

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เซมิคอนเวอร์เตอร์จ่าย

SEMICONVERTER SUPPLY

โดย



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

SEMICONVERTER SUPPLY

โดย

นาย ต่อศักดิ์ ทองแจ่ม

รหัส 45010278

นาย เถลิงรัตน์ อัจฉริยะดี

รหัส 45010288

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2548

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เซมิคอนเวอเตอร์ซัพพลาย

ผู้จัดทำ

1. นาย ต่อศักดิ์ ทองแจ่ม รหัส 45010278

2. นายเถลิงรัตน์ อัจฉริยบดี รหัส 45010288



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการเรื่อง เซมิคอนเวอร์เตอร์จำหน่าย

PROJECT Semiconverter Supply

ผู้จัดทำ

1. นาย ต่อศักดิ์ ทองแจ่ม รหัส 45010278

2. นายเถลิงรัตน์ อัจฉริยะดี รหัส 45010288

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

นาย ต่อศักดิ์ ทองแจ่ม รหัส 45010278

นาย เถลิงรัตน์ อัจฉริยะดี รหัส 45010288

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2548

บทคัดย่อ

เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายเป็นอุปกรณ์ทำหน้าที่จ่ายไฟที่มีแรงดันไฟตรงให้กับโหลดที่ต้องการแรงดันไฟตรงสูง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับหลอดพลาสมาอาร์คได้สำหรับใช้ในกระบวนการพลาสมาตัด เซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลายที่ดีจะต้องมีแรงดันกระเพื่อม(Ripple Rejection) ต่ำ และปรับกระแสสำหรับขับโหลดที่ต้องการแรงดันไฟตรงสูงได้

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

จุดมุ่งหมายคือต้องสามารถสร้างและออกแบบวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย ให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ เพื่อนำความรู้ที่ใช้ทั้งด้านการสร้างและออกแบบวงจร ไปเป็นแนวทางในการพัฒนางจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย ในลักษณะอื่นๆต่อไป

Semiconverter Supply

Mr. Tosak Thongjam ID. 45010278

Mr. Thalemgrat Atchariyabodee ID.45010288

Assoc. Prof. Somsak Chearsirikul Advisor

Educational Year 2005

Abstract

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

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

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

กิตติกรรมประกาศ

รายงานแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย (SEMICONVERTOR SUPPLY) ฉบับนี้นั้นสำเร็จลงด้วยดีเพราะได้รับความเอื้อเฟื้อในด้านต่างๆจาก รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และอาจารย์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ได้ให้คำปรึกษา คำนะนำรวมถึง ร่วมกันแก้ปัญหาในวงจรจนสามารถทำงานได้ การประกอบวงจรและอุปกรณ์เข้ารวมกันเป็นชิ้นงานก็ได้รับความช่วยเหลือในด้านวัสดุอุปกรณ์จากอาจารย์ที่ปรึกษาและเพื่อน นอกจากนี้ในส่วนของการทำรายงานทางด้านข้อมูลการจัดทำนั้นได้รับความอนุเคราะห์จากนักศึกษารุ่นพี่ เพื่อนในภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ และท่านอาจารย์ ในส่วนของการจัดพิมพ์และจัดทำรายงานได้รับความช่วยเหลือจากเพื่อนในภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาคอมพิวเตอร์ และเจ้าหน้าที่ห้องคอมพิวเตอร์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ที่อำนวยความสะดวกในการจัดพิมพ์ จนทำให้รายงานฉบับนี้สำเร็จเป็นรูปเล่มได้อย่างสมบูรณ์

จึงขอขอบพระคุณอาจารย์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านขอขอบคุณ เพื่อนๆในภาควิชา และรุ่นพี่ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆมา ณ โอกาสนี้

สมศักดิ์ ทองแจ่ม

(นาย สมศักดิ์ ทองแจ่ม)

Om Om

(นาย เถลิงรัตน์ อัจฉริยะดี)

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย	3
2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย	3
2.1.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส	3
2.1.2 ไดโอดเรียงกระแส	3
2.1.3 ค่ากระแสกระชาก	4
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	6
2.2.1 ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	6
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	8
2.2.5 ฟูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	9
2.2.6 วงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ชนิดเฟสเดียว	10
2.3 วงจรควบคุม	13
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	13
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	14
2.4 วงจรขับ	16
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	16
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	18
2.5 วงจรสับเบออร์	20
2.5.1 วงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส	20
2.5.2 วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน	22
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	23
2.6.1 ฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	24
2.6.2 ซอดดักไดโอด	24
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	24
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	26
2.6.5 ไอจีบีที	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 หม้อแปลงสวิตซ์ิ่ง	28
2.7.1 แกนเฟอร์ไรต์	29
2.7.2 บอบบิ้น	29
2.7.3 ลวดทองแดงอาบนํ้ายา	30
2.7.4 เทปฉนวน	30
2.7.5 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	30
2.7.6 เส้น โล้ิ่งฮีสเตอร์รีซิส	32
2.7.7 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	33
2.7.8 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	34
2.7.9 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์	34
2.7.10 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาท์พุท ไซค์	35
2.7.11 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมารีและขดเชคคั่นคาร์รี่ของหม้อแปลงสวิตซ์ิ่ง	37
2.7.12 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	38
2.7.13 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่นี้หิวของลวดทองแดง	38
2.7.14 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด	39
บทที่ 3 การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย	43
3.1 ส่วนประกอบของวงจรภายในวงจรต่างๆ	43
3.2 วิธีเลือกใช้อุปกรณ์ในทางปฏิบัติ	43
3.2.1 การเลือกขนาดของหม้อแปลง	43
3.2.2 การเลือกขนาดของบริดจ์ไดโอด	44
3.2.3 การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ	44
3.2.4 การเลือกขนาดของตัวต้านทาน	44
3.2.5 การเลือกขนาดไดโอด	44
3.2.6 การเลือกใช้อีสซีอาร์	44
3.2.7 การเลือกใช้อิพาวเวอร์มอสเฟท	44
3.2.8 การเลือกใช้อีซีเนอร์ไดโอด	44
3.2.9 การใช้ไอซีออปแอมป์	45
3.2.10 การเลือกใช้อิแรงดันควบคุมการอสซิลเลท	45
3.2.11 การเลือกใช้อิฟโด้ทรานซิสเตอร์	45
3.2.12 Dual Precision Retriggerable / Resettable Monostable Multivibrator	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.13 ไตแอก	46
3.2.14 รีเลย์	46
3.2.15 ไตรแอก	46
3.3 การออกแบบวงจร	46
3.3.1 วงจรส่วนสร้าง duty cycle	46
3.3.2 วงจรส่วนควบคุมกระแส	50
3.3.3 วงจรส่วนภาครับกระแส	51
3.3.4 วงจรส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน	52
3.3.5 ส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว	54
3.3.6 ส่วนวงจรควบคุมแรงดันไฟสูง	55
3.3.7 ส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง	56
3.3.8 ชุดวงจรเซมิคอนเวอเตอร์	57
3.3.9 ชุดวงจรกรองแรงดัน	58
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดสอบ คุณสมบัติของวงจร	60
4.1 วิธีการทดสอบ	60
4.2 ตารางผลการทดลอง	61
4.3 กราฟผลการทดลอง	61
4.2.1 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.2	62
4.2.2 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.3	62
4.2.3 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.4	63
4.2.4 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.5	63
4.2.5 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.6	64
4.2.6 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.7	65
4.2.7 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.8	65
4.2.8 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.9	66
4.2.9 รูปกราฟผลการทดลองที่ 4.10	67
4.4 ผลการทดสอบวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในทางอุตสาหกรรมหนักหลายประเภท มีการตัดชิ้นงานที่ต้องการความละเอียดและแม่นยำ ดังนั้นเครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมาจึงถูกนำมาใช้ในการตัดชิ้นงาน ซึ่งให้ผลลัพธ์ในการตัดที่ละเอียดและแม่นยำ จึงเป็นที่นิยมในการใช้งานในทางอุตสาหกรรมหนัก แต่แหล่งจ่ายไฟเพื่อป้อนเข้าที่เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมาเป็นส่วนสำคัญและจะขาดไม่ได้ แหล่งจ่ายไฟนั้นมีหลายประเภท หนึ่งในนั้นคือ แหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นโครงการนี้จึงมีขึ้นเพื่อพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ให้มีคุณภาพดี เหมาะที่จะนำไปใช้งานกับเครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา ตามที่ต้องการ

รายละเอียดของโครงการ

การเกิดพลาสมานั้นเกิดจากการแตกตัวของอะตอมแก๊สที่ไหลผ่านกระบวนการอาร์คไฟฟ้า แต่ถ้าทดลองสร้างพลาสมาในสุญญากาศแล้วจะเกิดพลาสมาที่ไม่มีแก๊สปะปนอยู่แต่จะเกิดพลาสมาที่เกิดจากอิเล็กตรอนแทน เรียกว่า แก๊สอิเล็กตรอน

เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา (Plasma Arc Welding : PAW) นั้นมีคุณสมบัติทนความร้อนและรุนแรงสูงกว่าเครื่องอาร์คที่ใช้แก๊สธรรมดาทั่วไป เช่น เครื่องอาร์คแก๊สทังสเตน (TIG), เครื่องอาร์คแก๊สโลหะ (MIG) ซึ่งโดยปกติแล้วอุณหภูมิของพลาสมานั้นอยู่ที่ 11,650 องศาเซลเซียส

ในการใช้งานจะมีการจุดระเบิดพลาสมา ก่อน คือ เริ่มปล่อยแก๊สที่ลำเลียงจากตัวถังมาสู่หัวตัด จากนั้นตั้งค่ากระแสที่แหล่งจ่ายกำลังค่าหนึ่งให้ทำการจุดพลาสมาด้วยแรงดันความถี่สูง การต่อใช้งานพลาสมานั้นพลาสมานั้นต่อได้ 2 ลักษณะ คือ แบบส่งผ่าน (Transfer Arc) กับ แบบไม่ส่งผ่าน (Non-transfer Arc) แบบส่งผ่านนั้น หมายความว่า กระแสจากแหล่งจ่ายไหลผ่านจากแท่งอิเล็กโทรดที่อยู่ในหัวตัดมายังปากท่อของหัวตัด และส่งต่อไปกับชิ้นงานและไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายอีกครั้งหนึ่งซึ่งจะครบวงจร ขณะที่แบบไม่ส่งผ่านนั้น หมายถึงกระแสจากแหล่งจ่ายกำลังไหลผ่านจากแท่งอิเล็กโทรดที่อยู่ในหัวตัดมายังปากท่อของนิออนเซิร์นและกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายกำลังครบวงจร ในปัจจุบันนิยมใช้แบบส่งผ่านมากกว่าแบบไม่ส่งผ่าน

เครื่องตัดพลาสมา (Plasma Arc Cutting : PAC) สามารถตัดชิ้นงานเป็นจำนวนมากได้รวดเร็ว ทำมุมในการตัดและเจาะได้ดี พลาสมาตัดด้วยความเร็วสูงกว่าจึงมีความร้อนสะสมน้อยกว่า แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสมา

แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสมาจะต้องมีแรงดันเอาต์พุตอยู่ในช่วง 120 – 400 โวลต์ ขึ้นกับการใช้งานของเครื่องตัดพลาสมา เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้ในโหมด DSCP อิเล็กโทรดต่อที่ขั้ว

ลของแหล่งจ่ายกำลัง ซึ่งต่อใช้งานแบบส่งผ่าน ในการใช้งานที่โหลดมากๆ ต้องการแรงดันถึง 400 โวลต์ สำหรับในการใช้งานปกติต้องการแรงดันประมาณ 120 – 200 โวลต์ ขณะที่กระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายกำลังเครื่องตัดพลาสมานั้นมีค่าประมาณ 70 – 100 แอมแปร์ ขึ้นอยู่กับชิ้นงานที่จะนำมาตัดว่าหนาหรือเบา และความเร็วในการตัด

การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา

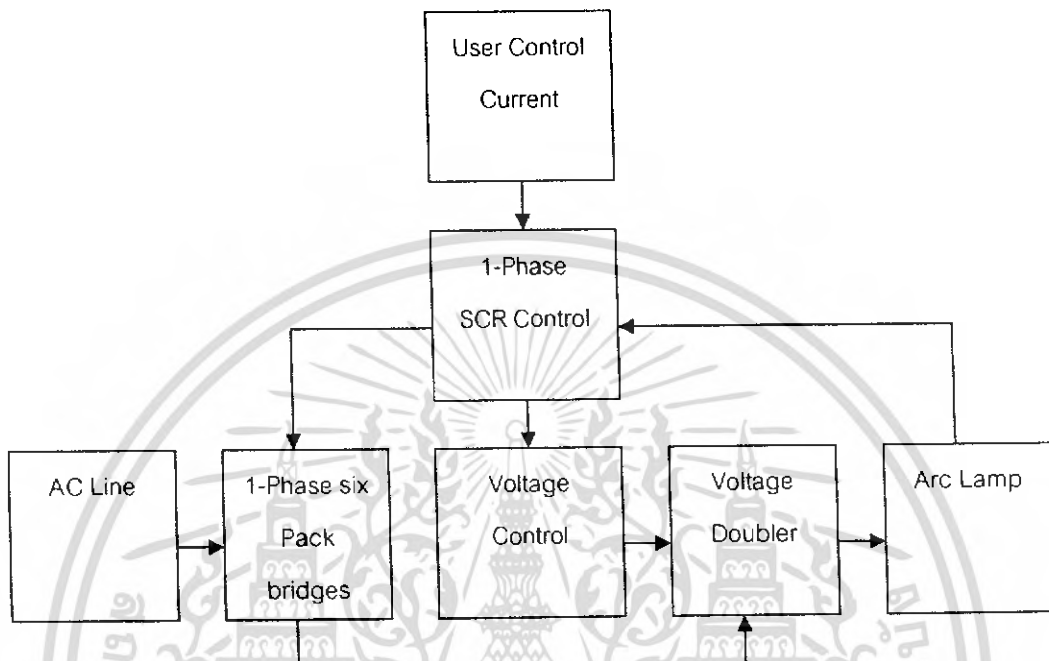
ในการต่อใช้งานแบบส่งผ่านการอาร์คนั้นจะเกิดเมื่อมีการชนกันของแท่งอิเล็กทรอดกับชิ้นงาน โดยจะมีการกระตุ้นจากวงจรความถี่สูงเป็นจุดพลาสมา จะปรากฏพลาสมาพุ่งออกมาจากนีออนเซิร์น แหล่งจ่ายกำลังได้ถูกออกแบบเพื่อรักษาระดับกระแสต่ำให้คงที่ การแตกตัวของอะตอมแก๊สจากพลาสมาที่พุ่งออกมาจากนีออนเซิร์น เนื่องจากนีออนเซิร์นขณะทำงานมีอุณหภูมิสูงมากดังนั้นนีออนเซิร์นที่ใช้นั้นต้องทำมาจากวัสดุประเภททองแดงชุบแข็ง

วัตถุประสงค์ในการทำโครงการนี้ก็เพื่อ นำทฤษฎีของวงจรต่างๆ มาทดลองใช้งานจริงและศึกษาถึงผลของความแตกต่างทางทฤษฎีและปฏิบัติที่ได้ผลแตกต่างกัน ตลอดจนฝึกฝนทักษะในการสร้างและการคิดแปลงแก้ไขและวิเคราะห์การทำงานเกี่ยวกับวงจรต่างๆ ที่นำมาใช้งานสำหรับการทำรายงานเสนอรายละเอียดของ โครงการที่ทำเพื่อที่จะทำให้รู้ถึงวิธีการนำเสนอโครงการ การจัดลำดับการทำโครงการ รวมถึงรูปแบบการนำเสนอให้ถูกต้องได้เนื้อหาการนำเสนอที่สามารถเข้าใจได้ง่าย

สิ่งที่จะได้รับจากการทำโครงการนี้ก็คือ ประสบการณ์ที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานการคิดแปลงการแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นให้ถูกต้อง มีความสามารถที่จะทำรายงาน การนำเสนอรายงานได้อย่างดี ตลอดจนถึงการจัดลำดับของการทำโครงการต่างๆ ควรจัดลำดับงานอย่างไรให้งานมีประสิทธิภาพและมีผลสำเร็จตามเป้าหมายที่วางไว้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย



รูปที่ 2.1 แสดงหลักการของแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์

2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

2.1.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจรในส่วนอินพุตและเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.2 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานมีข้อควรพิจารณา ดังนี้

- ค่ากระแสกระชาก : $I (fsm)$

ค่ากระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากคำนวณได้จาก

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

- เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท
 ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำที่สุด
 R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสระชาก $I (fsm)$ ประมาณ 20 - 30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยไปอัสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสระชากมากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไปอัสตรง : $I (fsm)$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุต้องมีกระแสมีการเก็บประจุกครั้งหลังจากการคายประจุกออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไปอัสของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไปอัสตรง : $I (fm)$

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

- อัตราแรงดันไปอัสกลับสูงสุด : $V (pm)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไปอัสกลับของไดโอด ควรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไปอัสกลับ ให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดการช๊อตขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.3 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุกรองกระแสที่ใช้นี้จะต้องมีค่า ไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริง ควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยต่างๆ ดังต่อไปนี้

- อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสไหลกลับในตัวเก็บประจุรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุ ซึ่งค่ากระแสนี้จะต้องเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้ตัวเก็บประจุรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสไหลกลับมากกว่าค่ากระแสไหลกลับที่คำนวณได้เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสไหลกลับมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุขนาดกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสไหลกลับให้ตัวเก็บประจุได้

- แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต

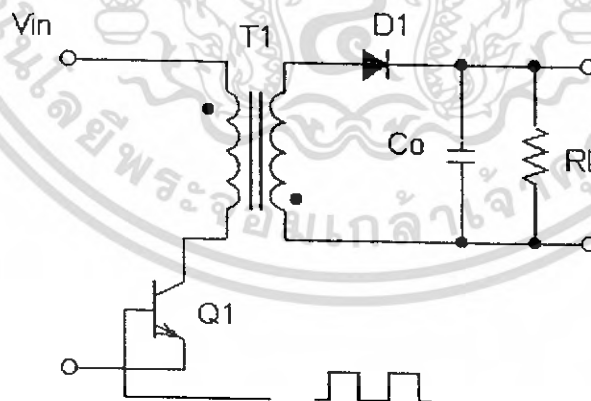
$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta V_{ripple}}$$

ค่าของตัวเก็บประจุรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่าขยดถึงขยดของแรงดันกระเพื่อม



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรกรองกระแส

- ช่วงเวลาโฮลด์อัป (Hold Up Time)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาโฮลต์คัพ เป็นช่วงเวลาที่วงจรสวิตช์ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตช์นี้มีค่าช่วงเวลาโฮลต์คัพ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

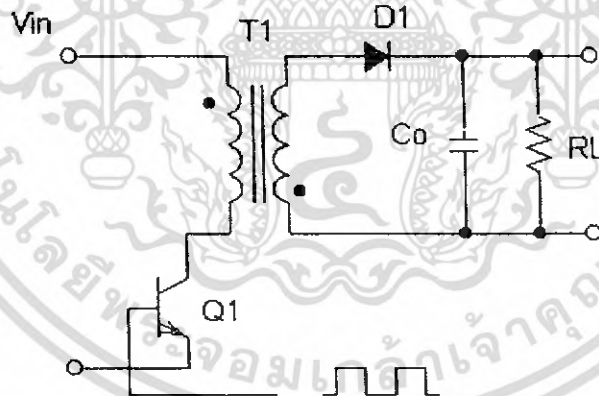
- อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าอยู่ในช่วง 187 - 264 โวลต์ ควรมีค่าอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนที่สำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำสามารถลดค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์



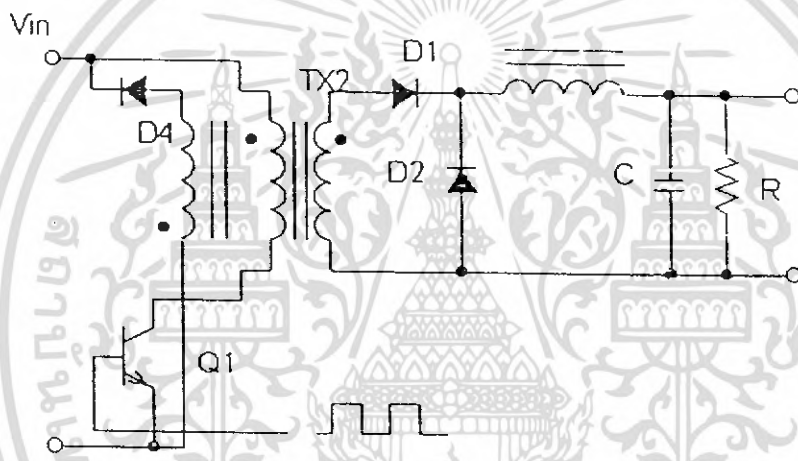
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขด primary และ secondary ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขด primary ของ

หม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขด primary และ secondary ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง พลังงานที่สะสมอยู่ที่ขด primary ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขด secondary และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI / EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์



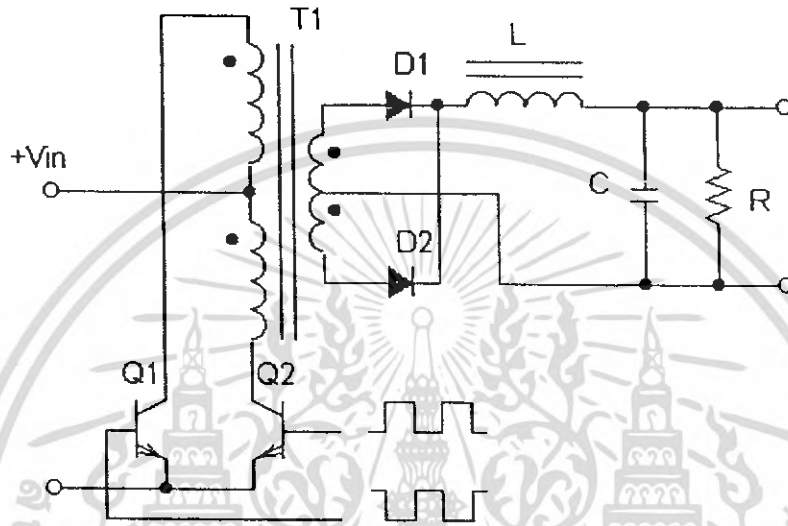
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขด primary และขด secondary ให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะไบอัสกลับ และไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไบอัสไหลจากขด secondary สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่คดกร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์แต่ กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

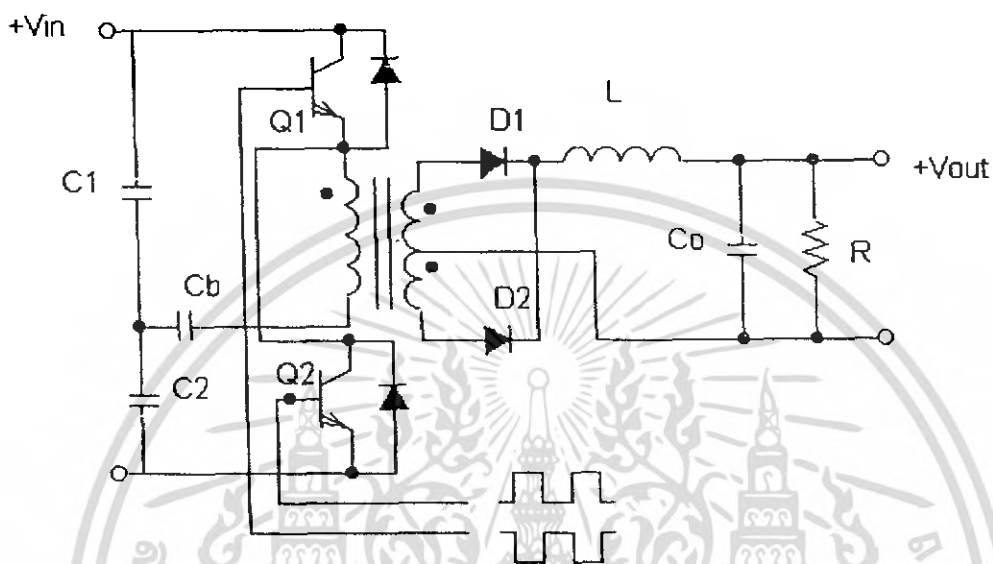
พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงสุดตั้งแต่ 500 วัตต์ ขึ้นไปแต่มีข้อเสีย คือ มักเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อ การพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตามในปัจจุบันเทคนิคการควบคุม กระแสทำให้ลดปัญหาดังกล่าวได้ ดังนั้นพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจ สำหรับวงจร สวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะกลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงและนำกระแส ผ่าน L0 ไปยังโหลดเช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่าย ในการสร้างพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.4 ฮัลฟ์-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮัลฟ์-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮัลฟ์-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน

วงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดความไม่สมมาตรของฟลักซ์ได้



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

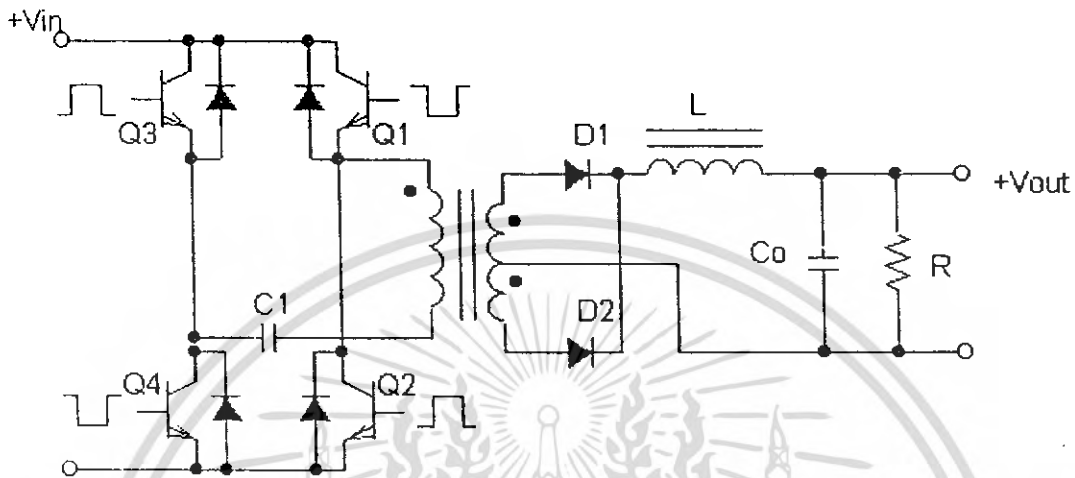
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขด primary จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขด primary จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5 ฟูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัวแต่ละจะสลับกันทำงานเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขด primary ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับ ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อดีของฟูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ คือขณะทำงานที่ขด primary จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขด primary จึงมีค่าต่ำกว่า ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ ทำให้สามารถจ่ายกำลังได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

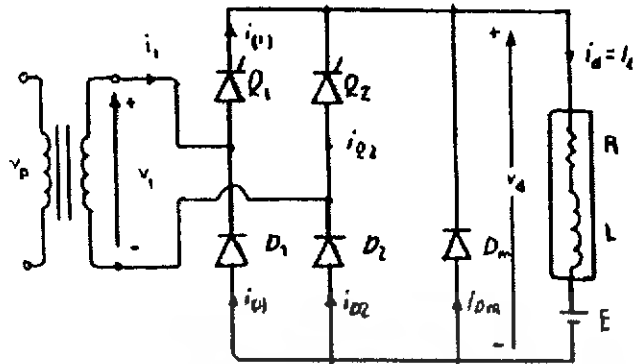
สูงกว่าดังนั้นวงจรสวิตซิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

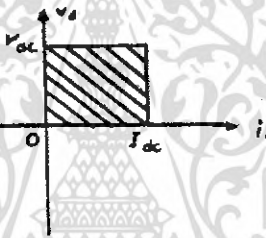
2.2.6 วงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ชนิดเฟสเดียว (Single – Phase Semiconverter)

วงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ชนิดเฟสเดียวนั้นมีรูปแบบดังแสดงในรูป 2.8 โดยสมมติให้ภาระของวงจรเป็นความเหนี่ยวนำขนาดใหญ่มาก เพื่อให้ได้กระแสที่ภาระของวงจรค่อนข้างคงที่ (กรณีที่ละเลยผลของการกระเพื่อมขนาดเล็ก จะถือว่ากระแสมีค่าคงที่) จากวงจรจะพบว่า เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันด้านขาเข้ามีค่าเป็นบวกในครึ่งวัฏจักรบวก ไทริสเตอร์ Q1 จะพร้อมนำกระแส และเมื่อมีมุมจุดชนวนที่ค่า $\omega t = \alpha$ กระแสที่ภาระของวงจรทั้งหมดจะไหลผ่านไทริสเตอร์ Q1 และไดโอด D2 ตลอดช่วง $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ หลังจากนั้นเมื่อวงจรทำงานถึงครึ่งวัฏจักรลบ โดยแหล่งจ่ายที่แรงดันด้านขาเข้ามีค่าเป็นลบ และเพื่อให้กระแสที่ภาระของวงจรเกิดความต่อเนื่อง ดังนั้นกระแสที่ภาระของวงจรทั้งหมดจะถูกสลับเปลี่ยนให้นำกระแสโดยไดโอด Dm แทน เนื่องจากคู่ของไทริสเตอร์ Q1 และไดโอด D2 นั้นถูกไบอัสย้อนกลับทำให้หยุดนำกระแส ซึ่งในสภาวะนี้วงจรอยู่ในครึ่งวัฏจักรลบแล้ว ถ้าป้อนมุมจุดชนวนให้กับไทริสเตอร์ Q2 คือ $\omega t = \pi + \alpha$ จะทำให้กระแสที่ภาระของวงจรจะถูกสลับเปลี่ยนจากไดโอด Dm มายังคู่ของไทริสเตอร์ Q2 และไดโอด D1 แทน ซึ่งการทำงานจะดำเนินไปเป็นวัฏจักรเช่นนี้เมื่อกลับเข้าสู่ครึ่งวัฏจักรบวก



(ก)

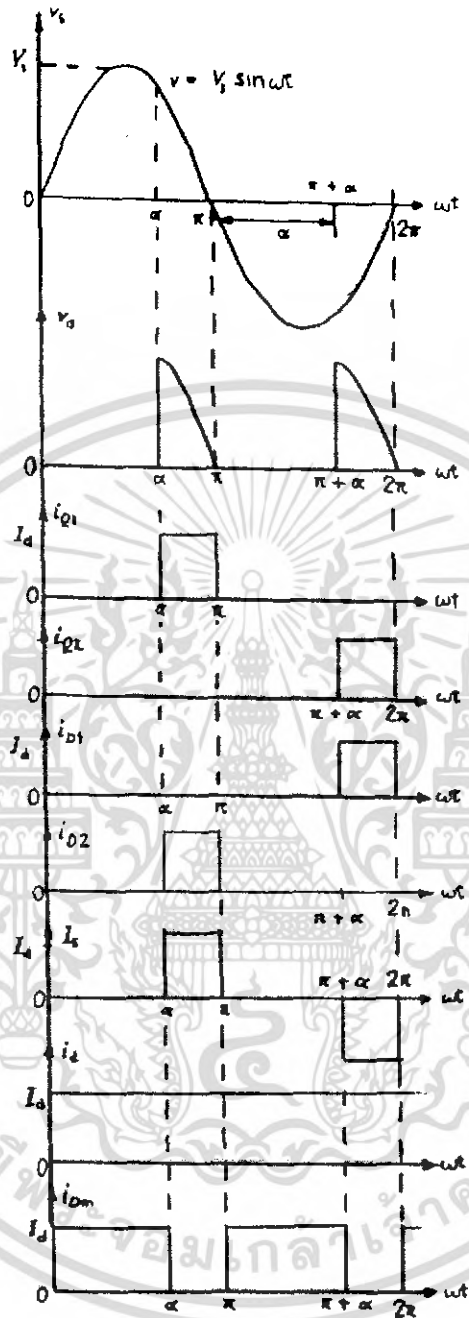
รูปที่ 2.8 (ก) แสดงวงจรวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์



(ข)

รูปที่ 2.8 (ข) แสดงควอดแรนซ์การทำงาน

จากการทำงานดังกล่าวข้างต้นจะเห็นว่าแรงดัน และกระแสทางด้านขาออกมีค่าเป็นบวกทั้งคู่ตลอดช่วงวัฏจักรงาน อาจกล่าวได้ว่าวงจรแปลงผันนี้มีการทำงานอยู่ในควอดแรนซ์ที่ 1 ดังรูป 2.8 (ข) ซึ่งการแปลงผันด้วยวงจรในรูป 2.8(ก) จะมีค่าของตัวแปรประกอบกำลังก่อนข้างสูงเนื่องจากมีฟรีวีลไดโอด D_m และเป็นวงจรที่นิยมใช้เมื่อกำลังงานด้านขาออกไม่เกิน 15 กิโลวัตต์



(ก)

รูปที่ 2.8 (ก) รูปคลื่นของตัวแปรต่างๆในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

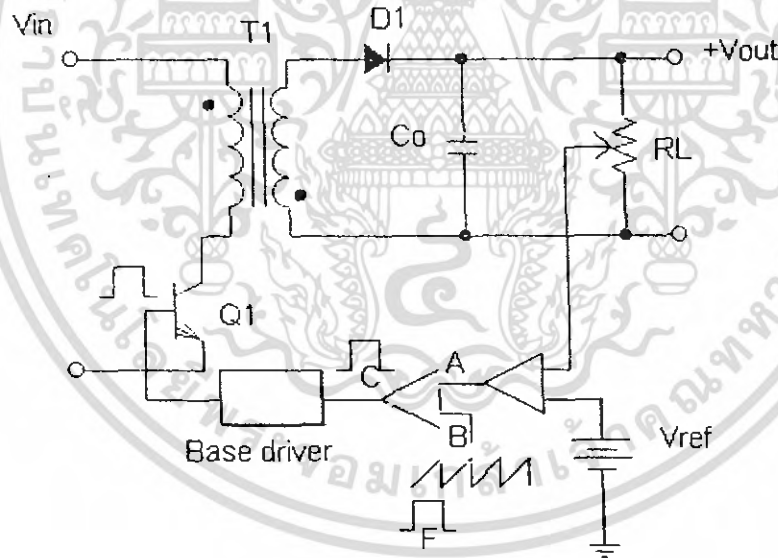
ในทางปฏิบัติความเหนี่ยวนำที่เป็นภาระของวงจรจะมีค่าจำกัดและมีความต้านทานของขดลวด ดังนั้นกระแสที่ภาระของวงจรมันจะแปรตามค่าของความต้านทาน R และความเหนี่ยวนำ L

2.3 วงจรควบคุม (Controlled Switch Circuit)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะตามการทำงานของวงจรควบคุม คือ โหมคควบคุมจากแรงดันและโหมคควบคุมจากกระแส

2.3.1 วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน

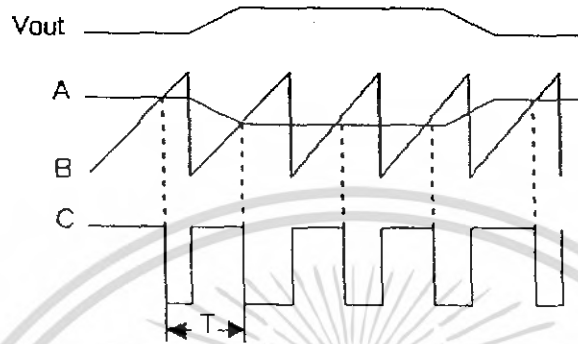
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมคนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลักวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมคควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.9 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดย วงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีความยาวคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

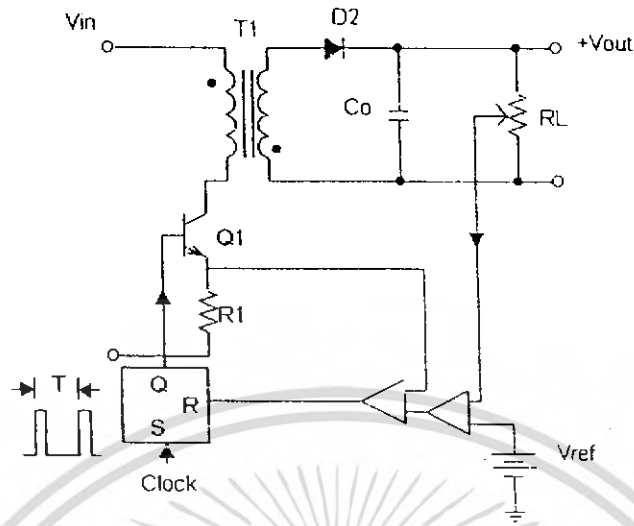


รูปที่ 2.10 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันที่ป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลของความแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน จึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีการเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมกระแสมีข้อดีมากกว่าโหมดควบคุมแรงดัน แต่ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเช่นเดียวกัน ดังแสดงวงจรรังรูป



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เริ่มแรกพิจารณาว่า เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่างมีค่าเป็น V_{ref} จะมีค่าที่เมื่อวงจรทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณพิกาสรางสัญญาณพิกาสที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรแลทซ์ขา Q จึงมีสถานะเป็นหนึ่ง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะเริ่มนำกระแสทำให้มีกระแสไหลผ่านขด primary และ R_s ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อม R_s ถ้า V_s ที่เกิดขึ้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับ V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ เมื่อค่าของ V_s มีค่าเพิ่มมากกว่า V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็นหนึ่ง และ ไปกระตุ้นขา R ของวงจรแลทซ์ ทำให้ขา Q มีสถานะเป็นศูนย์ และทำให้ Q1 หยุดนำกระแสจนกว่าที่ขา S ของวงจรแลทซ์จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณพิกาสอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจรแลทซ์จะถูกควบคุมโดย V_s ถ้าค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น V_s จะมีค่าเพิ่มมากกว่า V_{ref} ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลง ทรานซิสเตอร์นำกระแสน้อยลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันเอาท์พุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง V_s จะเพิ่มขึ้นได้ซ้ำ ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์เพิ่มขึ้น Q1 ก็นำกระแสเพิ่มมากขึ้นจะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์ สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุทได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับของแรงดันเอาท์พุท จึงทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว เมื่อดูจากวงจรรวมคือมีส่วนของวงจรขยายความแตกต่าง เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่างจะมีค่ามากขึ้น ทรานซิสเตอร์ก็จะนำกระแสได้มากขึ้น เพื่อให้ V_s มากกว่าแรงดันเอาท์พุท

ของวงจรขยายความแตกต่าง ก็จะมีค่าลดลง Q1 จึงนำกระแสย่อยลง ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตไว้ได้เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลด

2.4 วงจรขับ

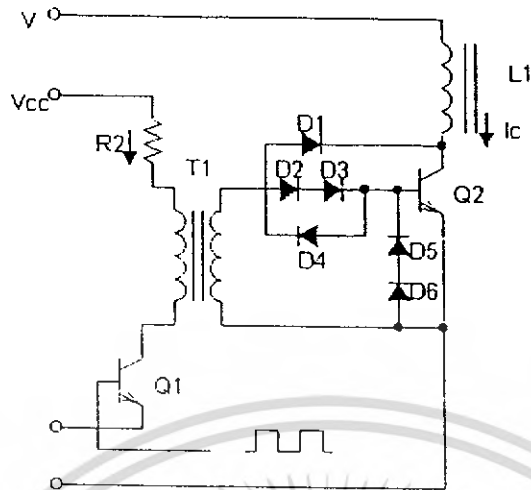
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องการกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสที่ไบอัสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรนำกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะ คือ วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสจนถึงจุดอิ่มตัว แต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

- วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อเกิดประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันคดคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1 – 8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10: 1 ถ้ามีแรงดันที่ขด primary ค่า 10 – 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ ดังแสดงดังรูป

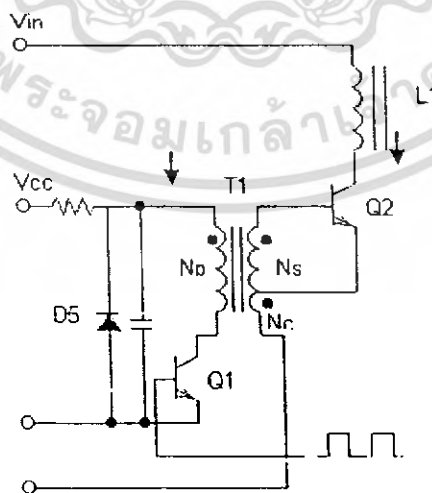
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมปี

- วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์

วงจรขับกระแสไบอัสเป็นที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาที่เริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมปีที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงดังรูป



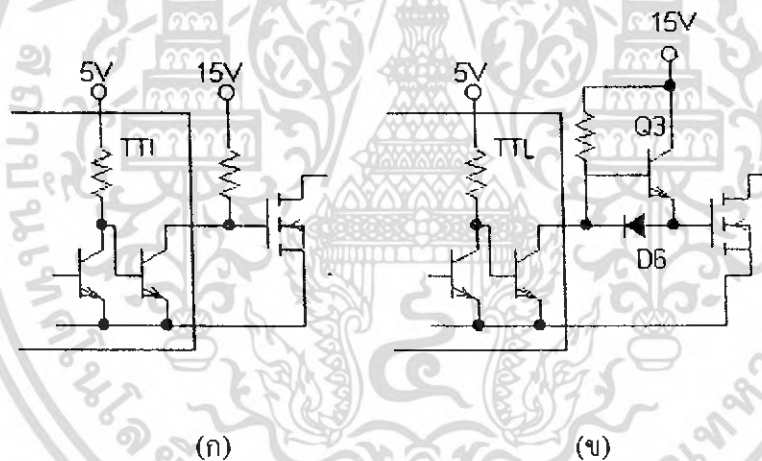
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์

2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ในการนำกระแส นั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัส ในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์ส ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคั่นคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนแปลงของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตให้เป็นไปได้อย่างรวดเร็ว



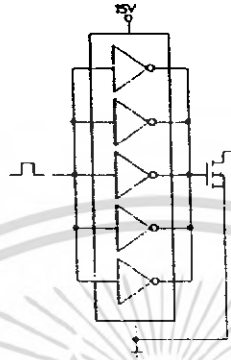
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.14 (ก) แสดงวงจรขับด้วย ไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเลกเตอร์เปิด การต่อพูลอัพริซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้เร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมักมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสนิ่งถูกจำกัดด้วยพูลอัพริซิสเตอร์

รูปที่ 2.14 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่ม

ทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



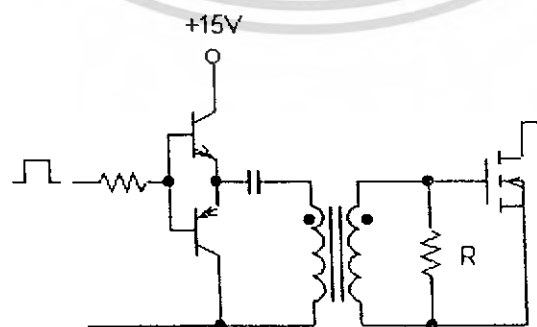
รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนของเอาต์พุตไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 – 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 – 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์และฟูล-บริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและชุดวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูป

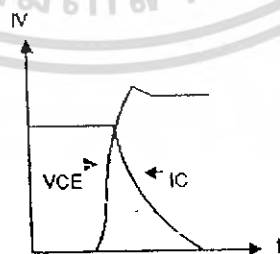
วงจรแปลงผันแบบควบคุมเฟสชนิดเฟสเดียวเป็นวงจรที่เหมาะสมกับการควบคุมที่ต่ำกว่า 10 กิโลวัตต์ เนื่องจากที่กำลังงานสูงๆจะนิยมวงจรแปลงผันชนิดหลายเฟสเพราะให้กำลังงานที่ต่อเนื่องกว่า ตัวอย่างของการใช้งานวงจรแปลงผันแบบควบคุมเฟสชนิดเฟสเดียวมักพบได้ในวงจรขับนำมอเตอร์บางชนิด วงจรแหล่งจ่ายแบบสวิตชิง วงจรควบคุมแสงสว่าง วงจรประจุแบตเตอรี่ วงจรปรับเรกกูเรเตอร์สำหรับมอเตอร์ไฟสลัม เป็นต้น อีกทั้งสามารถนำมาวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆของวงจรแปลงผันแบบควบคุมเฟส เช่น การสับเปลี่ยนกระแส ผลของเรกกูเรชัน การผันกลับ และค่าตัวประกอบกำลัง

2.5 วงจรสับเบอ (Snubber Network)

วงจรสับเบอเป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอนี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจรสับเบอช่วงหยุดนำกระแส และวงจรสับเบอป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอทั่วไปจะประกอบด้วยต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

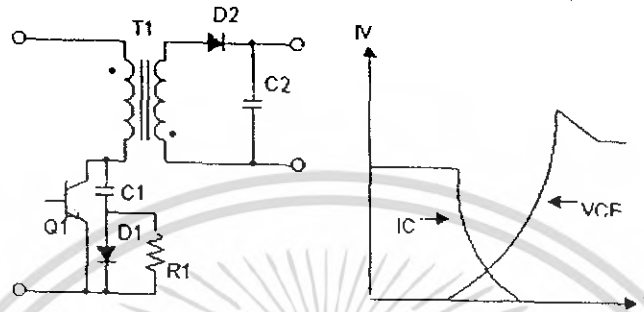
2.5.1 วงจรสับเบอช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแสก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว ดังรูป 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ และอีมีคเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 และคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

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

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

เมื่อ	I_p	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{in}	คือ	ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
	T_{on}	คือ	ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	T_{off}	คือ	ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคายประจุของ C_1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 ดังนั้นตัวต้านทาน R จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R_1 หาได้จาก

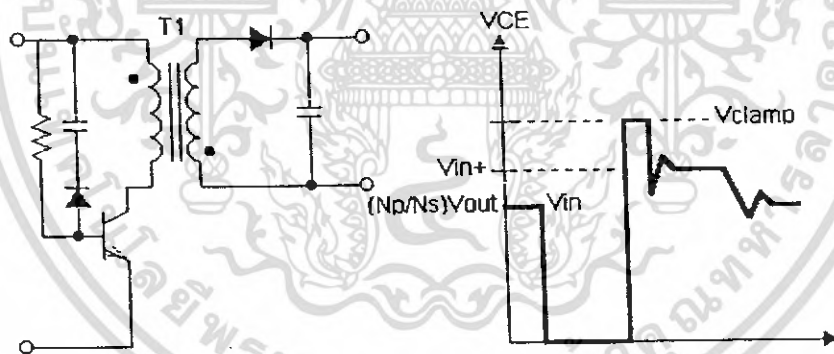
$$P_d = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และทำให้เกิดความเสียหายขึ้น

วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอร์สามารถต่อได้ดังรูป 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดัน

สไปล์มีค่าลดต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R ดังนั้นแรงดันตกคร่อมที่คอลลีเกเตอร์ จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอ์นี้ทำงาน โดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแ่งอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปล์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} CV_c^2 = \frac{1}{2} LI_p^2$$

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ceo} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{LI_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2}$$

เมื่อ	L_i	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำแ่งที่เกิดจากฟลักซ์รีวของขดไพรมารี
	I_p	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{ceo}	คือ	อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{clamp}	คือ	ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{f_{off(min)}}{2 * 3 * C}$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\langle (1/2) LI_p^2 \rangle}{T}$$

เมื่อ	T	คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	T_{off}	คือ	ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ

ต้องการทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาที่ถือตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์ – ริกัพเวอร์และอุลตราฟาสต์ – ริกัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์ – ริกัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาที่คืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์ – ริกัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์ – ริกัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาที่คืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆและกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์ – ริกัพเวอร์และอุลตราฟาสต์ – ริกัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาที่คืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

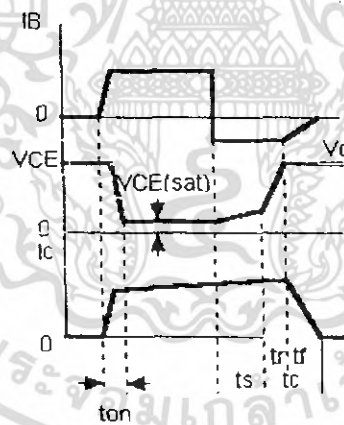
ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะของสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce}(sat)$ ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมที่ตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามตามช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมันจะมีค่าต่ำ กำลังงานขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ ดังนั้นเมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลานี้ t_s เรียกว่าช่วงเวลาสะสม (Storage Time) และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มมากขึ้น และจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่า เมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลงกระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่าช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสที่นี้อาจประมาณได้จาก

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

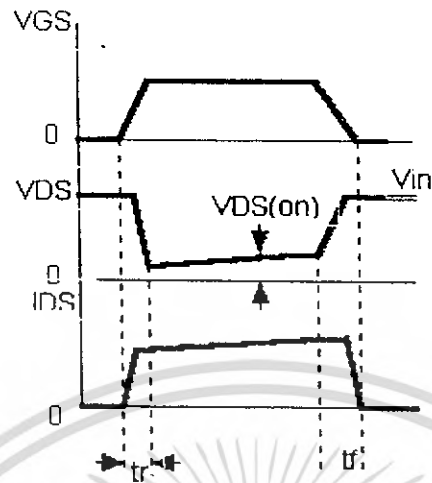
เมื่อ	$Pd(sw)$ คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	V_{cc} คือ	แรงดันดักคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
	I_{pk} คือ	ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
	t_c คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
	T คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดคูลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช - พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า P-ch

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันดักคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูป 2.21



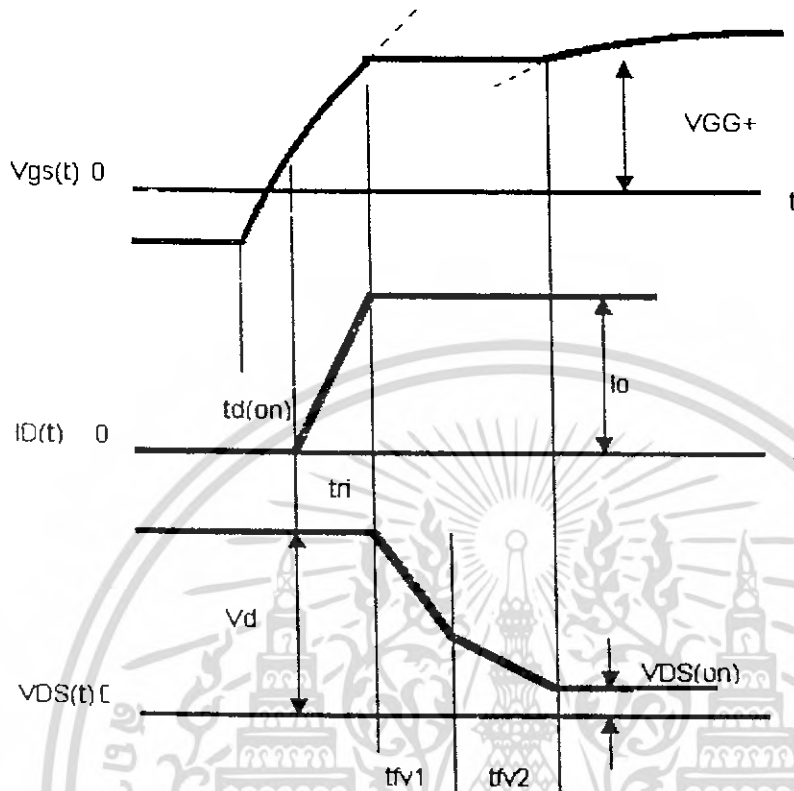
รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.5 ไอจีบีที

ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor) เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ กำลังมีค่า Conduction ต่ำเวลาในการสวิตช์ซึ่งช้า และมีศักดาพังทลายกำลังมีค่า V_{BO} สูงและสามารถเกิดศักดาพังทลายครั้งที่ 2 ได้เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูงขึ้น สำหรับมอสเฟตกำลังจะมีค่า Conduction สูงซึ่งขึ้นกับค่าของ (R_{DS}) เวลาในการสวิตช์ซึ่งเร็ว แต่มีศักดาพังทลาย V_{BO} ต่ำดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนา ข้อดีของ BJT + MOSFET รวมกันเป็นอุปกรณ์ขึ้น สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้า I_D, V_{DS} จะเหมือนกับทรานซิสเตอร์แต่ใช้ศักดาไบอัส V_{GS} โดยอุปกรณ์เริ่มทำงานเมื่อ $V_{GS} > V_T$

$$V_{DS(on)} = V_{j1} + V_{drift} + I_D R_{channel}$$

คุณสมบัติสวิตช์ซึ่งในวงจรสแต็บควาน์คอนเวอร์เตอร์จะเป็นดังรูปข้างล่างนี้

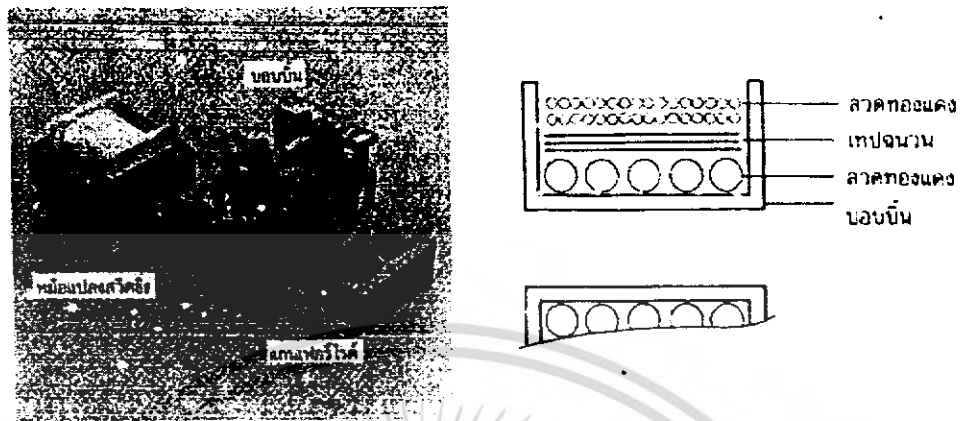


รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะขณะเร่งขึ้นและกระแสในสภาวะ turn on ของ IGBT

2.7 หม้อแปลงสวิตชิง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องคำนึงถึง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดใน ส่วนนี้

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงไว้ในรูปที่ 2.23 โดยมีรายละเอียดดังนี้



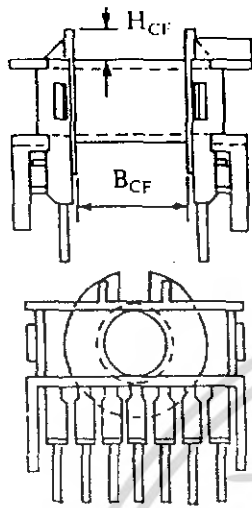
รูปที่ 2.23 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตติง และการพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาบนบอบบิ้น

2.7.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตติงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

2.7.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนสูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 2.24 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาหักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



CORE TYPE	A_w (cm ²)	B_{CF} (mm)	H_{CF} (mm)	l_w (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	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

A_w = พื้นที่ของพื้นที่ขดลวด

B_{CF} = ความยาวแกนที่พื้นที่ขดลวดได้

H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

l_w = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 2.24 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EC

2.7.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไฟรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซิ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พื้นที่นั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ไหลผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

2.7.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซิ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จุดขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซิ่งเป็นหลัก

2.7.5 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

- ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตซิ่ง โดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI,EE,ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกอบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การ

ประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบกันได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 2.25

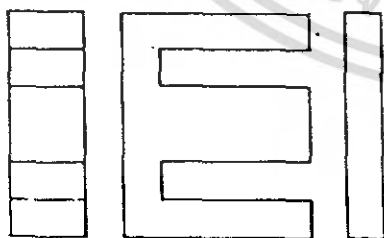
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนบอบบิ้น POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งาน ได้อีก เช่น แกนแบบ RM , PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่กล่าวถึง

- ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วย ถึงแม้ว่าจะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มา แกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์คุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hyteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

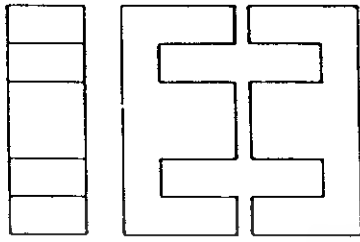
CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7



EI

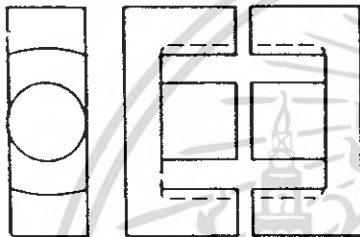
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



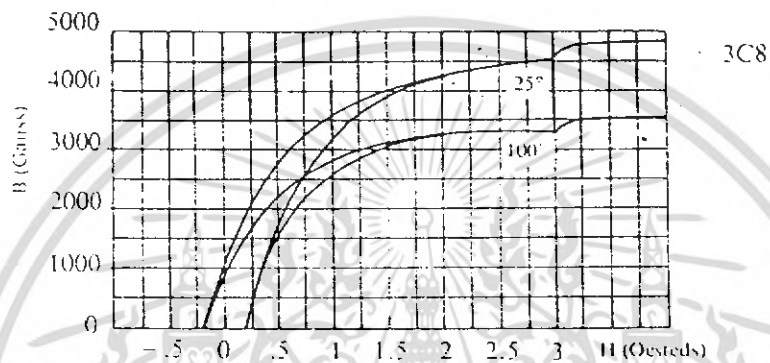
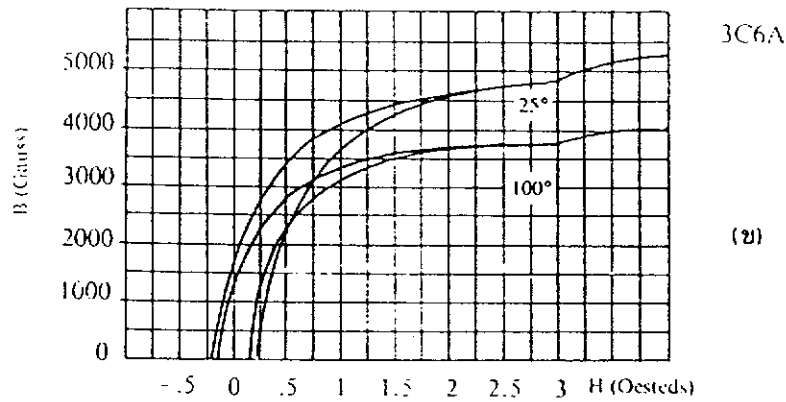
ETD

รูปที่ 2.25 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ แบบ EE,EI และ ETD

2.7.6 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysterisis Curve)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 2.26(ก) และ 2.26(ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส ของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปที่จะเห็นว่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส เพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส ของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8(ก) และ 3C6A
รูปที่ 2.26 (ข) แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส ซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟ
ซีกบน และซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะใช้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังในรูปที่ 2.26 (ก)

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ให้เกิดการ
อิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่น
ฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนา
แน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

2.7.7 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นกับจำนวนรอบของขดลวด
ไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p A_c}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	ΔB	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์
	V	คือ ค่าแรงดันที่คดคร่อมขดไพรมารี เป็น โวลต์
	N_p	คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็น รอบ
	A_c	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ตารางเซนติเมตร
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันคดคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์จะต้องไม่อิ่มตัวในขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงาน จะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ค่าที่สุด

หมายเหตุ การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ΔB ให้กำหนดเป็น 2 เท่าของค่าที่อ่านได้จากกราฟ ($2 \times \Delta B$) และค่า ΔB ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ AB คอนเวอร์เตอร์

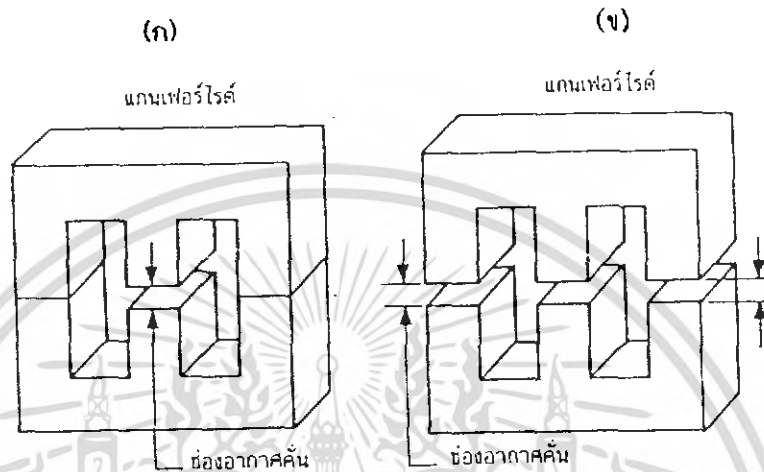
2.7.8 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w)

2.7.9 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI,ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 2.27(ก) และ (ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 2.27 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะของช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขีดแกนกลางออกเอง เพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

2.7.10 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโซค

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุทโซค มันจะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่วงที่มีการสะสม

พลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซลาร์ ดังนั้นพลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LIP(pk) = \frac{B_{(max)}^2 \cdot I_g \cdot A_e \times 10^{-8}}{0.4\pi}$$

โดยที่ I_g คือ ระยะห่างช่องอากาศกันแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเซนติเมตร
 A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
 $B_{(max)}$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ในแกน เป็นเกาส์
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารีของหม้อแปลง หรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุตโซลาร์ เป็นเฮนรี่ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L

เป็นแอมป์

ค่าของ $B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศกัน I_g หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_e เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติ การเพิ่มระยะช่องอากาศกันจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งและเอาต์พุตโซลาร์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะของช่องอากาศกันสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวด เพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ

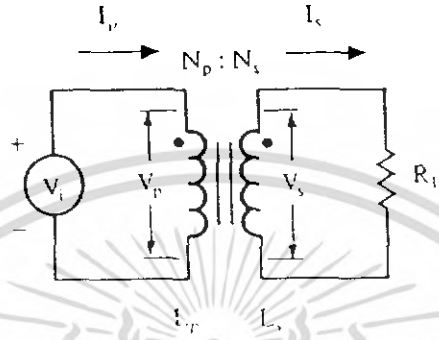
$$N = \frac{B_{max} \cdot I_g}{0.4\pi \cdot I_{p(pk)}}$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซลาร์

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัดและอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในขดลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซลาร์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศกัน หรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

2.7.11 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.28 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.28 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{L_p / L_s}$$

เมื่อ	N_p	คือ	จำนวนรอบของขดไพรมารี		
	N_s	คือ	จำนวนรอบของขดเซคันดารี		
	V_p	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี	V_s	คือ ค่าแรงดันตกคร่อม
ขดเซคันดารี					
	L_p	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี		
	L_s	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี		
	I_p	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี		
	I_s	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี		

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลง เนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุท V_i และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และทำให้มีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

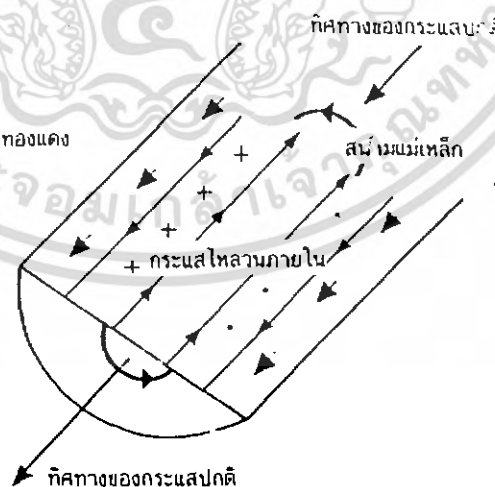
2.7.12 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะใช้ขดลวดทองแดงอาบนํ้ายา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตช์ซึ่ง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้ง การเรียงซ้อนกันของขดลวดก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน ค่ากำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม ก็เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

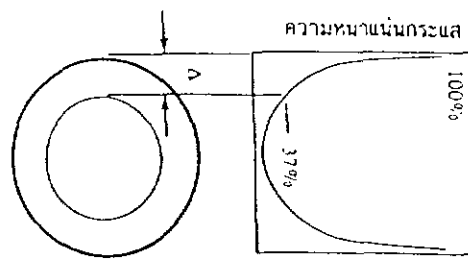
2.7.13 ผลจากการนำกระแสเพียงแต่ที่ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลเวียนของกระแสไหลวนเหล่านี้ จะทำให้เกิดกระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 2.29

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงและมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 2.29 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง



รูปที่ 2.30 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อลวดทองแดง จนมาถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.30 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 องศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

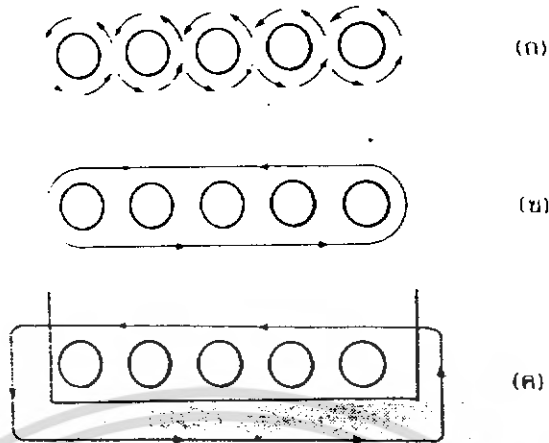
$$\Delta = \frac{5.62}{f} \text{ (มิลลิเมตร)}$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาแน่นผิวนำกระแสเป็นมิลลิเมตร
 f คือ ความถี่ของกระแสเป็นกิโลเฮิร์ตซ์

2.7.14 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

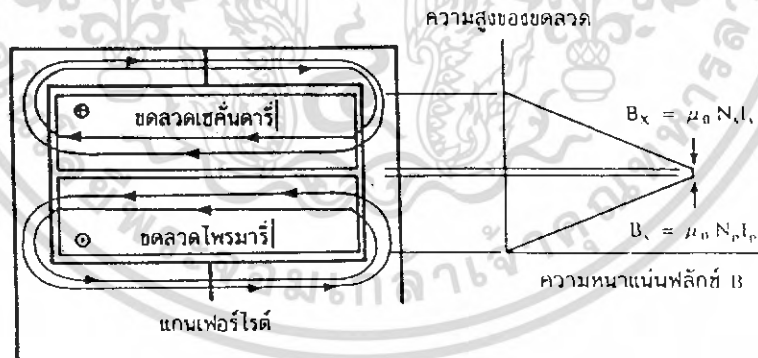
ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability, μ (นิว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกน ซึ่งจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่โดยความเป็นจริงแล้ว จะยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้อธิบายต่อไป

รูปที่ 2.31 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 2.31 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 2.31 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



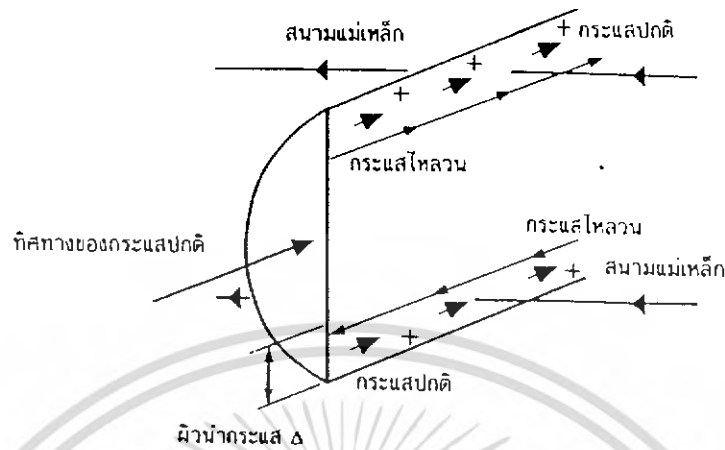
รูปที่ 2.31 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 2.31 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนในลวดทองแดง



รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

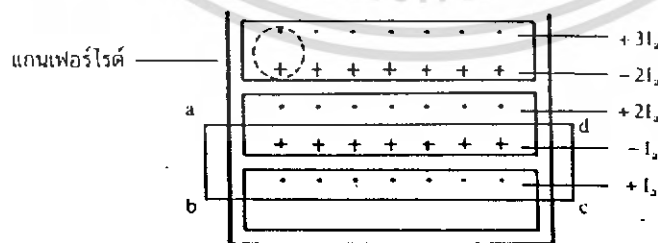
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยังมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกนฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นจึงทำให้กระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 2.34 แสดงการเปรียบเทียบของลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง สำหรับพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ $+I_1$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้องกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์(สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวที่นำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (mHd) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_1$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_1$ และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_1$ ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_1$ และค่ากระแสที่ผิวบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบซิมิกอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย

จากทฤษฎีในบทที่ผ่านมาสามารถสรุปได้ว่าแหล่งจ่ายไฟแบบซิมิกอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย ประกอบด้วยวงจรพื้นฐานที่สำคัญ ได้แก่ วงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว (1-Phase SCR Control) , วงจรควบคุมแรงดัน (Voltage Control) , วงจรเพิ่มแรงดัน (Voltage Doubler) , ชุดวงจรซิมิกอนเวอร์เตอร์และชุดวงจรกรองแรงดัน

3.1 ส่วนประกอบของวงจรภายในวงจรต่างๆ

3.1.1 วงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

3.1.1.1 ส่วนสร้าง duty cycle

3.1.1.2 ส่วนควบคุมกระแส

3.1.1.3 ส่วนภากรับกระแส

3.1.1.4 ส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน

3.1.1.5 ส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

3.1.2 วงจรควบคุมแรงดันไฟสูง

3.1.2.1 ส่วนสร้างแรงดันไฟตรง

3.1.2.2 ส่วนรีเลย์สวิตช์

3.1.3 วงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง

3.1.3.1 ส่วนกระตุ้นการทำงานของเอสซีอาร์

3.1.3.2 ส่วนขับกระแสและแรงดันให้เอสซีอาร์

3.1.4 ชุดวงจรซิมิกอนเวอร์เตอร์

3.1.4.1 ส่วนเอสซีอาร์และไดโอดเรียงกระแส

3.1.4.2 ส่วนสับเบอร์และป้องกันสัญญาณรบกวน

3.1.5 ชุดวงจรกรองแรงดัน

3.1.5.1 ตัวเก็บประจุสำหรับกรองแรงดัน

3.1.5.2 ไดโอดสำหรับป้องกันกระแสไหลย้อนกลับ

3.2 วิธีในการเลือกใช้อุปกรณ์ในทางปฏิบัติ

3.2.1 การเลือกขนาดหม้อแปลง (Transformer)

การเลือกขนาดของหม้อแปลงจะพิจารณาอยู่ 2 อย่าง คือ ขนาดของกระแสและแรงดันที่เอาท์พุท โดยการเลือกขนาดของกระแสจะเลือกที่ใช้กระแสของอุปกรณ์ต่างๆที่อยู่ในวงจรเพื่อ

ให้อุปกรณ์ในวงจรทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ขณะที่แรงดันจะพิจารณาจากหน้าที่หลักของวงจร เพื่อให้การทำงานของวงจรทำงานได้ตามหน้าที่ของวงจร

3.2.2 การเลือกขนาดของบริดจ์ไดโอด (Bridge Rectifier)

ในการเลือกขนาดของบริดจ์ไดโอดจะพิจารณา 2 อย่าง คือ ขนาดของกระแสและขนาดของแรงดัน โดยการเลือกขนาดของกระแสจะเลือกให้บริดจ์ไดโอดทนกระแสสูงสุดได้มากกว่ากระแสที่หม้อแปลงจ่ายประมาณ 1.8 เท่า ขณะที่การเลือกขนาดของแรงดันจะเลือกให้บริดจ์ไดโอดทนแรงดันสูงสุดได้มากกว่าแรงดันที่หม้อแปลงจ่ายประมาณ 2 เท่า

3.2.3 การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ (Capacitor)

การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุจะพิจารณา 2 อย่าง คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุและค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุทนได้ ซึ่งขึ้นกับหน้าที่ของตัวเก็บประจุในวงจร

3.2.4 การเลือกขนาดของตัวต้านทาน

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

$$P_D = I^2 R = \frac{V^2}{R} = IV$$

3.2.5 การเลือกขนาดของไดโอด

การเลือกตัวไดโอดจะพิจารณาจากการทนกระแสและแรงดันขณะไบอัสตรง (Forward Bias) และไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) ที่ตัวไดโอด

3.2.6 เอสซีอาร์

ในการเลือกตัวเอสซีอาร์มาใช้งานพิจารณาจากแรงดันและกระแสของเกตที่มากระตุ้นการทำงานของเอสซีอาร์ (Trigger Voltage) แรงดันที่เอสซีอาร์ทนได้เมื่อไม่มีแรงดันที่เกตมากระตุ้นการทำงาน และกระแสที่ทนได้เมื่อเอสซีอาร์มีแรงดันที่เกตมากระตุ้นการทำงาน รวมถึงความเร็วในการทำงานของเอสซีอาร์ การทนกำลังงานของเอสซีอาร์

3.2.7 เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET)

การเลือกเพาเวอร์มอสเฟตจะพิจารณาจากชนิดของมอสเฟต คือ เป็นเอ็นชาเนลมอสเฟตชนิดเอนฮานซ์เมนต์ ในการพิจารณาจะคิดจากแรงดันเกต-ซอร์ส แรงดันเดรน-ซอร์ส และแรงดันเกต-เดรน จะคิดจากแรงดันเกต-เทรตโซลด์เป็นหลัก กระแสเดรน การทนกำลังงานของเพาเวอร์มอสเฟต และความเร็วในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.8 ซีเนอร์ไดโอด

ในการเลือกซีเนอร์ไดโอด จะพิจารณาที่ย่านแรงดันพังทลาย ว่าสามารถรักษาระดับแรงดันได้ค่าโวลต์มากน้อยเพียงใด และการทนกระแสย้อนกลับที่ไหลผ่านเมื่อให้ไบอัสย้อนกลับ โดยซีเนอร์ไดโอด มีหน้าที่รักษาระดับแรงดันเมื่อได้รับ ไบอัสย้อนกลับ(Reverse Bias)

3.2.9 ไอซีออปแอมป์

ไอซีออปแอมป์มีหน้าที่ คือ เป็นตัวเปรียบเทียบระดับระดับแรงดัน (Comparator) เป็นหลัก จะพิจารณาจากแหล่งจ่ายไฟซึ่งส่วนมากเป็น แหล่งจ่ายไฟเดี่ยว(Single Supply) ขนาด 15 โวลต์ ขณะทำงานจะพิจารณาจากแรงดันและกระแสที่เข้ามาที่ตัวออปแอมป์ทั้งขาบวกและขาลบว่าสามารถทนได้ขนาดเท่าไร อีกทั้งต้องพิจารณาว่าสามารถทนแรงดันออฟเซทได้ขนาดเท่าไร และแรงดันและกระแสที่ออกมาจากตัวออปแอมป์ การตอบสนองทางความถี่ที่อินพุตและเอาต์พุต ซึ่งจะใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM 324 มีออปแอมป์ 4 ตัวอยู่ในไอซีออปแอมป์ สามารถตอบสนองความถี่ที่วงจรต้องการ ได้

3.2.10 แรงดันควบคุมการออสซิลเลท (Voltage Controlled Oscillator)

การพิจารณา Voltage Controlled Oscillator (VCO) จะพิจารณาจากแรงดันที่เอาต์พุตของไอซี ชนิดของสัญญาณและความถี่ โดยแรงดันที่ต้องการประมาณ 15 โวลต์ ชนิดของสัญญาณจะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม ที่มีช่วง Rise Time และ Fall Time สั้นมากๆ ความถี่ที่ต้องการอยู่ในช่วง 37 – 38 KHz โดยความถี่ที่ได้ต้องมีความแม่นยำและมีความเสถียรสูง มีความคลาดเคลื่อนของสัญญาณน้อย การต่อจะเป็นแบบแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว(Single Supply) โดยจะใช้แรงดันป้อนผ่านความต้านทานและตัวเก็บประจุ ซึ่งความถี่จะเปลี่ยนตามค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังสมการ

$$f = \frac{1}{R_3 C}$$

3.2.11 โฟโต้ทรานซิสเตอร์

ในวงจรทำหน้าที่เป็นตัวแยกโคด (Isolated) ระหว่างวงจรควบคุมเซตซีอาร์ชนิดเฟสเดียวกับวงจรควบคุมแรงดัน โครงสร้างภายในจะมีไดโอดเปล่งแสงทำหน้าที่เสมือนเบส และมีส่วนคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ เมื่อไบอัสตรงเข้าที่ไดโอด ตัวไดโอดจะเปล่งแสงไปกระตุ้นส่วนคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ ให้นำกระแสได้ จะพิจารณาจากค่าแรงดันไบอัสตรงที่ส่วนไดโอด แแรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{CE}) การทนกระแสในส่วนคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ และอัตราขยาย(H_{FE})

3.2.12 Dual Precision Retriggerable / Resettable Monostable Multivibrator

โครงสร้างภายในจะเป็นเกตแลตซ์ทริกเกอร์ (Latch Trigger) ซึ่งแลตซ์จะมี 2 อินพุต 2 เอาต์พุต และรีเซต ในการพิจารณาจะพิจารณาจากลักษณะของการตอบสนองของสัญญาณขาเข้าทางอินพุตสามารถตอบสนองความถี่ได้ในช่วงกว้าง ใช้แหล่งจ่ายขนาด 3-18 โวลต์ในด้านอินพุต

แรงดันสูงจะมีค่า 11 โวลต์และด้านอินพุทแรงดันต่ำจะมีค่า 1.5 โวลต์ โดยเอาท์พุทจะมาจากการตรวจจับสัญญาณที่ขอบขาขึ้นของอินพุทกับระดับแรงดันอ้างอิงและสัญญาณที่ขอบขาลงของอินพุทกับระดับแรงดันอ้างอิง แรงดันอ้างอิงมาจากการประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุที่อยู่กับแลตซ์ ในด้านเอาท์พุทแรงดันสูงจะมีค่า 15 โวลต์ และด้านเอาท์พุทแรงดันต่ำจะมีค่า 0 โวลต์ เอาท์พุทที่ 1 จะเป็นผลลัพธ์จากการกระทำทางด้านอินพุท เอาท์พุทที่ 2 จะเป็นผลลัพธ์จากการกระทำทางด้านเอาท์พุทที่ 1 กับ Voltage Controlled Oscillator ทั้งด้านอินพุทและเอาท์พุทสามารถทนกระแสได้ 10 mA และจะมีขาริเซทเมื่อริเซทเป็นศูนย์จะทำการริเซทแลตซ์ แต่ถ้าริเซทเป็นหนึ่งจะไม่มีการริเซทแลตซ์

3.2.13 ไคแอก

ในการเลือกตัวไคแอกมาใช้งานจะพิจารณาจากการทนแรงดันและการจ่ายกระแสของตัวไคแอก ซึ่งไคแอกจะทำงานเมื่อมีการให้ไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) กับตัวไคแอกจนถึงค่าแรงดันพังทลายของตัวไคแอก (Breakover Voltage) จะทำให้สามารถนำกระแสได้

3.2.14 รีเลย์

การเลือกใช้รีเลย์จะพิจารณาจากขนาดของแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดภายในตัวรีเลย์ซึ่งทำให้ตัวรีเลย์สามารถเปลี่ยนสถานะของหน้าสัมผัสได้ คุณสมบัติอีกประการหนึ่งที่จะต้องพิจารณาคือ หน้าสัมผัสว่าสามารถทนแรงดันและกระแสที่จะผ่านหน้าสัมผัสได้ขนาดเท่าใด

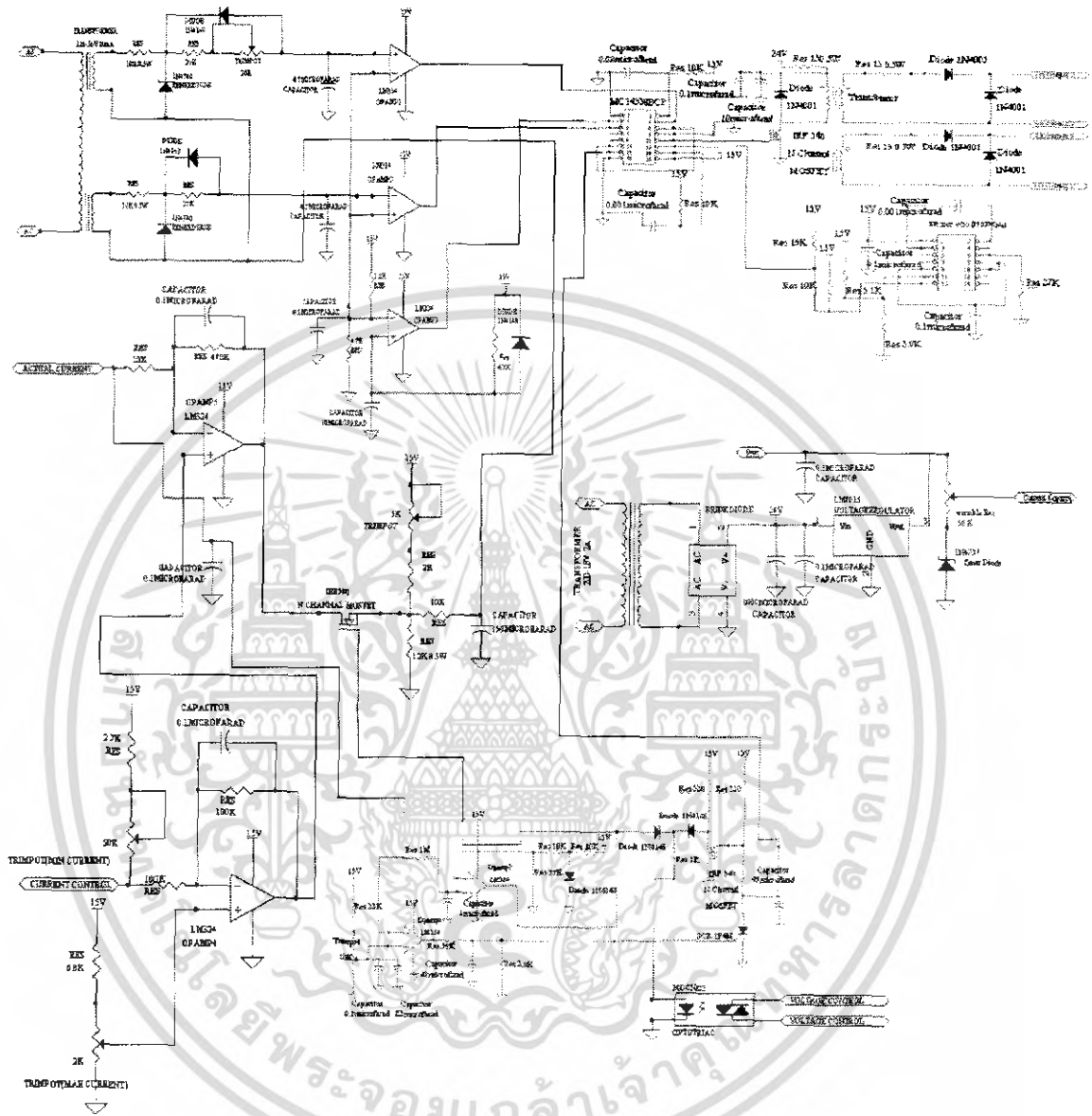
3.2.15 ไตรแอก

ในการเลือกตัวไตรแอกมาใช้งานพิจารณาจากแรงดันและกระแสของเกตที่มากกระตุ้นการทำงานของไตรแอก (Trigger Voltage) ขนาดแรงดันในสองทิศทางที่ไตรแอกทนได้เมื่อไม่มีแรงดันที่เกตมากระตุ้นการทำงาน และกระแสที่ทนได้เมื่อไตรแอกมีแรงดันที่เกตมากระตุ้นการทำงาน รวมถึงความเร็วในการทำงานของไตรแอก การทนกำลังงานของไตรแอก

3.3 กระบวนการออกแบบวงจร

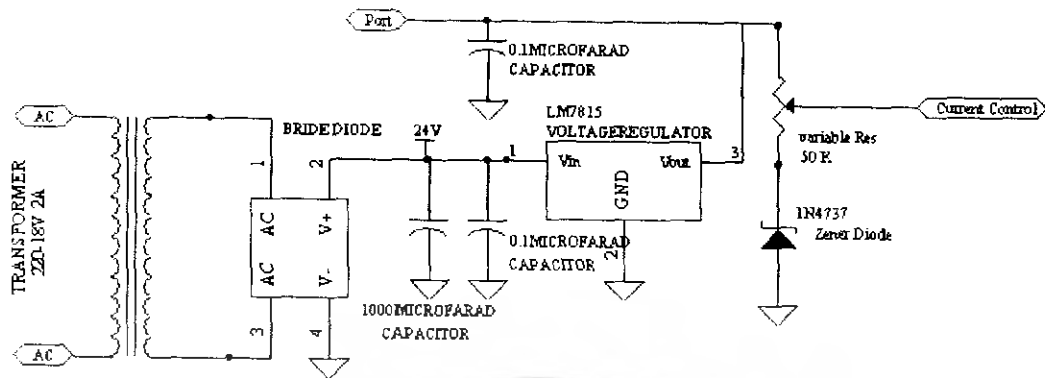
3.3.1 วงจรส่วนสร้าง duty cycle

ในวงจรส่วนนี้จะมีการสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงขนาด 15 V คงที่เพื่อจ่ายให้กับวงจรต่างๆ และนำไปเป็นส่วนควบคุมกระแสของวงจรส่วนควบคุมกระแสโดยใช้หม้อแปลงขนาด 220V – 18 V ขนาด 2A ต่อบริดจ์และตัวเก็บประจุเพื่อปรับให้เป็นไฟกระแสตรง นำค่าแรงดันที่ตำแหน่งตัวเก็บประจุไปจ่ายให้กับหม้อแปลงของส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

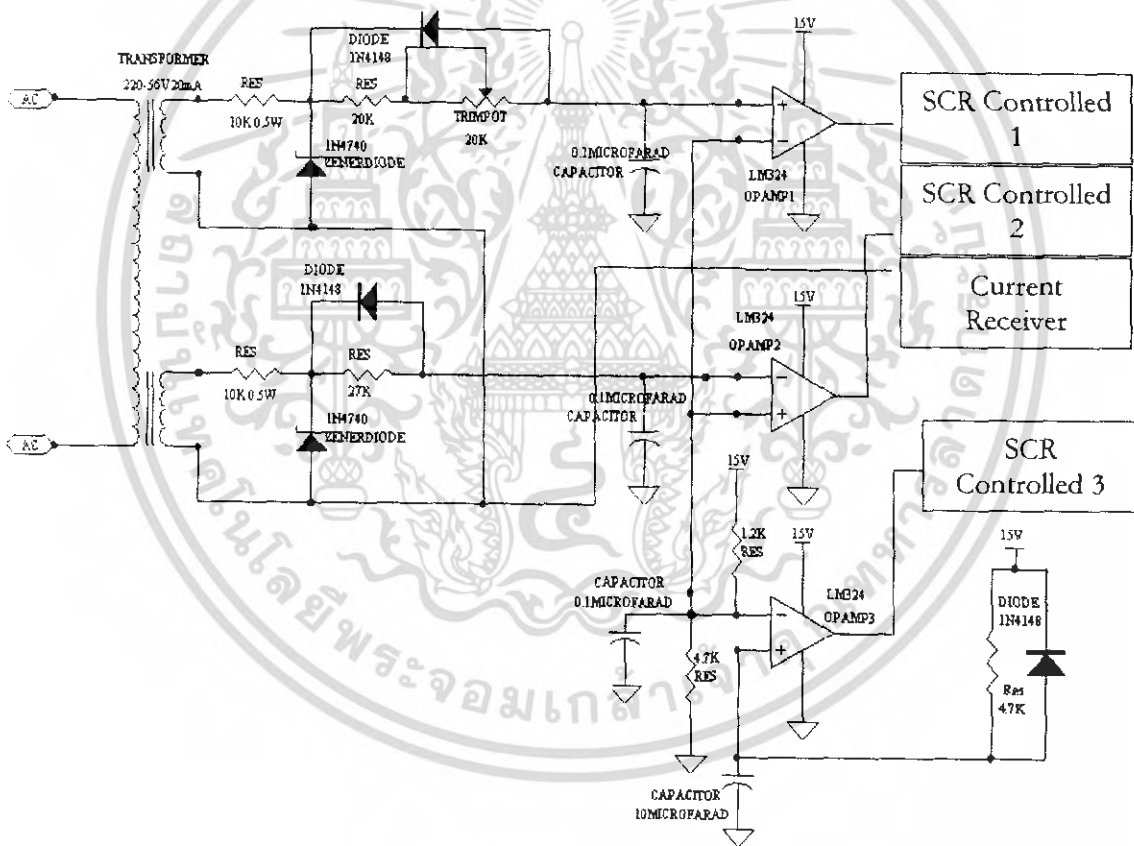


รูปที่ 3.1 แสดงวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรจ่ายแรงดันคงที่ 15V



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรจรรยาส่วนสร้าง duty cycle

จากวงจรจะใช้หม้อแปลงที่มีขด Primary 220-0 V_{RMS} และขด Secondary 56-0 V_{RMS}
กระแส 20 mA จำนวน 2 ขด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ขด Secondary ขดที่ 1 ต่อเข้ากับความต้านทาน 10K เพื่อลดระดับแรงดันและจำกัดกระแส จากนั้นต่อเข้ากับซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N4740 เพื่อรักษาระดับแรงดันไว้ที่ 10 โวลต์ เนื่องจากซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N4740 สามารถรักษาระดับแรงดันไว้ได้ที่ 10 โวลต์ เพื่อเปลี่ยนสัญญาณขาขึ้นเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมขนาด 10 โวลต์ 50Hz จากนั้นต่อเข้ากับตัวเก็บประจุเพื่อเปลี่ยนสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบ Sawtooth ขนาด 10 โวลต์ 50Hz และต่อเข้ากับขาอินพุทบวกของออปแอมป์ตัวที่ 1

ขด Secondary ขดที่ 2 ต่อเข้ากับความต้านทาน 10K เพื่อลดระดับแรงดันและจำกัดกระแส จากนั้นต่อเข้ากับซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N4740 เพื่อรักษาระดับแรงดันไว้ที่ 10 โวลต์ เนื่องจากซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N4740 สามารถรักษาระดับแรงดันไว้ได้ที่ 10 โวลต์ เพื่อเปลี่ยนสัญญาณขาขึ้นเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมขนาด 10 โวลต์ 50Hz จากนั้นต่อเข้ากับตัวเก็บประจุเพื่อเปลี่ยนสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบ Sawtooth ขนาด 10 โวลต์ 50Hz และต่อเข้ากับขาอินพุทลบของออปแอมป์ตัวที่ 2

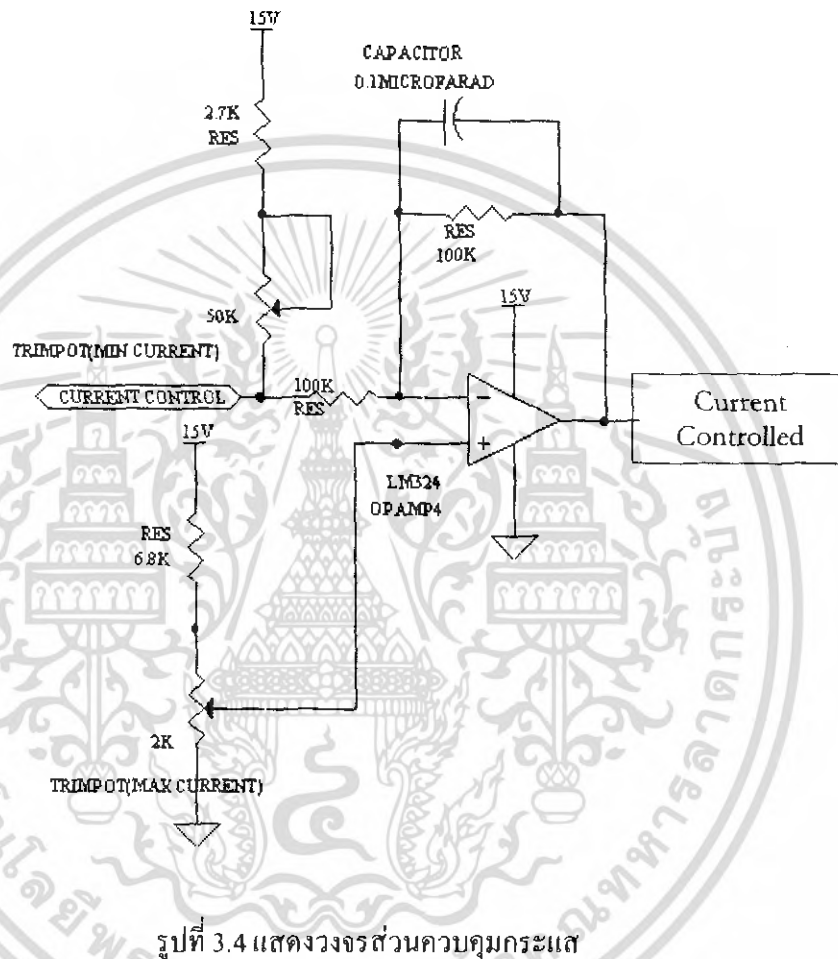
ขณะที่ออปแอมป์ตัวที่ 3 จะมีขาบวกมาจากส่วนรักษาระดับแรงดัน ซึ่งได้แรงดันขนาด 15 โวลต์ และที่ขาลบจะมาจากส่วนแบ่งแรงดันของค่าความต้านทาน 2 ตัว ทำให้ได้แรงดันขนาดประมาณ 11 - 12 โวลต์ คำนวณได้จาก $V = \frac{15 \times 4.7}{4.7 + 1.2} = 11.94 \text{ V}$ และเอาท์พุทของออปแอมป์ตัวที่ 3 ซึ่งเอาท์พุทของออปแอมป์ตัวที่ 3 มีระดับแรงดันไฟตรงขนาดประมาณ 14 โวลต์ จะถูกนำไปต่อเข้ากับขารีเซตของ Dual Precision Retriggerable / Resettable Monostable Multivibrator (ไอซีเบอร์ MC1453BCP)

ขณะที่ขาลบของออปแอมป์ตัวที่ 1 และขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะมาจากขาลบของออปแอมป์ตัวที่ 3 ที่ขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 1 และขาลบของออปแอมป์ตัวที่ 2 จะมีลักษณะของสัญญาณที่เหมือนกันเพียงขนาด แต่เฟสขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 1 และขาลบของออปแอมป์ตัวที่ 2 ต่างกัน $\frac{\pi}{2}$ เรเดียน

ดังนั้นออปแอมป์ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 จะทำหน้าที่เป็นส่วนเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) โดยเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบ Sawtooth ขนาด 10 โวลต์ 50Hz กับ ระดับแรงดันขนาดประมาณ 11-12 โวลต์ ทำให้ที่เอาท์พุทของออปแอมป์เกิดสัญญาณที่มี Duty Cycle ทำให้ออปแอมป์ตัวที่ 1 จะมีส่วนสัญญาณแรงดันสูงเป็นช่วงเวลาสั้นๆ และมีส่วนสัญญาณแรงดันต่ำเป็น

ช่วงเวลายาว และออปแอมป์ตัวที่ 2 จะมีส่วนสัญญาณแรงดันสูงเป็นช่วงเวลายาวและมีส่วนสัญญาณแรงดันต่ำเป็นช่วงเวลาสั้นและจะนำไปต่อที่ขาข้อมูลอินพุทของ Dual Precision Retriggerable / Resettable Monostable Multivibrator (ไอซีเบอร์ MC1453BCP)

3.3.2 วงจรส่วนควบคุมกระแส



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรส่วนควบคุมกระแส

จากวงจรจะใช้ออปแอมป์ตัวที่ 4 โดยขาอินพุทบวกจะมาจากการแบ่งแรงดันของตัวต้านทานชนิดคงที่กับตัวต้านทานปรับค่าได้ (เพื่อให้ได้การปรับค่าความต้านทานได้ละเอียดจะใช้ ความต้านทานปรับค่าได้แบบ trimpot) ขณะที่อินพุทลบจะมาจากจุดเชื่อมต่อระหว่างแรงดันที่ได้จากการเลือกระดับแรงดันของตัวต้านทานปรับค่าได้กับการแบ่งแรงดันของความต้านทาน และนำมาต่อเข้าที่ความต้านทาน 100K จากนั้นจึงต่อเข้าที่ขาลบของออปแอมป์ และที่ขาลบของออปแอมป์ จะมีส่วน Negative Feedback ทำให้สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทบวก แรงดันอินพุทลบ และแรงดันเอาต์พุท ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V^- - 2V^+ = V_{out}$$

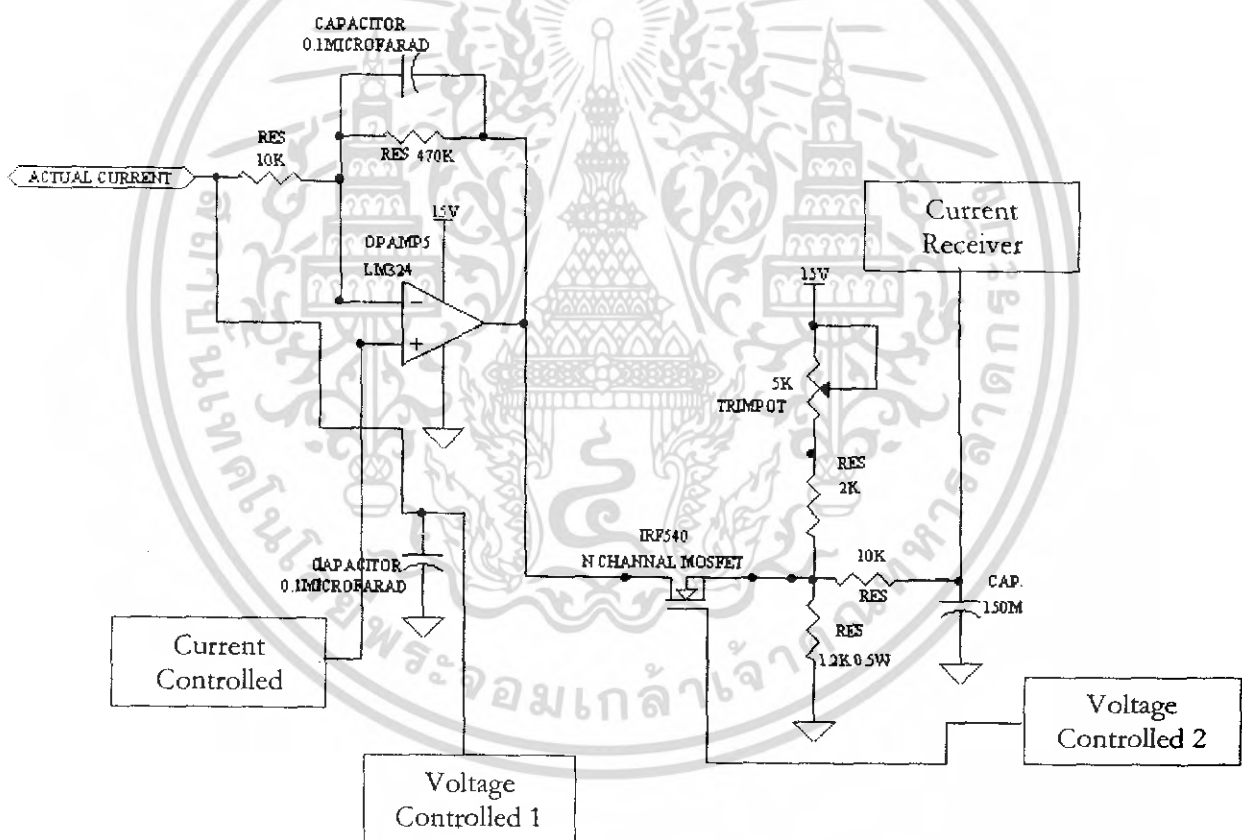
เมื่อ V^- = แรงดันที่จุดเชื่อมต่อระหว่างแรงดันที่ได้จากการเลือกระดับแรงดันของ
ตัวต้านทานปรับค่าได้กับการแบ่งแรงดันของความต้านทาน (V)

V^+ = แรงดันที่มาจากการแบ่งแรงดันของตัวต้านทานชนิดคงที่กับตัวต้านทานปรับค่าได้
(V)

V_{out} = แรงดันที่เอาท์พุท (V)

จากนั้นแรงดันเอาท์พุทจะถูกนำไปต่อกับขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 5

3.3.3 วงจรส่วนภาครับกระแส



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรส่วนภาครับกระแส

จากวงจรจะใช้ออปแอมป์ตัวที่ 5 โดยขาอินพุทบวกจะมาจากขาเอาท์พุทของออปแอมป์ตัว
ที่ 4 ขณะที่อินพุทลบจะมาจากแรงดันที่มาจากโวลต์และนำมาต่อเข้ากับที่ความต้านทาน 10K จากนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงต่อเข้าที่ขาลบของออปแอมป์ และที่ขาลบของออปแอมป์จะมีส่วน Negative Feedback ทำให้สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตบวก แรงดันอินพุตลบ และแรงดันเอาต์พุต ได้ดังนี้

$$47V^- - 48V^+ = V_{out}$$

เมื่อ V^- = แรงดันที่มาจากโหนด(V)

V^+ = แรงดันที่เอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 4 (V)

V_{out} = แรงดันที่เอาต์พุต (V)

จากนั้นแรงดันที่มาจากโหนดจะต่อเข้ากับส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน

ที่เอาต์พุตของออปแอมป์จะต่อเข้ากับขาตรงของเพาเวอร์มอสเฟต ขาซอร์สของเพาเวอร์

มอสเฟตจะต่อกับจุดเชื่อมต่อของระดับแรงดันที่มาจากกรแบ่งแรงดันของความต้านทานและความต้านทานกับตัวเก็บประจุ หน้าที่ของเพาเวอร์มอสเฟตจะทำหน้าที่ขยับระดับแรงดัน (Offset Voltage) ที่ส่วนสร้าง duty cycle ที่ตำแหน่งสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบ Sawtooth เมื่อ Offset Voltage เปลี่ยนแปลงไป สัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมแบบ Sawtooth ที่จะเข้าสู่การเปรียบเทียบแรงดันเมื่อเปรียบเทียบระดับแรงดันแล้วจะทำให้เกิด duty cycle ที่เปลี่ยนแปลงไป โดยเมื่อมีแรงดันที่เกินจนมีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold จะทำให้เกิดกระแสไหลจากเดรนไปซอร์ส โดยค่ากระแสจะขึ้นกับแรงดันที่เดรน ถ้าแรงดันที่เดรนมีค่ามากจะทำให้เกิดกระแสเดรนมากไปประจุตัวเก็บประจุทำให้เกิดแรงดันที่ตัวเก็บประจุมากขึ้นทำให้สามารถขยับระดับแรงดันได้ แต่ถ้าแรงดันที่เดรนมีค่าน้อยจะทำให้เกิดกระแสเดรนน้อย ทำให้การประจุตัวเก็บประจุน้อยลงทำให้ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุนี้น้อยลง

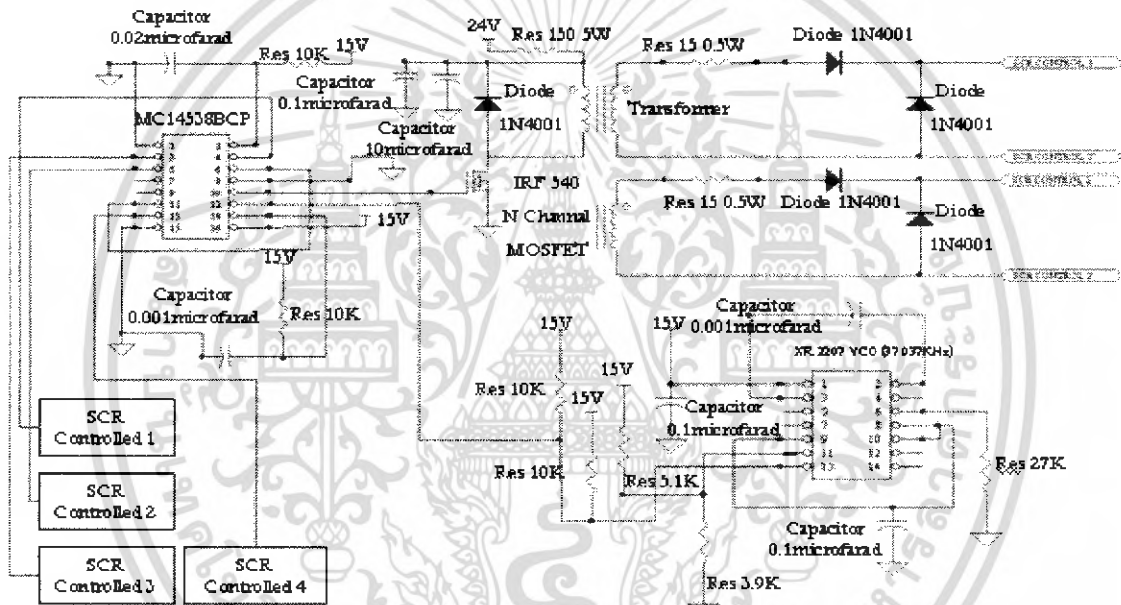
3.3.4 วงจรส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน

จากวงจร แรงดันที่มาจาก โหนดจะต่อเข้ากับส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันที่ตำแหน่งขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 6 และความต้านทาน 1M ที่ต่อเข้าที่ขาบวกของออปแอมป์ตัวที่ 7

ออปแอมป์ตัวที่ 6 ขาบวกจะได้แรงดันมาจากโหนด ขาลบมีแรงดันจากการแบ่งแรงดันของความต้านทานลงที่กับความต้านทานปรับค่าได้ ออปแอมป์ตัวที่ 6 ทำหน้าที่เป็นส่วนเปรียบเทียบแรงดันหากแรงดันที่ขาบวกมีค่ามากกว่าแรงดันที่ขาลบ ที่เอาต์พุตของออปแอมป์จะแสดงค่าแรงดันขาบวก(แรงดันค่ามาก) และแรงดันนี้จะต่อเข้ากับขาเกตของเอสซีอาร์ เพื่อกระตุ้นการทำงานของเอสซีอาร์ เมื่อเอสซีอาร์ทำงาน แรงดันจากแหล่งจ่ายจะจ่ายกระแสผ่านเอสซีอาร์ลงกราวด์ ทำให้แรงดันที่ตัวเก็บประจุที่ต่อที่ขาอินดไม่มีมีการประจุทำให้ไม่เกิดแรงดันไปกระตุ้นขาเรตของ Dual Precision Retriggerable / Resetable Monostable Multivibrator (ไอซีเบอร์ MC1453BCP) และทำให้ไม่มีแรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต(ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตไม่ทำงาน) ส่งผลให้แหล่งจ่ายจ่ายกระแสผ่านไดโอดและเข้าไปที่ไฟโด้ทรานซิสเตอร์ ทำให้ไฟโด้ทรานซิสเตอร์ทำงาน

อยู่กับขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตมีแรงดันเกตมากกระตุ้นเพื่อเตรียมที่จะทำงานเมื่อมีแรงดันเกรน อีกทั้งแรงดันนี้จะมีผลทำให้ไดโอดที่ต่อกับไฟได้ทรานซิสเตอร์ทำงาน และจะมีผลทำให้ไฟได้ทรานซิสเตอร์ทำงาน แต่ถ้าแรงดันที่ขาลบมีค่ามากกว่าแรงดันที่ขาบวก เกาท์พุทของออปแอมป์จะไม่แสดงแรงดัน (แรงดันเป็นศูนย์) เพราะฉะนั้นที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตจึงไม่มีแรงดันมากกระตุ้นการทำงานและจะทำให้ไดโอดที่ต่อกับไฟได้ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน ซึ่งจะมีผลทำให้ไฟได้ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานด้วยเช่นกัน

3.3.5 ส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

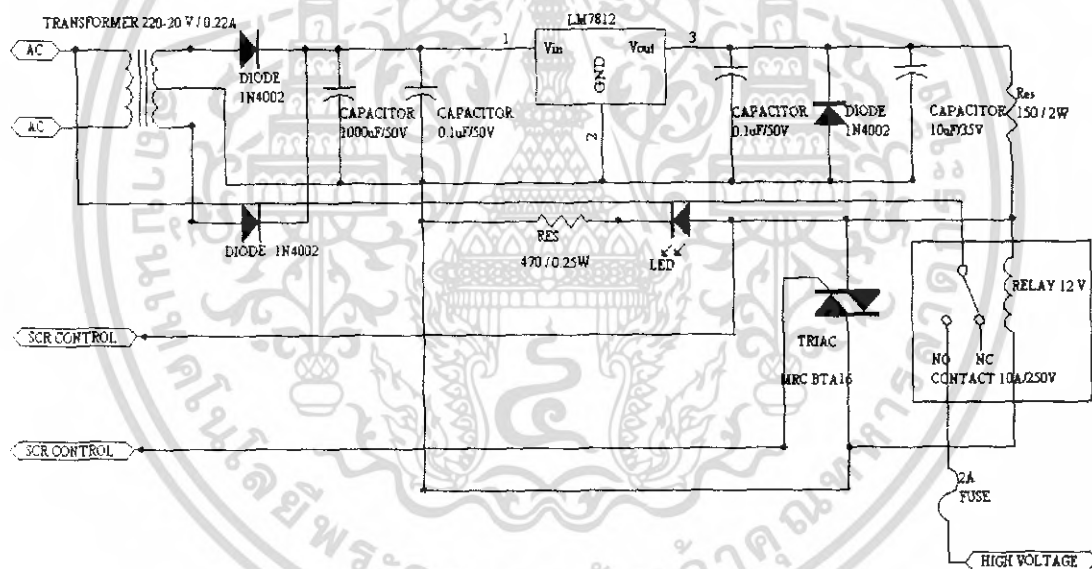


รูปที่ 3.7 แสดงส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

จากวงจรจะใช้ IC เบอร์ MC 14538BCP ทำหน้าที่เป็นmonostable เพื่อทำหน้าที่กระตุ้นการทำงานของชุดควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว แบบ Zero Crossing ซึ่งไอซีจะรับแรงดันที่มี duty cycle ต่างกัน จำนวน 2 สัญญาณเข้ามาที่อินพุทของ monostable ตัวที่ 1 โดยสัญญาณที่ 1 จะกำหนดให้เข้าขาสัญญาณ A และสัญญาณที่ 2 กำหนดให้เข้าขาสัญญาณ B จากกราฟสัญญาณการทำงานของ monostable หากสัญญาณ A เป็นขอบขาขึ้นและเป็นช่วงที่ตัวเก็บประจุที่ค่ออยู่ที่ monostableประจุ จะทำให้เกิดสัญญาณแรงดันที่เอาท์พุท จนแรงดันที่ตัวเก็บประจุถึงค่าอ้างอิงค่าหนึ่งแรงดันที่เอาท์พุทจะตกลงเป็นศูนย์ หรือหากสัญญาณ B เป็นขอบขาลงและเป็นช่วงที่ตัวเก็บ

ประจุที่ต่ออยู่ที่ monostable ประจุ จะทำให้เกิดสัญญาณแรงดันที่เอาท์พุท จนแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ถึงค่าอ้างอิงค่าหนึ่งแรงดันที่เอาท์พุทจะตกลงเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นแรงดันที่ตัวเก็บประจุจะเป็นตัว ตรวจสอบสัญญาณที่ขอบขาขึ้นหรือขอบขาลง และเอาท์พุทที่ออกมาจะไปกระตุ้นการทำงานขาเกต ของเพาเวอร์มอสเฟตตามสัญญาณที่ออกมาจากเอาท์พุทของ monostable ทำให้แหล่งจ่ายแรงดัน จ่ายแรงดันเข้าที่หม้อแปลงขด primary ตามสัญญาณที่มากระตุ้นขาเกต ดังนั้นหม้อแปลงจะเสมือน ได้รับสัญญาณที่มี duty cycle ตามสัญญาณของขาเกตมีแรงดันขนาด 24 โวลต์เท่ากับแหล่งจ่าย จากนั้นผลของทางด้าน primary จะทำให้ขด secondary จำนวน 2 ขดซึ่งมีการพันไปในทิศทางเดียวกัน หรือ Inphase จ่ายสัญญาณที่มีขนาดแรงดันและความถี่เดียวกันกับ primary (เพราะ turn ratio เท่า กับ 1) แล้วเข้าที่ตัวไดโอด ไดโอดจะทำหน้าที่ปรับสัญญาณให้เหมาะสมกับ โดยจะเลือกช่วงการนำ กระแส จากนั้นจึงป้อนเข้าสู่ชุดควบคุมการนำกระแสด้วยเอสซีอาร์

3.3.6 ส่วนวงจรควบคุมแรงดันไฟสูง

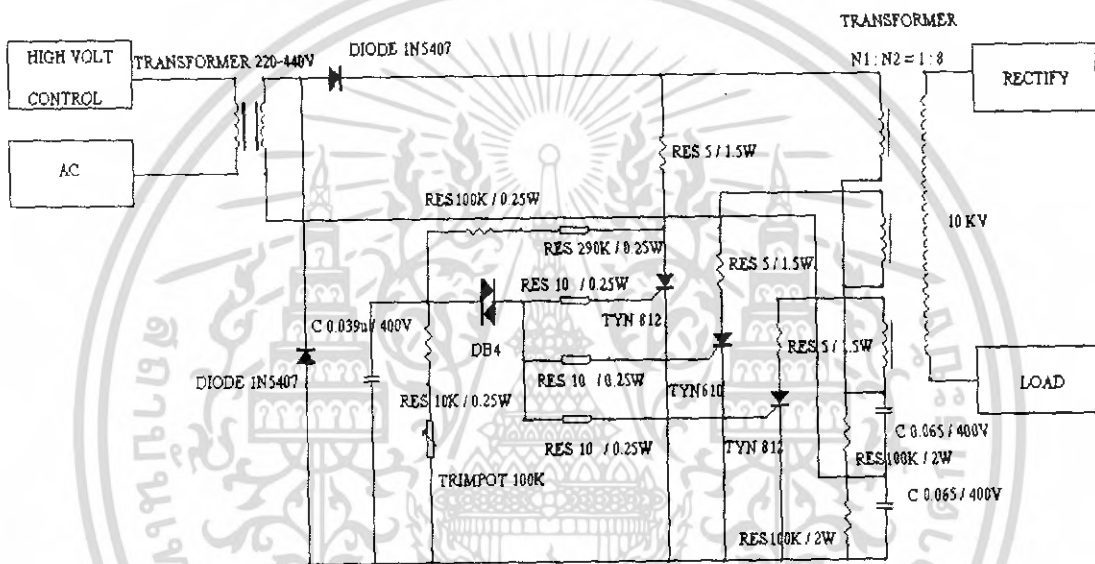


รูปที่ 3.8 แสดงวงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟสูง

จากวงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟสูงทำงาน โดยสร้างแรงดันไฟตรงขนาด 12 V ซึ่งใช้ ไดโอดต่อแบบ Full Wave Rectifier จากนั้นสัญญาณเข้าไปในไอซีเบอร์ LM 7812 ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดัน 12 V แรงดันนี้จะถูกป้อนเข้าไปที่รีเลย์และ LED มีผลให้รีเลย์และ LED ทำงาน เมื่อรีเลย์ทำงานหน้าสัมผัสจะเชื่อมต่อกับแรงดันไฟกระแสสลับขนาด 220 V แรงดันไฟกระแสสลับนี้จะป้อนเข้าไปที่วงจรส่วนเพิ่มแรงดันที่ทำหน้าที่เพิ่มแรงดันให้กับโหลดเพื่อให้ระบบสามารถ

ทำงานต่อไปได้ แต่ถ้าวงจรส่วนส่งสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันทำงานโดยที่ตำแหน่ง Optotriac ทำงาน แรงดันขนาด 12 V และกระแสจะถูกป้อนลงกราวด์ และมีผลทำให้ triac เบอร์ MRC BTA16 ทำงาน ซึ่งทำหน้าที่แบ่งกระแสจากตัว Optotriac มาส่วนหนึ่ง ขณะที่รีเลย์และไดโอดจะไม่ทำงาน เมื่อรีเลย์ไม่ทำงาน หน้าสัมผัสจะไม่เชื่อมต่อกับแรงดันไฟกระแสสลับขนาด 220 V ทำให้ไม่มีแรงดันไฟกระแสสลับป้อนเข้าไปที่วงจรส่วนเพิ่มแรงดัน ซึ่งในการทำงานจะให้รีเลย์ทำงานเพียงครั้งเดียวเพื่อจุดชนวนให้กับโพลด

3.3.7 ส่วนวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรส่วนเพิ่มแรงดันไฟสูง

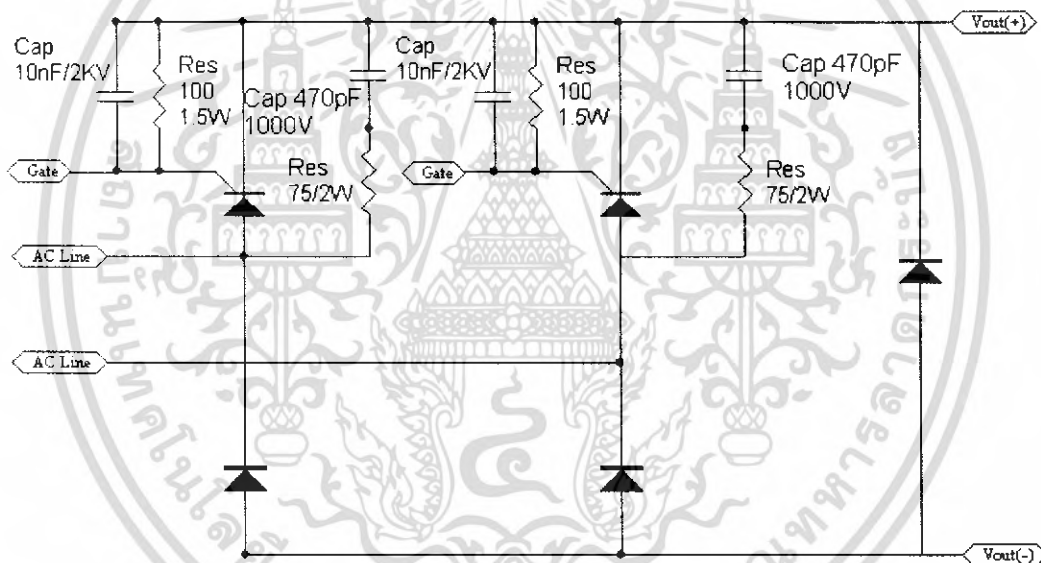
เมื่อรีเลย์จากวงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟสูงทำงานจะทำให้มีแรงดันไฟกระแสสลับขนาด 220V มาที่หม้อแปลงทางด้าน Primary ทำให้ทางด้าน Secondary มีขนาดแรงดัน 440V ไฟกระแสสลับ ใน cycle บวกจะมีกระแสไหลผ่านไดโอดเบอร์ 1N5407 ตัวบนเข้ามาประจุตัวเก็บประจุขนาด 0.065 uF/400V ตัวบน และไหลผ่านตัวต้านทานขนาด 290K และ 100K เข้าไปประจุตัวเก็บประจุขนาด 0.039uF/400V ใน cycle ลบ ตัวเก็บประจุขนาด 0.039uF/400V จะคายประจุออกมาผ่าน Diac เบอร์ DB4 และตัวต้านทานขนาด 10 โอห์มมากระตุ้นขาเกตของเอสซีอาร์ทั้งสามตัวให้นำกระแสได้ ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุขนาด 0.065 uF/400V ตัวบนจะคายประจุออกมาผ่าน Transformer ผ่านตัวต้านทานขนาด 5 โอห์มและเข้าที่ขาอนโอดของเอสซีอาร์ทั้งสามตัวซึ่งมีสัญญาณมากระตุ้นขาเกตอยู่ ทำให้เอสซีอาร์ทั้งสามตัวสามารถนำกระแส ดังนั้นกระแสจึงไหลครบวงจร ทำให้

Transformer ทางด้าน Primary มีแรงดันตกคร่อมอยู่ และ Transformer เป็นแบบ Step Up ทางด้าน Secondary จึงมีแรงดันประมาณ 10KV จ่ายให้กับโหลดได้

สำหรับตัวเก็บประจุขนาด 0.065 $\mu\text{F}/400\text{V}$ ตัวล่าง ใน cycle ลบจะได้รับการประจุ และเมื่อเปลี่ยนเป็น cycle บวก ตัวเก็บประจุนี้จะคายประจุออกมาผ่านไดโอดเบอร์ 1N5407 ตัวล่างและผ่านไดโอดเบอร์ 1N5407 ตัวบนเข้ามาประจุตัวเก็บประจุขนาด 0.065 $\mu\text{F}/400\text{V}$ ตัวบนพร้อมกับกระแสที่มาจาก Transformer ทางด้าน Secondary ต่อไป

แต่เมื่อรีเลย์จากวงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟสูงไม่ทำงานจึงไม่มีแรงดันไฟกระแสสลับขนาด 220V มาที่หม้อแปลงทางด้าน Primary ทำให้วงจรส่วนเพิ่มแรงดันไฟสูงไม่สามารถทำงานได้ ดังนั้นที่โหลดไม่มีแรงดันประมาณ 10KV จุดชนวนให้กับโหลด

3.3.8 ชุดวงจรซิมิคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.10 แสดงชุดวงจรซิมิคอนเวอร์เตอร์

ในชุดวงจรซิมิคอนเวอร์เตอร์มีองค์ประกอบ 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนเอสซีอาร์และไดโอดเรียงกระแสและส่วนสับเบอร์และป้องกันสัญญาณรบกวน

ส่วนเอสซีอาร์และไดโอดเรียงกระแสจะทำหน้าที่เรียงกระแส เมื่อมีแรงดันมากระตุ้นการทำงานให้กับเอสซีอาร์ที่ขาคัด โดยกระแสจะมาจากไฟกระแสสลับผ่านเอสซีอาร์และไดโอดเข้าที่วงจรต่างๆในระบบ สำหรับไดโอดนั้นทำหน้าที่เป็นฟรียวลไดโอด

ส่วนสับเบอ์และป้องกันสัญญาณรบกวน สับเบอ์ ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวต้านทานต่ออนุกรมกัน ทำหน้าที่ลดกำลังงานสูญเสียไปที่เอสซีอาร์ หลักการทำงาน คือ ในขณะที่เอสซีอาร์ไม่มีแรงดันมากระตุ้นจากเกตของเอสซีอาร์ทำให้เอสซีอาร์ต้องทนแรงดันเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันขาเข้าทั้งหมดและกระแสที่เข้าไปที่ตัวเอสซีอาร์จะลดลงจนเป็นศูนย์ แต่เมื่อตัวเอสซีอาร์ต่อสับเบอ์ ตัวสับเบอ์จะทำให้แรงดันขาเข้าจ่ายกระแสมาเข้าที่สับเบอ์ จึงมีผลให้ตัวเอสซีอาร์มีกระแสลดลงจนเป็นศูนย์เร็วขึ้น ทำให้แรงดันที่ภาวะกระแสลดลงจนเป็นศูนย์(สภาวะที่เอสซีอาร์ไม่ทำงาน) มีค่าน้อยกว่าแรงดันขาเข้าทั้งหมดเพราะฉะนั้นกำลังงานที่ตกคร่อมตัวเอสซีอาร์จึงมีค่าน้อยลง

ในขณะที่เอสซีอาร์มีแรงดันมากระตุ้นจากเกตของเอสซีอาร์ทำให้เอสซีอาร์สามารถนำกระแสจากอินพุตได้ และตัวเก็บประจุของสับเบอ์จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทานที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุภายในชุดสับเบอ์

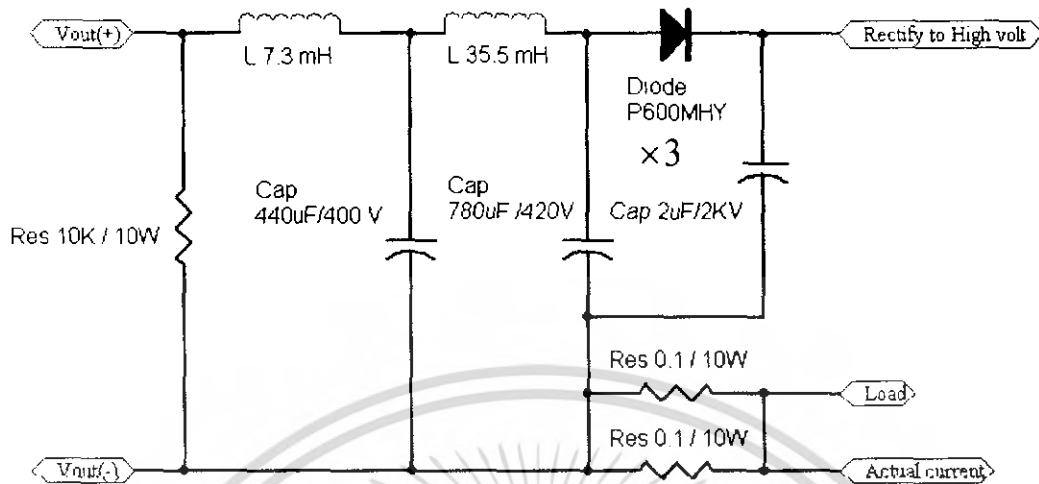
ส่วนป้องกันสัญญาณรบกวน ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวต้านทานต่อขนานกัน ทำหน้าที่ให้การกระตุ้นขาเกตเป็นไปตามต้องการ หลักการทำงาน คือ เมื่อมีการกระตุ้นขาเกตของเอสซีอาร์หากแรงดันที่ไปกระตุ้นขาเกตของเอสซีอาร์มีค่าเพียงพอกระตุ้นขาเกตได้จึงจะกระตุ้นขาเกต หากแรงดันมีค่าไม่เพียงพอกระตุ้นขาเกตตัวเก็บประจุจะทำการประจุไว้ และเมื่อมีการกระตุ้นขาเกตตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุออกมากระตุ้นขาเกตด้วย และที่ส่วนวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียวหากไม่มีการกระตุ้นขาเกต Transformer จะเกิดการสลับขั้วของ Transformer จะทำให้กระแสไปไหลผ่านไดโอดไปประจุตัวเก็บประจุแทนการไปกระตุ้นขาเกต

3.1.5 ชุดวงจรกรองแรงดัน

เมื่อเกตของเอสซีอาร์ได้รับการกระตุ้นจะมีกระแสและแรงดันผ่านเข้ามาที่วงจรกรองแรงดัน โดยตัวเก็บประจุขนาด 440 μF /400V และ 780 μF /420V ทำหน้าที่กรองแรงดันให้มีความเรียบ (มีค่าแรงดันกระแสเพื่อมต่ำๆ)

สำหรับไดโอดกับตัวเก็บประจุขนาด 2 μF / 2KV ทำหน้าที่ป้องกันกระแสไหลย้อนกลับจากส่วนวงจรแรงดันไฟสูง โดยตัวเก็บประจุจะถูกประจุเมื่อมีการไหลย้อนกลับของกระแส

ความต้านทานขนาด 0.1 โอห์ม 10วัตต์ทั้งสองตัวจะทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันกลับแรงดันให้กับวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว



รูปที่ 3.11 แสดงชุดวงจรกรองแรงดัน

ตัวต้านทานขนาด 10K / 10W จะทำหน้าที่เมื่อระบบหยุดลง โดยจะรับกระแสจากตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่กรองแรงดัน เพราะเมื่อระบบหยุดลงตัวเก็บประจุเหล่านี้จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทานขนาด 10K / 10W

บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดสอบคุณสมบัติของวงจร

การทดสอบการควบคุมกระแส

เป็นการทดสอบการควบคุมกระแสโดยพิจารณาจากผลของหม้อแปลงที่จะไปควบคุมการทำงานของชุดควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว

4.1 วิธีการทดสอบ

- ต่อดังกล่าวเข้าด้วยกันเป็นระบบและต่อโหลด
- ป้อนไฟกระแสสลับขนาด 220 โวลต์
- ปรับปุ่มปรับค่ากระแส
- สังเกตสัญญาณการตอบสนองของเอาต์พุตที่ป้อนให้กับเกดของส่วนควบคุมการทำงาน
- สังเกตแรงดันที่โหลดและกระแสที่โหลด

สำหรับโหลดที่ใช้ในการทดสอบเป็นขดลวดความร้อน ขนาด $60 \Omega / 220V / 800W$ จำนวน 6 ตัว สำหรับการเปลี่ยนค่าโหลดจะทำการเลือกขดลวดความร้อนเข้าด้วยกัน



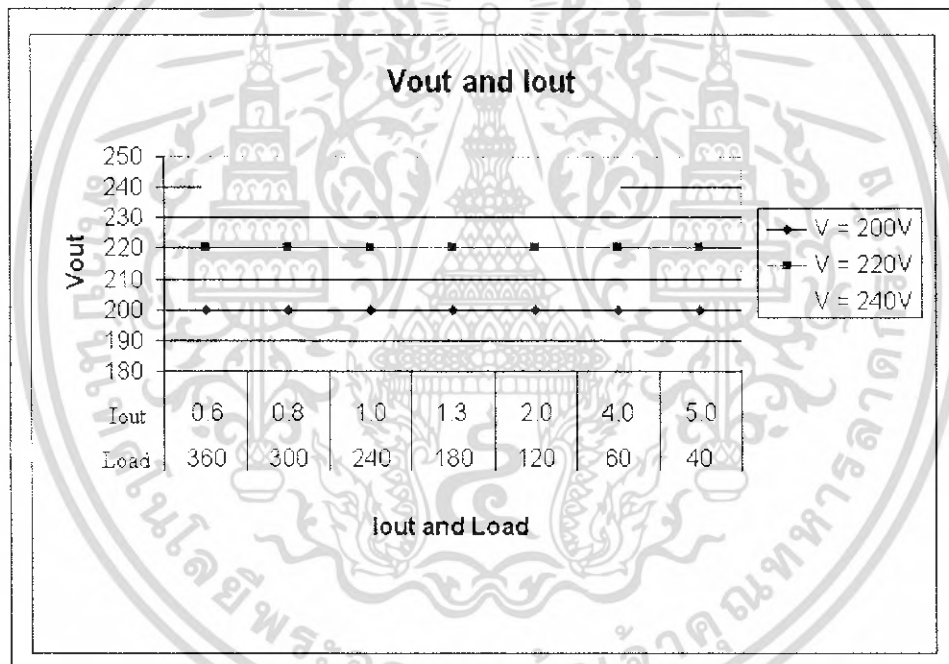
รูปที่ 4.1 แสดงชนิดของโหลดที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ตารางผลการทดลอง

R(Ω)	V _{o1} (V)	I _{o1} (A)	V _{o2} (V)	I _{o2} (A)	V _{o3} (V)	I _{o3} (A)
360	200	0.555556	220	0.611111	240	0.666667
300	200	0.666667	220	0.733333	240	0.8
240	200	0.833333	220	0.916667	240	1
180	200	1.111111	220	1.222222	240	1.333333
120	200	1.666667	220	1.833333	240	2
60	200	3.333333	220	3.666667	240	4
40	200	5	220	5.5	240	6

ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตเมื่อเปลี่ยน โหลดเป็นค่าต่างๆ



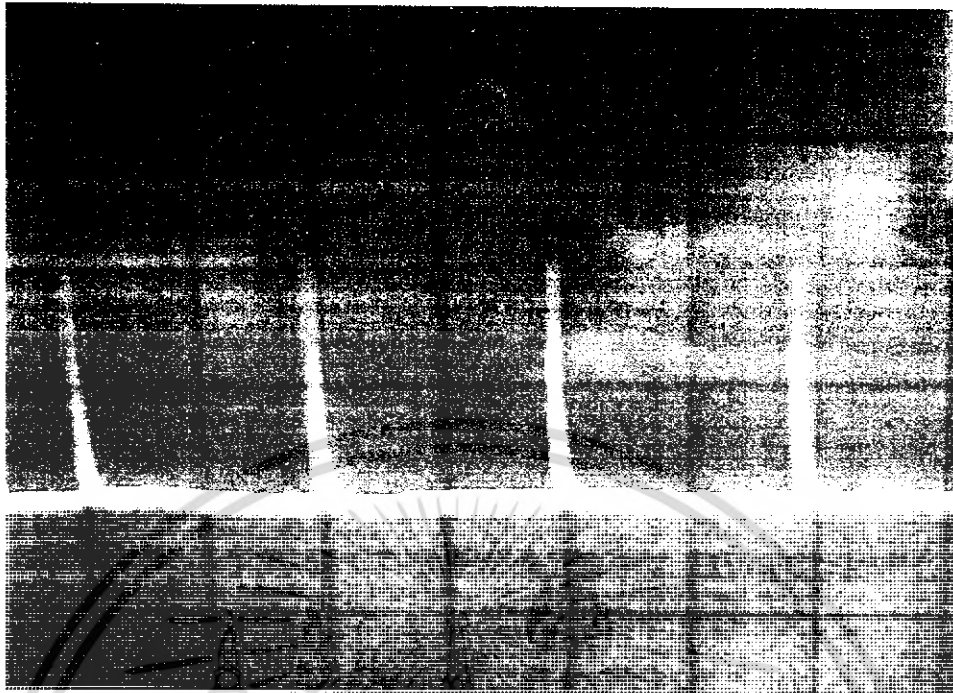
กราฟที่ 4.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสเอาต์พุต

4.3 กราฟผลการทดลอง

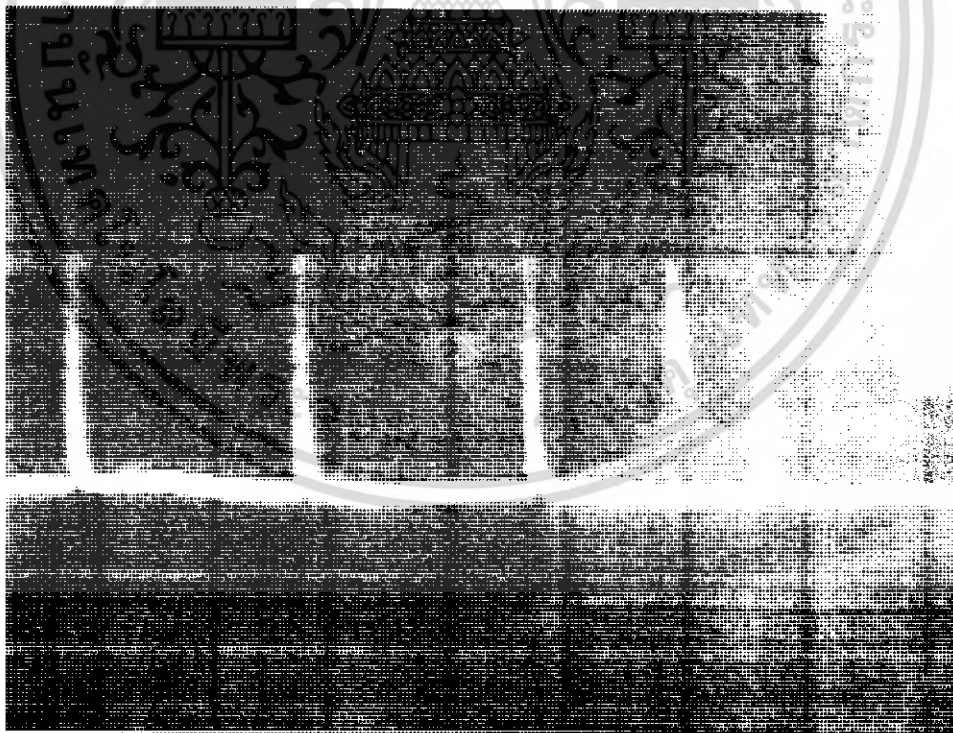
ในการพิจารณากราฟ เส้นกราฟดังกล่าวเป็นลักษณะสัญญาณที่ขาออกของเอสซีอาร์ทั้งสอง เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสที่จ่ายให้กับโหลดค่าหนึ่ง โดยสเกลของกราฟ คือ 5V / DIV และ 5 mS / DIV

- กรณี โหลดมีค่าเท่ากับ 120 Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

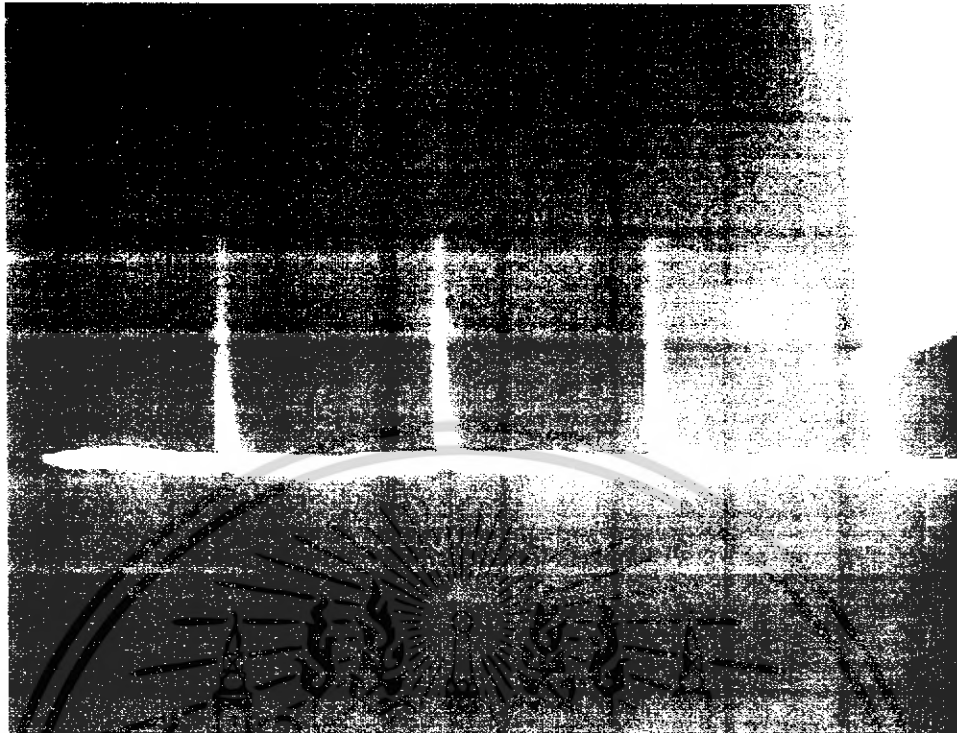


กราฟที่ 4.2 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสจนได้ $V_{out} = 190V$, $I_{out} = 1.58A$

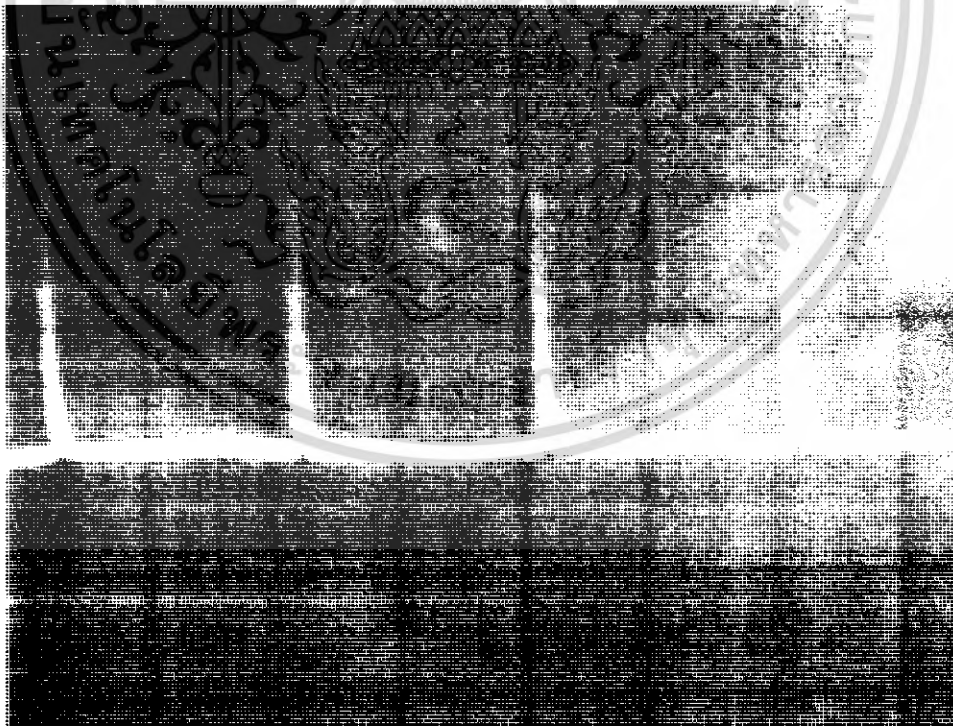


กราฟที่ 4.3 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสโดยจนได้ $V_{out} = 200V$, $I_{out} = 1.66A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟที่ 4.4 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสจนได้ $V_{out} = 220V$, $I_{out} = 1.83A$

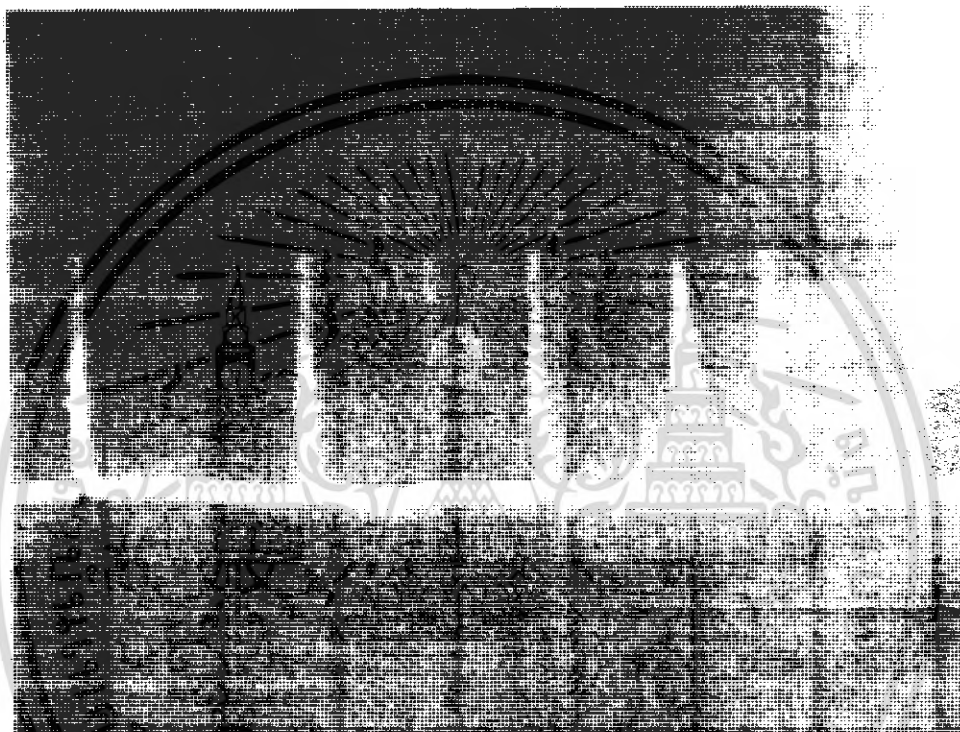


กราฟที่ 4.5 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสจนได้ $V_{out} = 240V$, $I_{out} = 2A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

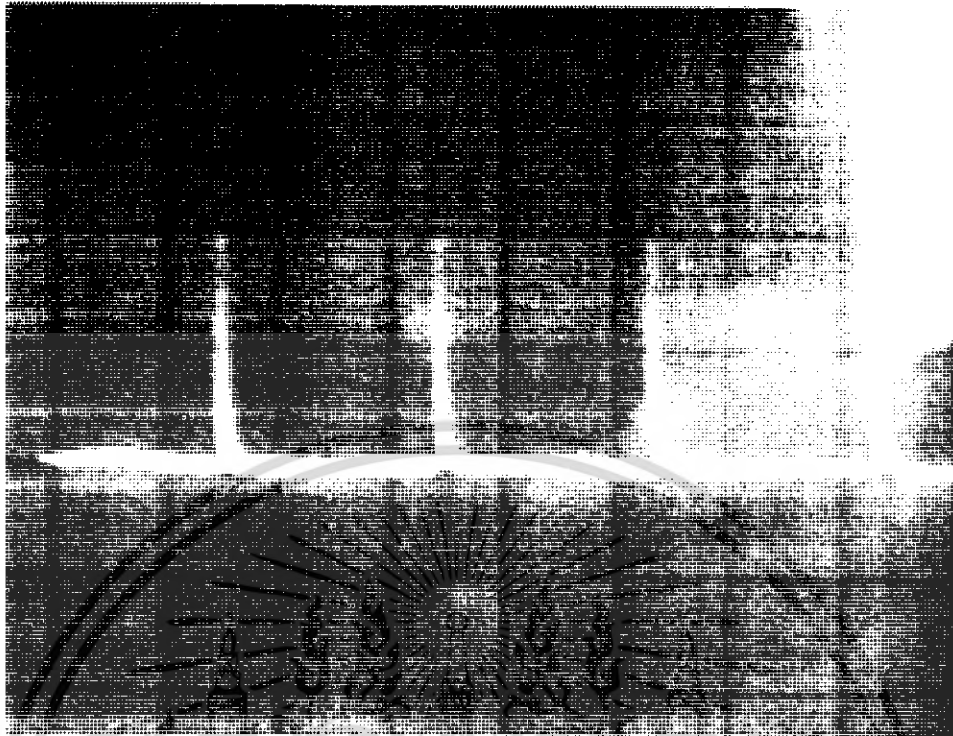
ในการพิจารณากราฟ เส้นกราฟดังกล่าวเป็นลักษณะสัญญาณที่ขาเกตของเอสซีอาร์ทั้งสอง เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสที่จ่ายให้กับโหลดค่าหนึ่ง โดยสเกลของกราฟ คือ $5\text{V} / \text{DIV}$ และ $5\text{mS} / \text{DIV}$

- กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ $60\ \Omega$

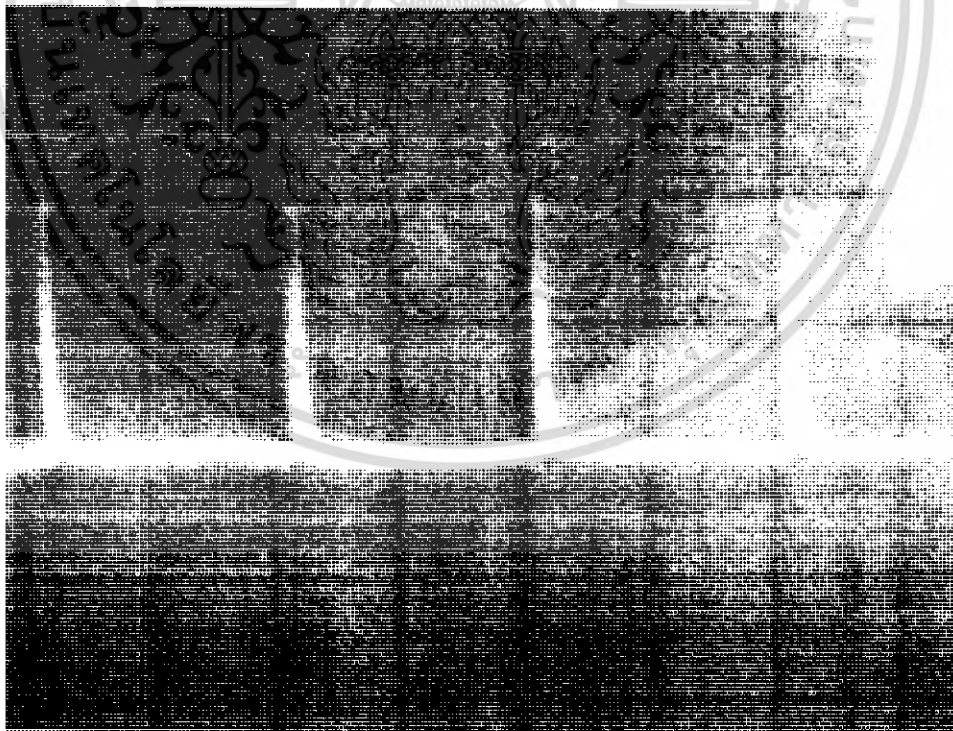


กราฟที่ 4.6 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสจนได้ $V_{out} = 200\text{V}$, $I_{out} = 3.33\text{A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟที่ 4.7 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสจนได้ $V_{out} = 220V$, $I_{out} = 3.66A$

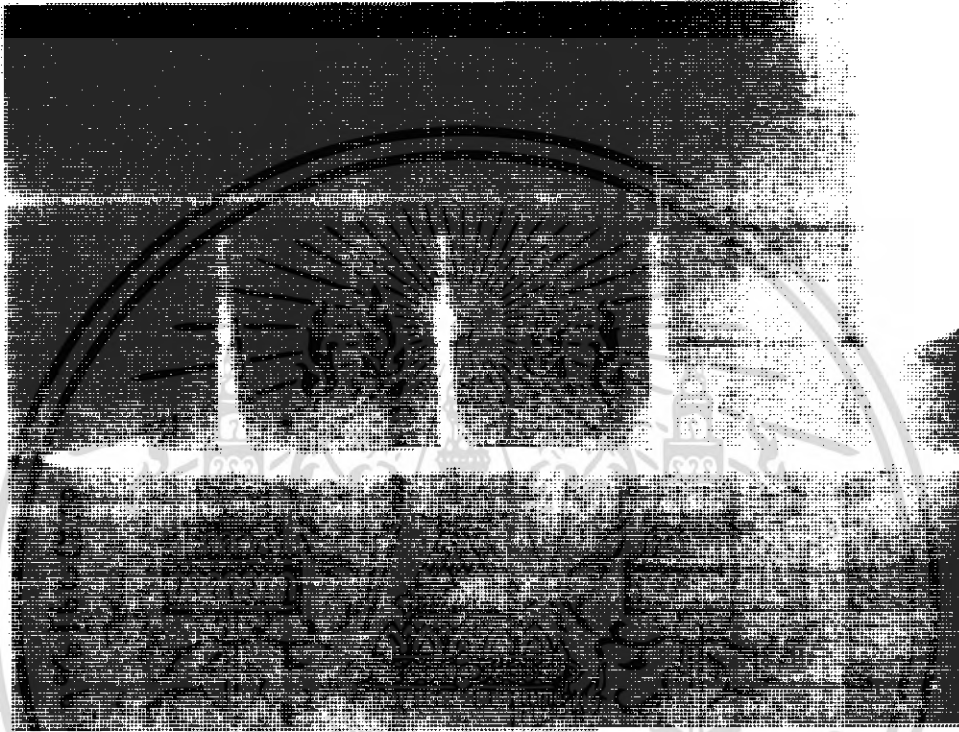


กราฟที่ 4.8 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสจนได้ $V_{out} = 220V$, $I_{out} = 4A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

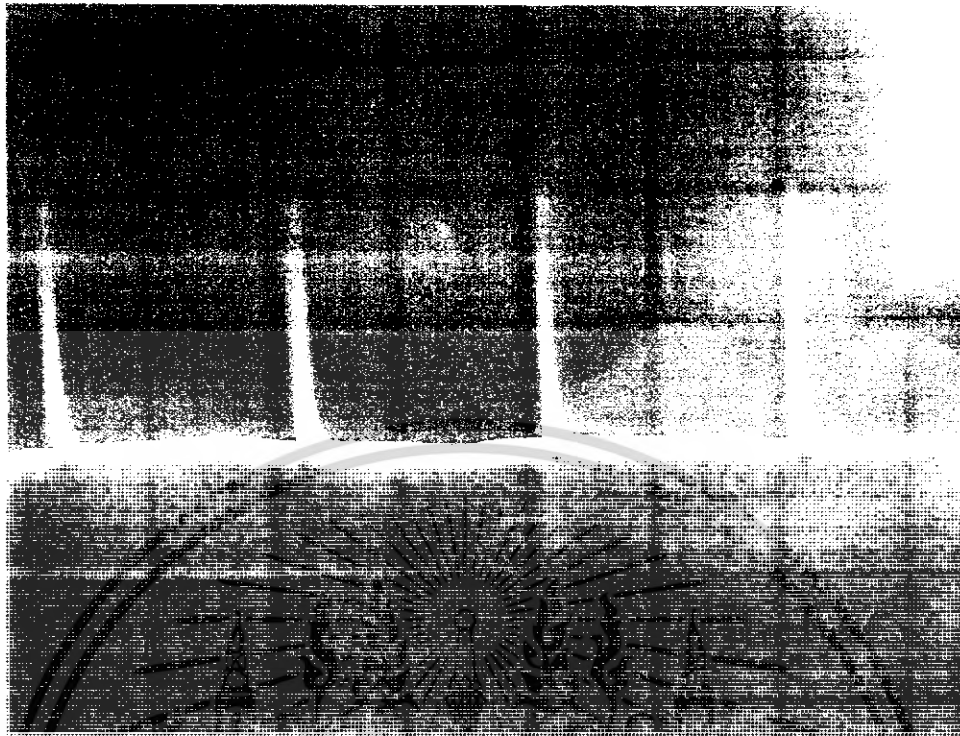
ในการพิจารณากราฟ เส้นกราฟดังกล่าวเป็นลักษณะสัญญาณที่ขาเกิดของเอสซีอาร์ทั้งสอง เมื่อมีการปรับปุ่มปรับค่ากระแสที่จ่ายให้กับโหลดค่าหนึ่ง โดยสเกลของกราฟ คือ $5\text{V} / \text{DIV}$ และ $5\text{mS} / \text{DIV}$

- กรณีโหลดมีค่าเท่ากับ $40\ \Omega$



กราฟที่ 4.9 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสแสดงได้ $V_{out} = 200\text{V}$, $I_{out} = 5\text{A}$

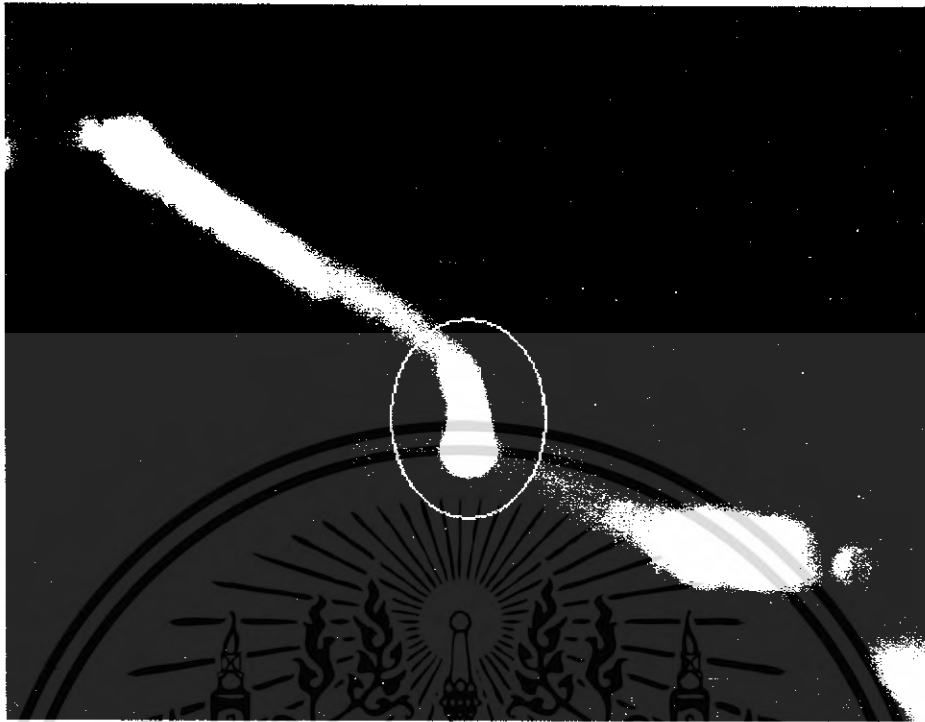
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟที่ 4.10 เมื่อปรับปุ่มปรับกระแสจนได้ $V_{out} = 220V$, $I_{out} = 5.5A$

4.4 ผลการทดสอบวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง

ในการทดสอบวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง เมื่อรีเลย์จากวงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟสูงทำงาน จะทำให้มีแรงดันไฟกระแสสลับขนาด 220V มาที่หม้อแปลงทางด้าน Primary ทำให้ทางด้าน Secondary มีขนาดแรงดัน 440V ไฟกระแสสลับทำให้วงจรเพิ่มแรงดันไฟสูงทำงาน โดยในด้าน Secondary ของส่วนแรงดันไฟสูงขนาด 10KV จะใช้การทดสอบโดยการนำขั้วทั้งสองของด้าน Secondary ของส่วนแรงดันไฟสูงขนาด 10KV มาวางไว้ในระยะใกล้ๆกันเพื่อสังเกตการข้ามกันของประจุ หากมีการข้ามกันของประจุจะสามารถนำไปกระตุ้นการทำงานของ โหลดได้ ซึ่งพบว่าการข้ามกันของประจุ ดังรูป



รูปที่ 4.2 แสดงการข้ามของประจุของปลายทั้งสองของค้ำ Secondary ของส่วนแรงดันไฟ
สูงขนาด 10KV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

สรุปผลการทดลอง

จากตารางผลการทดลองพบว่าเมื่อใส่โหลดค่าหนึ่งสามารถปรับกระแสได้ตามต้องการ โดยแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสที่ไหลผ่านโหลด ค่าแรงดันเริ่มต้นมีค่าประมาณ 200V กระแสสามารถจ่ายได้ประมาณ 6 A

จากกราฟผลการทดลองพบว่าเมื่อใส่โหลดค่าหนึ่ง ในการปรับเพื่อให้ค่ากระแสเพิ่มขึ้น กราฟสัญญาณจะมีลักษณะเหมือนกันและขนาดเหมือนกันแต่จะมีการเลื่อนทางเฟสของสัญญาณ โดยเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงในแนวโน้มลดลง (กราฟสัญญาณเลื่อนไปทางซ้าย)

วิเคราะห์ผลการทดลอง

ในการทำงานของระบบแหล่งจ่ายไฟแบบเซมิคอนเวอร์เตอร์ซัพพลาย เมื่อป้อนไฟกระแสสลับเข้าที่วงจรต่างๆในระบบ วงจรควบคุมกระแสจะป้อนแรงดันเข้าที่วงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียว ซึ่งวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียวนี้อาจจะป้อนสัญญาณไปกระตุ้นขาเกตที่ชุดวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ ทำให้ชุดวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์สามารถนำกระแสผ่านโหลด หลังจากผ่านโหลดจะมีการป้อนกลับเข้าวงจรควบคุมเอสซีอาร์ชนิดเฟสเดียวเพื่อตรวจสอบปริมาณการไหลของกระแสที่โหลด หากมีการจุดชนวนด้วยแรงดันไฟสูงให้กับโหลด ส่วนรีเลย์ในวงจรควบคุมแรงดันไฟสูงจะทำงาน โดยจ่ายไฟกระแสสลับเข้าวงจรเพิ่มแรงดันไฟสูง จะทำให้มีแรงดันไฟสูงไปกระตุ้นที่โหลด ซึ่งสามารถเพิ่มหรือลดกระแสได้ตามต้องการ

การเพิ่มหรือลดกระแสจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ไปกระตุ้นขาเกตที่ชุดวงจรเซมิคอนเวอร์เตอร์ สัญญาณจะมีลักษณะเหมือนกันและขนาดเหมือนกันแต่จะมีการเลื่อนทางเฟสของสัญญาณ โดยเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงในแนวโน้มลดลง ทำให้เกิดการนำกระแสมากขึ้นตามเฟสของการกระตุ้นขาเกตที่ลดลง

หนังสืออ้างอิง

1. นายณัฐวุฒิ กัลลิตลาต นายบัณฑิต ภักดีสถาพร นายรณรงค์ รณริน , รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา) , “ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิงสำหรับโหลดแมกเนตรอน ” , ปรินญาณิพนธ์ ปีการศึกษา 2544 , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. นายไพรัตน์ กลอนเมืองปึก นายพรชัย สุวรรณปักษ์ , รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา) , “ เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา ” , ปรินญาณิพนธ์ ปีการศึกษา 2544 , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
3. ผศ.พลหญิง ผดุงกุล , “ เอกสารประกอบการสอนวิชาเพนเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ” ปีการศึกษาที่ 2/2547 , 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 สุกเดช , “ เซมิคอนดักเตอร์ดีไวซ์ ” , ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , ISBN 974-15-000-68
6. ผ.ศ. ประภากร สุวรรณะ รศ.ดร. สมศักดิ์ ชุมช่วย , “ วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1 , ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , ISBN 974-648-693-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ 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_D	Power Dissipation, per Package (Note 3.)	500	mW
T_A	Operating Temperature Range	-55 to +125	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	$^{\circ}C$
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	$^{\circ}C$

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/ $^{\circ}C$ From 65 $^{\circ}C$ To 125 $^{\circ}C$

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 $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$.

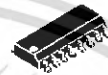
Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

ON Semiconductor

<http://onsemi.com>



PDIP-16
P SUFFIX
CASE 648



SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B



TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F

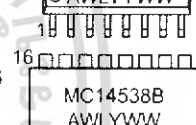
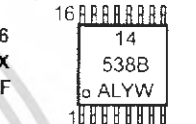
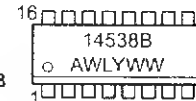
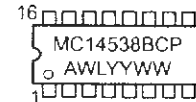


SOIC-16
DW SUFFIX
CASE 751G



SOEIAJ-16
F SUFFIX
CASE 966

MARKING DIAGRAMS



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

ORDERING INFORMATION

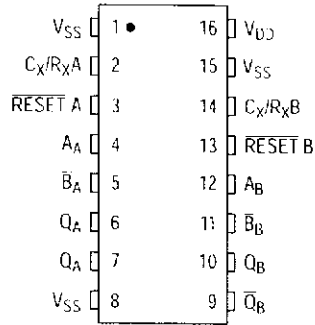
Device	Package	Shipping
MC14538BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14538BD	SOIC-16	48/Rail
MC14538BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel
MC14538BDT	TSSOP-16	96/Rail
MC14538BDTR2	TSSOP-16	2500/Tape & Reel
MC14538BDW	SOIC-16	47/Rail
MC14538BDWR2	SOIC-16	1000/Tape & Reel
MC14538BF	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14538BFEL	SOEIAJ-16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

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

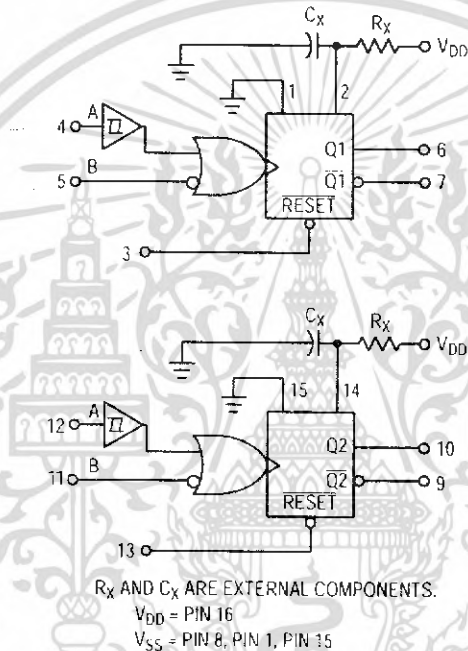
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14538B

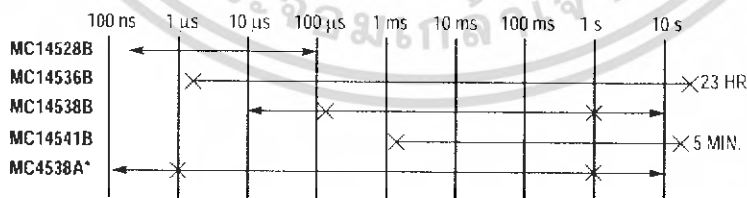
PIN ASSIGNMENT



BLOCK DIAGRAM



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

MC14538B

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 V _{in} = 0 or V _{DD}	"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 _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—		
		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) (V _O = 0.5 or 4.5 Vdc) (V _O = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _O = 1.5 or 13.5 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 _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—		
		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) (V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 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	—		
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
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	$I_T = (3.5 \times 10^{-2}) R_X C_X f + 4C_X f + 1 \times 10^{-5} C_L f$ $I_T = (8.0 \times 10^{-2}) R_X C_X f + 9C_X f + 2 \times 10^{-5} C_L f$ $I_T = (1.25 \times 10^{-1}) R_X C_X f + 12C_X f + 3 \times 10^{-5} C_L f$ 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.

MC14538B

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.

MC14538B

OPERATING CONDITIONS

External Timing Resistance	R_X	—	5.0	—	(8.1)	$k\Omega$
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.

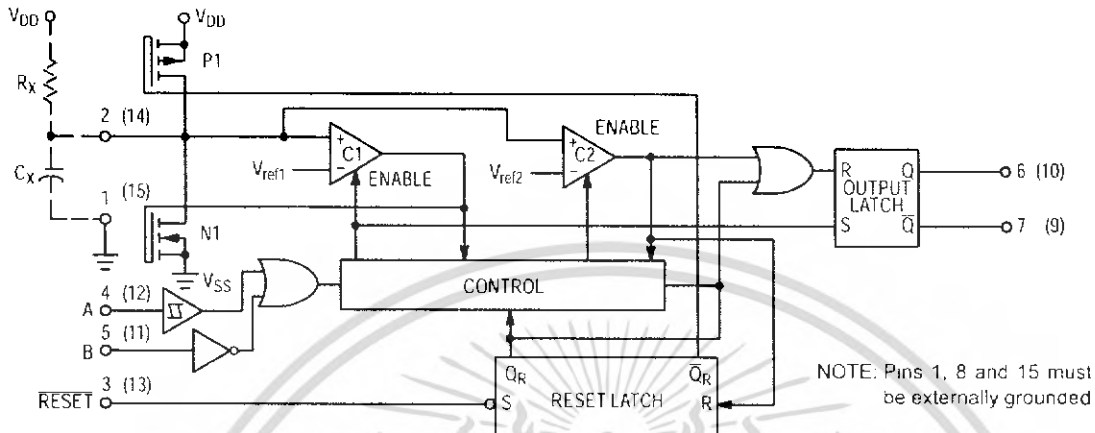


Figure 1. Logic Diagram
(1/2 of Device Shown)

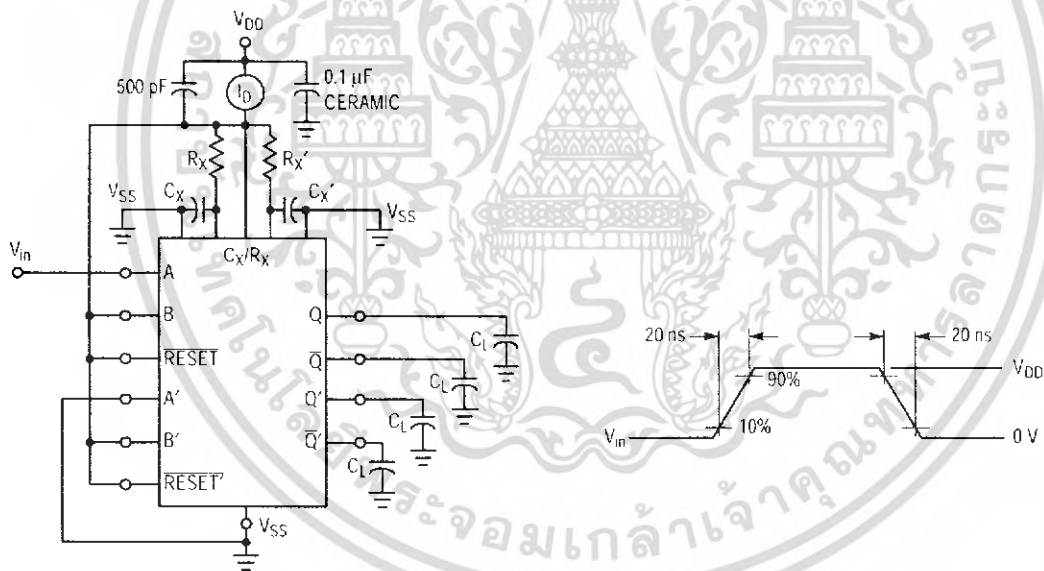
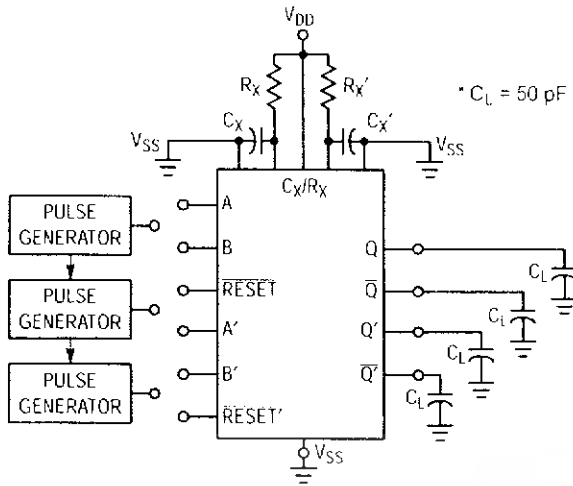


Figure 2. Power Dissipation Test Circuit and Waveforms



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.

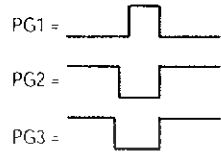


Figure 3. Switching Test Circuit

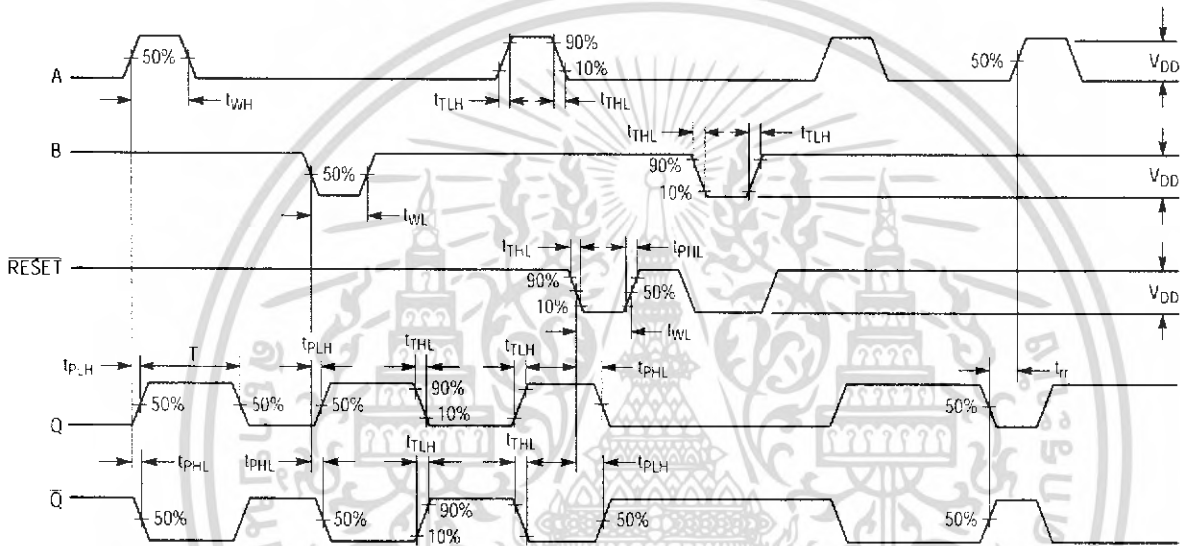


Figure 4. Switching Test Waveforms

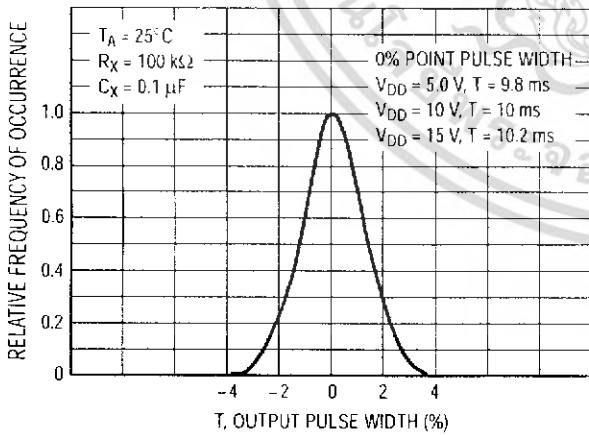


Figure 5. Typical Normalized Distribution of Units for Output Pulse Width

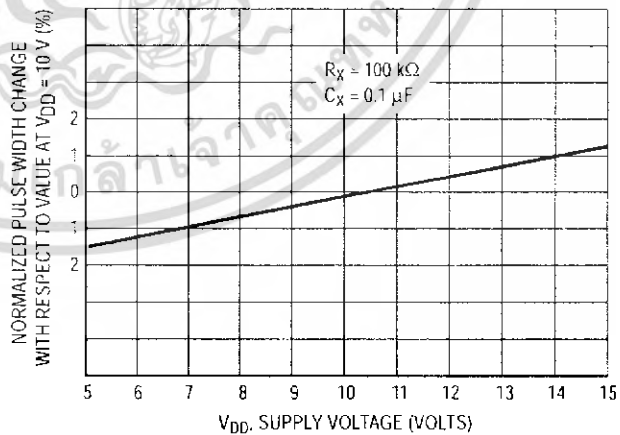


Figure 6. Typical Pulse Width Variation as a Function of Supply Voltage V_{DD}

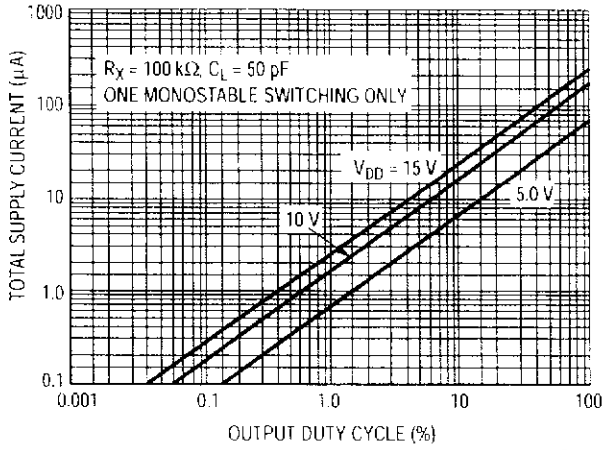


Figure 7. Typical Total Supply Current versus Output Duty Cycle

FUNCTION TABLE

Inputs			Outputs	
Reset	A	B	Q	\bar{Q}
H		H		
H	L			
H		L	Not Triggered	Not Triggered
H	H		Not Triggered	Not Triggered
H	L, H,	H	Not Triggered	Not Triggered
H	L	L, H,	Not Triggered	Not Triggered
L	X	X	L	H
	X	X	Not Triggered	Not Triggered

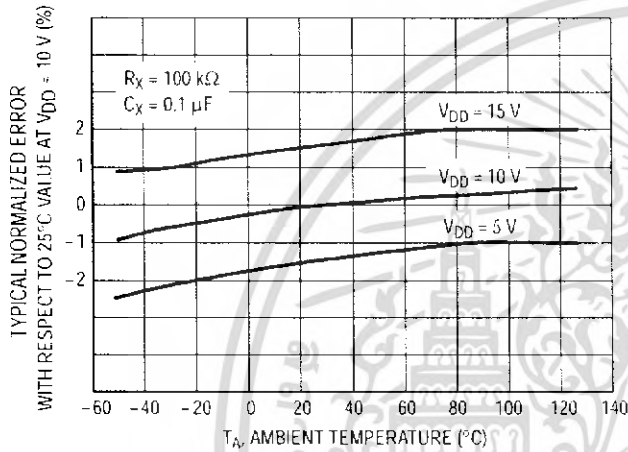


Figure 8. Typical Error of Pulse Width Equation versus Temperature

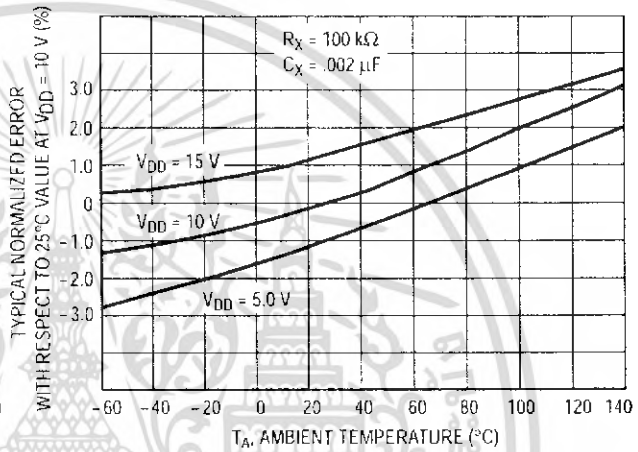


Figure 9. Typical Error of Pulse Width Equation versus Temperature

THEORY OF OPERATION

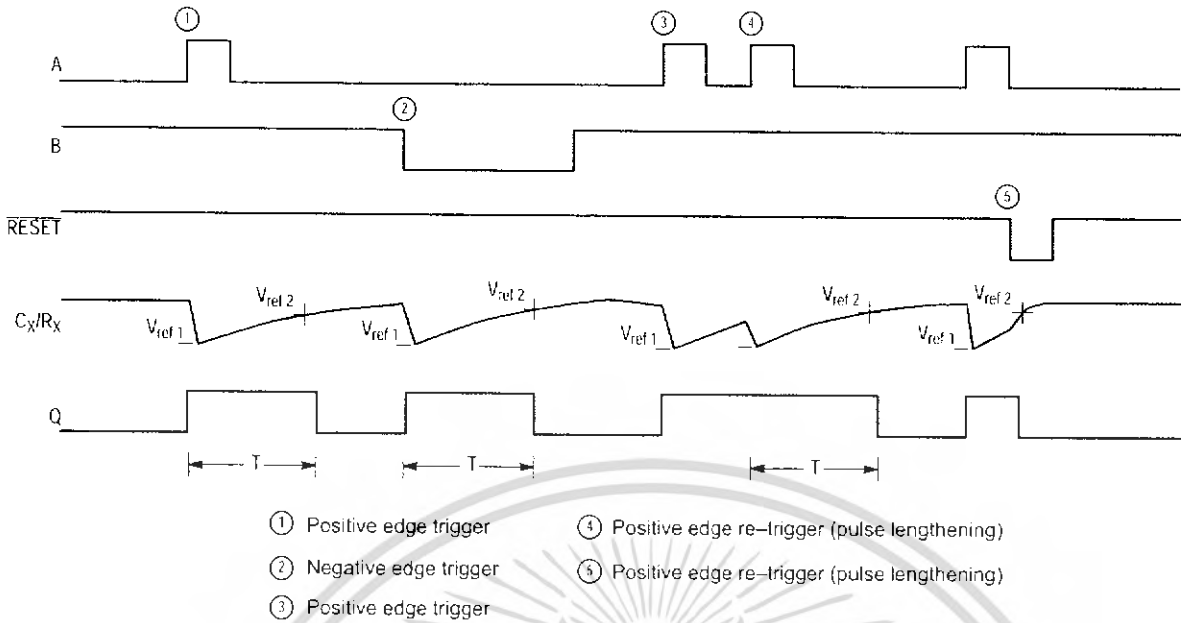


Figure 10. Timing Operation

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{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 \overline{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{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{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 $(C)/(10 \text{ mA})$. 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.

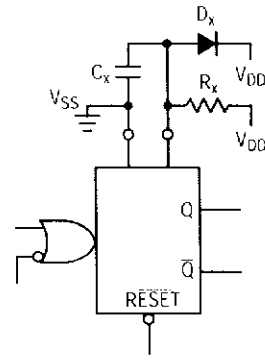


Figure 11. Use of a Diode to Limit Power Down Current Surge

TYPICAL APPLICATIONS

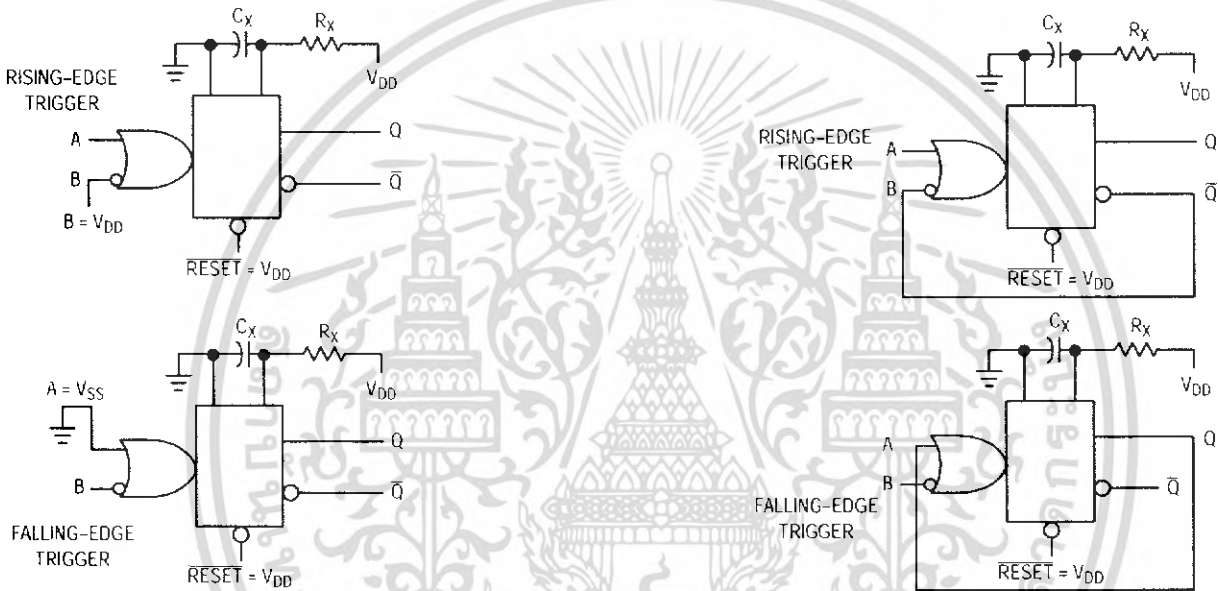


Figure 12. Retriggerable Monostables Circuitry

Figure 13. Non-Retriggerable Monostables Circuitry

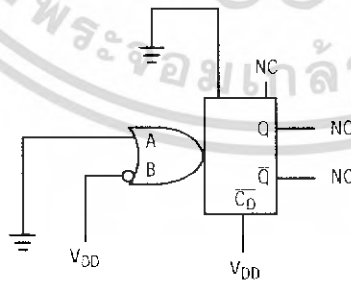


Figure 14. Connection of Unused Sections

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

Single Supply Quad Operational Amplifiers

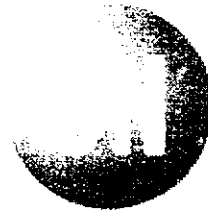
The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent 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.)

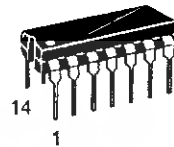
Rating	Symbol	LM224 LM324, LM324A	LM2902, LM2902V	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V_{CC}	32	26	
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	± 16	± 13	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit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

1. Split Power Supplies.

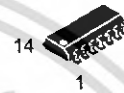


ON Semiconductor

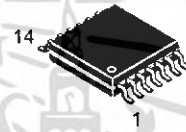
<http://onsemi.com>



PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646

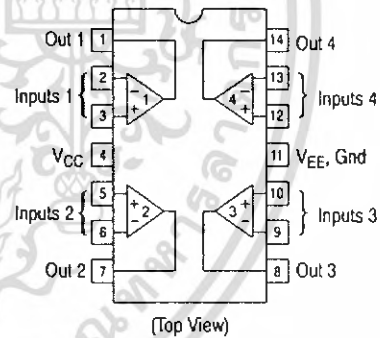


SO-14
D SUFFIX
CASE 751A



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	-	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
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) ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{O-}	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	mA
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	mA

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

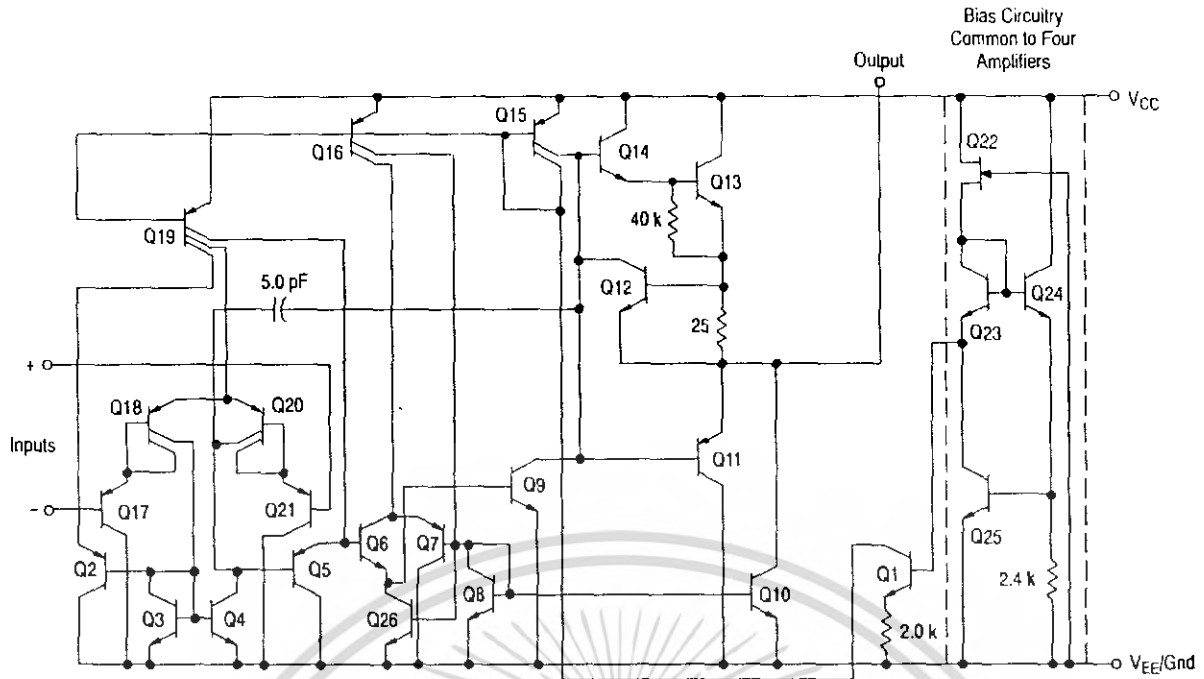


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)

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.

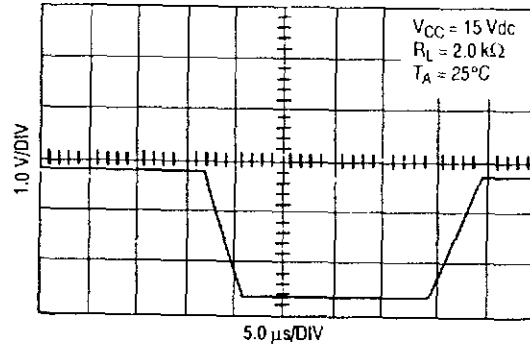


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

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.

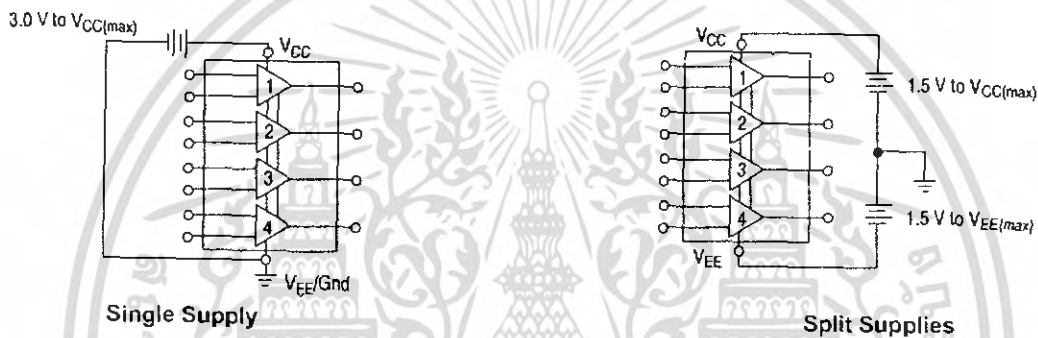


Figure 3.

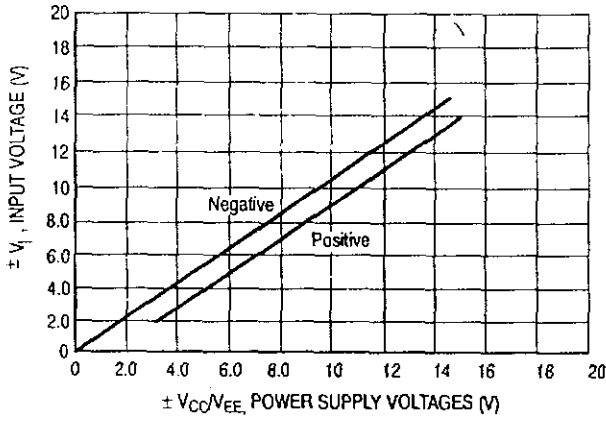


Figure 4. Input Voltage Range

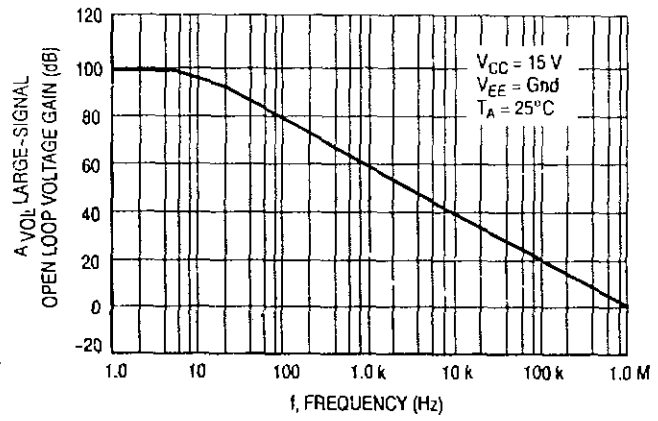


Figure 5. Open Loop Frequency

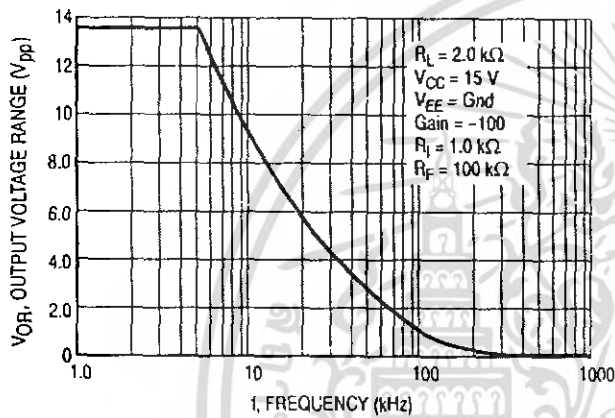


Figure 6. Large-Signal Frequency Response

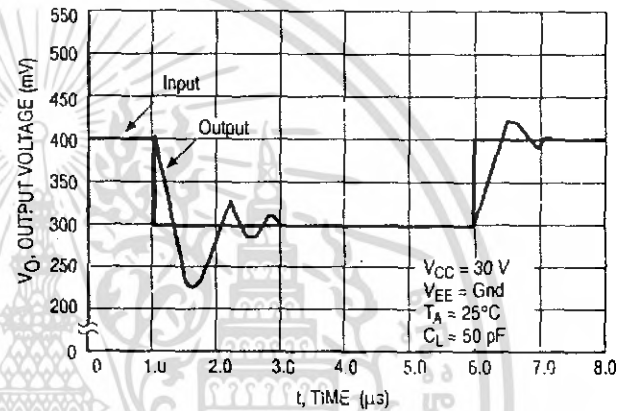


Figure 7. Small-Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

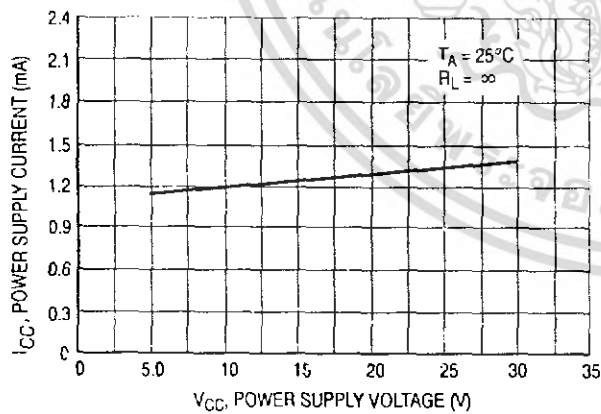


Figure 8. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

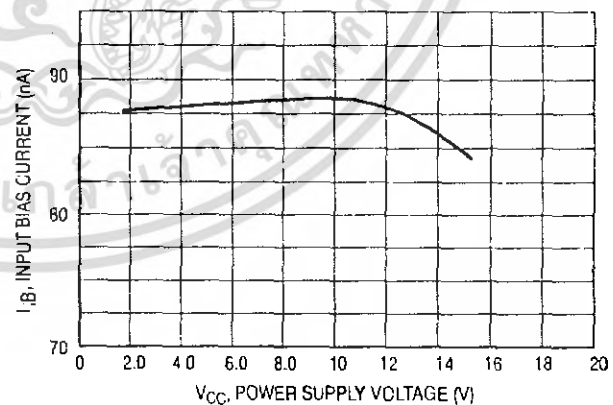


Figure 9. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

MC78XX/LM78XX/MC78XXA

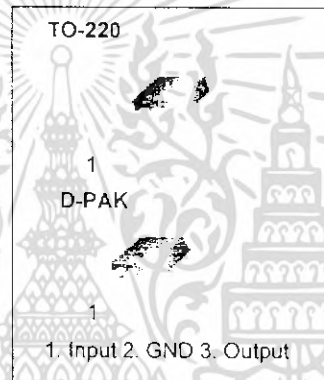
3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

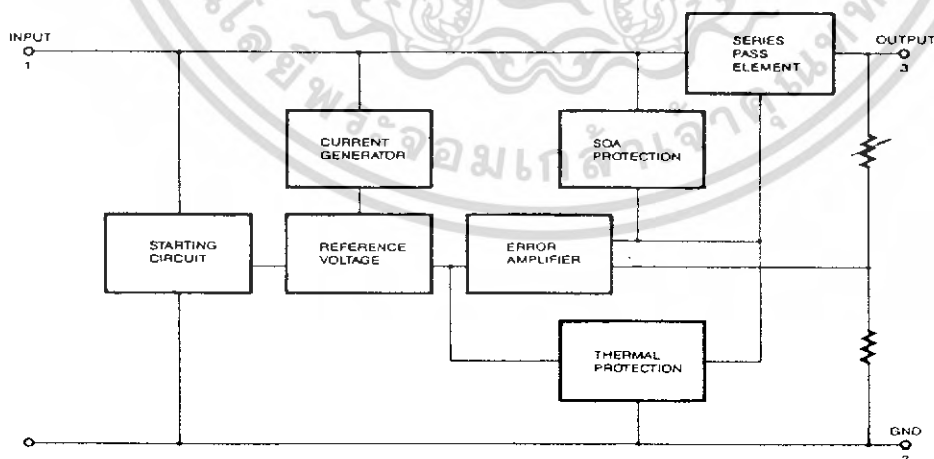
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

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	I_{SC}	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	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°C < T_J < 125°C, I_O = 500mA, V_I = 23V, C_I = 0.33μF, C_O = 0.1μF, 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

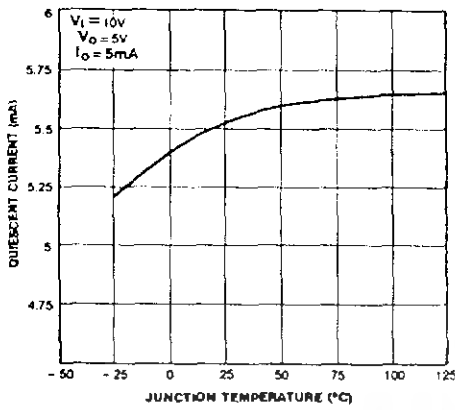


Figure 1. Quiescent Current

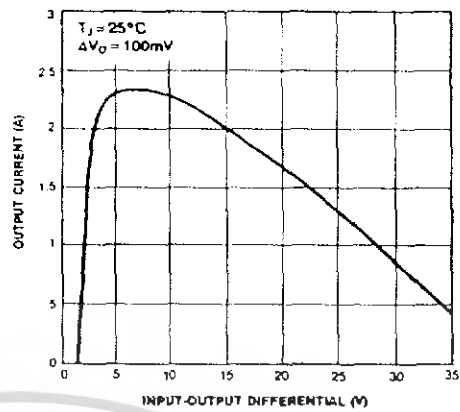


Figure 2. Peak Output Current

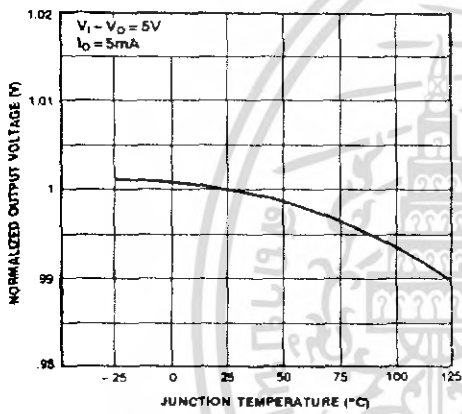


Figure 3. Output Voltage

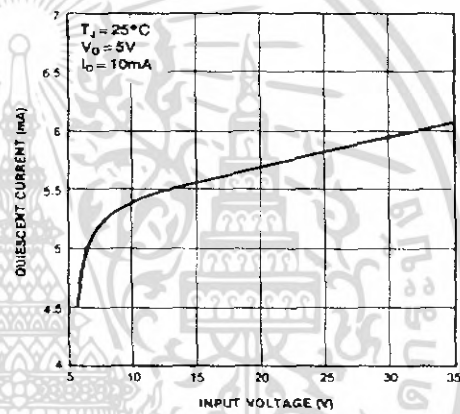


Figure 4. Quiescent Current

Typical Applications

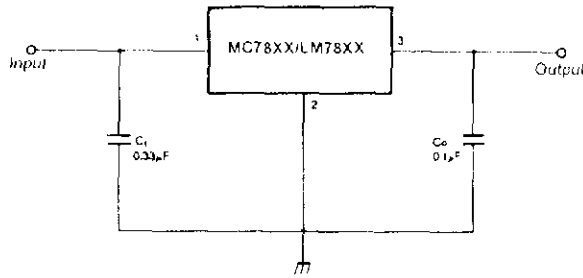


Figure 5. DC Parameters

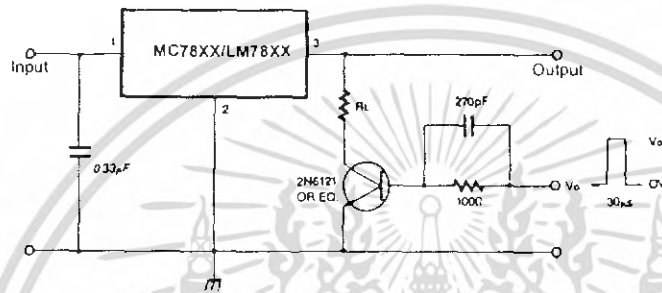


Figure 6. Load Regulation

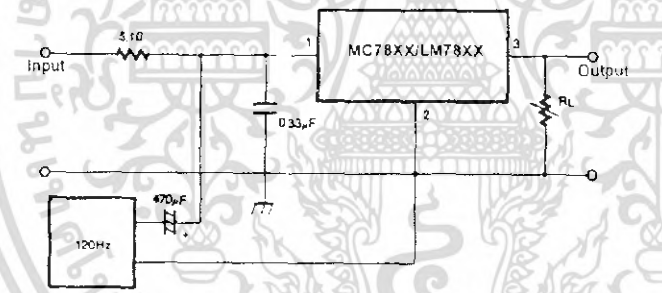


Figure 7. Ripple Rejection

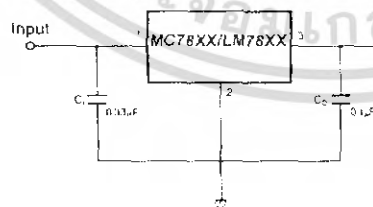


Figure 8. Fixed Output Regulator

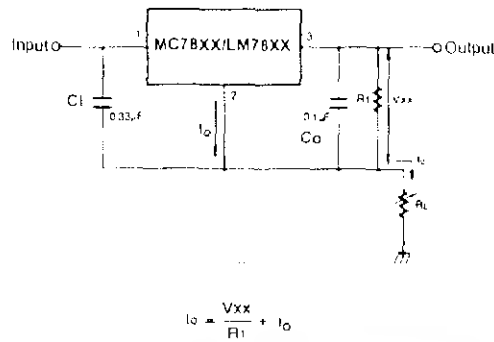


Figure 9. Constant Current Regulator

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) Co improves stability and transient response.

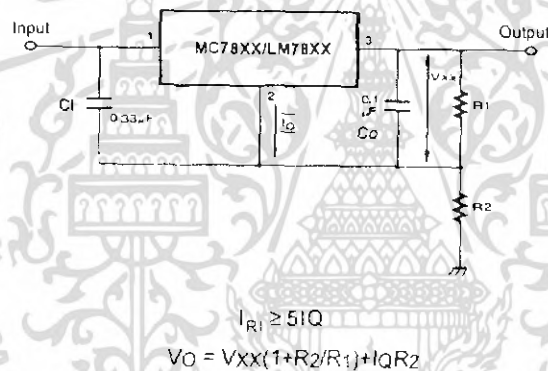


Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage

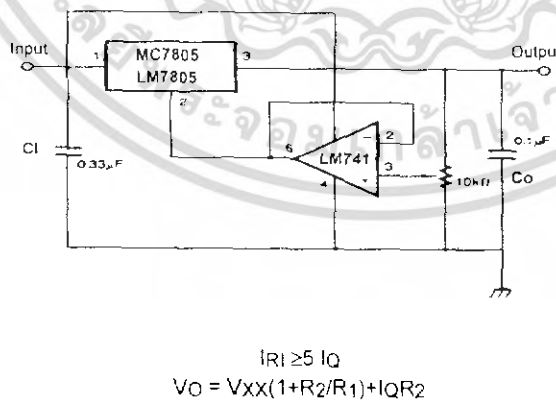


Figure 11. Adjustable Output Regulator (7 to 30V)

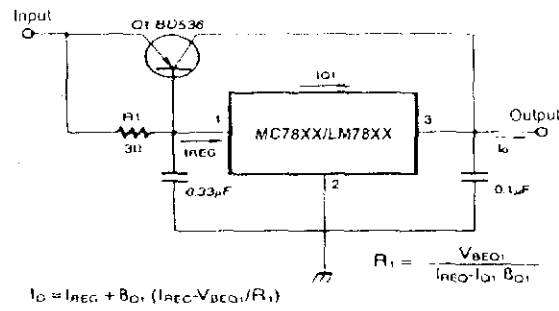


Figure 12. High Current Voltage Regulator

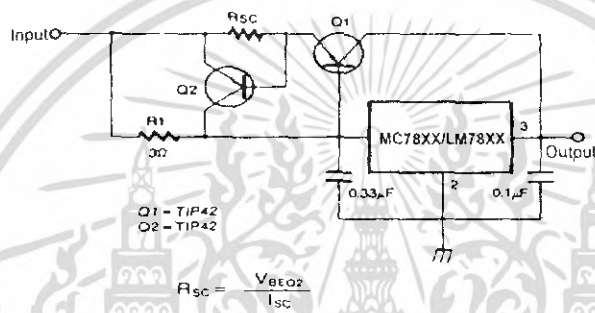


Figure 13. High Output Current with Short Circuit Protection

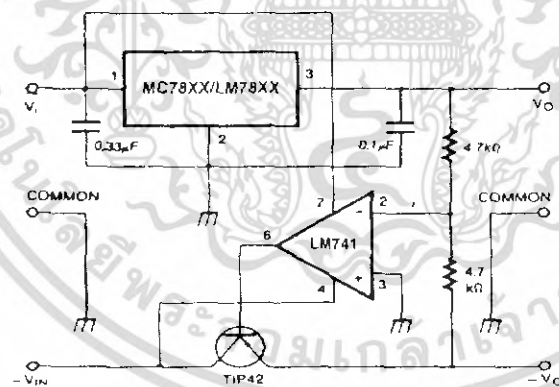


Figure 14. Tracking Voltage Regulator

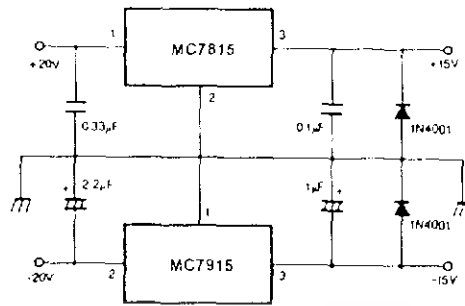


Figure 15. Split Power Supply ($\pm 15V-1A$)

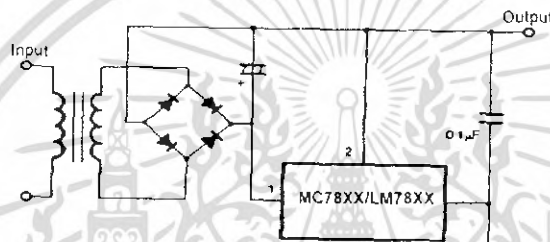


Figure 16. Negative Output Voltage Circuit

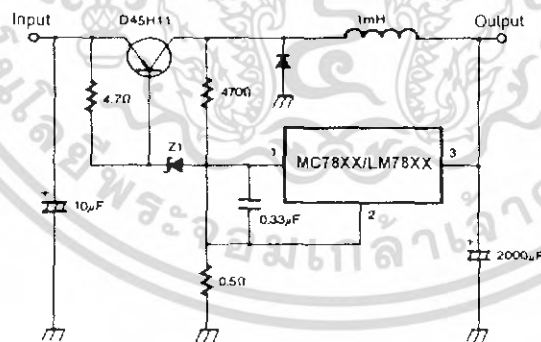


Figure 17. Switching Regulator

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

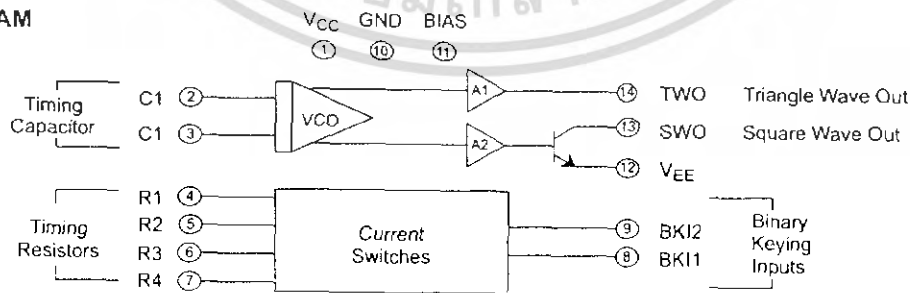
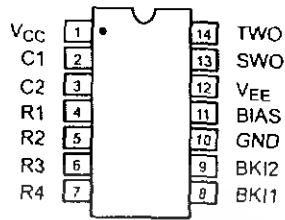
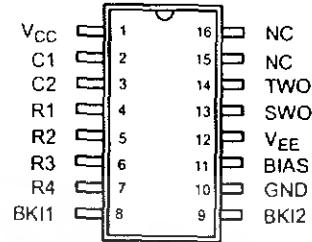


Figure 1. Block Diagram

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	BKI1	I	Binary Keying 1 Timing Resistor Select Input.
9	BKI2	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								
Single Supply	8		26	8		26	V	See Figure 3
Split Supplies	± 4		± 13	± 4		± 13	V	See Figure 4
Supply Current								See Figure 3
Single Supply		5	7		5	8	mA	Measure at Pin 1, S_1, S_2 Open
Split Supply								See Figure 4
Positive		5	7		5	8	mA	Measure at Pin 1, S_1, S_2 Open
Negative		4	6		4	7	mA	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	$k\Omega$	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		$k\Omega$	

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								
Triangle Output								Measured at Pin 13
Amplitude	4	6		4	6		V _{PP}	
Impedance		10			10		Ω	
DC Level		+100			+100		mV	Referenced to Pin 10
Linearity		0.1			0.1		%	From 10% to 90% to Swing
Squarewave Output								Measured at Pin 13, S ₂ Closed
Amplitude	11	12		11	12		V _{pp}	
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.4	V	Referenced to Pin 12
Rise Time		200			200		nsec	C _L ≤ 10pF
Fall Time		20			20		nsec	C _L ≤ 10pF

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		

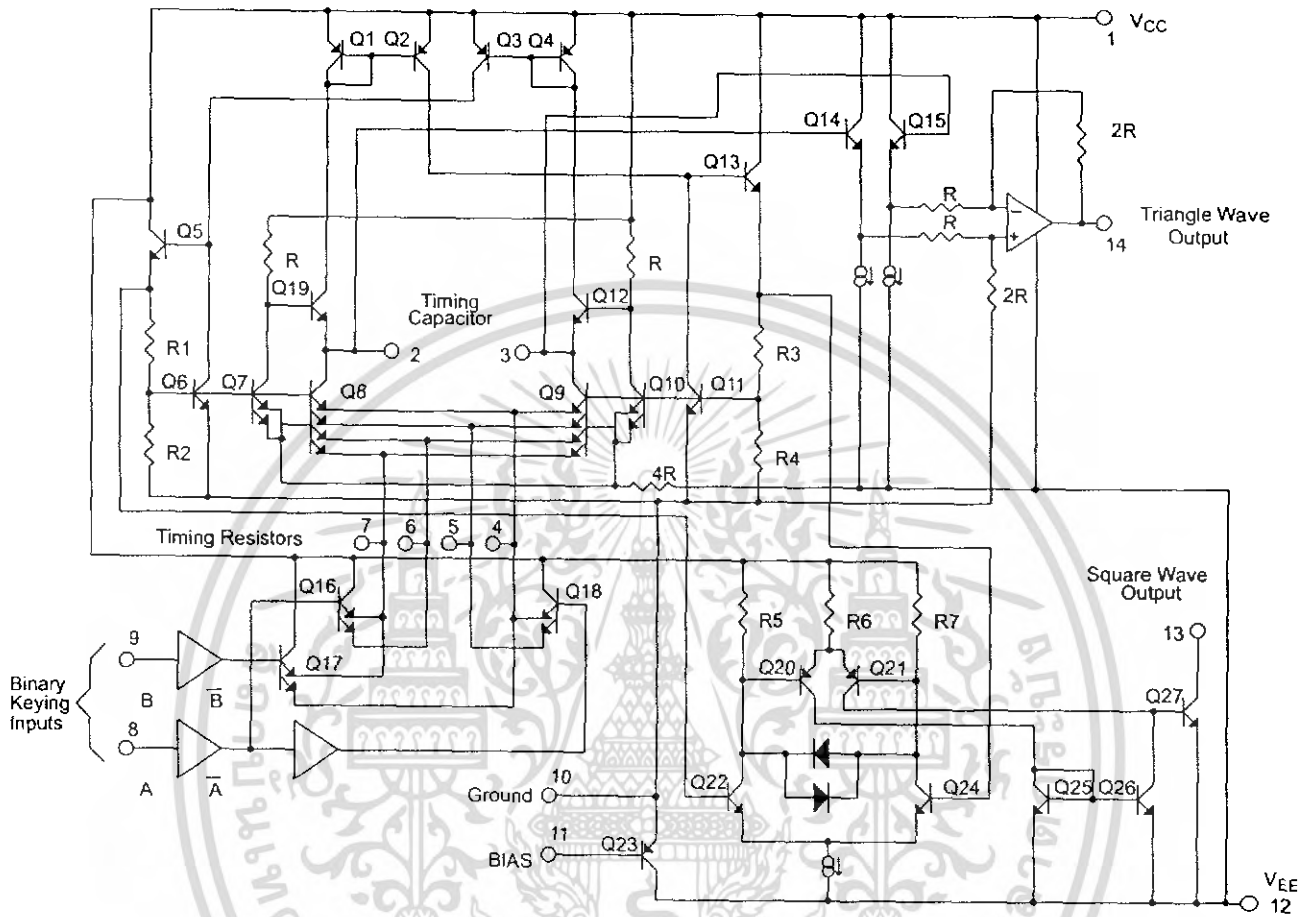


Figure 2. Equivalent Schematic Diagram

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.

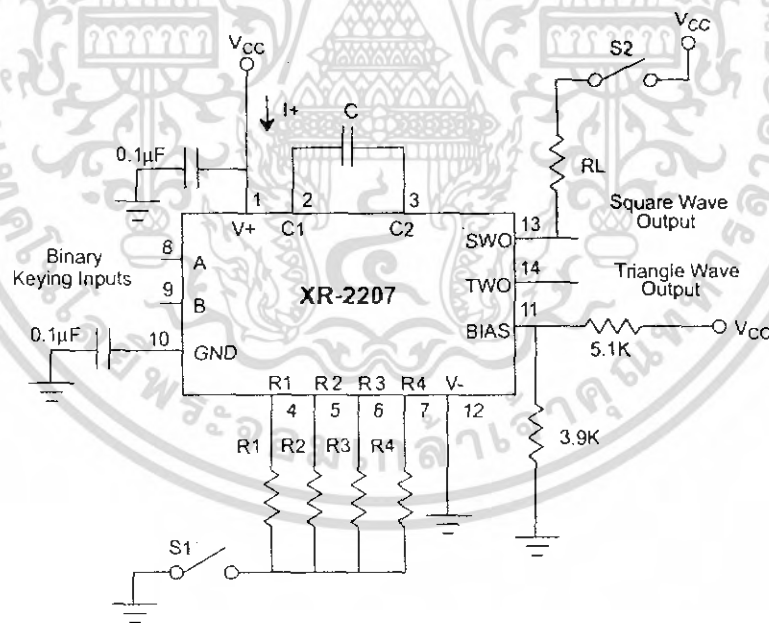


Figure 3. Test Circuit for Single Supply Operation

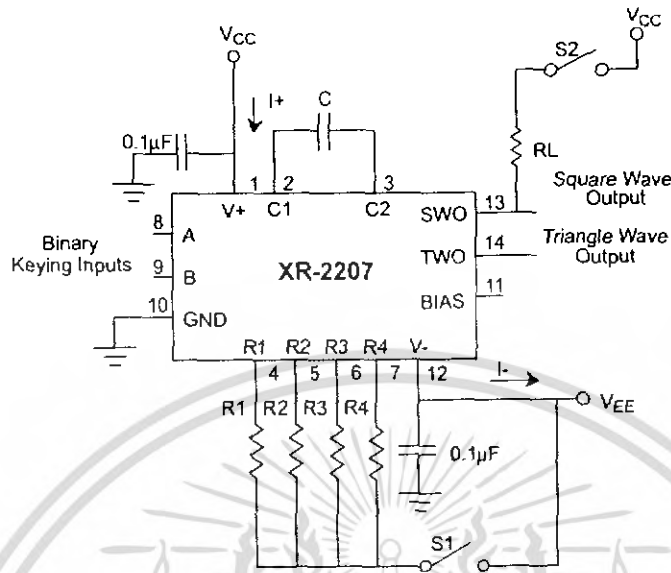


Figure 4. Test Circuit for Split Supply Operation

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.

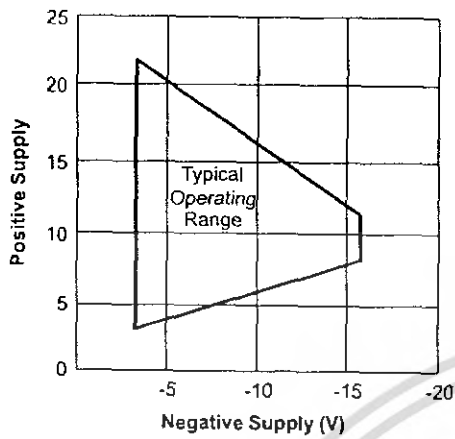


Figure 5. Operating Range for Unequal Split Supply Voltages

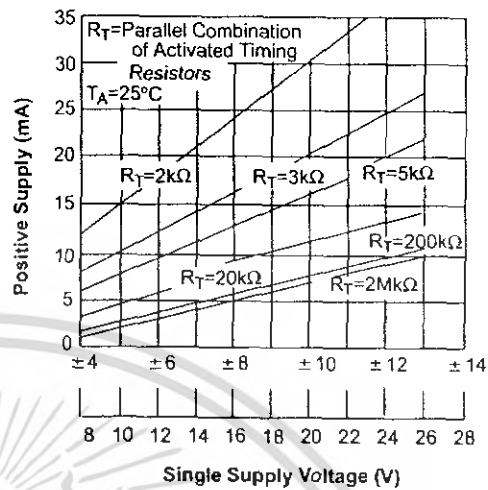


Figure 6. Positive Supply Current, I^+ (Measured at Pin 1) vs. Supply Voltage

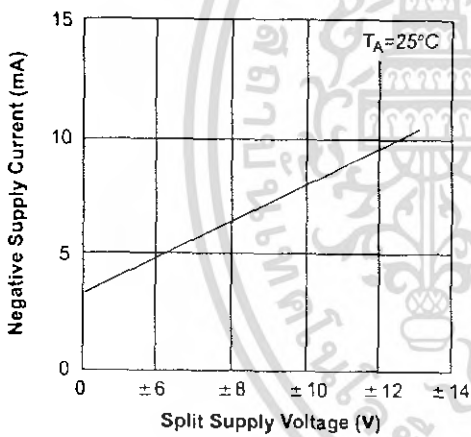


Figure 7. Negative Supply Current, I^- (Measured at Pin 12) vs. Supply Voltage

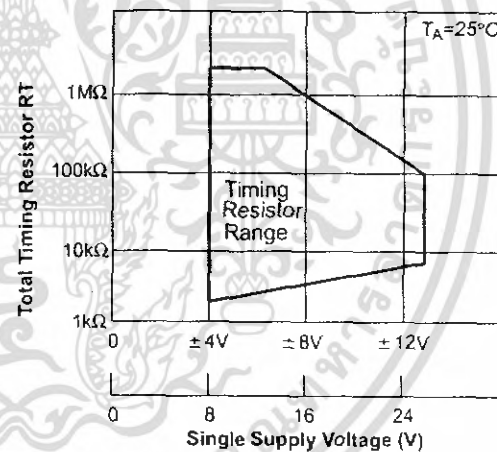


Figure 8. Recommended Timing Resistor Value vs. Power Supply Voltage

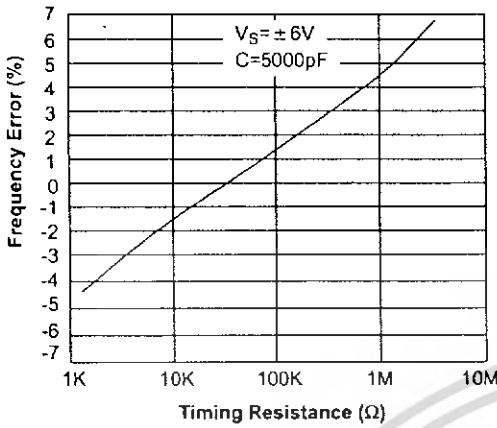


Figure 9. Frequency Accuracy vs. Timing Resistance

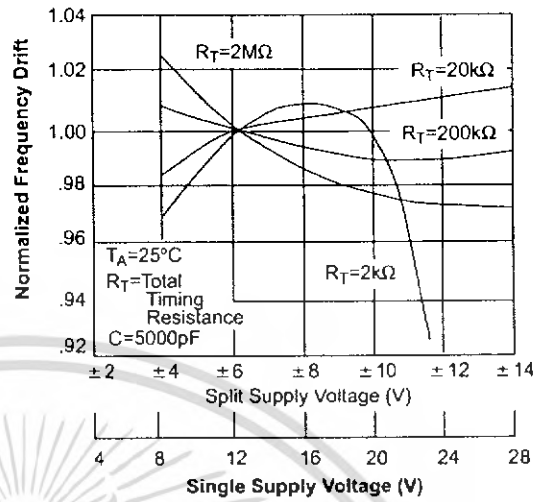


Figure 10. Frequency Drift vs. Supply Voltage

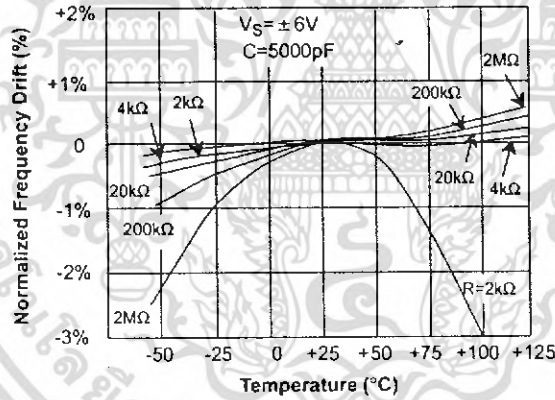


Figure 11. Normalized Frequency Drift with Temperature

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

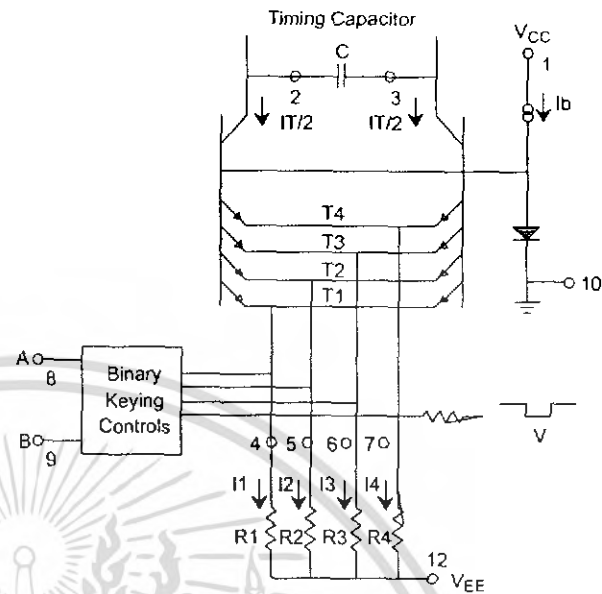


Figure 12. Simplified Schematic of Frequency Control Mechanism

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

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.

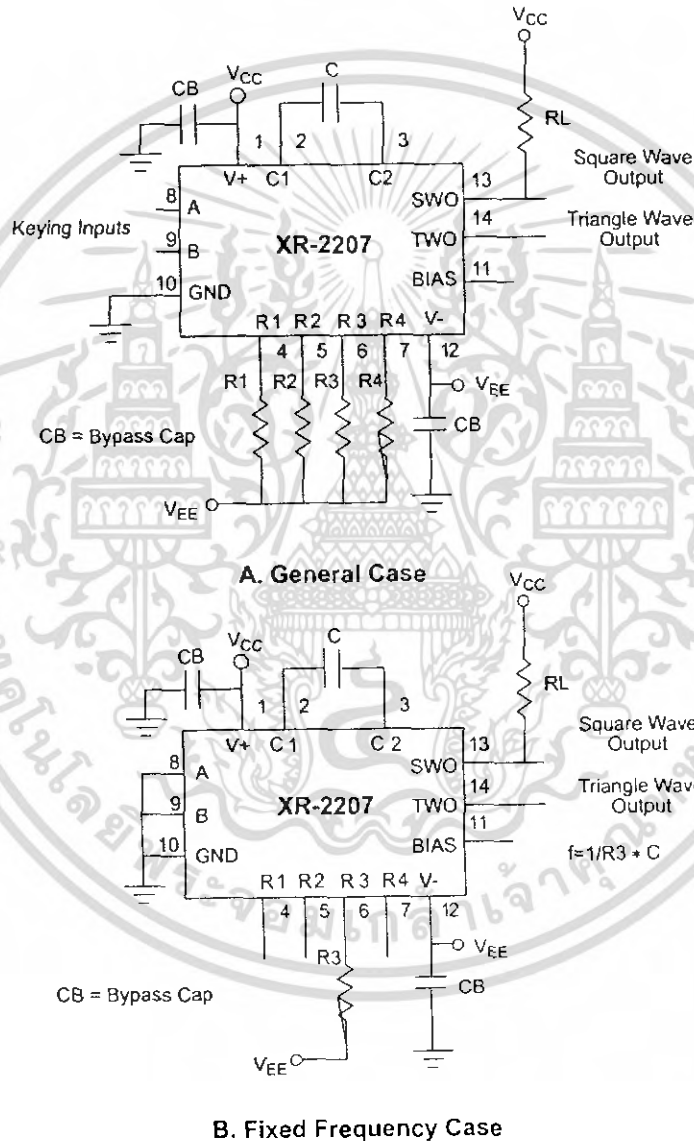


Figure 13. Split-Supply Operation

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.

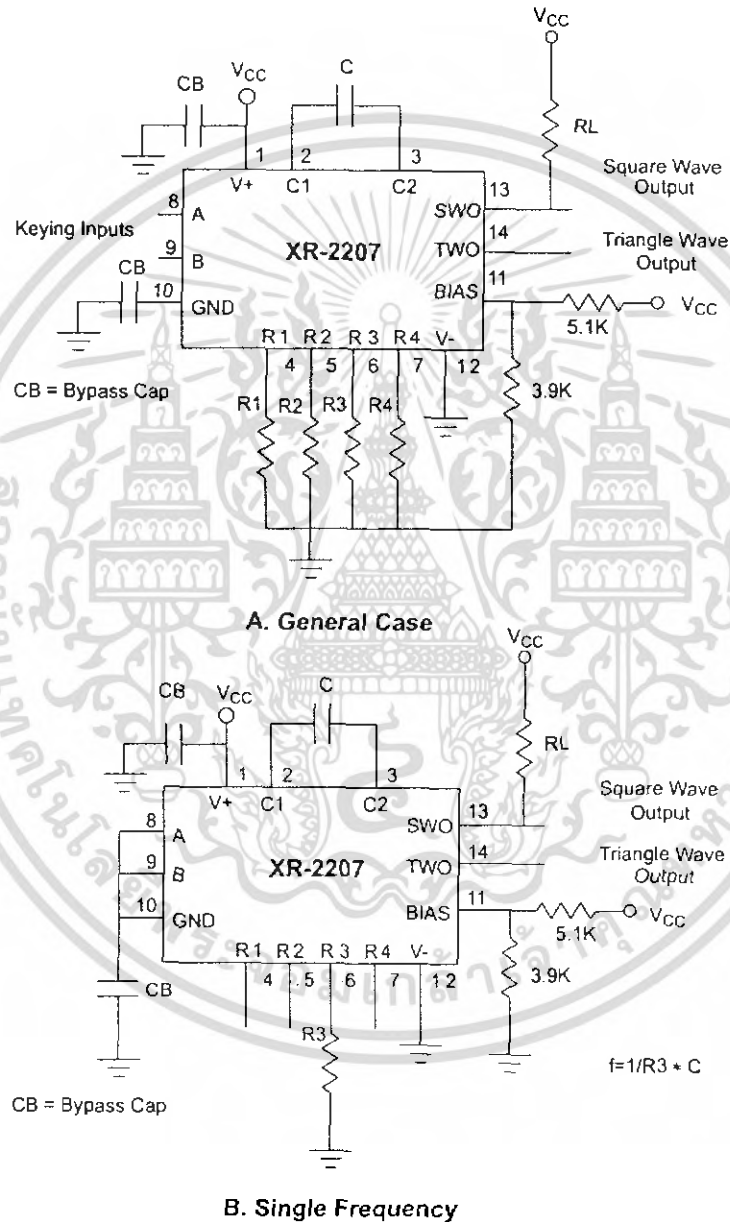
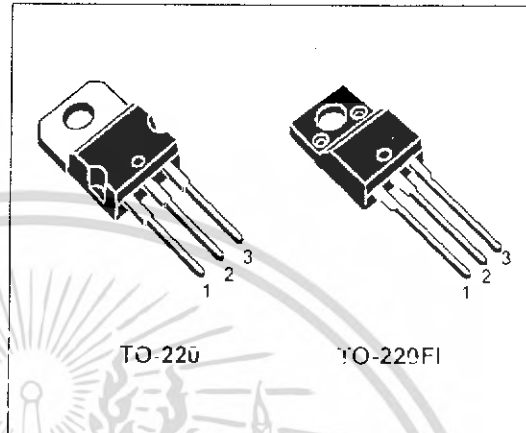


Figure 14. Single Supply Operation

N - CHANNEL 100V - 00.50Ω - 30A - TO-220/TO-220FI
POWER MOSFET

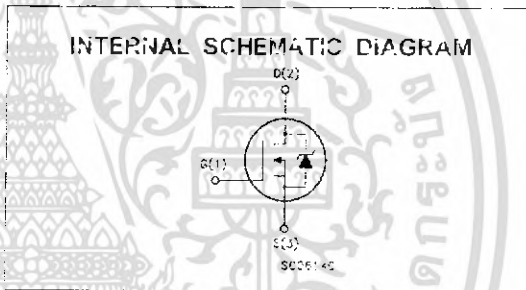
TYPE	V _{DSS}	R _{Ds(on)}	I _D
IRF540	100 V	< 0.077 Ω	30 A
IRF540FI	100 V	< 0.077 Ω	16 A

- 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
		IRF530	IRF530FI	
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_{SC} ≤ 30 A, di/dt ≤ 200 A/μs, V_{DS} ≤ V_{BR(DSS)}, T_J ≤ T_{JMAX}

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

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

SWITCHING OFF

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

SOURCE DRAIN DIODE

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

(\ddagger) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

(\bullet) Pulse width limited by safe operating area

2P4M, 2P5M, 2P6M

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 ($T_c = 77^\circ\text{C}$), 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.

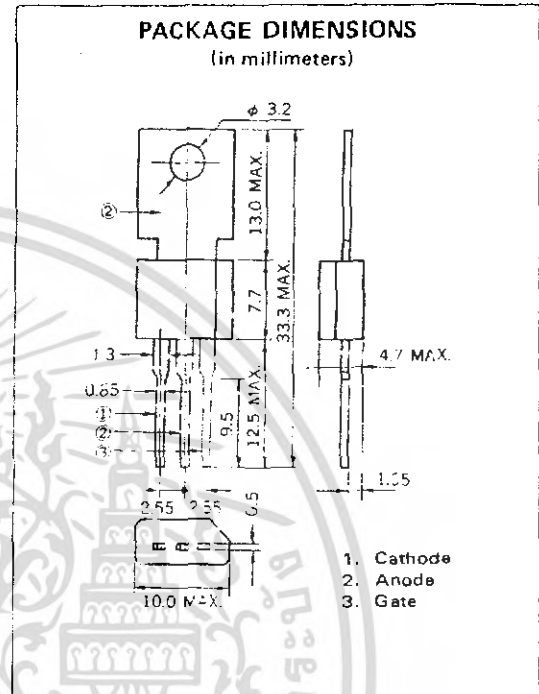
QUALITY GRADE

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



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_a = 25 °C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	2P4M	2P5M	2P6M	UNIT	NOTE
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage*	V _{RSM}	500	600	700	V	R _{GK} = 1 kΩ
Non-Repetitive Peak Off-state Voltage*	V _{DSM}	500	600	700	V	R _{GK} = 1 kΩ
Repetitive Peak Reverse Voltage*	V _{RRM}	400	500	600	V	R _{GK} = 1 kΩ
Repetitive Peak Off-state Voltage*	V _{DRM}	400	500	600	V	R _{GK} = 1 kΩ
On-state Current	I _{T(AV)}	2 (T _c = 77 °C, θ = 180° Single phase (1/2 wave))			A	See Fig.3, Fig.4
Surge Non-Repetitive On-state Current	I _{TSM}	20			A	See Fig. 10
Peak Gate Power Dissipation	P _{GM}	0.5 (f ≥ 50 Hz, Duty ≤ 10 %)			W	
Average Gate Power Dissipation	P _{G(AV)}	0.1			W	
Peak Gate Forward Current	I _{FGM}	0.2 (f ≥ 50 Hz, Duty ≤ 10 %)			A	
Peak Gate Reverse Voltage	V _{RGM}	6			V	
Junction Temperature	T _j	-40 to +125			°C	
Storage Temperature	T _{stg}	-55 to +150			°C	
Weight		1.4			g	

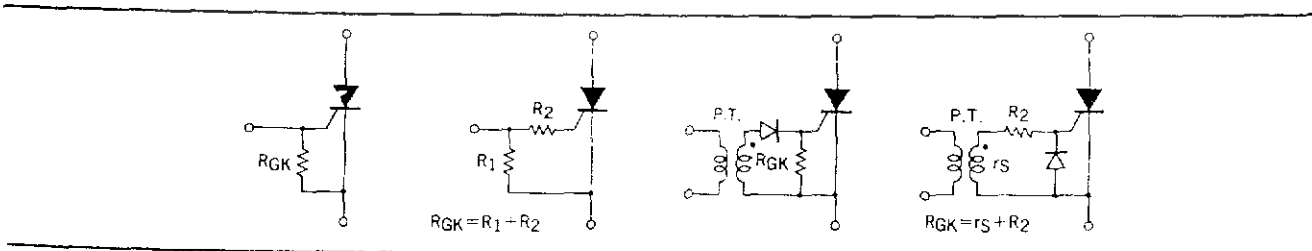
* Case Temperature is measured at 1.5 mm from the neck of Tablet.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_a = 25 °C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	NOTE
Repetitive Peak Reverse Current*	I _{RRM}	V _{RM} = V _{RRM} , T _j = 125 °C R _{GK} = 1 kΩ	—	—	100	μA	
Repetitive Peak Off-state Current*	I _{DRM}	V _{DM} = V _{DRM} , T _j = 125 °C R _{GK} = 1 kΩ	—	—	100	μA	
On-state Voltage	V _{TM}	I _{TM} = 4 A	—	—	2.2	V	See Fig. 1
Gate-Trigger Current*	I _{GT}	V _{DM} = 6 V, R _L = 100 Ω R _{GK} = 1 kΩ	—	—	200	μA	See Fig. 5 Fig. 7
Gate-Trigger Voltage*	V _{GT}	V _{DM} = 6 V, R _L = 100 Ω R _{GK} = 1 kΩ	—	—	0.8	V	See Fig. 6, Fig. 8
Gate Non-Trigger Voltage*	V _{GD}	V _{DM} = 1/2 V _{DRM} , T _j = 125 °C R _{GK} = 1 kΩ	0.2	—	—	V	
Critical Rate-of-Rise of Off-state Voltage	dv/dt	V _{DM} = 2/3 V _{DRM} , T _j = 125 °C R _{GK} = 1 kΩ	10	10**	—	V/μS	** 2P5M, 2P6M
Holding Current*	I _H	V _D = 24 V, R _{GK} = 1 kΩ I _{TM} = 4 A	—	1	3	mA	See Fig. 9
Thermal Resistance	R _{th (j-c)}	Junction to Case	—	—	10	°C/W	See Fig. 11
	R _{th (j-a)}	Junction to Ambient	—	—	75	°C/W	See Fig. 11

** Note: Insert a resistance less than 1 kΩ between gate and cathode, because the items indicated are guaranteed by connecting short resistance between gate and cathode (R_{GK} = 1 kΩ).

EXAMPLE OF R_{GK} INSERTION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้