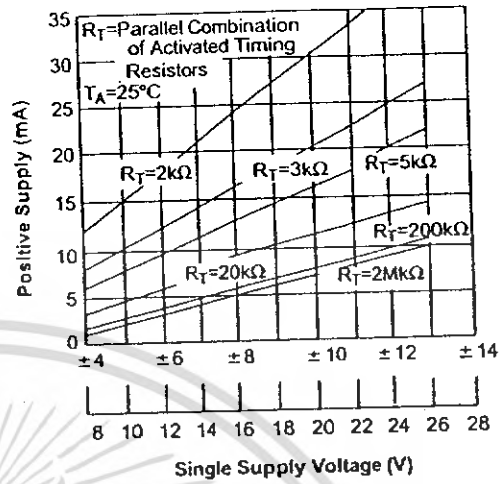


Figure 6. Positive Supply Current, I^+ (Measured at Pin 1) vs. Supply Voltage

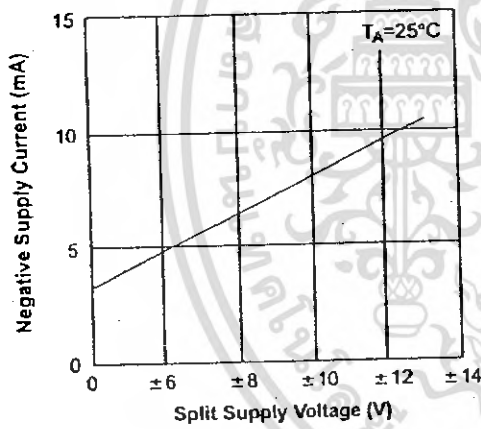


Figure 7. Negative Supply Current, I^- (Measured at Pin 12) vs. Supply Voltage

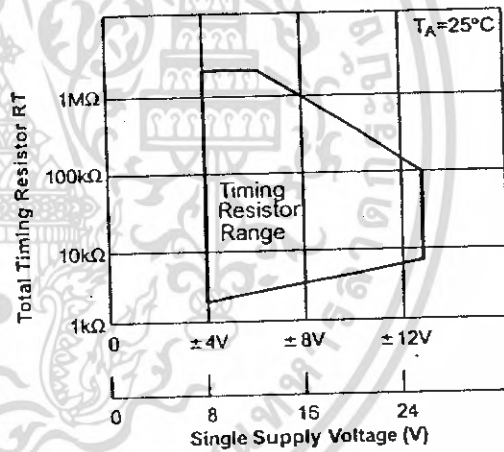


Figure 8. Recommended Timing Resistor Value vs. Power Supply Voltage

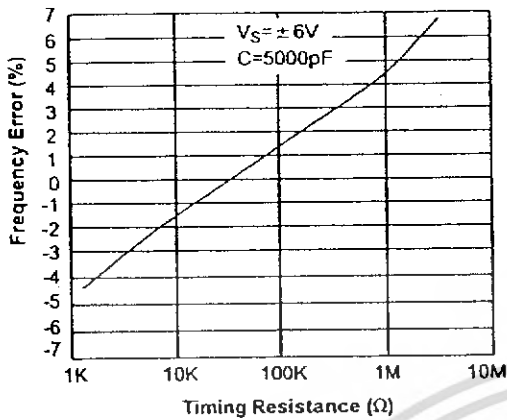


Figure 9. Frequency Accuracy vs. Timing Resistance

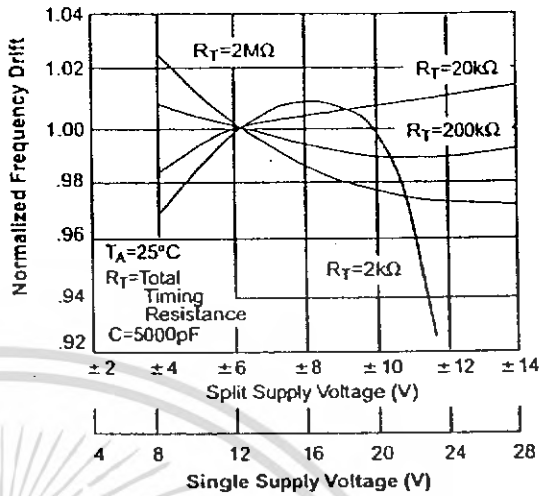


Figure 10. Frequency Drift vs. Supply Voltage

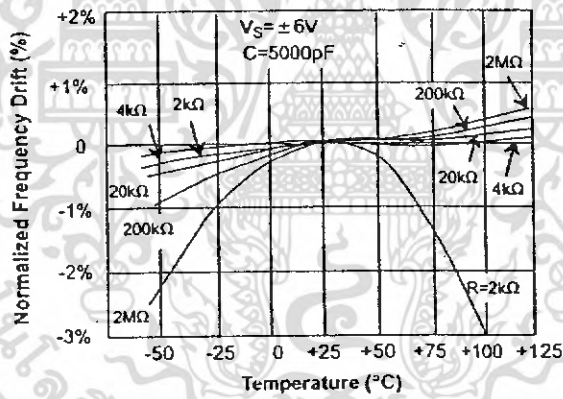


Figure 11. Normalized Frequency Drift with Temperature

Binary Keying Inputs (Pins 8 and 9)

The logic levels applied to the two binary keying inputs allow the selection of four different oscillator frequencies. The internal impedance at these pins is approximately 5kΩ. Keying voltages, which are referenced to pin 10, are < 1.4 V for "zero" and > 3V for "one" logic levels. Table 1 relates binary keying input logic levels, and selected timing pins to oscillator output frequency for each of the four possible cases.

Figure 12 shows the oscillator control mechanism in greater detail. Timing pins 4, 5, 6 and 7 correspond to the emitters of switching transistor pairs T1, T2, T3, and T4 respectively, which are internal to the integrated circuit. The current switches, and corresponding timing terminals, are activated by external logic signals applied to pins 8 and 9.

Logic Level		Selected Timing Pins	Frequency
Pin 8	Pin 9		
0	0	6	f_1
0	1	6 and 7	$f_1 + \Delta f_1$
1	0	5	f_2
1	1	4 and 5	$f_2 + \Delta f_2$

Table 1. Logic Table for Binary Keying Controls

Definitions:

$$f_1 = \frac{1}{R_3 C} \quad \Delta f_1 = \frac{1}{R_4 C} \quad \Delta f_2 = \frac{1}{R_2 C} \quad \Delta f_2 = \frac{1}{R_1 C}$$

Logic Levels: 0 = Ground, 1 ≥ 3V

Note

For single supply operation, logic levels are referenced to voltage at pin 10

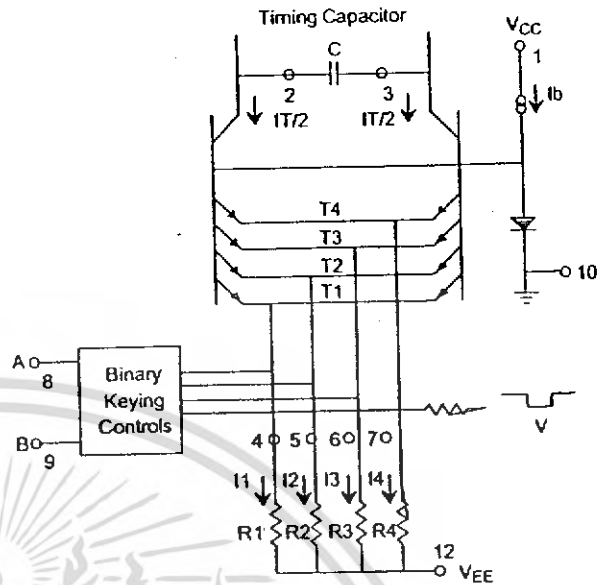


Figure 12. Simplified Schematic of Frequency Control Mechanism

Squarewave Output (Pin 13)

The squarewave output at pin 13 is an "open-collector" stage capable of sinking up to 20mA of load current. R_L serves as a pull-up load resistor for this output. Recommended values for R_L range from 1kΩ to 100kΩ.

Triangle Output (Pin 14)

The output at pin 14 is a triangle wave with a peak swing of approximately one-half of the total supply voltage. Pin 14 has a 10Ω output impedance and is internally protected against short circuits.

MODES OF OPERATION

Split Supply Operation

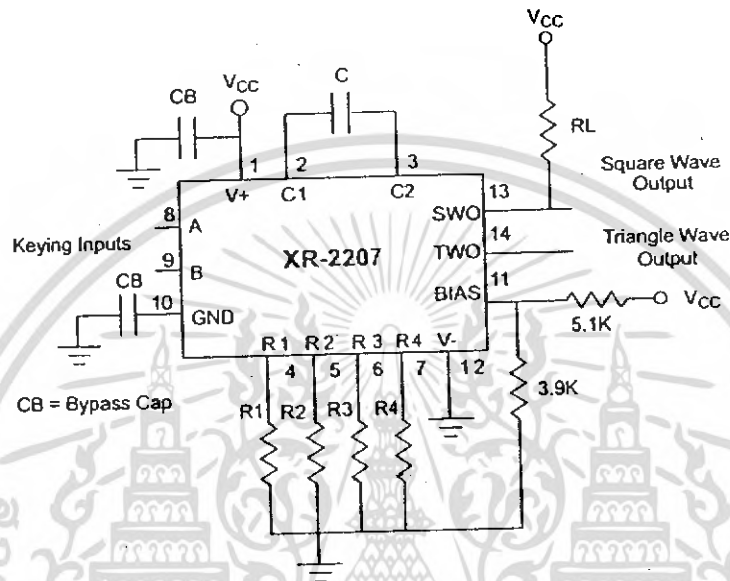
Figure 13 is the recommended configuration for split supply operation. The circuit operates with supply voltages ranging from ±4V to ±13V. Minimum drift occurs with ±6V supplies. For operation with unequal supply voltages, see Figure 5.

With the generalized circuit of Figure 13A, the frequency of operation is determined by the timing capacitor, C, and the activated timing resistors (R_1 through R_4). The timing resistors are activated by the logic signals at the binary

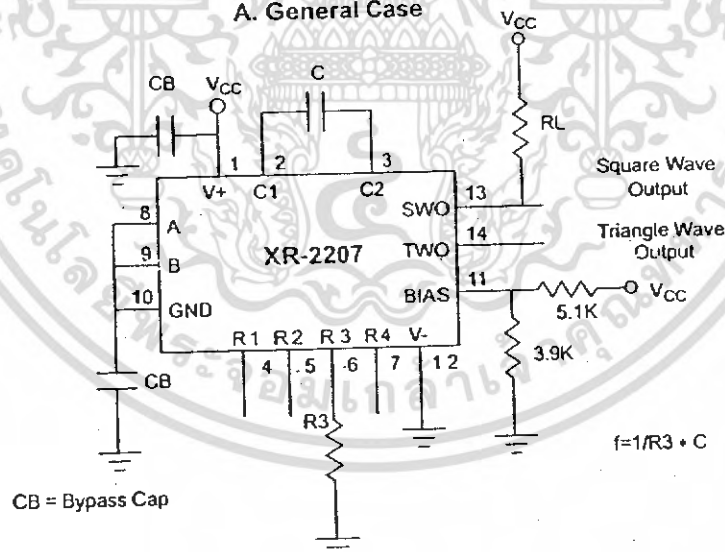
Single Supply Operation

The circuit should be interconnected as shown in Figure 14A or Figure 14B for single supply operation. Pin 12 should be grounded, and pin 11 biased from V_{CC} through a resistive divider to a value of bias voltage between $V^+/3$ and $V^+/2$. Pin 10 is bypassed to ground through a $1\mu\text{F}$ capacitor.

For single supply operation, the DC voltage at pin 10 and the timing terminals (pins 4 through 7) are equal and approximately 0.6V above V_B , the bias voltage at pin 11. The logic levels at the binary keying terminals are referenced to the voltage at pin 10.



A. General Case



B. Single Frequency

Figure 14. Single Supply Operation

keying inputs (pins 8 and 9), as shown in the logic table (Table 1). If a single timing resistor is activated, the frequency is $1/RC$. Otherwise, the frequency is either $1/(R_1 \parallel R_2)C$ or $1/(R_3 \parallel R_4)C$.

Figure 13B shows a fixed frequency application using a single timing resistor that is selected by grounding the binary keying inputs. The oscillator frequency is $1/R_3C$. The squarewave output is obtained at pin 13 and has a

peak-to-peak voltage swing equal to the supply voltages. This output is an "open-collector" type and requires an external pull-up load resistor (nominally $5k\Omega$) to the positive supply. The triangle waveform obtained at pin 14 is centered about ground and has a peak amplitude of $V^+/2$.

Note
For Single-Supply Operation, Logic Levels are referenced to voltage at Pin 10.

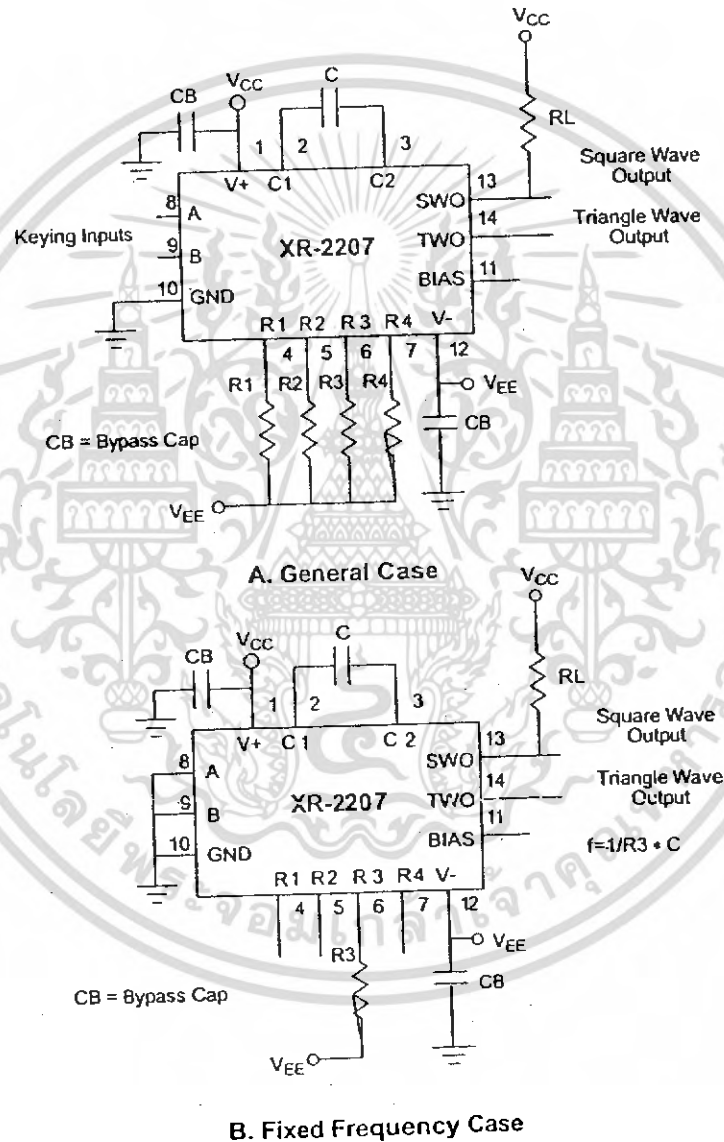
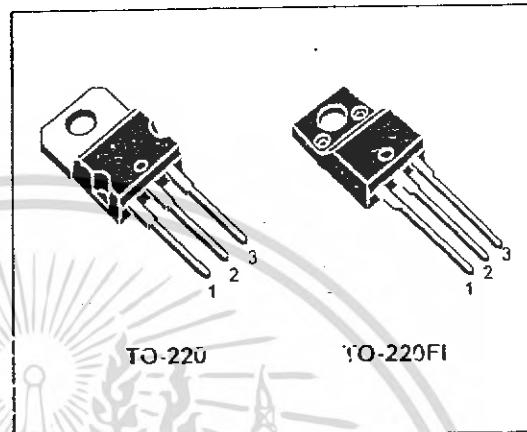


Figure 13. Split-Supply Operation

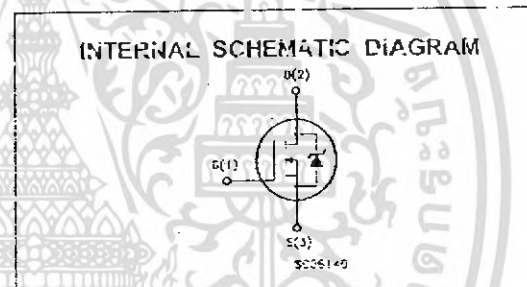
N - CHANNEL 100V - 0.050Ω - 30A - TO-220/TO-220FI
POWER MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF540	100 V	< 0.077 Ω	30 A
IRF540FI	100 V	< 0.077 Ω	16 A

- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.050 Ω
- AVALANCHE RUGGED TECHNOLOGY
- 100% AVALANCHE TESTED
- REPETITIVE AVALANCHE DATA AT 100°C
- LOW GATE CHARGE
- HIGH CURRENT CAPABILITY
- 175°C OPERATING TEMPERATURE
- APPLICATION ORIENTED CHARACTERIZATION


APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SOLENOID AND RELAY DRIVERS
- DC-DC & DC-AC CONVERTER
- AUTOMOTIVE ENVIRONMENT (INJECTION, ABS, AIR-BAG, LAMP DRIVERS Etc.)


ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		IRF540	IRF540FI	
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	100		V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	100		V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20		V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	30	17	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	21	12	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	120	120	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	150	45	W
	Derating Factor	1	0.3	W/°C
V _{iso}	Insulation Withstand Voltage (DC)	2000		V
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 175		°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	175		°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

 (1) I_{so} ≤ 30 A, di/dt ≤ 200 A/μs, V_{GS} ≤ V_{GSmax}, T_j ≤ T_{Jmax}

IRF540/IRF540FI

THERMAL DATA

			TO-220	TO220-FI	
$R_{th(j-c)}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1	3.33	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5		$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{th(c-sink)}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5		$^{\circ}\text{C/W}$
T_l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300		$^{\circ}\text{C}$

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Replicative (pulse width limited by T_j max)	30	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}\text{C}$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 25\text{V}$)	200	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max	Unit
$V_{(BR)GSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250\ \mu\text{A}$ $V_{GS} = 0$	100			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}\text{C}$			1 10	μA μA
I_{GSS}	Gate-body Leakage Current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250\ \mu\text{A}$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10\text{V}$ $I_D = 15\text{A}$		0.05	0.077	Ω
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10\text{V}$	30			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 15\text{A}$	10	20		S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$ $f = 1\text{MHz}$ $V_{GS} = 0$		2600	3600	pF
C_{oss}	Output Capacitance			350	500	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			85	120	pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ t_r	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 50\text{ V}$ $I_D = 15\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		20 60	28 85	ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 80\text{ V}$ $I_D = 30\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		80 13 28	110	nC nC nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(off)}$ t_f t_c	Off-voltage Rise Time Fall Time Cross-over Time	$V_{DD} = 80\text{ V}$ $I_D = 30\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		22 25 55	30 35 75	ns ns ns

SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{sc} $I_{SDM}^{(*)}$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				30 120	A A
$V_{SD}^{(*)}$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 50\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.5	V
t_{rr} Q_{rr} I_{RRM}	Reverse Recovery Time Reverse Recovery Charge Reverse Recovery Current	$I_{SN} = 30\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 30\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$		175 1.1 12.5		ns μC A

(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
 (**) Pulse width limited by safe operating area

2 A(4 A_{r.m.s.}) PLASTIC MOLDED THYRISTOR

DESCRIPTION

The 2P4M to 2P6M are P-gate all diffused plastic molded type SCR granted average on-state current 2 Amps ($T_c = 7^\circ C$), with rated voltages up to 600 volts.

FEATURES

- Easy installation by its miniature size and thin electrode leads.
- Less holding current distribution provides free application design.
- Low cost because of mass-production.

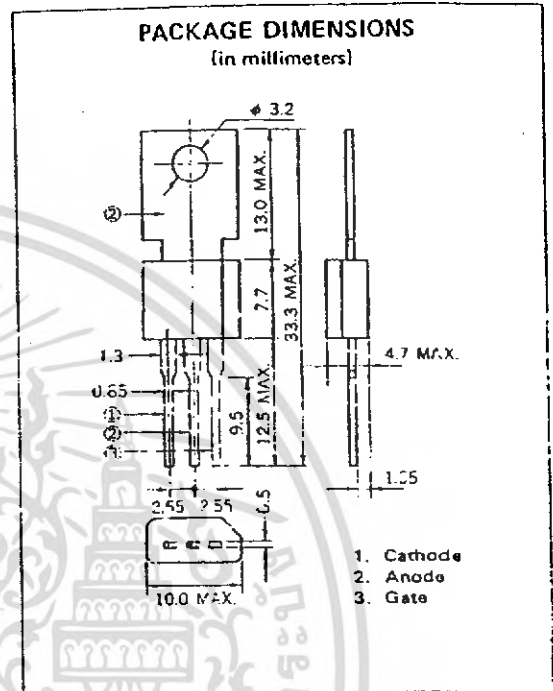
QUALITY GRADE

Standard

Please refer to "Quality grade on NEC Semiconductor Devices" (Document number IEI-1209) published by NEC Corporation to know the specification of quality grade on the devices and its recommended applications.

APPLICATIONS

- Electric blanket, Electronic jar, Various temperature controller.
- Electric sewing machine, Speed control of miniature type motor.
- Light display equipment, Lamp dimmer such as a display entertainment.
- Automatic gas lighter, Battery charger.
- Solid state static switches etc.



MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT



SWITCHMODE™ Power Rectifiers

These state-of-the-art devices are designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

Features

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- High Voltage Capability to 600 V
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 4.3 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max for 10 Seconds
- Shipped 30 Units Per Plastic Tube

ULTRAFAST RECTIFIERS 30 AMPERES, 200-600 VOLTS



MARKING DIAGRAM



SOT-93
(TO-218)
CASE 340D
STYLE 2



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
G = Pb-Free Package
MUR30x0PT = Device Code
x = 2, 4, or 6

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR3020PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3020PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail
MUR3040PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3040PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail
MUR3060PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3060PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

MAXIMUM RATINGS (Per Leg)

Rating	Symbol	MUR3020PT	MUR3040PT	MUR3060PT	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current (Rated V_R) Per Leg Per Device	$I_{F(AV)}$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$ 30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		15 @ $T_C = 30$ 145°C	A
Peak Rectified Forward Current, Per Leg (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	I_{FRM}	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$	A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz) Per Leg	I_{FSM}	200			A
Operating Junction and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	- 65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS (Per Diode Leg)

Maximum Thermal Resistance, - Junction-to-Case - Junction-to-Ambient	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	1.5 40	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Per Diode Leg)

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ($I_F = 15$ Amp, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 15$ Amp, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.2 1.5	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated DC Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated DC Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	500 10		1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ A, $di/dt = 50$ A/μs)	t_{rr}	35	60		ns

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

<http://onsemi.com>

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

Dual Precision Retriggerable/Resettable Monostable Multivibrator

The MC14538B is a dual, retriggerable, resettable monostable multivibrator. It may be triggered from either edge of an input pulse, and produces an accurate output pulse over a wide range of widths, the duration and accuracy of which are determined by the external timing components, C_X and R_X .

Output Pulse Width = $(C_X)(R_X)$ where:

R_X is in k Ω

C_X is in μF

- Unlimited Rise and Fall Time Allowed on the A Trigger Input
- Pulse Width Range = 10 μs to 10 s
- Latched Trigger Inputs
- Separate Latched Reset Inputs
- 3.0 Vdc to 18 Vdc Operational Limits
- Triggerable from Positive (A Input) or Negative-Going Edge (B-Input)
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Pin-for-pin Compatible with MC14528B and CD4528B (CD4098)
- Use the MC54/74HC4538A for Pulse Widths Less Than 10 μs with Supplies Up to 6 V.

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS}) (Note 2.)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
V_{in}, V_{out}	Input or Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}, I_{out}	Input or Output Current (DC or Transient) per Pin	± 10	mA
P_O	Power Dissipation, per Package (Note 3.)	500	mW
T_A	Operating Temperature Range	-55 to +125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	$^{\circ}\text{C}$
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	$^{\circ}\text{C}$

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

3. Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$ From 65 $^{\circ}\text{C}$ To 125 $^{\circ}\text{C}$.

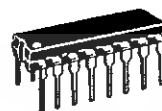
This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

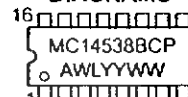
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

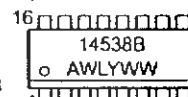
MARKING DIAGRAMS



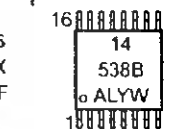
PDIP-16
P SUFFIX
CASE 648



SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B



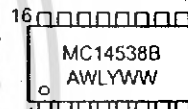
TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F



SOIC-16
DW SUFFIX
CASE 751G



SOEIAJ-16
F SUFFIX
CASE 966



A = Assembly Location
WL or L = Wafer Lot
YY or Y = Year
WW or W = Work Week

ORDERING INFORMATION

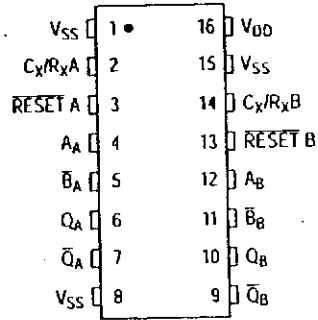
Device	Package	Shipping
MC14538BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14538BD	SOIC-16	48/Rail
MC14538BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel
MC14538BDT	TSSOP-16	96/Rail
MC14538BDTR2	TSSOP-16	2500/Tape & Reel
MC14538BDW	SOIC-16	47/Rail
MC14538BDWR2	SOIC-16	1000/Tape & Reel
MC14538BF	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14538BFEL	SOEIAJ-16	See Note 1.

1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.

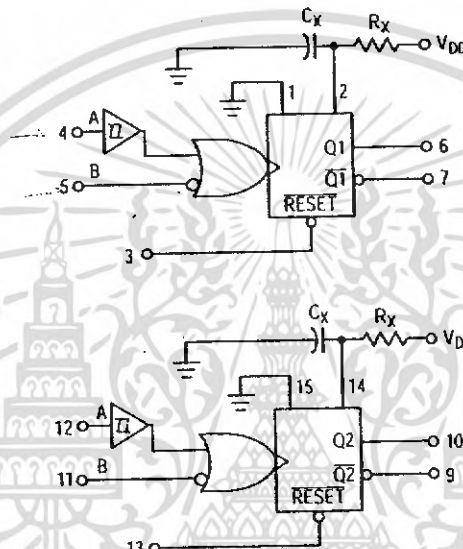
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

PIN ASSIGNMENT

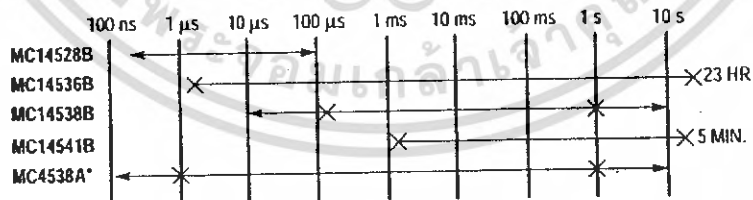


BLOCK DIAGRAM



R_X AND C_X ARE EXTERNAL COMPONENTS.
 V_{DD} = PIN 16
 V_{SS} = PIN 8, PIN 1, PIN 15

ONE-SHOT SELECTION GUIDE



*LIMITED OPERATING VOLTAGE (2-6 V)

TOTAL OUTPUT PULSE WIDTH RANGE ←————→
 RECOMMENDED PULSE WIDTH RANGE ✗————✗

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ ⁽⁴⁾	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	"0" Level V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level V _{in} = 0 or V _{DD}	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level (V _O = 0.5 or 4.5 Vdc) (V _O = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _O = 1.5 or 13.5 Vdc)	V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mAdc	
		5.0	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—		
		10	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—		
		15	-4.2	—	-3.4	-8.8	—	-2.4	—		
	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
(V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—			
Input Current, Pin 2 or 14	I _{in}	15	—	±0.05	—	±0.00001	±0.05	—	±0.5	μAdc	
Input Current, Other Inputs	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc	
Input Capacitance, Pin 2 or 14	C _{in}	—	—	—	—	25	—	—	—	pF	
Input Capacitance, Other Inputs (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package) Q = Low, \bar{Q} = High	I _{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc	
		10	—	10	—	0.010	10	—	300		
		15	—	20	—	0.015	20	—	600		
Quiescent Current, Active State (Both) (Per Package) Q = High, \bar{Q} = Low	I _{DD}	5.0	—	2.0	—	0.04	0.20	—	2.0	mAdc	
		10	—	2.0	—	0.08	0.45	—	2.0		
		15	—	2.0	—	0.13	0.70	—	2.0		
Total Supply Current at an external load capacitance (C _L) and at external timing network (R _X , C _X) ⁽⁵⁾	I _T	5.0 10	$I_T = (3.5 \times 10^{-2}) R_X C_X f + 4 C_X f + 1 \times 10^{-5} C_L f$ $I_T = (8.0 \times 10^{-2}) R_X C_X f + 9 C_X f + 2 \times 10^{-5} C_L f$ $I_T = (1.25 \times 10^{-1}) R_X C_X f + 12 C_X f + 3 \times 10^{-5} C_L f$ where: I _T in μA (one monostable switching only), C _X in μF, C _L in pF, R _X in k ohms, and f in Hz is the input frequency.								μAdc

4. Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.
 5. The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

SWITCHING CHARACTERISTICS ^(6.) ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	All Types			Unit
			Min	Typ ^(7.)	Max	
Output Rise Time $t_{TLH} = (1.35 \text{ ns/pF}) C_L + 33 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.60 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.40 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$	t_{TLH}	5.0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.35 \text{ ns/pF}) C_L + 33 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.60 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.40 \text{ ns/pF}) C_L + 20 \text{ ns}$	t_{THL}	5.0 10 15	— — —	100 50 40	200 100 80	ns
Propagation Delay Time A or B to Q or \bar{Q} $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.90 \text{ ns/pF}) C_L + 255 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.36 \text{ ns/pF}) C_L + 132 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.26 \text{ ns/pF}) C_L + 87 \text{ ns}$ Reset to Q or \bar{Q} $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.90 \text{ ns/pF}) C_L + 205 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.36 \text{ ns/pF}) C_L + 107 \text{ ns}$ $t_{PLH}, t_{PHL} = (0.26 \text{ ns/pF}) C_L + 82 \text{ ns}$	t_{PLH}, t_{PHL}	5.0 10 15 5.0 10 15	— — — — — —	300 150 100 250 125 95	600 300 220 500 250 190	ns
Input Rise and Fall Times Reset B Input A Input	t_r, t_f	5 10 15 5 10 15 5 10 15	— — — — — — — — —	— — — 300 1.2 0.4 No Limit	15 5 4 1.0 0.1 0.05 —	μs ms —
Input Pulse Width A, B, or Reset	t_{WH}, t_{WL}	5.0 10 15	170 90 80	85 45 40	— — —	ns
Retrigger Time	t_{rr}	5.0 10 15	0 0 0	— — —	— — —	ns
Output Pulse Width — Q or \bar{Q} Refer to Figures 8 and 9 $C_X = 0.002 \mu\text{F}, R_X = 100 \text{ k}\Omega$ $C_X = 0.1 \mu\text{F}, R_X = 100 \text{ k}\Omega$ $C_X = 10 \mu\text{F}, R_X = 100 \text{ k}\Omega$	T	5.0 10 15 5.0 10 15 5.0 10 15	198 200 202 9.3 9.4 9.5 0.91 0.92 0.93	210 212 214 9.86 10 10.14 0.965 0.98 0.99	230 232 234 10.5 10.6 10.7 1.03 1.04 1.06	μs ms s
Pulse Width Match between circuits in the same package. $C_X = 0.1 \mu\text{F}, R_X = 100 \text{ k}\Omega$	100 $[(T_1 - T_2)/T_1]$	5.0 10 15	— — —	± 1.0 ± 1.0 ± 1.0	± 5.0 ± 5.0 ± 5.0	%

6. The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C .

7. Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

OPERATING CONDITIONS

External Timing Resistance	R_x	—	5.0	—	(8)	$k\Omega$
External Timing Capacitance	C_x	—	0	—	No Limit (9)	μF

8. The maximum usable resistance R_x is a function of the leakage of the capacitor C_x , leakage of the MC14538B, and leakage due to board layout and surface resistance. Susceptibility to externally induced noise signals may occur for $R_x > 1 M\Omega$.
9. If $C_x > 15 \mu F$, use discharge protection diode per Fig. 11.

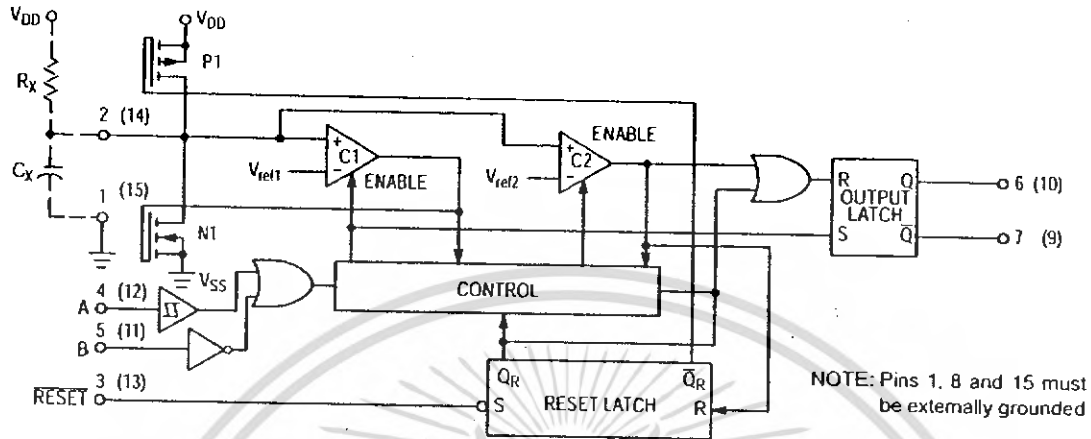


Figure 1. Logic Diagram (1/2 of Device Shown)

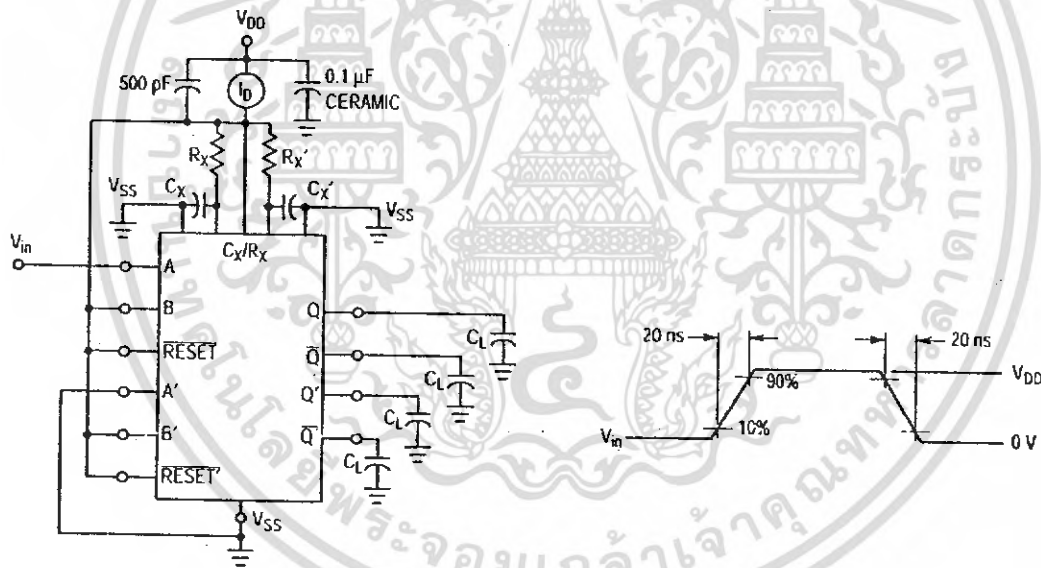
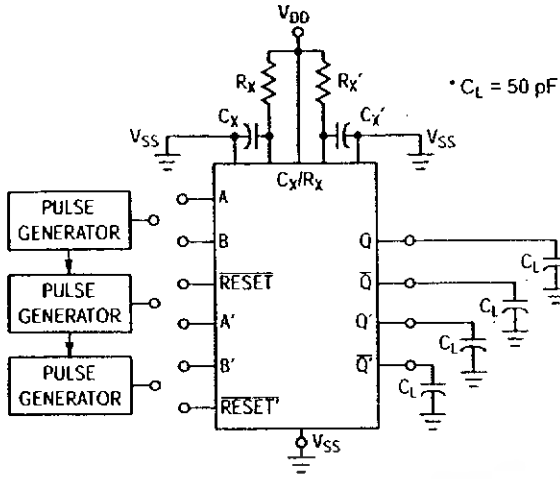


Figure 2. Power Dissipation Test Circuit and Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



INPUT CONNECTIONS

Characteristics	Reset	A	B
t_{PLH} , t_{PHL} , t_{TLH} , t_{THL} , T , t_{WH} , t_{WL}	V _{DD}	PG1	V _{DD}
t_{PLH} , t_{PHL} , t_{TLH} , t_{THL} , T , t_{WH} , t_{WL}	V _{DD}	V _{SS}	PG2
$t_{PLH(R)}$, $t_{PHL(R)}$, t_{WH} , t_{WL}	PG3	PG1	PG2

* Includes capacitance of probes, wiring, and fixture parasitic.
NOTE: Switching test waveforms for PG1, PG2, PG3 are shown in Figure 4.

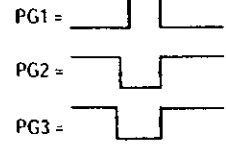


Figure 3. Switching Test Circuit

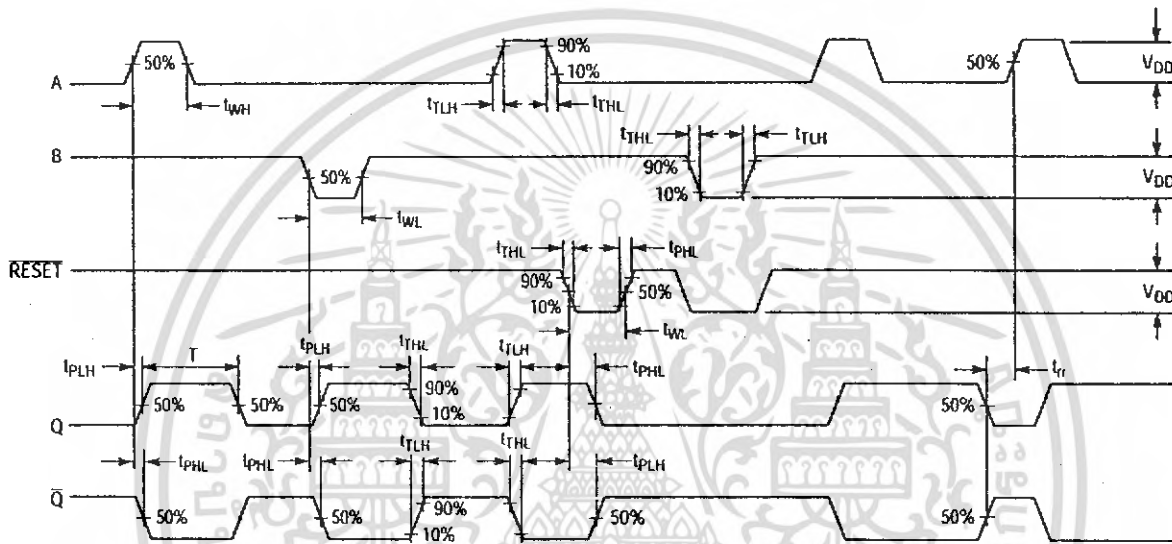


Figure 4. Switching Test Waveforms

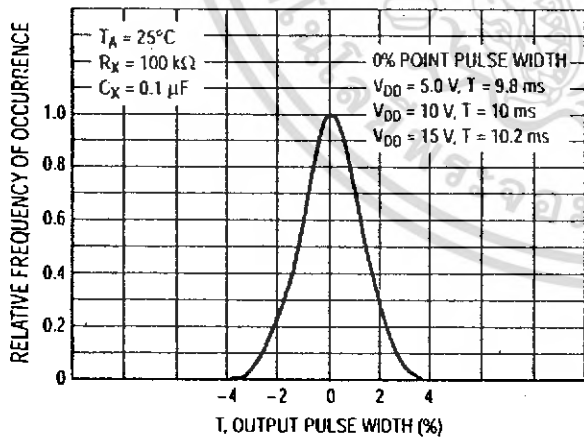


Figure 5. Typical Normalized Distribution of Units for Output Pulse Width

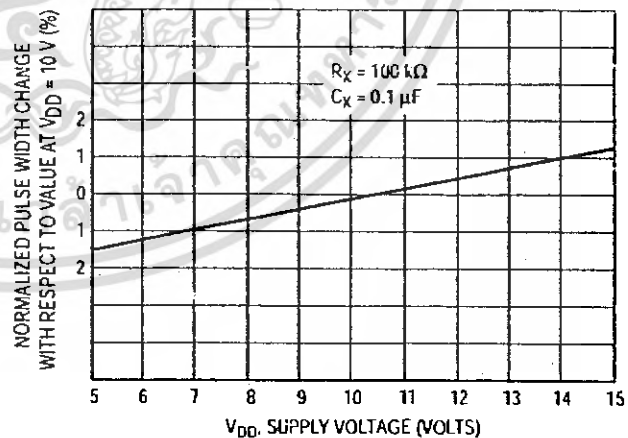


Figure 6. Typical Pulse Width Variation as a Function of Supply Voltage V_{DD}

FUNCTION TABLE

Inputs		Outputs	
Reset	A	B	Q
H	L	H	Q
H	H	L	Q
H	H	H	Not Triggered
H	L	L	Not Triggered
H	L, H, L	H	Not Triggered
H	L	L, H, L	Not Triggered
L	X	X	L
L	X	X	H
L	X	X	Not Triggered

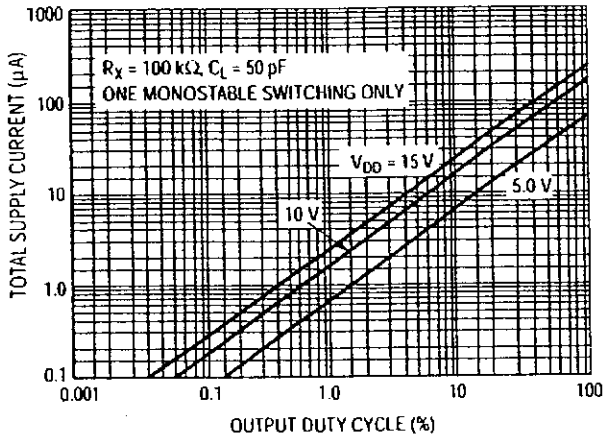


Figure 7. Typical Total Supply Current versus Output Duty Cycle

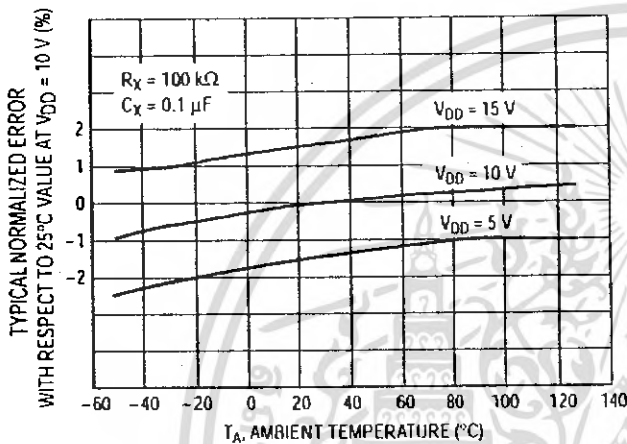


Figure 8. Typical Error of Pulse Width Equation versus Temperature

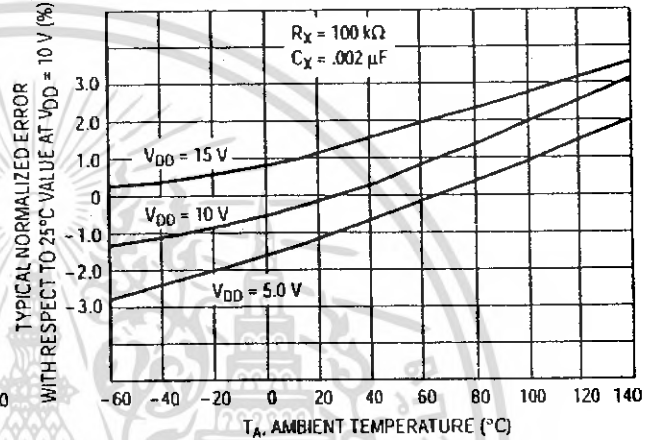


Figure 9. Typical Error of Pulse Width Equation versus Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THEORY OF OPERATION

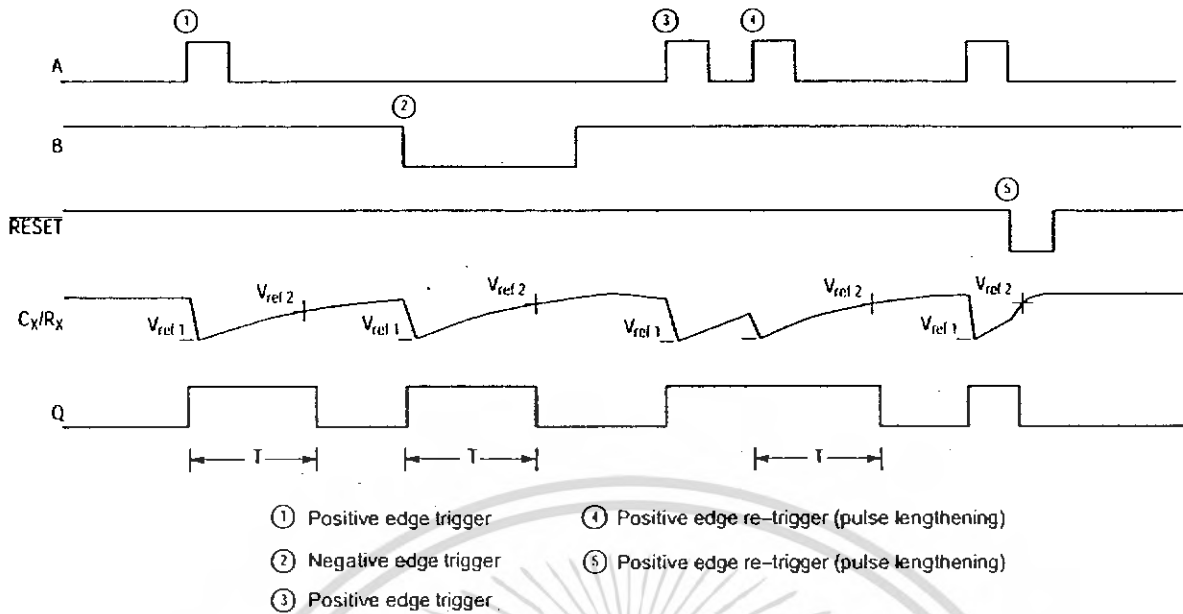


Figure 10. Timing Operation

TRIGGER OPERATION

The block diagram of the MC14538B is shown in Figure 1, with circuit operation following.

As shown in Figure 1 and 10, before an input trigger occurs, the monostable is in the quiescent state with the Q output low, and the timing capacitor C_X completely charged to V_{DD} . When the trigger input A goes from V_{SS} to V_{DD} (while inputs B and $\overline{\text{Reset}}$ are held to V_{DD}) a valid trigger is recognized, which turns on comparator C1 and N-channel transistor N1. At the same time the output latch is set. With transistor N1 on, the capacitor C_X rapidly discharges toward V_{SS} until V_{ref1} is reached. At this point the output of comparator C1 changes state and transistor N1 turns off. Comparator C1 then turns off while at the same time comparator C2 turns on. With transistor N1 off, the capacitor C_X begins to charge through the timing resistor, R_X , toward V_{DD} . When the voltage across C_X equals V_{ref2} , comparator C2 changes state, causing the output latch to reset (Q goes low) while at the same time disabling comparator C2. This ends at the timing cycle with the monostable in the quiescent state, waiting for the next trigger.

In the quiescent state, C_X is fully charged to V_{DD} causing the current through resistor R_X to be zero. Both comparators are "off" with total device current due only to reverse junction leakages. An added feature of the MC14538B is that the output latch is set via the input trigger without regard to the capacitor voltage. Thus, propagation delay from trigger to Q is independent of the value of C_X , R_X , or the duty cycle of the input waveform.

RETRIGGER OPERATION

The MC14538B is retriggered if a valid trigger occurs followed by another valid trigger before the Q output has returned to the quiescent (zero) state. Any retrigger, after the timing node voltage at pin 2 or 14 has begun to rise from V_{ref1} , but has not yet reached V_{ref2} , will cause an increase in output pulse width T. When a valid retrigger is initiated, the voltage at C_X/R_X will again drop to V_{ref1} before progressing along the RC charging curve toward V_{DD} . The Q output will remain high until time T, after the last valid retrigger.

RESET OPERATION

The MC14538B may be reset during the generation of the output pulse. In the reset mode of operation, an input pulse on Reset sets the reset latch and causes the capacitor to be fast charged to V_{DD} by turning on transistor P1. When the voltage on the capacitor reaches V_{ref2} , the reset latch will clear, and will then be ready to accept another pulse. If the $\overline{\text{Reset}}$ input is held low, any trigger inputs that occur will be inhibited and the Q and \overline{Q} outputs of the output latch will not change. Since the Q output is reset when an input low level is detected on the $\overline{\text{Reset}}$ input, the output pulse T can be made significantly shorter than the minimum pulse width specification.

POWER-DOWN CONSIDERATIONS

Large capacitance values can cause problems due to the large amount of energy stored. When a system containing the MC14538B is powered down, the capacitor voltage may discharge from V_{DD} through the standard protection diodes at pin 2 or 14. Current through the protection diodes should be limited to 10 mA and therefore the discharge time of the V_{DD} supply must not be faster than $(V_{DD}) \cdot (C)/(10 \text{ mA})$. For example, if $V_{DD} = 10 \text{ V}$ and $C_X = 10 \mu\text{F}$, the V_{DD} supply should discharge no faster than $(10 \text{ V}) \times (10 \mu\text{F}) / (10 \text{ mA}) = 10 \text{ ms}$. This is normally not a problem since power supplies are heavily filtered and cannot discharge at this rate. When a more rapid decrease of V_{DD} to zero volts occurs, the MC14538B can sustain damage. To avoid this possibility use an external clamping diode, D_X , connected as shown in Fig. 11.

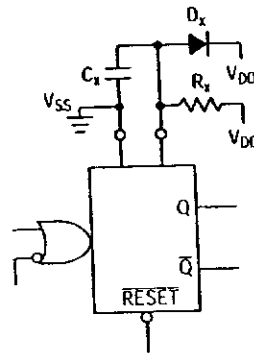


Figure 11. Use of a Diode to Limit Power Down Current Surge

TYPICAL APPLICATIONS

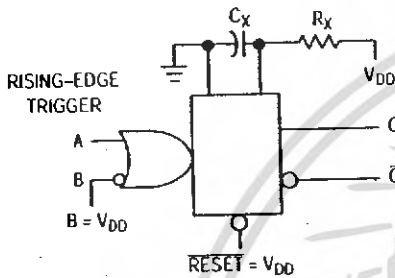


Figure 12. Retriggerable Monostables Circuitry

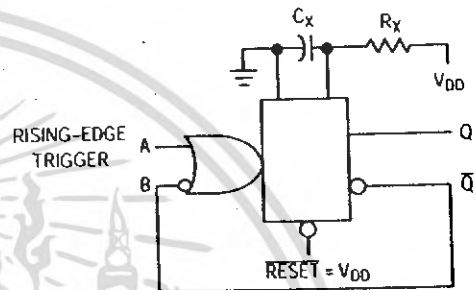
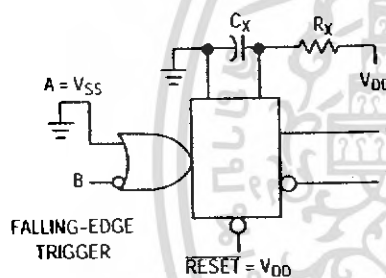


Figure 13. Non-Retriggerable Monostables Circuitry

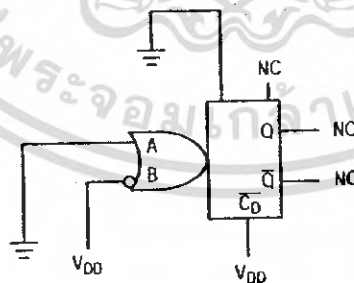


Figure 14. Connection of Unused Sections