

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง

HIGH VOLTAGE SWITCHING SUPPLY

โดย

นาย รังสรรค์ ทองจันทร์ รหัส 48015221

นางสาว ณัฐปภัทร์ ไปปอด รหัส 48015232

นาย อธิป เกาสมบัติ รหัส 48015234

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.สมศักดิ์ เข็ขร์ศิริกุล

รพ.
ร314๗
2550

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **83016**
วัน,เดือน,ปี..... **30 ก.ค. 2551**

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

b..... **119 ๑๘๐ bb**
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแรงดันสูง

ผู้จัดทำ

1. นาย รังสรรค์ ทองจันทร์ เลขประจำตัว 48015221
2. นางสาว ณัฐปภัสร ไปปอด เลขประจำตัว 48015232
3. นาย อธิป เกาสมบัติ เลขประจำตัว 48015234

ลงชื่อ.....(อาจารย์ที่ปรึกษา)
(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง

นาย รังสรรค์ ทองจันทร์ รหัส 48015221
นางสาว ณัฐปภัสร ไปปอด รหัส 48015232
นาย อธิป เกาสมบัติ รหัส 48015234
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง (High Voltage Switching Power Supply) เพื่อใช้สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันสูง โดยมีแรงดันสูงสุด 4 KV และมีกระแสสูงสุด 200 mA ทำให้ได้กำลังสูงสุด 800 W ในวงจรใหญ่ประกอบไปด้วยวงจรย่อยทางอิเล็กทรอนิกส์หลายวงจรเข้าด้วยกัน ซึ่งมีวงจรการทำงานหลักๆ คือ วงจร REGULATER วงจรภาค CONTROL PULSE วงจรภาค CONVERTER และ OUTPUT RESONANCE แต่ส่วนที่สำคัญที่สุดคือ ส่วนของวงจรฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) โดยจะถูกควบคุมด้วย IC TL494 ทำหน้าที่ควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต โดยนำแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูงที่ได้ต่อเข้ากับหลอดแมกนีตรอน

HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY

Mr. Rungsan Thongjun ID:48015221

Miss. Natthapapas Paipod ID:48015232

Mr. Athip Paosombat ID:48015234

Assoc Prof. Somsak Chearsirikun Advisor

Educational Year 2007

Abstract

This project concerns the design of high voltage switching supply for high voltage devices. The highest voltage of the supply is 4 KV with the highest electric current at 200 mA and 800 watt power. This project had many part of electronics circuit. The major functioning circuits include Regulator circuit , Control pulse and Converter partial circuits and Output Resonance partial circuit. The main idea is Half-Bridge converter circuit. It was controlled by IC TL494 for controlled switching of POWER MOSFET. By connecting high voltage switching supply with MAGNETRON.

กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ให้คำแนะนำและคำปรึกษาในการทำโครงการชิ้นนี้จนสำเร็จตามขอบเขตที่วางไว้ ขอบขอบคุณพ่อแม่ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ และทุกๆท่านที่ให้คำปรึกษา ให้กำลังใจ ให้ความช่วยเหลือต่างๆในการทำงาน รวมไปถึงปริญญาณิพนธ์และหนังสือต่างๆ ที่ให้ความรู้และเป็นแนวทางให้ปริญญาณิพนธ์เล่มนี้สำเร็จไปลงด้วยดี



รุ่งสรรค์ ทองจันทร์

(นาย รุ่งสรรค์ ทองจันทร์)

ณัฐปภัศร์ ไปปอด

(นางสาว ณัฐปภัศร์ ไปปอด)

อธิป เกาสมบัติ

(นาย อธิป เกาสมบัติ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2.3	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	17
2.6	วงจรสับเบอร์	18
2.6.1	วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส	18
2.6.2	วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	20
2.7	อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	22
2.7.1	ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	22
2.7.2	ชอตต์กี้ไดโอด	22
2.7.3	เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	22
2.7.4	เพาเวอร์มอสเฟต	24
2.7.4.1	กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	24
2.7.4.2	เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	26
2.7.4.3	ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุท (Input capacitance)	26
2.7.4.4	ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต	27
2.7.4.5	พิกัดความปลอดภัย FBSOA	28
บทที่ 3	หม้อแปลงสวิตชิง	29
3.1	ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	29
3.1.1	แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)	29
3.1.2	บอบบี้น (Bobbin)	30
3.1.3	ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)	31
3.1.4	เทปฉนวน (Insulation Type)	31
3.2	แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	31
3.2.1	ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	31
3.2.2	ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	32
3.2.3	เส้นโค้งฮีสเทอรีซิส (Hyteresis Curve)	33
3.2.4	การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก สูงสุดในแกนหม้อแปลง	34
3.2.5	การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	35
3.2.6	ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)	35
3.2.7	แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาท์พุทโซค	36
3.3	ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	38

3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	39
3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่นี้ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)	39
3.6 ผลจากการเรียงซ้อนของขดลวด (Proximity effect)	40
บทที่ 4 วงจรรีโซแนนซ์	44
4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม	44
4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน	46
บทที่ 5 หลักการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง	49
5.1 การทำงานของวงจร	49
5.2 การออกแบบวงจร	50
5.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์	50
5.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	50
5.2.3 วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์	51
5.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิ่ง (ชุดที่ 1)	51
5.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิ่ง (ชุดที่ 2)	57
5.5 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิ่ง (ชุดที่ 1และชุดที่ 2)	62
5.6 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิ่ง(หลอดแมกนีตรอน)	67
บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง	72
6.1 สรุปผลการทดลอง	72
6.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางการแก้ไข	73
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แหล่งจ่ายสวิตซิ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ	3
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซิ่ง	5
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบลคคอนเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน	10
รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม	11
รูปที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	11
รูปที่ 2.9 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุม ในโหมดควบคุมจากกระแส	13
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสที่แบบเบอร์เกอร์แคสเมบี	14
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วน กับกระแสคอลเล็กเตอร์	15
รูปที่ 2.12 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	16
รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	17
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยมือแปลง	17
รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	18
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส	19
รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	20
รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	23
รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน	25
รูปที่ 2.20 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	26
รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูก ไบแอสให้นำกระแส	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดง อาน้ำยาบอบบิ้น	29
รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EC	30
รูปที่ 3.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI และ ETD	32
รูปที่ 3.4 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8	33
รูปที่ 3.4 (ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A	33
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะ สมมาตรของกราฟซิกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะใช้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น	34
รูปที่ 3.6 แสดงการกำหนดช่องอากาศกัน	36
รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	38
รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อ มีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง	39
รูปที่ 3.9 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือ เพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของ ค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด	40
รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง	41
รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตชิง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุด ของขดลวดทองแดง	41
รูปที่ 3.12 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวน เกิดขึ้นที่ผิว ด้านบน และด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความ หนาแน่นกระแส ที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง	42
รูปที่ 3.13 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของ แผ่นทองแดงที่มี ความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น	42
รูปที่ 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม	44
รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z	45
รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน	45
รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิตแตนซ์	46
รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน	47

รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิตแตนซ์	47
รูปที่ 4.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์	48
รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร	49
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดัน ชุดที่ 1	55
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแส ชุดที่ 1	55
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลัง ชุดที่ 1	56
รูปที่ 5.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับประสิทธิภาพชุดที่ 1	56
รูปที่ 5.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดัน ชุดที่ 2	60
รูปที่ 5.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแส ชุดที่ 2	60
รูปที่ 5.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลัง ชุดที่ 2	61
รูปที่ 5.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับประสิทธิภาพ ชุดที่ 2	61
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดัน ชุดที่ 1 และชุดที่ 2(ต่อรวมกัน)	65
รูปที่ 5.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแส ชุดที่ 1 และชุดที่ 2(ต่อรวมกัน)	65
รูปที่ 5.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลัง ชุดที่ 1 และชุดที่ 2(ต่อรวมกัน)	66
รูปที่ 5.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับประสิทธิภาพ ชุดที่ 1 และชุดที่ 2(ต่อรวมกัน)	66
รูปที่ 5.14 วงจรการทดลองโดยใช้โพลดิเป็นแมกนีตรอน	67
รูปที่ 5.15 กราฟแสดงสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับความถี่เมื่อต่อกับMAGNETRON	68
รูปที่ 5.16 กราฟแสดงอุณหภูมิของน้ำที่ทำการทดลองที่เวลาต่างๆกัน	69
รูปที่ 5.14 สัญญาณที่ออกจาก ขา 8 และขา 11ของ IC TL494	70
รูปที่ 5.15 สัญญาณที่ เอาท์พุท ที่ออกจาก CONTROL PULSE	70
รูปที่ 5.16 สัญญาณที่ขา GATE และขา SOURCEของ POWER MOSFET (IRFP 460)	71

สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 5.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 10.1k)	52
ตาราง 5.2 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 15 k)	53
ตาราง 5.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 20 k)	54
ตาราง 5.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 10.1k)	57
ตาราง 5.5 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 15 k)	58
ตาราง 5.6 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 20 k)	59
ตาราง 5.7 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 10.1k)	62
ตาราง 5.8 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 15 k)	63
ตาราง 5.9 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ (ที่โหลด 20 k)	64
ตาราง 5.10 ผลการทดลองเมื่อวัดค่ากำลัง(W)และความถี่(kHz)	68
เมื่อค้อกับMAGNETRON	
ตาราง 5.11 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซ์ (โหลดแมกนีตรอน) ที่อุณหภูมิห้อง 27 องศาเซลเซียส ปริมาณน้ำที่ 250 มิลลิลิตร	69

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

โครงการนี้เป็นโครงการสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ (SWICHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE GENERATOR) โดยชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟนี้ก็เป็นอย่างหนึ่งที่สามารถนำไปอย่างหนึ่ง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน

ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ

- งานพลาสมา เช่น ขบวนการอิชชิง (etching) สปีตเตอร์ริง (sputtering) แหล่งกำเนิดไอออน (ion source)
- อุตสาหกรรมการทำอาหาร เช่น การอบอาหารให้แห้ง
- เคาบไมโครเวฟ
- อุตสาหกรรม การแพทย์ วิทยาศาสตร์ ที่ต้องการพลังงานจากไมโครเวฟ

นอกจากนี้แล้ว ไมโครเวฟเทคโนโลยีเป็นแนวทางการใช้พลังงานที่น่าสนใจมากในปัจจุบันเนื่องจากเป็นพลังงานที่ไม่ทำลายสภาพแวดล้อม ขบวนการทำงานต่างๆ มีประสิทธิภาพสูงสำหรับ การทำแห้ง (drying) การรวมแสง (concentrating) การให้กำเนิดความร้อน (product heating) การจัดการกับขยะ (waste management) เป็นต้น

แต่ทั้งนี้แล้วชุดกำเนิดคลื่นก็ต้องการแหล่งจ่าย (source) ให้กับตัวเองเช่นกัน แหล่งจ่ายที่ต้องการก็คือ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั่นเอง

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ก็คือ แหล่งจ่ายไฟประเภทหนึ่งคล้ายๆ กับ เครื่องจ่ายไฟทั่วไป ต่างกันที่มีขนาดกระทัดรัดกว่าเพราะไม่ต้องใช้หม้อแปลงและประสิทธิภาพดีกว่าโดยความเป็นจริงแล้ว สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนทางวงจรและความยุ่งยากในการสร้างและประกอบน้อยกว่า เนื่องจากการพัฒนาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต และวงจรควบคุมมีขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสูงขึ้นเรื่อยๆ จนทำให้วงจรพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ ซึ่งเป็นวงจรหลักและใช้งานมาเป็นเวลานานแล้วยังคงสามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

กล่าวคือ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และยังสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟจากระบบแรงดันสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดัน

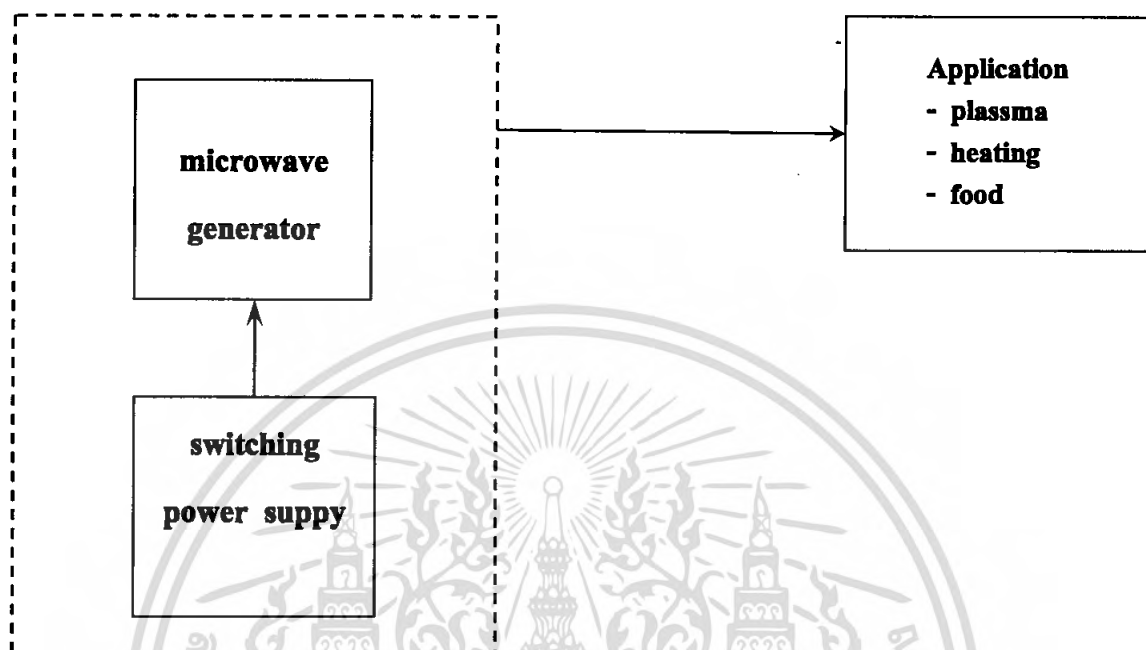
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรงค่าต่ำ เพื่อใช้งานในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นหรือที่เรียกว่า ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกันแต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตซิ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัด อยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากรวมถึงประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

ในขณะที่เดียวกันสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็กและมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบาเริ่มมีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานสูงและมีขนาดเล็กด้วย แนวโน้มการนำสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้งานจึงมีแนวโน้มที่สูงขึ้นตามไปด้วย

สำหรับโครงการแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่งเป็นการนำหลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งที่มีการทำงาน คือ เปลี่ยนแรงดันสูง 220 โวลต์ มาทำการเรกติไฟร์ และผ่าน วงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นไฟตรงแรงดันสูงจากนั้นจะผ่านวงจรสวิตซิ่งเพื่อแปลงกลับมาเป็นไฟสลับที่มีความถี่สูง โดยแรงดันไฟสลับความถี่สูงจะมีเพาเวอร์มอสเฟตของ วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีไอซี TL 494 เป็นตัวทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์เฟท ส่วนวงจรด้านเอาต์พุตจะใช้วงจรีโชนันท์ LC ที่ต่อกันแบบผสม เพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ ส่วนการกำหนดแรงดันเอาต์พุตจะสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการปรับความถี่รีโชนันท์ซึ่งตรงกับค่าความถี่รีโชนันท์ของวงจรจะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันที่สูงที่สุด ถ้าหากว่าที่ความถี่ที่ต่ำหรือสูงกว่าความถี่รีโชนันท์ จะให้ค่า แรงดันทางด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าความถี่รีโชนันท์ ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะส่งไปให้ขดลวดของหม้อแปลงเอาต์พุตทางด้านขดลวดปฐมภูมิ จากการควบคุมของไอซี TL 494 ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันได้ตามที่เราต้องการ และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนขดลวดทางด้านทุติยภูมิให้มีจำนวนรอบเพิ่มมากขึ้นเราก็จะได้แรงดันที่ขาออก (เอาต์พุตของวงจร) มีค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วยตามจำนวนรอบของขดลวด เป็นค่าแรงดันสูงที่ได้ออกมาซึ่งเป็นค่าแรงดันที่เราต้องการและจะทำการผ่านวงจรฟิลเตอร์ให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง

SOURCE



รูปที่ 1.1 แหล่งจ่ายสวิตซิ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ

1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาการทำงานของสวิตซิ่ง
- เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานระหว่างสวิตซิ่งกับชุดกำเนิดไมโครเวฟ
- เพื่อเป็นแนวทางในการนำชุดกำเนิดไมโครเวฟไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

1.1.2 ขอบเขตของโครงการ

- สร้างแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่ง 1000วัตต์ (4 kv * 200 mA)
- ท่อนำคลื่น 3 ส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 บทนำ

ในวงจรไฟฟ้าทั่วไปไม่ว่าจะเป็นวงจรในระบบอนาล็อก หรือดิจิทัล ก็ย่อมมีความจำเป็นที่จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีลักษณะสมบัติดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างพอเพียง โดยยังรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ไว้ได้
- มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation)
- สามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลายๆ ระดับ
- ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

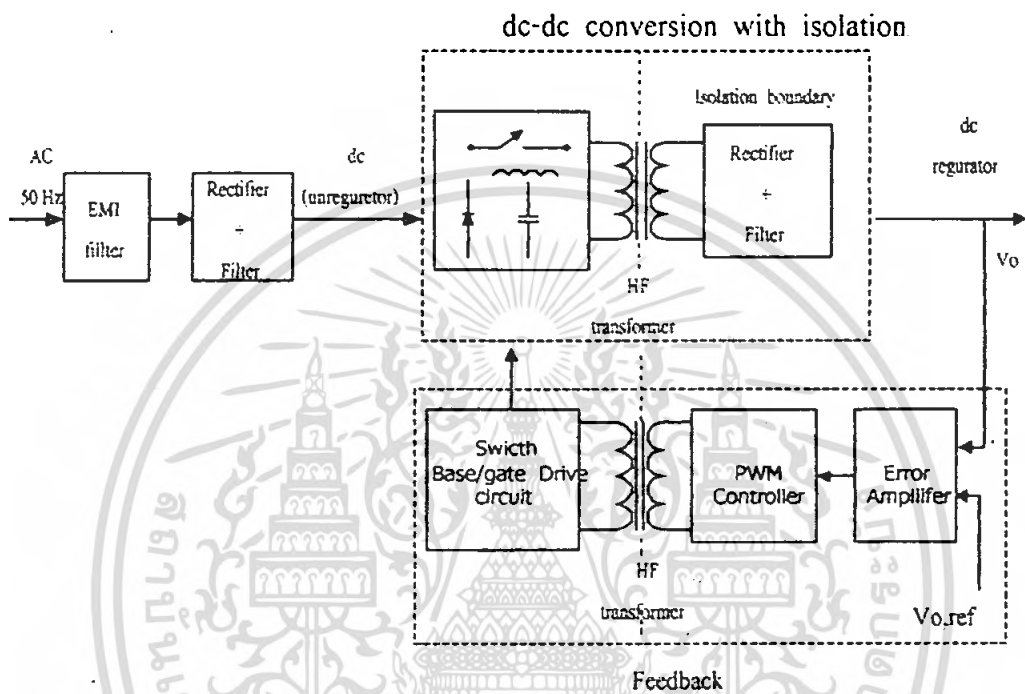
ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้นถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบ และอุปกรณ์ใช้นั้นไม่แพงนัก แต่ก็มีข้อเสียคือถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้กับความถี่ต่ำ ขนาดของขดลวดและแกนแม่เหล็กจะมีขนาดที่ใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งมาก และข้อเสียอีกอย่างของหม้อแปลงความถี่ต่ำก็คือ มีกำลังสูญเสียทางไฟฟ้ามก ประสิทธิภาพจึงต่ำ

แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง จะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่ง ด้วยวงจร dc-to-dc converter ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟตและอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ โดยไม่จำเป็นจะต้องทำงานในย่านแอกทีฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์จะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและกระแส

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกระทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์ โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งก็มีข้อเสียเช่นกัน

2.2 หลักการเบื้องต้น

พื้นฐานทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งคือทำให้หม้อแปลงกำลังนั้นมีขนาดและน้ำหนักลดลง โดยการพยายามลดระดับแรงดันผ่านหม้อแปลงที่ความถี่สูงๆ เพราะความถี่ยิ่งสูงขนาดและน้ำหนักจะลดลงมาก



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง

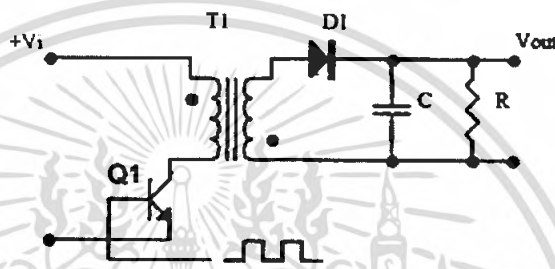
ในรูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งแรงดันไฟสลับจากอินพุทจะถูกเรียงกระแสแล้วป้อนเข้ามา ซึ่งเป็นแรงดันไฟตรงที่ยังไม่ผ่านการเรกกูเลต สำหรับส่วนของบล็อก-ไดอะแกรม dc-dc Conversion with isolation จะเป็นตัวเปลี่ยนไฟตรงจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกหลายๆ ระดับโดยใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงมากๆ เป็นผลทำให้เกิดความถี่ ac มีค่าสูงดกคร่อม isolation transformer และมีวงจรเรียงกระแสกับวงจรฟิลเตอร์ต่อกับขดลวดทางด้านทุติยภูมิ เกิดเป็น V_o

ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากแหล่งจ่ายจะถูกเรกกูเลตโดยป้อนกลับมาควบคุมการทำงานของ PWM CONTROLLER ซึ่งจะนำแรงดันควบคุมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ความถี่สวิตชิ่ง สำหรับการแยกกันทางไฟฟ้า (isolation) ในการป้อนกลับนั้นสามารถทำได้โดยใช้หม้อแปลงหรือแสงเป็นตัวแยกก็ได้

2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไปดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

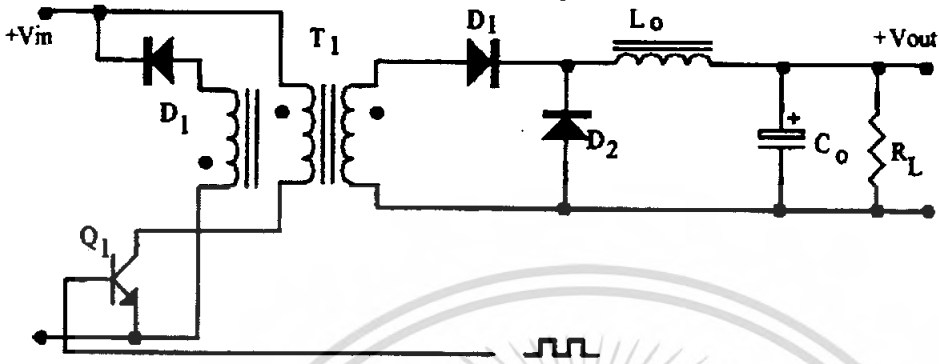


รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิ D1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูก ถ่ายเทไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย และมีราคาถูก

2.3.2 ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

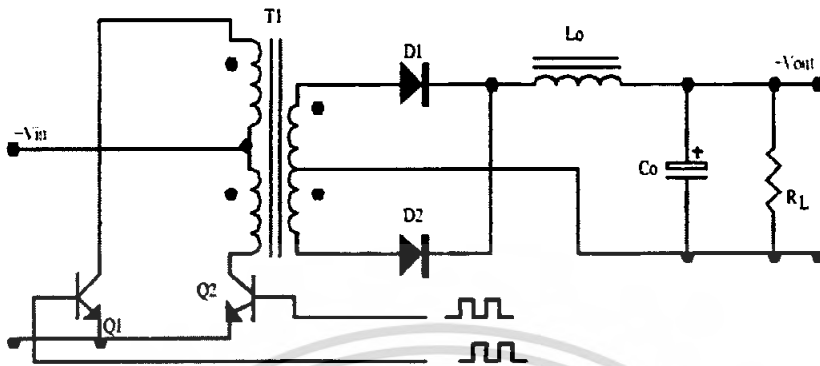


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.3 จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดคชคปรฐมฐมิและขดขตุยฐมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดขตุยฐมิ สนามแม่เหล็กใน L จะขยับตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามา จะทำให้ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.3.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

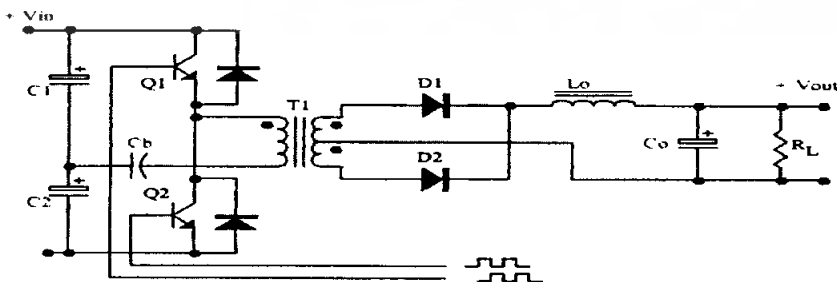


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจร สวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.4 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทาง เอาท์พุทจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.3.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



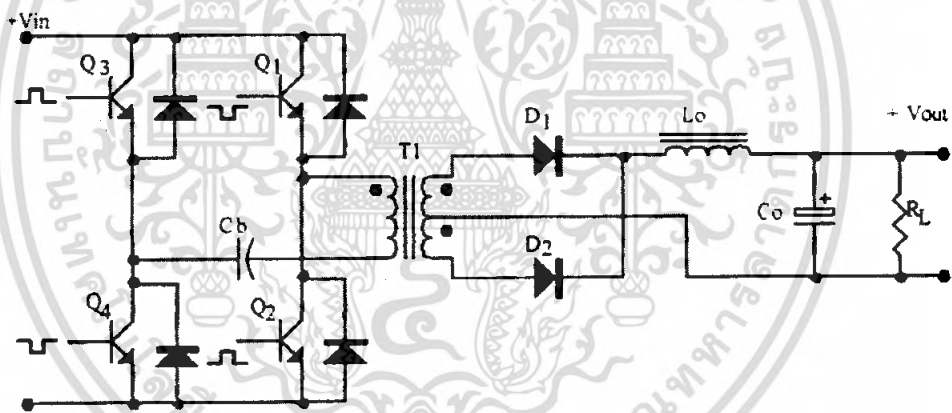
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-ฟูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน วงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้วและ ลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดัน ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้นเมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูล-ฟูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรง ดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของ การต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่ง เป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้จะอยู่ในช่วง ไม่เกิน 500 วัตต์

2.3.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

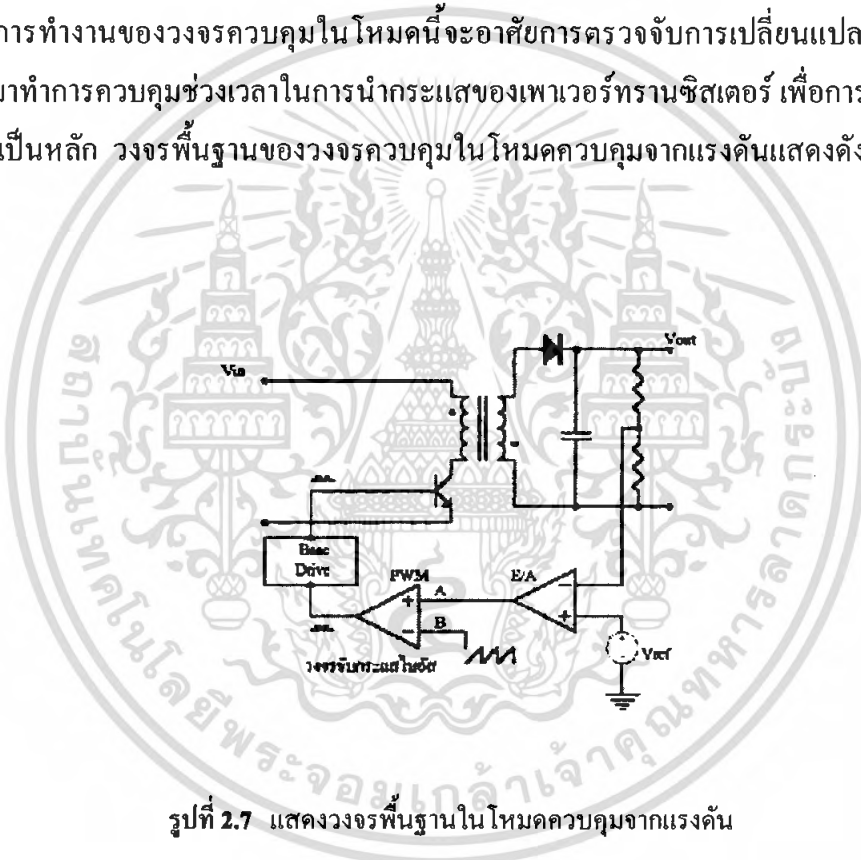
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมด 4 ตัว แต่จะทำงาน สลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ ไหลผ่าน ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อ ได้เปรียบของ ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่า แรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้ สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

2.4 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

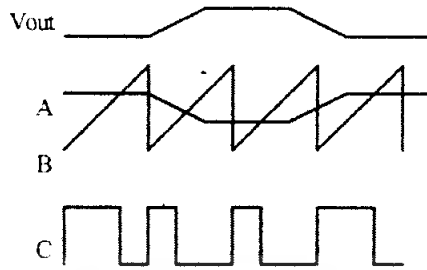
2.4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมใน โหมดนี้จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุต เป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปที่ 2.7 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

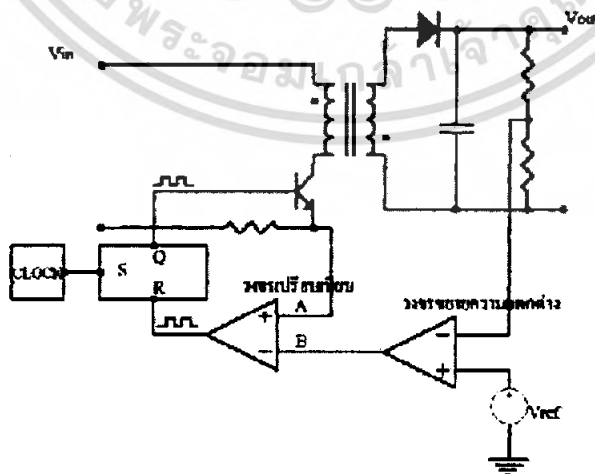


รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของ วงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจึงมีค่าลดลงด้วยและทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น ผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

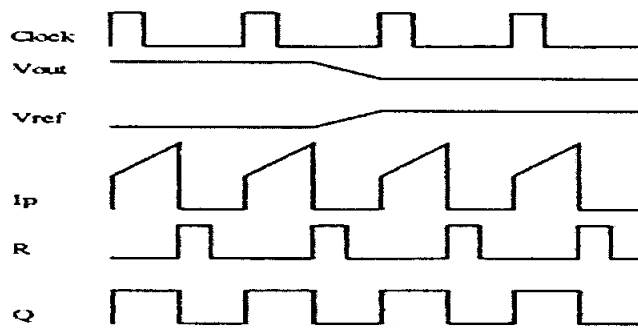
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูป 2.9 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรถูกควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรถูกเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงาน โดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรถูกทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณพิกษาที่คาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ดคกรวมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันดคกรวม R_s ที่เกิดขึ้นถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรถูกเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรถูกเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจรถูกเปรียบเทียบจะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณพิกษาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจรถูกเปรียบเทียบ จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ดคกรวมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงนำเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรถูกขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรถูกขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรถูกขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.9 (ข)



รูปที่ 2.9 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีที่กว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่า แรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลล้นเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.5 วงจรขับ

2.5.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรถับกระแสไบแอสที่ถูกต้อง จะช่วยลดกำลังงาน สูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

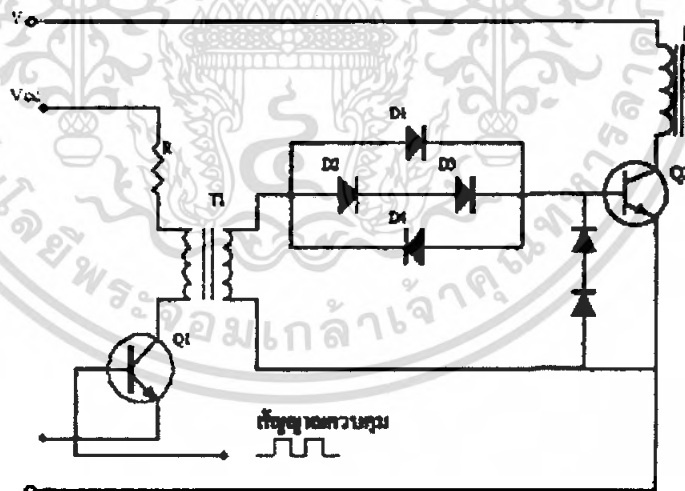
วงจรถับกระแสไบแอสนั้น ทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรถับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรถับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยได้

วัดคัมภีร์นิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมาพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็น สักส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

2.5.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบอร์เกอร์แคลมป์

เบอร์เกอร์แคลมป์เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจาก เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.10

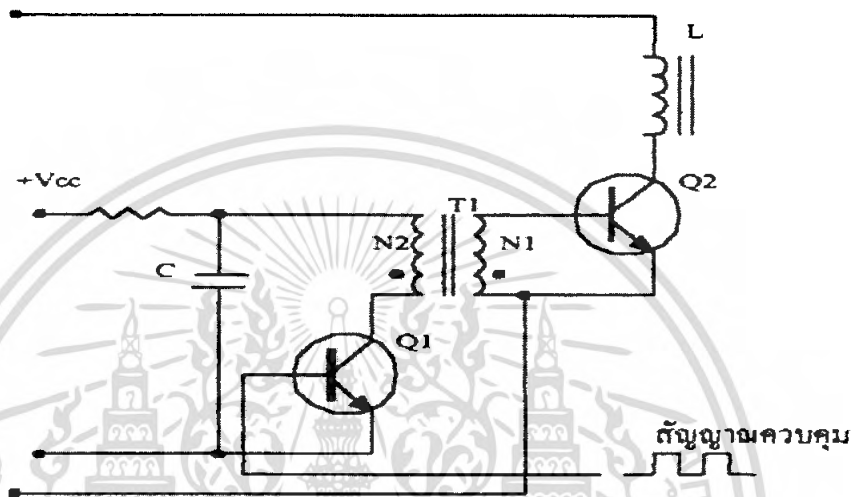


รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบอร์เกอร์แคลมป์

2.5.1.2 วงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุดขณะที่มีแรงดันตกคร่อมตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้ เบเกอร์แคลมป์ ที่ป้องกันไม่ให้อุปกรณ์เสียหายเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูง ขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.5.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

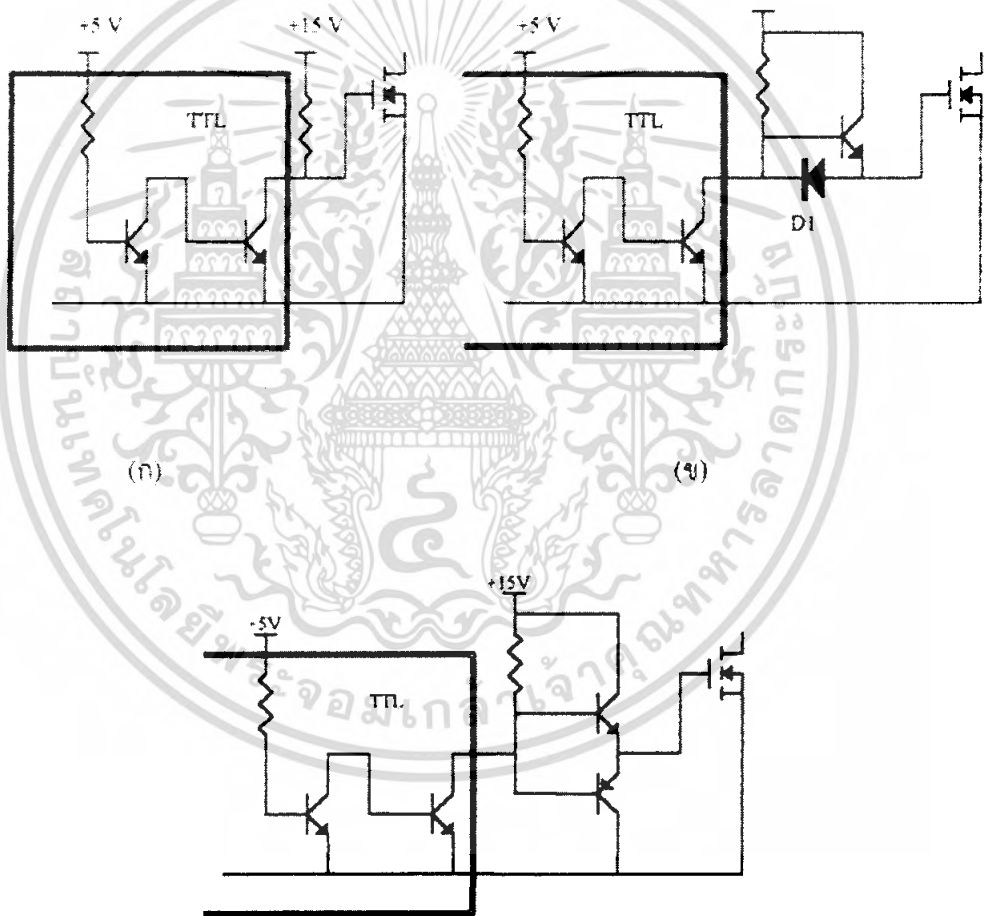
เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับ เพาเวอร์มอสเฟต ให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม SG 3526 โดยตรงเพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม

(Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.5.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุทซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.12 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.12 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพรีซิสเตอร์เข้าช่วยเพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้นแต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.12 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรจับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

รูปที่ 2.12 (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เข้ามาอีก 1 ตัว เพื่อเพิ่มความเร็วในการ ON-OFF ให้กับเพาเวอร์มอสเฟต

2.5.2.2 วงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

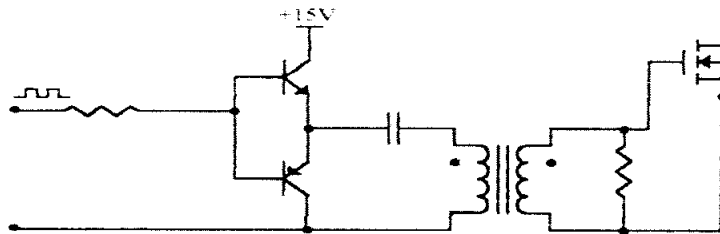


รูปที่ 2.13 แสดงการจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการจับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการจับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.5.2.3 วงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาเอกสารนี้อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกันจึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

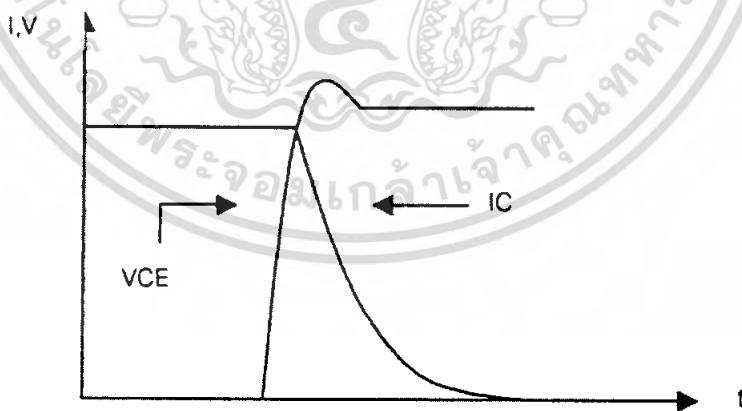
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาท์พุทที่หม้อแปลงและอาจมีปัญหำในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.14

2.6 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรที่ทำงานปกติวงจรสแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สแน็บเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.6.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.15

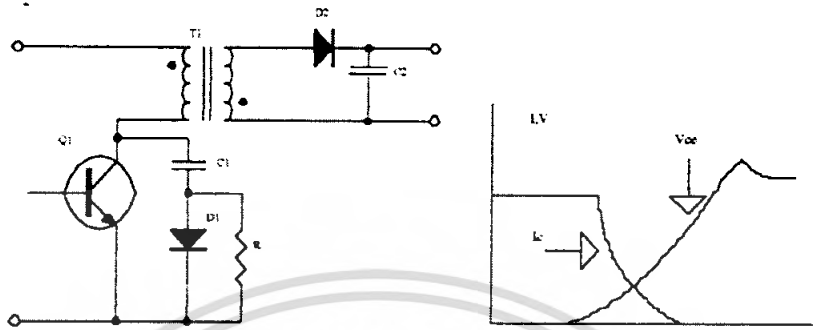


รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันคดกร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสแน็บเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันคดกร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วยหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่อได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(Ip \times ton \pi)}{2 \times Vin} \dots\dots\dots(2.1)$$

$$R1 = \frac{ton(min)}{2 \times 3 \times C1} \dots\dots\dots(2.2)$$

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

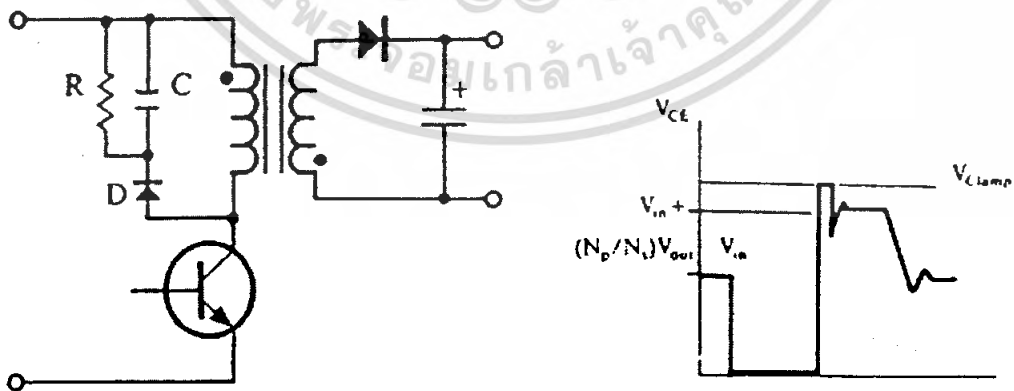
การคายประจุของ $C1$ ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว $R1$ สูง ดังนั้นตัวต้านทาน $R1$ จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน $R1$ หาได้จาก

$$P_d = \frac{C1(2V_{in})^2}{2T} \dots\dots (2.3)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปดจ์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปดจ์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร สับเบอร์ดสามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลงจะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอ์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแรงแงออันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} L I_p^2 \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน Vceo - Vclamp ดังนั้น

$$C = \frac{L I_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

- เมื่อ Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแรงแงอที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
- Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- Vceo คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- Vclamp คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุด

นำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off} (min)}{2 \times 3 \times C} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[(1/2) L I_p^2]}{T} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่ยกเลิกสภาวะโดยเฉพาอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจร คอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดำเนินตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.7.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 200 ถึง 750 nanoSec. ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 25 ถึง 100 nanoSec. และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 100 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.7.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาท์พุทต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดำเนินตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนลเริ่มนำกระแสสูง

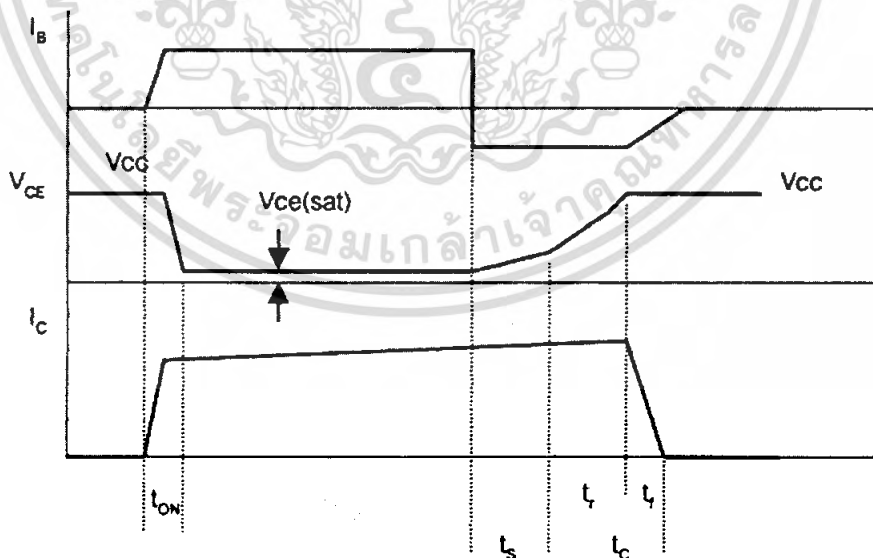
2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของควมมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตก

คร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

- กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะ คือขณะเปลี่ยนสถานะและในขณะที่น่ากระแสอยู่ในช่วงอิมิตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูป 2.18 กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดนำการนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสจะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5V_{cc}I_{pk}t_c}{T} \dots\dots\dots (2.8)$$

- เมื่อ $P_{d(sw)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- V_{cc} คือ แรงดันตกร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
- I_{pk} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
- t_c คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
- T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.7.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็ผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรถับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สามารถทำได้ง่ายโดยอาจจับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดคูลเอชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรถอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุชพูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงแบบ P-ch

2.7.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มากเพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

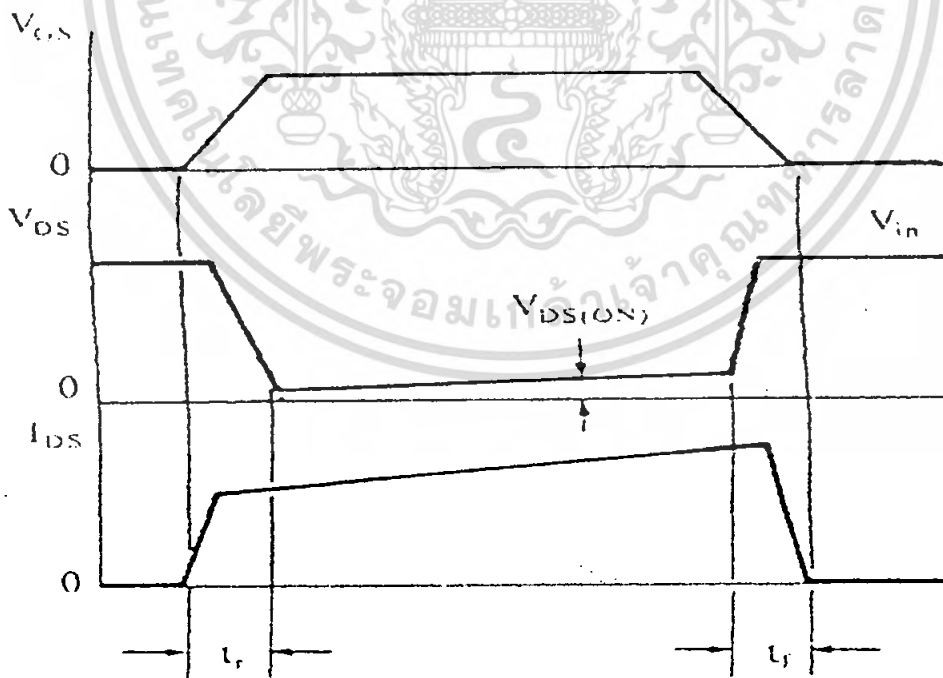
สะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad \dots\dots (2.9)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.51_{pk(on)} \times V_{in} \cdot t_r}{T} \quad \dots\dots (2.10)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.51_{pk(off)} \times V_{in} \cdot t_f}{T} \quad \dots\dots (2.11)$$



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและ

เริ่มหยุดการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ฟรีสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_c = I_{D_{rms}}^2 \times R_{D_{son}}(T_j) \dots\dots (2.12)$$

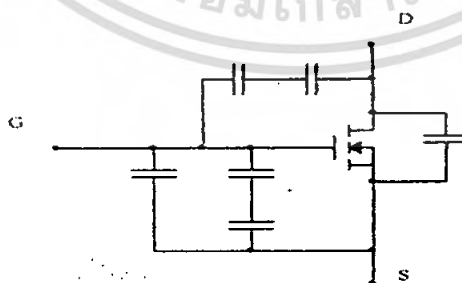
เมื่อ	P_c	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw_{(off)}}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$P_{sw_{(on)}}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{pk_{(on)}}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{D_{rms}}$	คือ	ค่ากระแส rms $R_{D_{son}}(T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	t_r	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	t_f	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์

2.7.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันคคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.7.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุท (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.20 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน

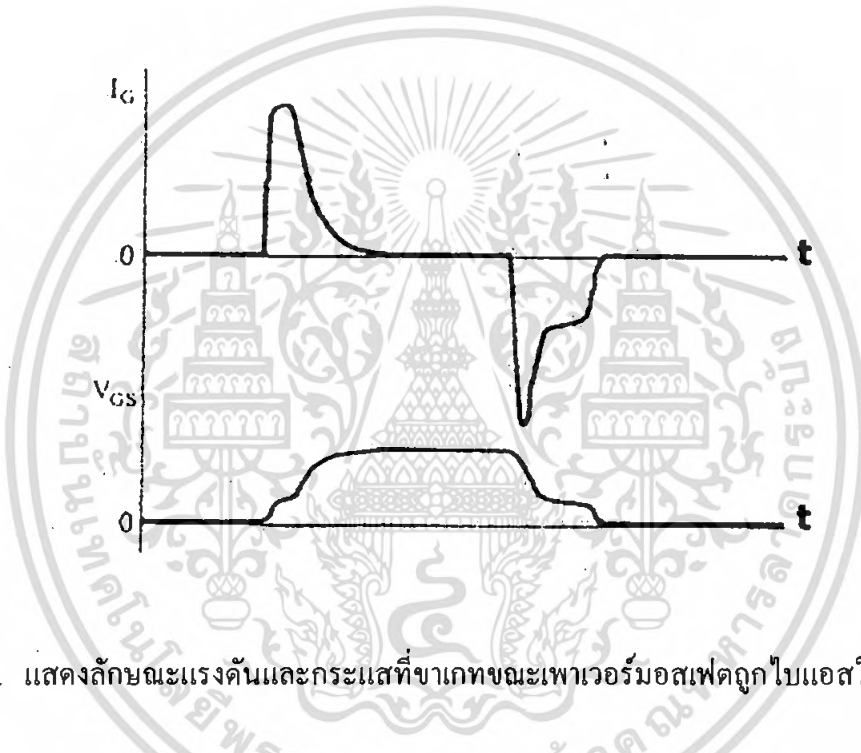
เพื่อให้แรงดันคคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแสในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาคาท V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาคาทจึงมีลักษณะดังในรูปที่แสดง

โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาคาทขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

2.7.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตการเกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟSOAกว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์อัตราทนกำลังสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.7.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้
(Maximum Drain – Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)



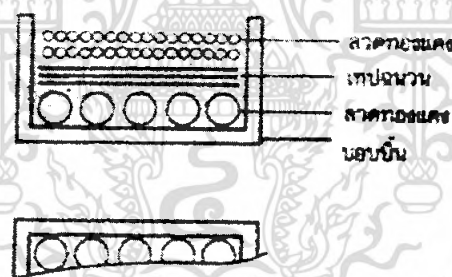
บทที่ 3

หม้อแปลงสวิตชิง

ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิงความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาด ลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสีย ในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจ มีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุตและทำให้เกิดการแยกจากกัน ทาง ไฟฟ้าระหว่างอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปที่ 3.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



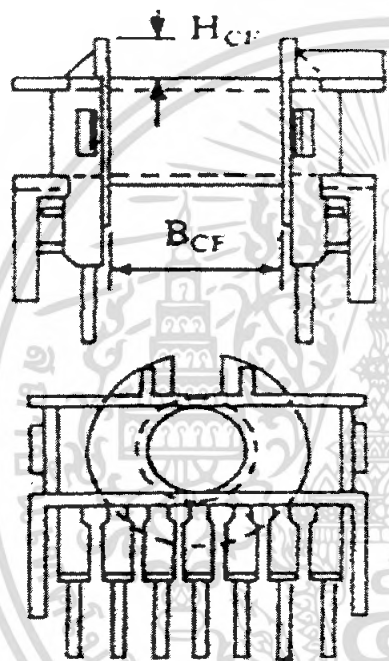
รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงอบน้ำยา บนบอบบิ้น

3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณ ในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลง สวิตชิงจึงนิยมใช้ แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 3.1.2 บอบบิ้น (Bobbin) ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้นและปกป้องปัญหาการลัดวงจร ระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของ บอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 3.2 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 3.2



CORE TYPE	A_w (cm ²)	B_{cf} (mm)	H_{cf} (mm)	ϕ_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

ETD
Bobbin

รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EC

A_w = พื้นที่ช่องพันขดลวด

B_{cf} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

H_{cf} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

ϕ_w = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

3.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิดซึ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Type)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟปฐมารี่และขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตรการเลือกใช้จุดขึ้นอยู่กับกรออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 3.3

แกนแบบ POT นั้น จะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำเนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดีแต่แกนบอบบิ้น POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่กล่าวถึง

3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียลอะกซ์คุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

CORE TYPE	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	\mathcal{G}_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

CORE TYPE	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	\mathcal{G}_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

CORE TYPE	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	\mathcal{G}_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

A_e = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบป็น

V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

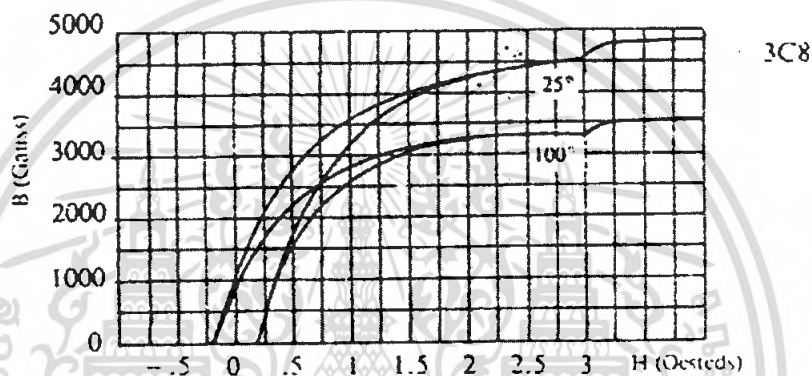
\mathcal{G}_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 3.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

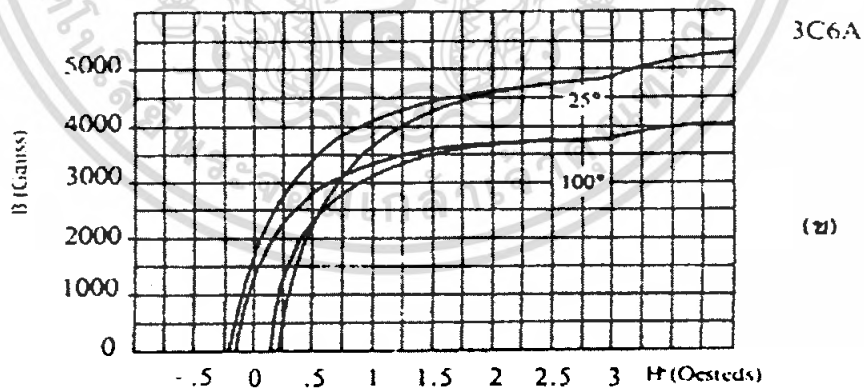
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 3.4 (ก) และ 3.4 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุด ดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)



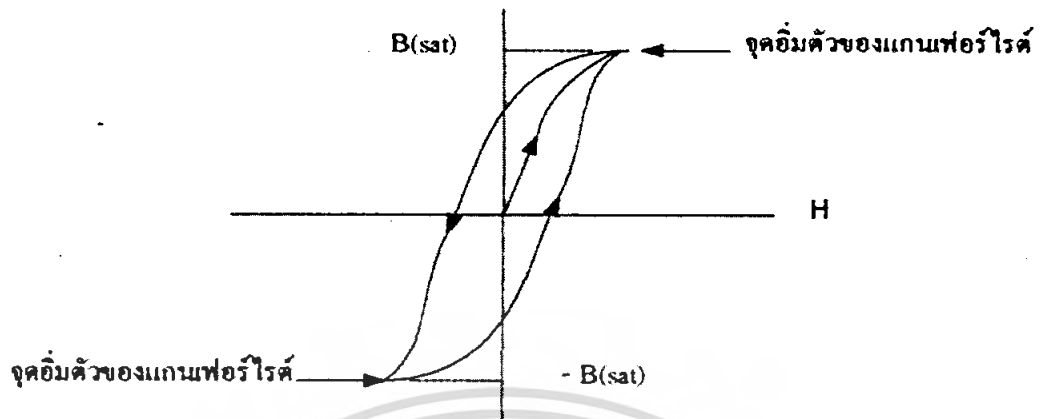
รูปที่ 3.4 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8



รูปที่ 3.4 (ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.4

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้น ได้ดังนั้น โดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

3.2.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p A_c} \quad (3.1)$$

- เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
 V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์
 N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
 A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
 t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลงค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามากซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการใช้ประโยชน์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร การนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไฟรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

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

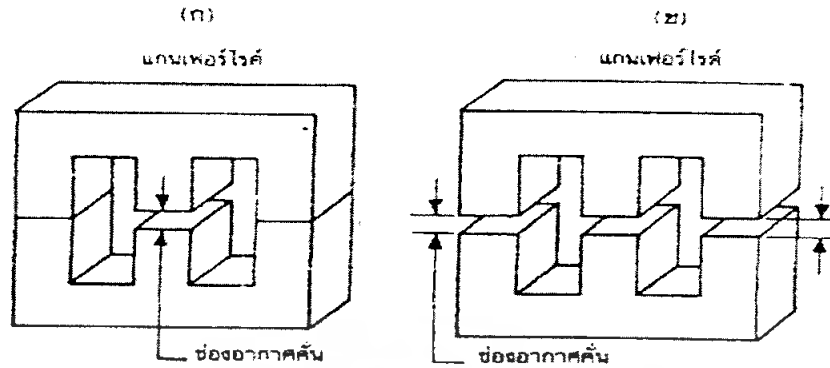
3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w)

3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลง สวิตชิงมีค่ามากขึ้น ได้ด้วยอย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI , ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.6 (ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 3.6 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือจัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้นเนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกนคั่นนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

3.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโซลิด

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุทโซลิดจะทำงานในลักษณะที่ต้องการเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมากกว่าค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั้นเองในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุทโซลิด พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI^2P(pk) = \frac{B^2_{(max)} \cdot I_g \cdot A_e \times 10^{-8}}{0.4\pi} \quad (3.2)$$

โดยที่	I_g	คือ	ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร
	A_e	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
	$B_{(max)}$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์
	L	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือค่าความ

เหนี่ยวนำ

ของเอาท์พุท ไซค์ เป็นเฮนรี่

$I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็นแอมป์

ค่าของ $B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น I_g หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_e เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่าเพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิ่งและเอาท์พุท ไซค์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตามแกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่งๆระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (3.3)

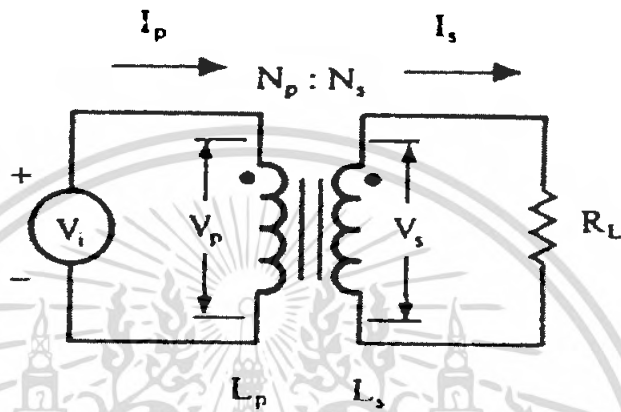
$$N = \frac{B_{max} \cdot I_g}{0.4\pi \cdot I_{p(pk)}} \quad (3.3)$$

เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาท์พุท ไซค์

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้นรวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาท์พุท ไซค์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 3.7 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (3.4)$$

เมื่อ

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

มีข้อสังเกต คือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

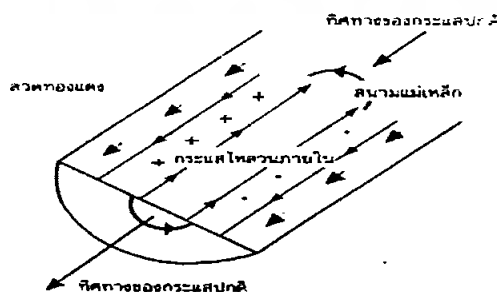
อินพุท V_i และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลง และวงจรที่เกี่ยวข้อง

3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ขดลวดทองแดงอบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูงที่ความถี่สูงๆ ขดลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิวซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของ ขดลวดก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

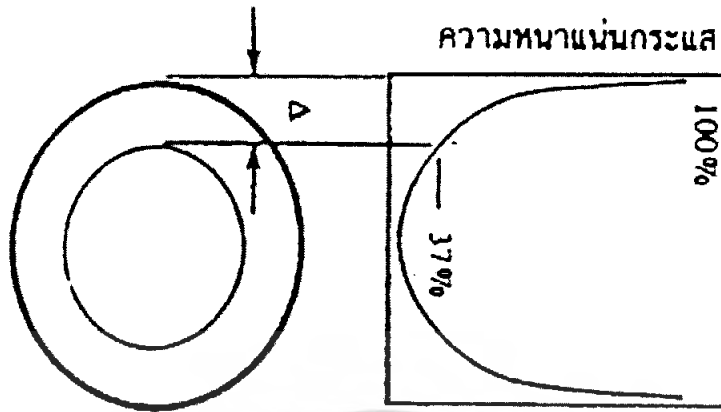
3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแก่ที่ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิมแต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 องศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \frac{5.62}{f} \text{ (มิลลิเมตร)} \quad (3.5)$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร
 f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

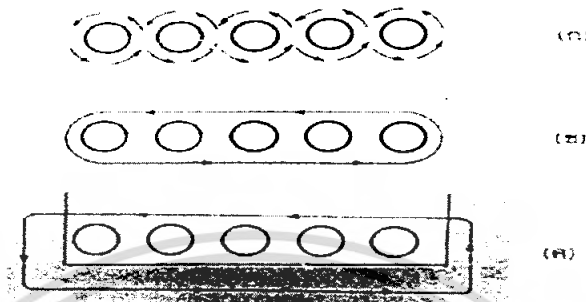
3.6 ผลจากการเรียงซ้อนของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability, μ (มิว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ภายในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่ว ไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวด โดยตรงดังจะได้อธิบายต่อไป

รูปที่ 3.10 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์

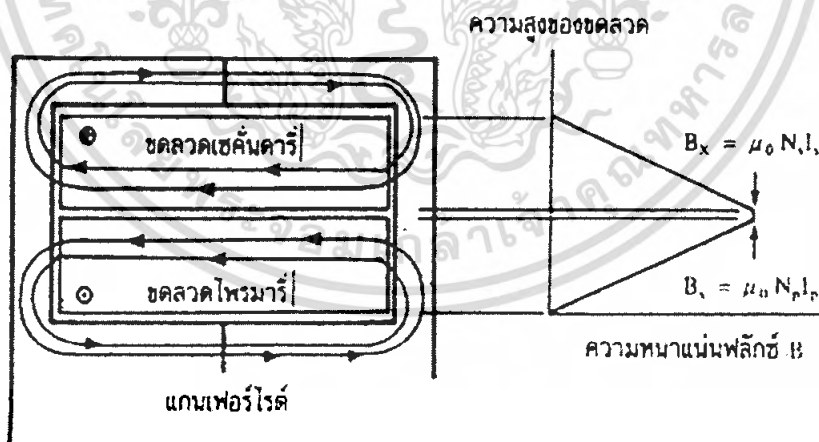
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 3.10 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็น ฟลักซ์รั่วนั่นเอง



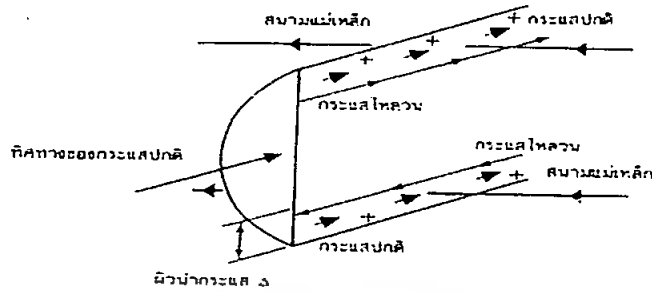
รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของขดลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนในลวดทองแดง



รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตชิง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกันกับการนำขดลวดวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสนของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 3.12

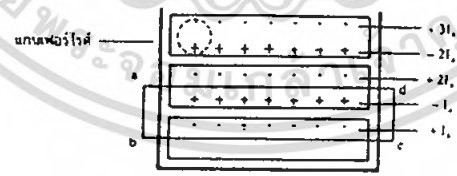
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว ทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบน และด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแส ที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้นก็ยังมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วยซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้เพื่อให้เข้าใจแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันรอบแกนของหม้อแปลงแทน ขดลวดแผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกนฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 3.13 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ I_u และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สองผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้องกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวนเนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (Hd) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ $abcd$ จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดง ชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_0$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดง ในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_0$ และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_0$ ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_0$ และค่ากระแสที่ผิวบนแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรรีโซแนนซ์

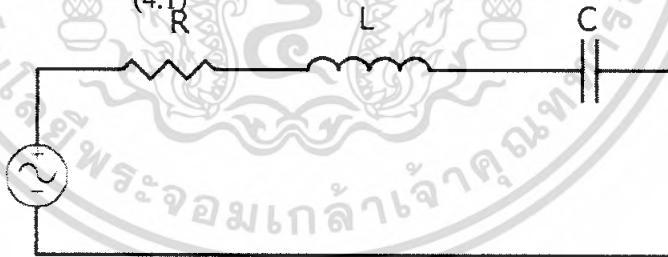
วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรรีโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดัน ที่จ่ายให้แก่วงจรนั่นเอง ดังนั้นในขณะเกิดเรโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์เทียบเท่ากับในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอกแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแส กับแรงดันเกิดอินเฟสกันดังนั้นจึงทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือ unity

4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อพิจารณาวงจร (RLC) อนุกรม ตามในรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ Z จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L - j1/\omega C \\ &= R + j(\omega L - 1/\omega C) \\ &= R + jX \end{aligned}$$

(4.1)



รูปที่ 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้ $X=0$ นั่นคือ $\omega L = 1/\omega C$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$ หรือ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r$$

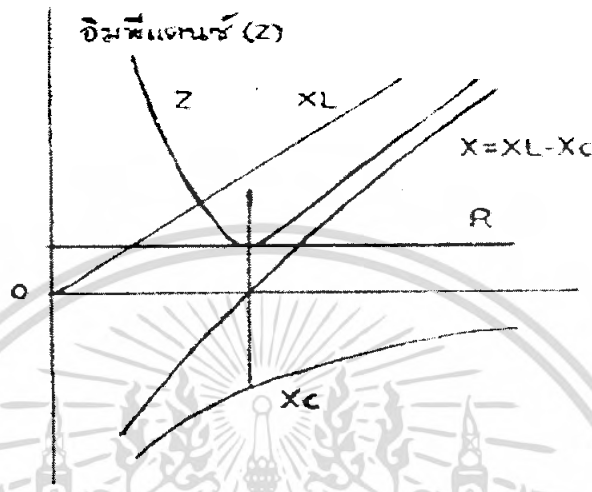
(4.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

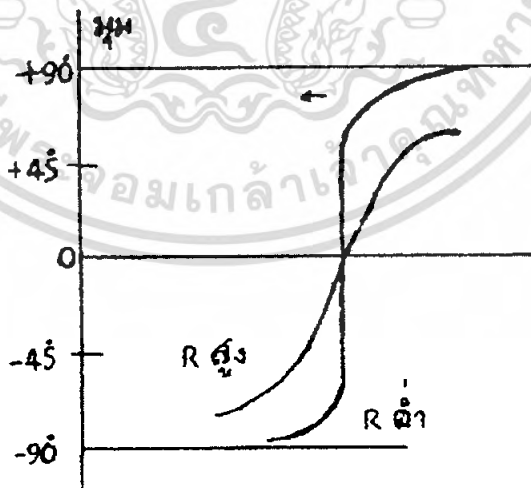
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

(4.3)



รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z

ในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าอินดักทีฟรีแอคแตนซ์จะเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

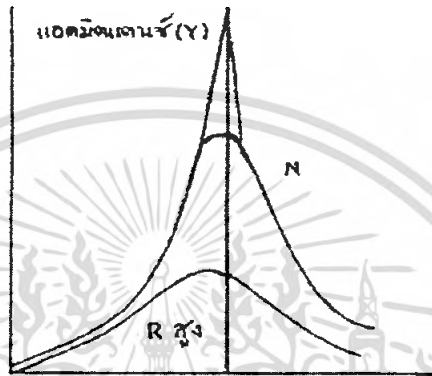


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_c จะมากกว่าค่าของ X_L และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ ถ้าความต้านทานในวงจรมีค่าต่ำเมื่อความถี่เปลี่ยนไปจะทำมุม ϕ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูปที่ 4.3 และที่ความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์จะทำให้มุม ϕ มีค่าประมาณ -90 องศา

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_L จะมีค่ามากกว่าค่าของ X_C และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและจะมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่ามากกว่าความถี่ ω_r มากๆ



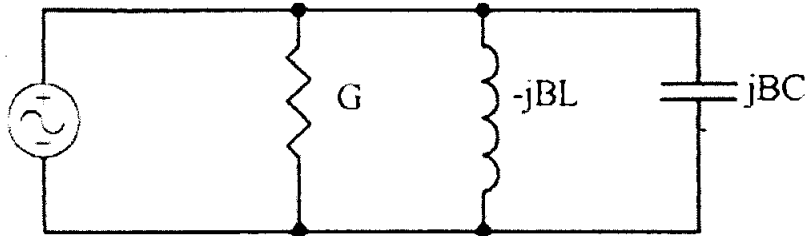
รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิแตนซ์

ส่วนในรูปที่ 4.4 เป็นกราฟของแอดมิแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ ω เช่นเดียวกันแต่เนื่องจาก $I = EY$ ดังนั้นกราฟของแอดมิแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ ω ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะเกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่ ω_r และที่ความถี่ด้านทานมีค่าต่ำกระแสจะไหลมากขึ้นด้วยและกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่ $R = 0$ ส่วนมุมของแอดมิแตนซ์นั้นในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้ แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามรูปที่ 4.3

4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน

การพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าค่าแอดมิแตนซ์ของวงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Y &= G + j\omega C - j1/\omega L \\ &= G + j(\omega C - 1/\omega L) \\ &= G + jB \end{aligned} \quad (4.4)$$



รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

ในที่นี้ $B = B_c - B_L$, $B_c = \omega C$ และ $B_L = 1/\omega L$

เมื่อวงจรเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้ $B = 0$ นั่นคือ $\omega C = 1/\omega L$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad (4.5)$$

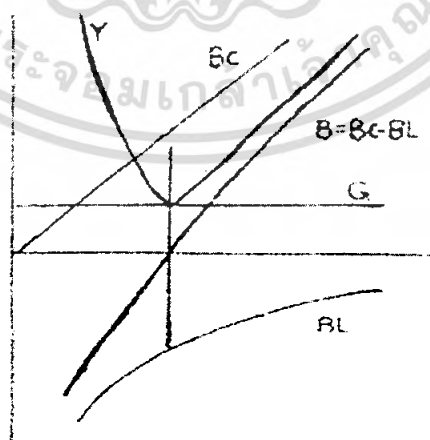
จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.6)$$

นั่นคือความถี่รีโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความอนุกรมคือมีค่าเท่ากับ

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

แอดมิตแตนซ์ (Y)

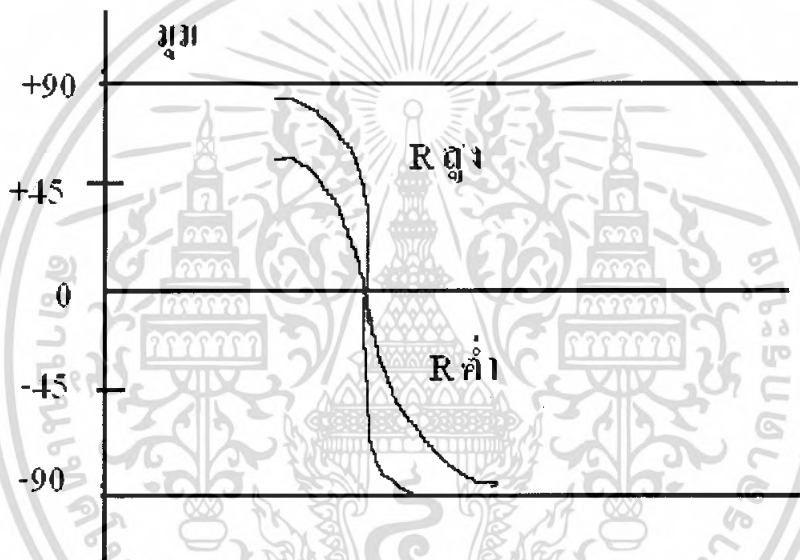


รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิตแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมินแดนซ์ Y พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ G , B_c และ BL โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าค่าปาสซีฟซ์เซฟแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินดักตีฟในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้แอดมิตแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุด เพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรน้อยที่สุด

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ BL จะมากกว่าค่าของ B_c จึงเท่ากับให้มุมของแอดมิตแดนซ์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นมุมของอิมพีแดนซ์จึงมีค่าเป็นบวกและมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์ดังแสดงให้เห็นในรูป 4.7



รูปที่ 4.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์

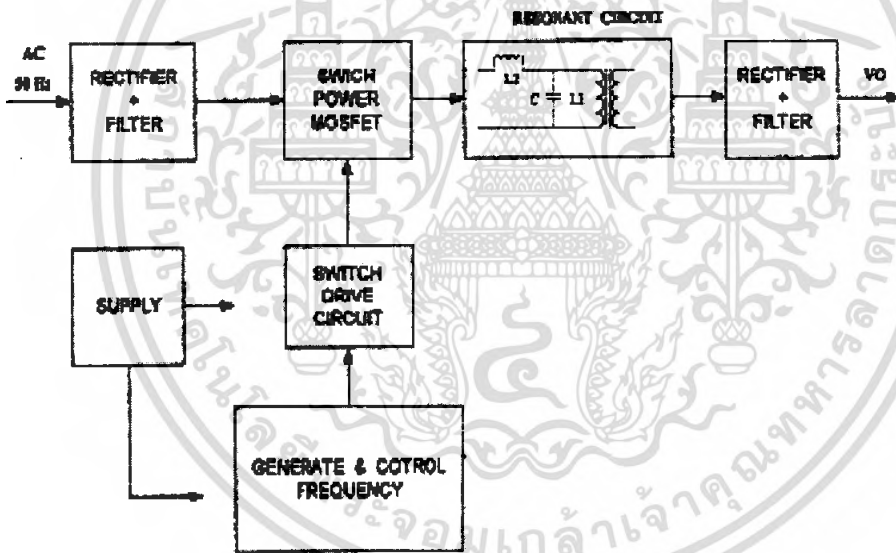
ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ B_c จะมากกว่าค่าของ BL จึงทำให้มุมของอิมพีแดนซ์ Z มีค่าเป็นลบและมันเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่ ω เปลี่ยนไปสำหรับวงจรที่มีความต้านทานสูง

บทที่ 5

หลักการการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง

5.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร แสดงได้คร่าวๆ ดังบล็อกไดอะแกรมด้านล่าง ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์แรงดันที่เข้ามา 220 V 50 Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริดจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดเบอร์ P600 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิวเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ และมีตัวเก็บประจุนิกซ์ทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กลับเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุนิกซ์มีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 k เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วย ซึ่งตกคร่อมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทำงาน ตามที่วงจรควบคุมส่งสัญญาณเข้ามา



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร

วงจรควบคุม อาศัยไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากไอซี TL494 ไปขับนั้น จะต้องมีการขยายสัญญาณให้มีขนาดโคพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟต ได้โดยจะมีภาค Drive switch ซึ่งก็ใช้ มอสเฟตเป็นชุดทำงานหลักและมี CMOS ที่ต่อกันแบบคอมพลีเมนตารีที่ขาเกตของภาคนี้ เพื่อให้ได้แรงดันของกระแสที่เหมาะสมในการขับมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อส่งเสริมและเผยแพร่ความรู้ทางวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนการผลิตความถี่และการควบคุมจะใช้ IC TL494 เป็นวงจรถูกผลิตความถี่เอาท์พุทออกมาข้างขา 8 และ 11 และทั้งสองขานี้เป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1k เพื่อให้แรงดันมากพอที่ผ่านเข้าไปยังไอซี TC4427A ส่งต่อไปยังมอสเฟต ซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การจับเกทจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกลับขาเกทเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท

สัญญาณที่ได้จากเพาเวอร์มอสเฟต เป็นสัญญาณสลับ (AC) ที่มีแรงไฟสูงจะถูกส่งไปยังวงจรรีโซแนนซ์ ตามหลักการของวงจรรีโซแนนซ์แล้วที่ความถี่รีโซแนนซ์วงจรมีความต้านทานต่ำสุด จึงมีกระแสไหลผ่านสูงสุดการเหนี่ยวนำจากขดไฟโรมารี่ ที่ L1 ไปยังขดเซกกันดารีก็จะได้ค่าแรงดันสูงสุดด้วย ดังนั้นการปรับความถี่ที่ภาคกำเนิดความถี่ต้องมีความระมัดระวังเป็นอย่างยิ่ง ในความเป็นจริงจะตั้งความถี่ไว้ใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนซ์เท่านั้น เพราะหากให้วงจรทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์เพาเวอร์มอสเฟตอาจเสียหายได้

5.2 การออกแบบวงจร

5.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำงานของวงจรถูกกำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ 0.47 uF 630 volt 2 ตัว ดัง ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุท แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านบนและคู่ล่าง จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท เพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนกับชุดล่างจะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา โดยแต่ละชุดจะมีมอสเฟตต่อขนานกันอยู่ 2 ตัว เพื่อช่วยกันนำกระแสเอาท์พุทรีโซแนนซ์ ถ้าหากใช้เพียงตัวเดียวจะมีกระแสไหลผ่านจำนวนมาก ก่อให้เกิดความเสียหายได้

5.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรถูกใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจากไอซี LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับมาทำให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของไอซี TL494 ความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 คาบเวลาการทำงานของเอาท์พุทพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T ดังสมการที่ 6.1 คาบเวลาการทำงานที่ออกจากขา 5 และขา 6 ของไอซี TL494 กำหนดได้จาก (การต่อ R_T และ C_T ดูได้จากภาคผนวก)

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเมื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 - 3.3 โวลต์เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL494 ซึ่งในโครงการนี้การกำหนดความกว้างพัลส์จะสัมพันธ์กับค่าเวลาเมื่อ . โดยความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน VR 10k กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จากไอซี LM324 ซึ่งจะให้เฟลปเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี TL494 เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์หรือได้ความถี่ตามต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไปควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์

5.2.3 วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุต สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วน ของวงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (6.2)

5.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิดซิ่ง (ชุดที่ 1)

1. นำวงจรที่สร้าง มาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณโคร์ฟชามอสเฟต) ที่ค่าความถี่ต่างๆ
2. นำโหลดค่าต่างๆ มาต่อเป็นโหลดที่เอาต์พุตของวงจรแรงดันสูง
3. ใช้โพรบมิเตอร์ที่วัดแรงดันสูงต่อคร่อมความต้านทาน โหลด 10 K Ω และอ่านค่าแรงดันที่ได้
4. ทำการเปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับที่ค่าความต้านทานปรับค่าได้ เป็นค่าต่างๆ ของสัญญาณโคร์ฟที่ได้
5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 – 4 จนถึงค่าความถี่รีโซแนนซ์
6. บันทึกผลการทดลองลงตารางผลการทดลอง

ตาราง 5.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง(ที่ความต้านทาน โหลด 10.1k Ω)

ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	1728.00	171.00	295.60	69.85 %
19	1792.00	177.40	317.90	71.25 %
20	1920.00	190.00	365.00	72.68 %
21	2080.00	205.94	428.35	75.50 %
22	2260.00	223.68	505.52	77.65 %
23	2368.00	234.45	555.19	80.31 %
24	2336.00	233.60	545.68	88.00 %
25	1920.00	190.09	365.00	85.90 %
26	1664.00	161.75	274.14	84.22 %
27	1376.00	136.23	187.46	80.60 %
28	1216.00	120.40	146.40	76.17 %
29	1024.00	101.30	103.82	74.42 %
30	864.00	85.54	73.91	72.24 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 5.2 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง(ที่ความต้านทาน โหลด15 k Ω)

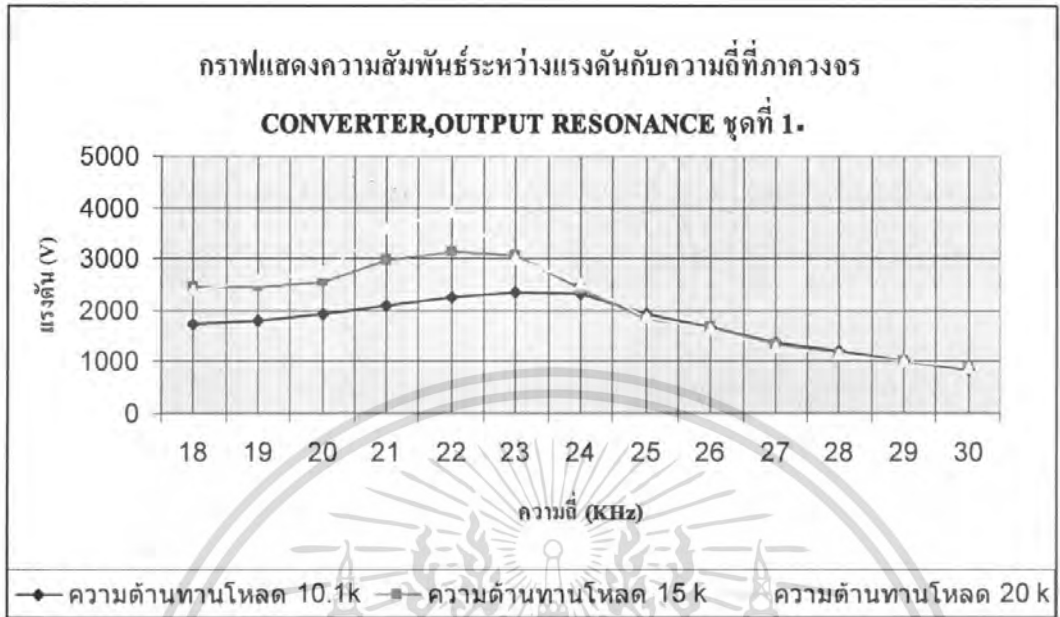
ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	2450.80	158.90	389.90	70.23 %
19	2457.70	162.70	400.00	70.95 %
20	2554.10	169.10	432.00	72.83 %
21	2987.80	197.80	591.00	73.72 %
22	3132.40	207.40	650.00	76.52 %
23	3084.20	204.20	629.80	82.90 %
24	2409.50	159.50	384.30	82.60 %
25	1831.20	121.20	221.90	77.80 %
26	1682.70	111.70	188.40	76.90 %
27	1349.30	89.36	120.50	74.70 %
28	1156.60	76.59	88.50	73.20 %
29	1012.00	67.00	67.80	68.30 %
30	867.40	57.40	49.80	64.20 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

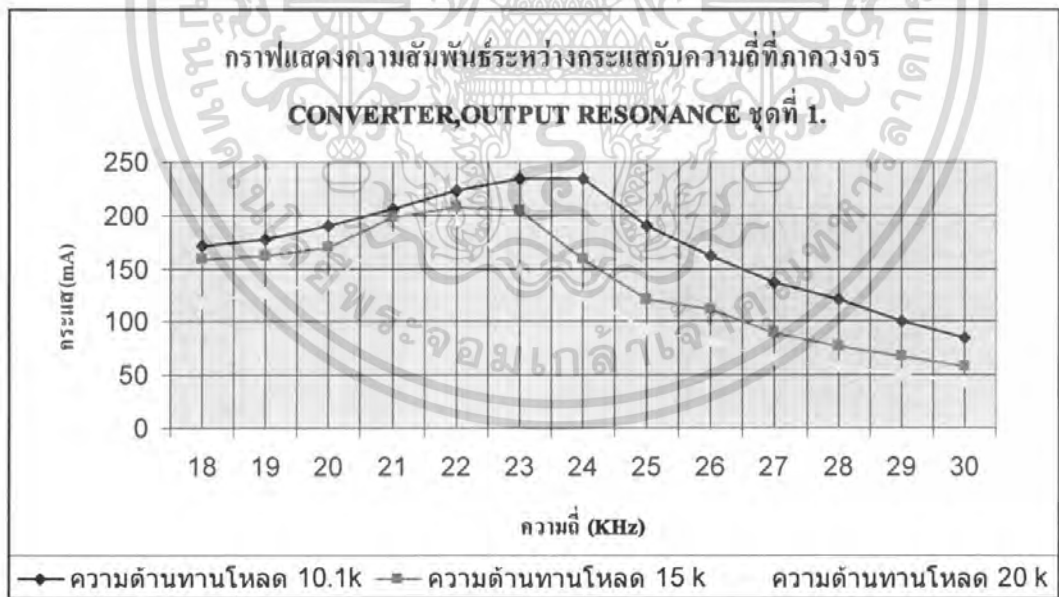
ตาราง 5.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง(ที่ความต้านทานโหลด 20 k Ω)

ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	2373.50	118.10	280.30	64.29 %
19	2565.90	127.60	327.40	64.50 %
20	2758.40	137.20	378.40	65.12 %
21	3592.30	178.70	641.90	65.50 %
22	3913.00	194.60	761.50	71.30 %
23	3015.00	150.00	452.25	73.60 %
24	2501.80	124.40	311.20	72.70 %
25	1860.30	92.50	172.00	69.30 %
26	1642.20	81.70	134.10	68.70 %
27	1282.90	63.80	81.80	67.60 %
28	1154.60	57.40	66.20	64.70%
29	1026.30	51.00	52.30	60.20 %
30	898.00	44.60	40.00	60.00 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

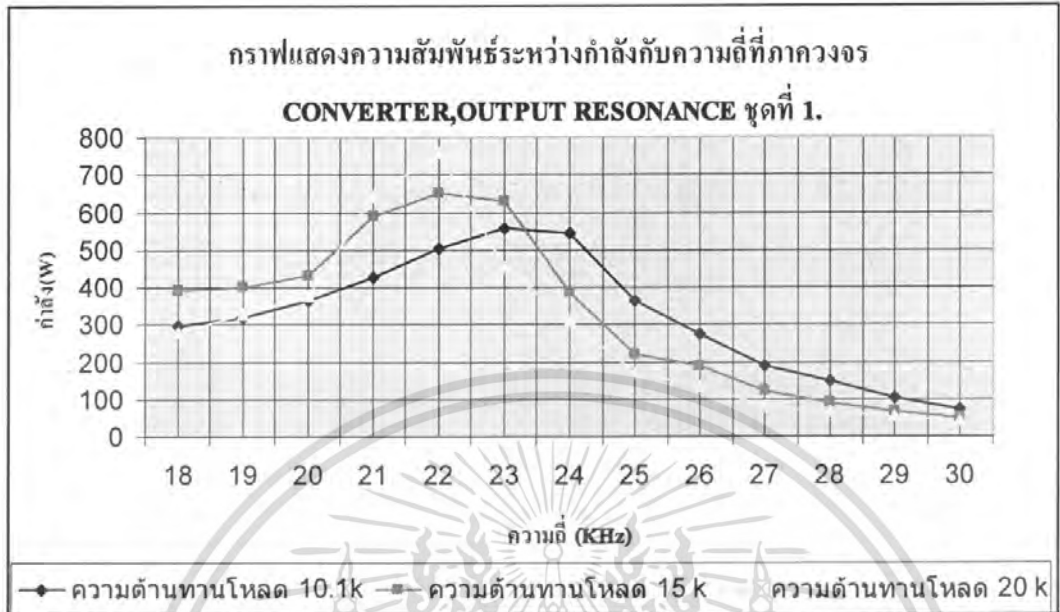


รูปที่ 5.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดัน ชุดที่ 1

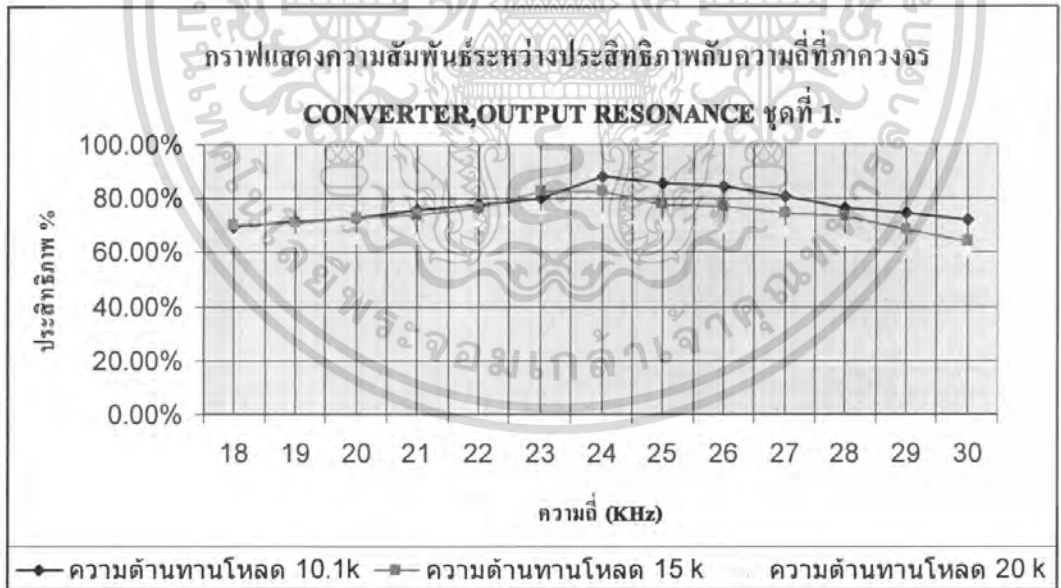


รูปที่ 5.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแส ชุดที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลัง ชุดที่ 1



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับประสิทธิภาพชุดที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (ชุดที่ 2)

1. นำวงจรที่สร้าง มาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณโคโรฟฆามอสเฟท)ที่ค่าความถี่ต่างๆ
2. นำโหลดค่าต่างๆ มาต่อเป็น โหลดที่เอาท์พุทของวงจรแรงดันสูง
3. ใช้โพรบมิเตอร์ที่ใช้วัดแรงดันสูงต่อคร่อมความต้านทานโหลด 10 K Ω และอ่านค่าแรงดันที่ได้
4. ทำการเปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับที่ค่าความต้านทานปรับค่าได้ เป็นค่าต่างๆ ของสัญญาณโคโรฟฆที่ได
5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 – 4 จนถึงค่าความถี่รีโซแนนซ์
6. บันทึกผลการทดลองลงตารางผลการทดลอง

ตาราง 5.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง(ที่ความต้านทานโหลด 10.1k Ω)

ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	1440.00	142.50	205.30	55.30 %
19	1600.00	158.40	253.40	56.50 %
20	1664.00	164.70	274.00	57.40 %
21	1856.00	183.70	340.90	58.40 %
22	2048.00	202.70	415.10	61.70 %
23	2112.00	209.10	441.60	60.10 %
24	2240.00	221.70	496.60	61.60 %
25	2304.00	228.10	525.60	62.30 %
26	2048.00	202.70	415.10	63.10 %
27	1728.00	171.00	295.50	60.70 %
28	1472.00	145.70	241.40	59.60 %
29	1248.00	123.50	154.10	57.80 %
30	1068.00	105.70	112.80	55.90 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 5.5 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง (ที่ความต้านทานโหลด 15 k Ω)

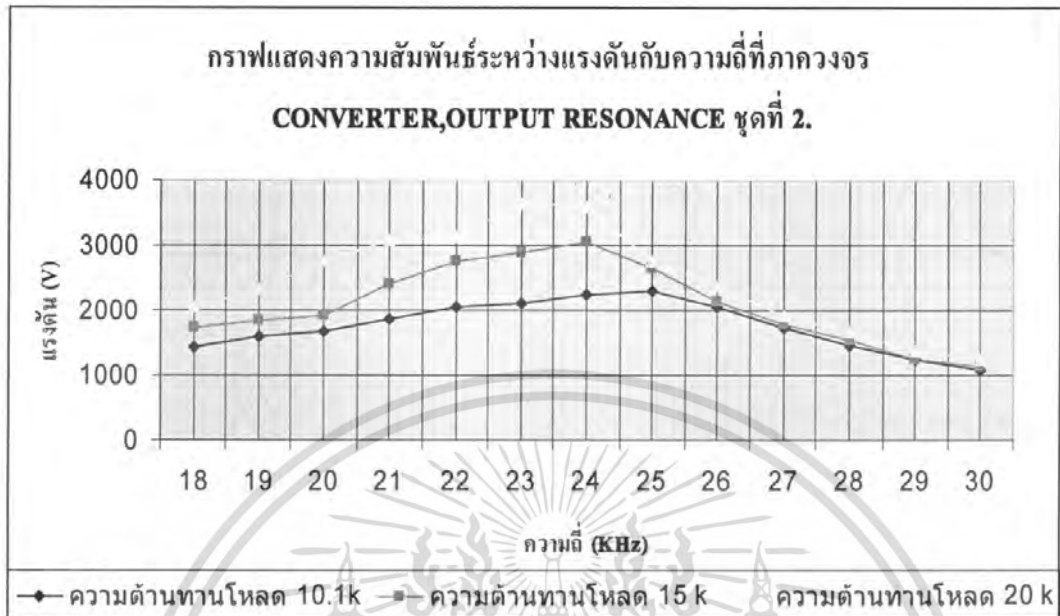
ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	1733.40	114.80	198.90	52.40 %
19	1830.10	121.20	221.80	53.30 %
20	1926.70	127.60	245.80	54.80 %
21	2408.40	159.50	384.10	55.56 %
22	2746.60	181.90	499.50	57.20 %
23	2890.10	191.40	553.10	58.50 %
24	3042.60	201.50	613.00	60.87 %
25	2650.00	175.50	465.00	61.70 %
26	2139.60	141.70	303.10	59.20 %
27	1781.80	118.00	210.20	58.40 %
28	1541.70	102.10	157.40	55.20 %
29	1251.80	82.90	103.70	51.40 %
30	1137.00	75.30	85.60	51.00 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

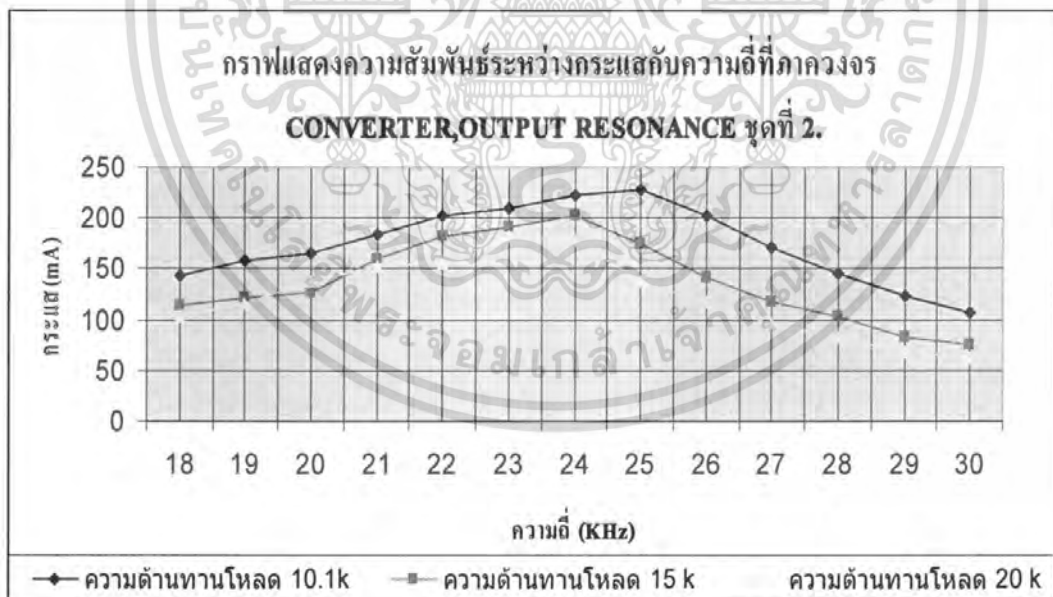
ตาราง 5.6 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง (ที่ความต้านทาน โหลด20k Ω)

ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	2052.20	102.10	209.50	47.57 %
19	2333.60	116.10	270.90	49.90 %
20	2757.70	137.20	378.3	50.40 %
21	3079.30	153.20	471.70	51.70 %
22	3141.60	156.30	491.00	53.20 %
23	3656.10	181.90	665.00	55.50 %
24	3591.80	178.70	641.80	54.80 %
25	2757.70	137.20	378.30	54.20%
26	2371.80	118.00	279.80	53.50 %
27	1923.50	95.70	184.00	52.90 %
28	1666.20	82.90	138.10	52.40 %
29	1384.80	68.90	95.40	50.40 %
30	1256.20	62.50	78.50	48.70 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

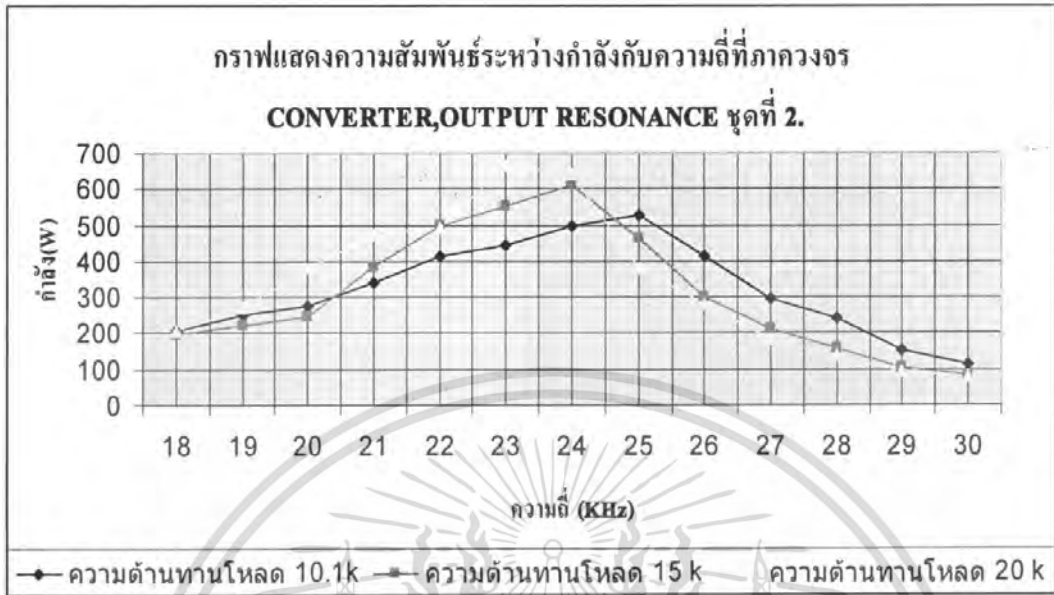


รูปที่ 5.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดัน ชุดที่ 2

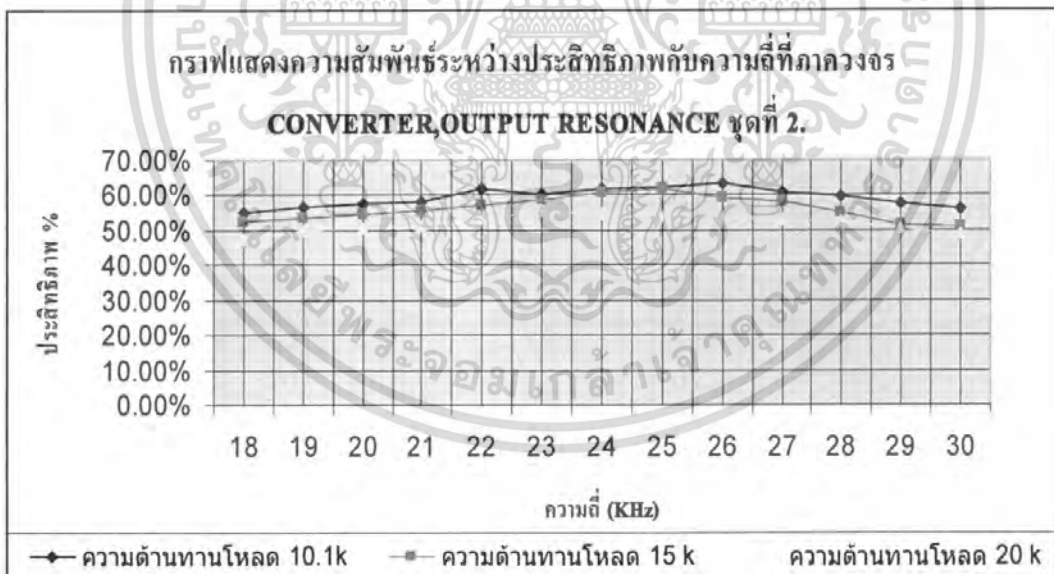


รูปที่ 5.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแส ชุดที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลัง ชุดที่ 2



รูปที่ 5.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับประสิทธิภาพ ชุดที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (ชุดที่ 1 และ ชุดที่ 2)

1. นำวงจรที่สร้าง มาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณโคโรฟามอสเฟต) ที่ค่าความถี่ค่าต่างๆ
2. นำโหลดค่าต่างๆ มาต่อเป็นโหลดที่เอาท์พุทของวงจรแรงดันสูง
3. ใช้โพรบมิเตอร์ที่ใช้วัดแรงดันสูงต่อคร่อมที่ความต้านทาน โหลด 10 K Ω และอ่านค่าแรงดันที่ได้
4. ทำการเปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับที่ค่าความต้านทานปรับค่าได้ เป็นค่าต่างๆ ของสัญญาณโคโรฟที่ได
5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 – 4 จนถึงค่าความถี่รีโซแนนซ์
6. บันทึกผลการทดลองลงตารางผลการทดลอง

ตาราง 5.7 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง (ที่ความต้านทาน โหลด 10.1k Ω)

ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	1824.00	180.50	329.20	71.50 %
19	1920.00	190.50	364.80	72.10 %
20	2048.00	202.70	415.10	74.20 %
21	2272.00	224.90	510.90	75.80 %
22	2400.00	237.60	570.90	75.90 %
23	2592.00	256.60	665.10	76.00 %
24	2784.00	275.60	767.20	76.40 %
25	3008.00	297.80	895.70	76.80 %
26	3072.00	304.10	934.10	77.60 %
27	3040.00	300.90	914.70	79.90 %
28	2464.00	243.90	600.90	78.40 %
29	2080.00	205.90	428.20	78.00 %
30	1664.00	164.70	274.00	71.80 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 5.8 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง (ที่ความต้านทานโหลด 15 k Ω)

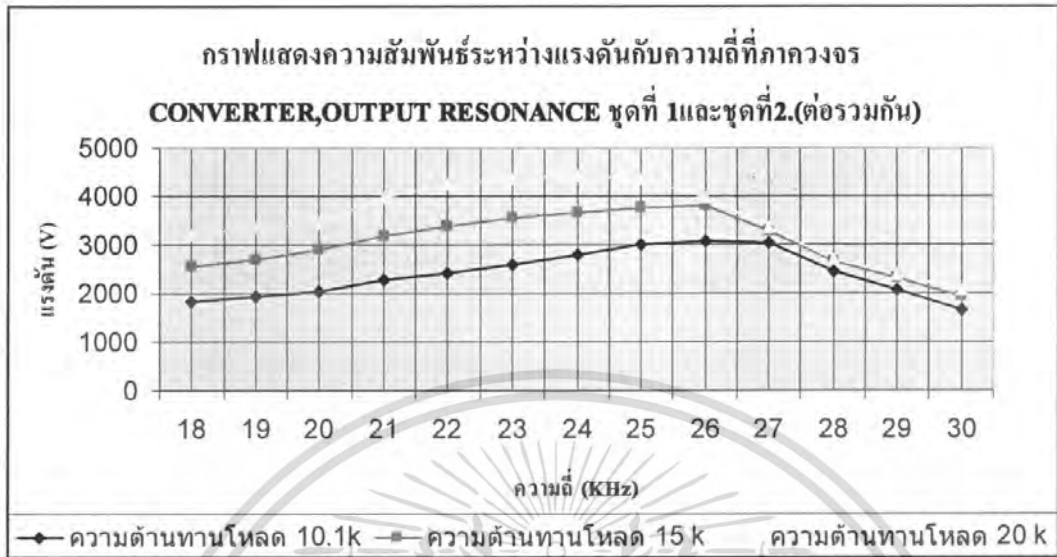
ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	2553.41	169.10	381.00	71.80 %
19	2698.30	178.70	482.10	75.80 %
20	2890.10	191.40	553.10	77.90 %
21	3180.00	210.60	669.70	79.70 %
22	3373.30	223.40	753.50	79.80 %
23	3565.10	236.10	841.70	80.00 %
24	3661.70	242.50	887.90	80.50 %
25	3758.30	248.90	935.40	81.30 %
26	3806.70	252.10	959.60	82.00 %
27	3276.70	217.00	711.00	79.30 %
28	2650.00	175.50	465.00	75.30 %
29	2311.80	153.10	353.90	74.40 %
30	1926.70	127.60	245.80	72.20 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

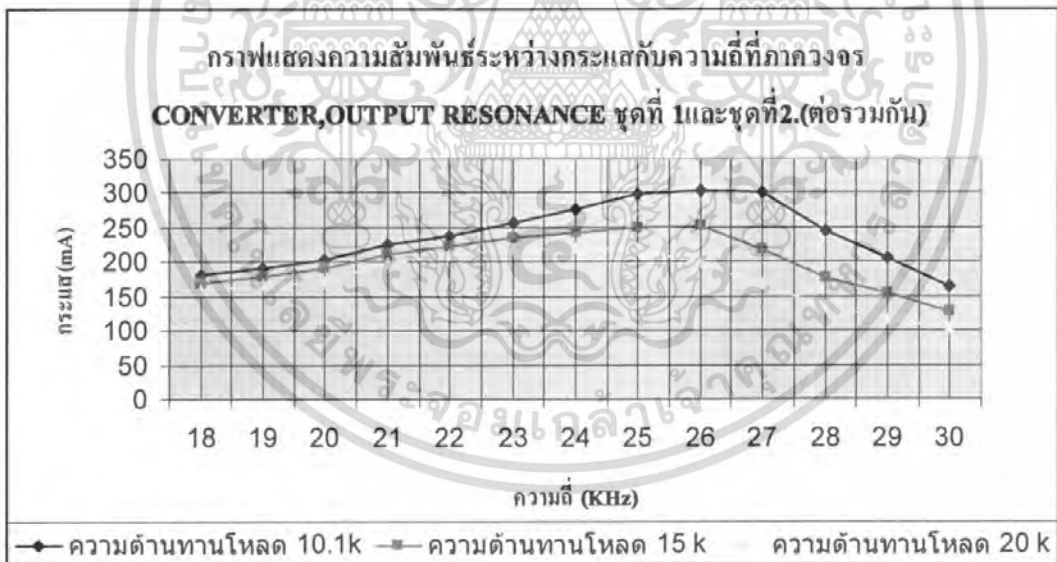
ตาราง 5.9 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง (ที่ความต้านทาน โหลด 20 k Ω)

ความถี่ (KHZ)	แรงดัน (V)	กระแส (mA)	กำลัง (W)	ประสิทธิภาพ (%)
18	3205.95	159.50	511.30	72.80 %
19	3334.60	165.90	553.20	74.20 %
20	3463.20	172.30	596.70	76.30 %
21	3975.70	197.80	786.40	77.50 %
22	4233.00	210.60	891.50	78.80 %
23	4361.70	217.00	946.40	79.70 %
24	4426.00	220.20	974.60	80.20 %
25	4361.70	217.00	946.50	83.20 %
26	3975.70	197.80	786.40	82.00 %
27	3334.60	165.90	553.20	80.30 %
28	2693.40	134.00	360.90	75.60 %
29	2371.80	118.00	279.80	75.40 %
30	2052.20	102.10	209.50	75.00 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

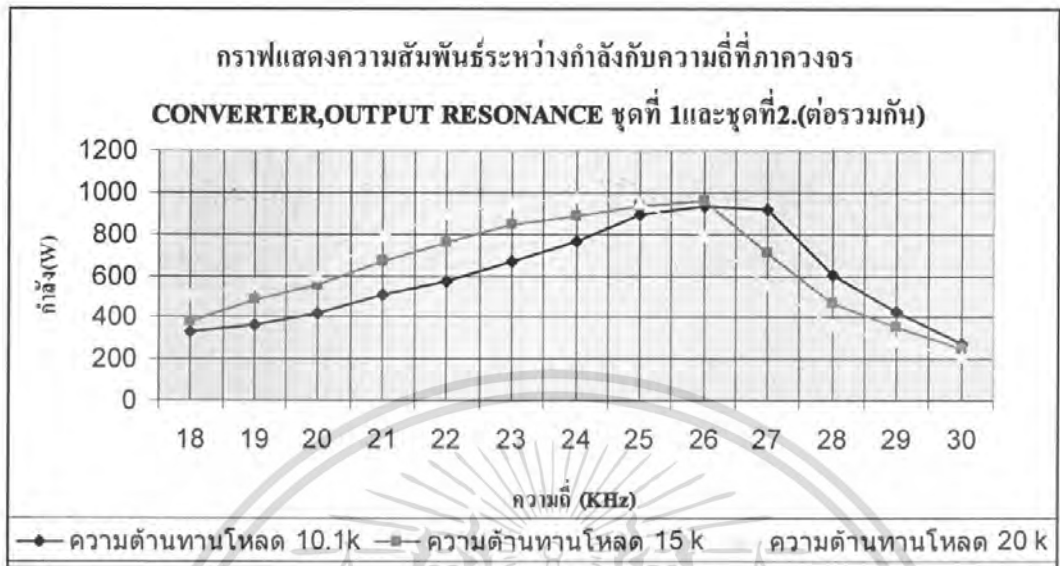


รูปที่ 5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับแรงดัน ชุดที่ 1 และชุดที่ 2.(ต่อรวมกัน)

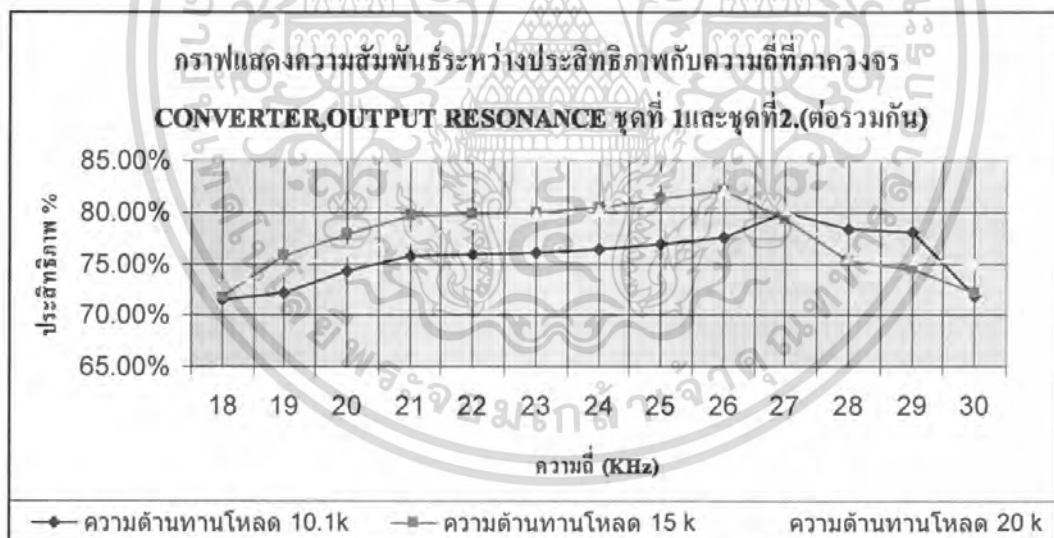


รูปที่ 5.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกระแส ชุดที่ 1 และชุดที่ 2.(ต่อรวมกัน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับความถี่ ชุดที่ 1 และชุดที่ 2 (ต่อรวมกัน)

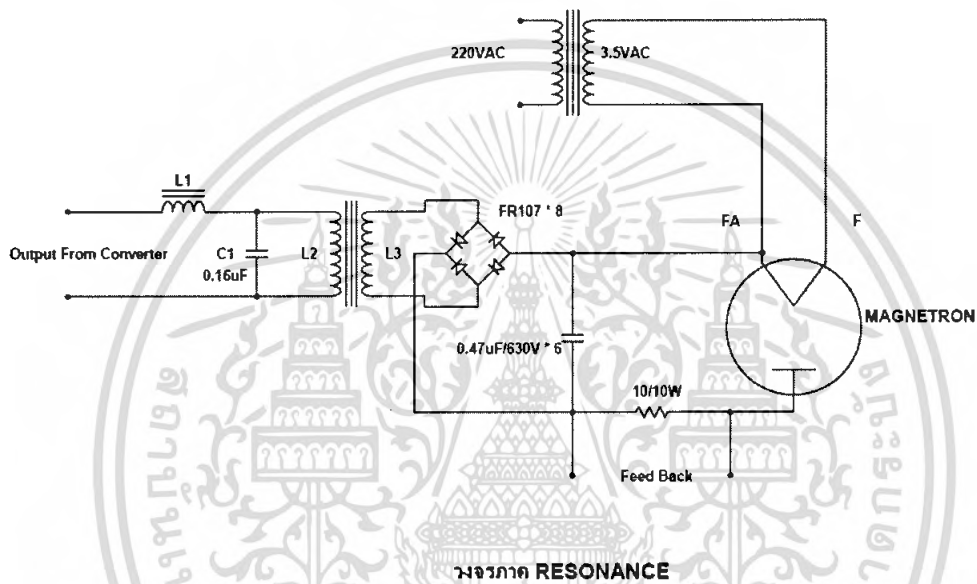


รูปที่ 5.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับประสิทธิภาพ ชุดที่ 1 และชุดที่ 2 (ต่อรวมกัน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิง (หลอดแมกนีตรอน)

1. ต้องวงจรทดลองตามรูปที่ 5.14
2. ทำการวัดค่าอุณหภูมิเทียบกับเวลา โดยจะทำการสังเกตค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปที่ค่าเวลาต่างๆ
3. ให้ทำการเปลี่ยนน้ำใหม่ทุกครั้งที่วัดอุณหภูมิ
4. นำค่าที่ได้ไปเก็บในตารางพร้อมพล็อตกราฟ

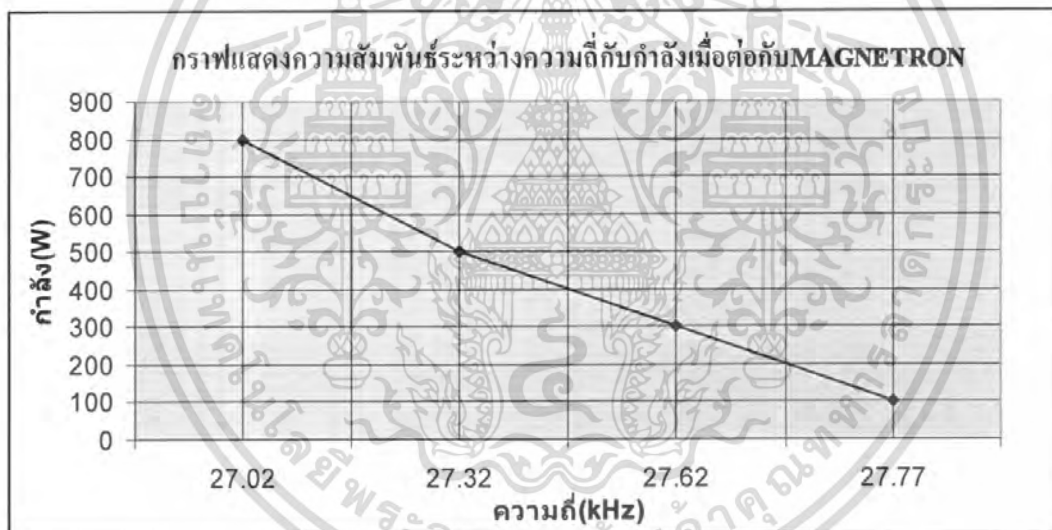


รูปที่ 5.14 วงจรการทดลองโดยใช้หลอดเป็นแมกนีตรอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 5.10 ผลการทดลองเมื่อวัดค่ากำลัง(W)และความถี่(kHz)เมื่อต่อกับMAGNETRON

กำลัง(W)	ความถี่(kHz)
100	27.77
300	27.62
500	27.32
800	27.02

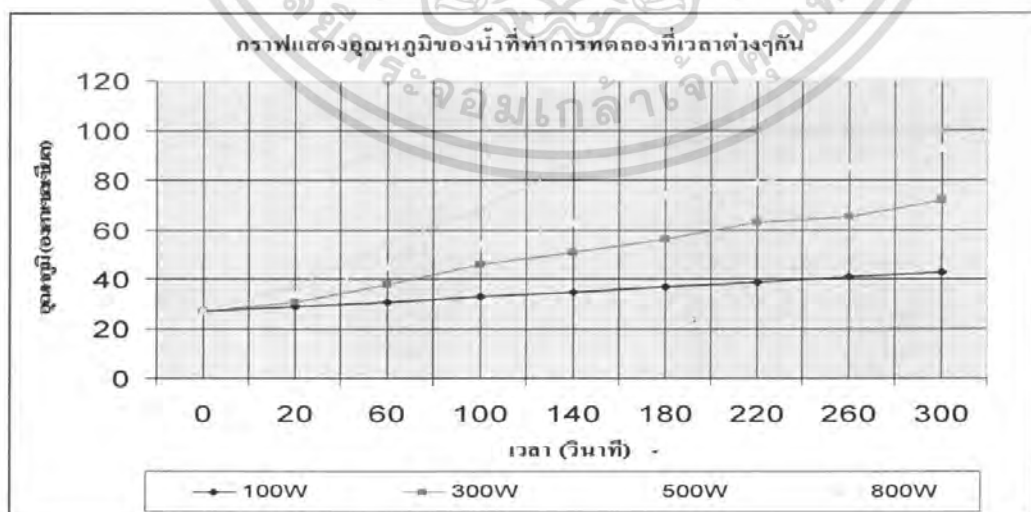


รูปที่ 5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับความถี่เมื่อต่อกับMAGNETRON

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

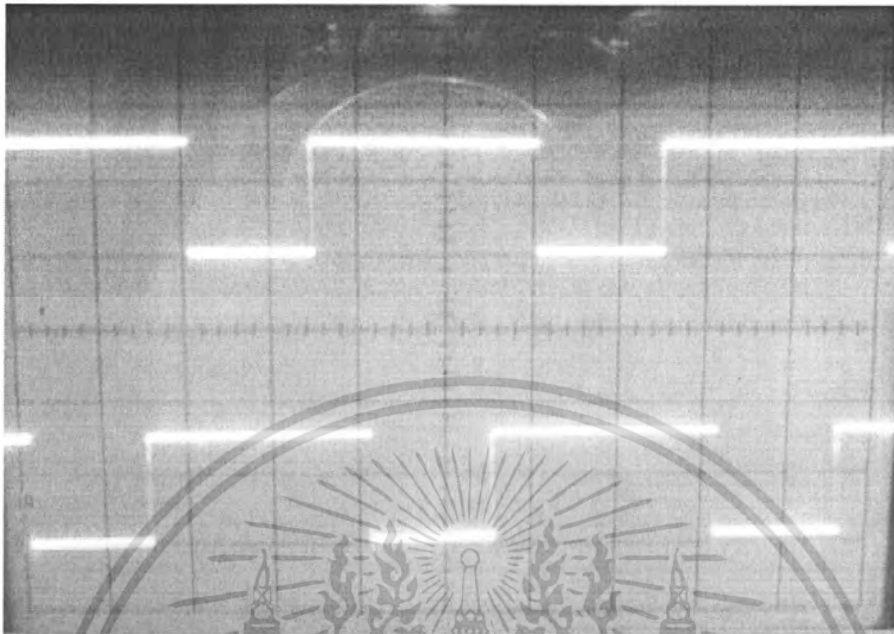
ตาราง 5.11 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซ์ (หลอดแมกนีตรอน) ที่อุณหภูมิห้อง 27 องศาเซลเซียส ปริมาณน้ำที่ 250 มิลลิลิตร

100W		300W		500W		800W	
เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ (°C)	เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ (°C)	เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ (°C)	เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ (°C)
20	29	20	31	20	34	20	37
60	31	60	38	60	45	60	55
100	33	100	46	100	54	100	68
140	35	140	51	140	63	140	87
180	37	180	56	180	74	180	94
220	39	220	63	220	79	220	100
260	41	260	65	260	85	260	100
300	43	300	72	300	93	300	100



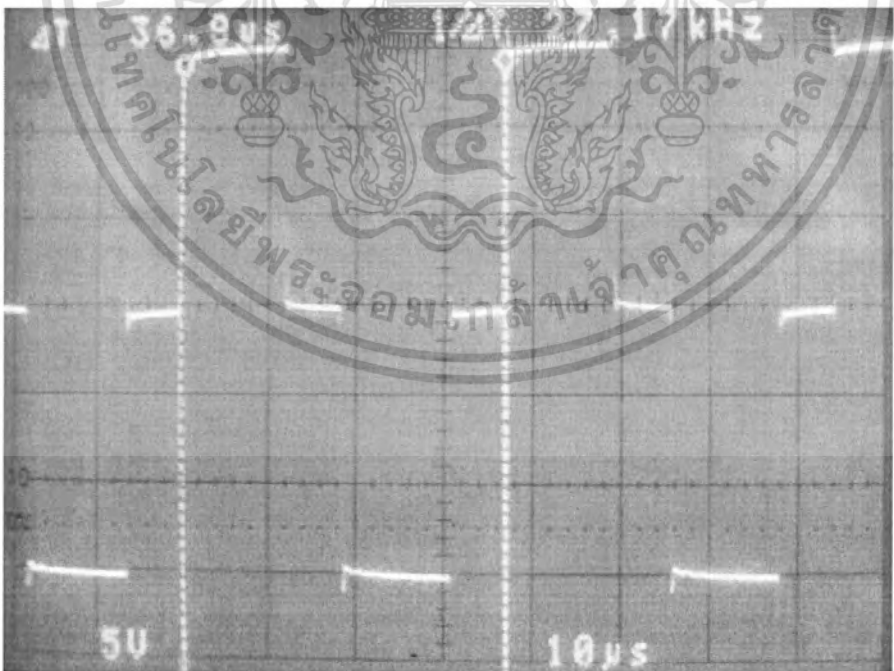
รูปที่ 5.16 กราฟแสดงอุณหภูมิของน้ำที่ทำการทดลองที่เวลาต่างๆกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



VOLT/DIV = 10 V, TIME/DIV = 10 μ S

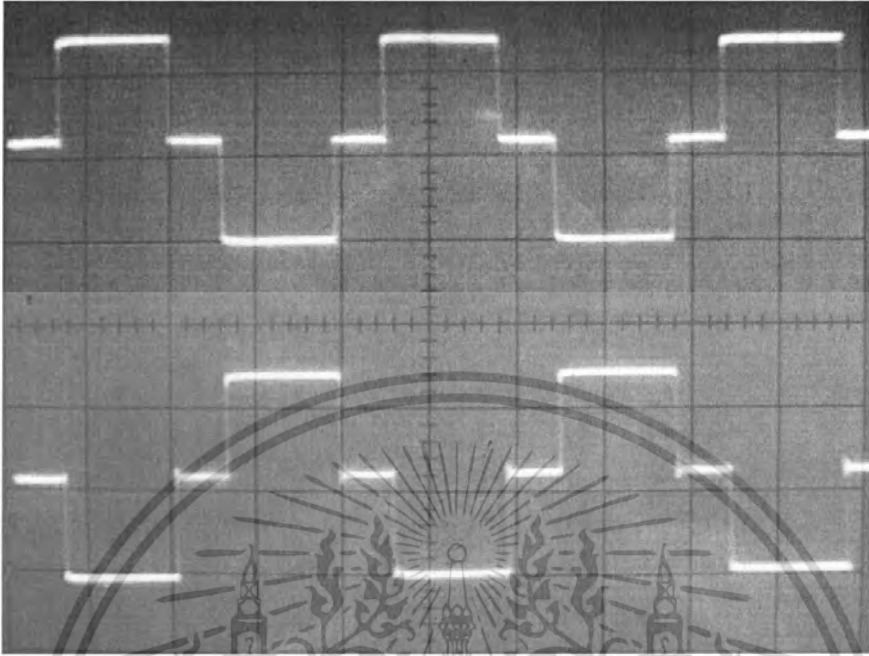
รูปที่ 5.17 สัญญาณที่ออกจาก ขา 8 และขา 11 ของ IC TL494



VOLT/DIV = 5 V, TIME/DIV = 10 μ S

รูปที่ 5.18 สัญญาณที่ เอาท์พุท ที่ออกจาก CONTROL PULSE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 สัญญาณที่ขา GATE และขา SOURCE ของ POWER MOSFET (IRFP 460)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง

6.1 สรุปผลการทดลอง

การทำงานที่ภาคต่างๆ ได้ให้ผลเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของโครงงานชุดนี้ โดยสามารถอธิบายการทดลองต่างๆ ดังนี้ ที่ภาค Generate & Control frequency ซึ่งใช้ IC TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตความถี่ในช่วง 20 KHz – 60 KHz การกำหนดความถี่ทำได้โดยการกำหนดค่า RT โดยให้ CT คงที่ ค่า RT ที่ปรับเปลี่ยนไปมานี้จะเป็น Active Resistor โดยประกอบขึ้นมาจากวงจรของ Op-Amp และเปลี่ยนค่า ค.ต.ท. ตามแรงดันที่ขา Inverting และ Non-Inverting มีข้อดีคือมีเสถียรภาพของวงจรดีกว่า Passive Resistor

ในส่วนของ Active Resistor จะมีด้วยกันทั้งหมด 3 ชุด 2 ชุดแรกเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ที่ต้องการใช้งาน ส่วนอีกชุดหนึ่งจะเป็นตัวรับ Feedback Control การทำงานของวงจรไม่ให้เกินค่ากำลัง output ที่กำหนด

สัญญาณ Pulse ที่ได้จากภาคนี้อาจจะถูกขับให้แรงขึ้นที่ภาค Drive แล้วทำการ coupling ผ่าน Transformer เพื่อขับ Power Mosfet สัญญาณที่ได้จากภาคนี้อาจมีค่าถึง 300 V. และจะส่งไปยังชุด Resonance เพื่อทำการส่ง coupling ไปยัง output ต่อไป

โครงงานนี้จะได้แรงดันสูงสุด 4 KV และกระแสสูงสุด 200 mA (Power = 800 W.) จะนำไปจ่ายให้กับหลอดแมกนีตรอน ซึ่งหลอดแมกนีตรอนนี้ได้ต่อกับท่อนำสัญญาณซึ่งแบ่งเป็น 3 ส่วนดังที่กล่าวในบทข้างต้นและท่อนำสัญญาณนี้จะต่อกับโพลซึ่งเป็นคู่มือโครเวฟที่ได้ทำขึ้นมา จากคู่มือโครเวฟที่ผ่านการใช้งานมาแล้ว และทำการวัดอุณหภูมิเทียบกับเวลา ซึ่งผลการทดลองที่ออกมานั้น เป็นที่น่าพอใจอย่างยิ่ง แต่ถึงอย่างไรก็ตามก็ยังมีปัญหาซึ่งจะกล่าวดังต่อไปนี้เพื่อเป็นแนวทางแก้ไขแก่ผู้ที่ต้องการจะพัฒนาโครงงานนี้ต่อไป

6.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางการแก้ไข

-- การวัดสัญญาณที่ภาค Control ขณะที่มียุค Feedback และที่ Full Load มีผลทำให้สัญญาณ ภาค Control ผิดเพี้ยนไปและเกิดการ oscillate ขึ้นเป็นผลทำให้ Power Mosfet พังเสียหาย

⇒ แนวทางการแก้ไข หากจะวัดสัญญาณที่ภาค Control ต้องทำขณะที่ยังไม่มี Power Mosfet และ โหลด

-- ปัญหาเรื่องความร้อน Power Mosfet

⇒ การแก้ไขโดยการติด Heatsink ที่ตัว Power Mosfet ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น

-- ปัญหาเรื่องแรงดันและกระแสไม่พอ

⇒ การแก้ไขเปลี่ยนขนาดลวดทองแดงที่หม้อแปลงเรโซแนนซ์ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น

-- ปัญหาแกนหม้อแปลง High Voltage ร้อน

⇒ การแก้ปัญหาโดยการทำให้ GAP ของหม้อแปลงติดกันแน่นทุกตัวไม่สามารถขยับได้

-- ปัญหาเรื่องหม้อแปลงร้อน

⇒ การแก้ไขเปลี่ยนขนาดลวดทองแดงที่หม้อแปลงเรโซแนนซ์ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น

-- การทดลองนี้กระแสต่ำแต่แรงดันสูงแล้วนำโหลดที่มีค่าความต้านทานสูงมาใช้ ทำให้การวัดค่าแรงดันที่ออกมานั้นมีความผิดพลาดมาก

⇒ ใช้โหลดที่มีค่าความต้านทานต่ำลงแต่ต้องระวังเพราะเครื่องวัดที่นำมาวัดนั้นอาจจะทนแรงดันสูงไม่ได้

-- แกนของหม้อแปลงที่ใช้มีเนื้อของแกนที่ไม่เหมือนกัน ทำให้ได้ค่าของ L ที่ไม่เท่ากันในแต่ละชุด

⇒ ต้องทำการเปลี่ยนแกนให้มีลักษณะของเนื้อแกนเดียวกัน จึงจะได้ค่าของ L ที่มีค่าเดียวกัน

-- ในการทดลอง MAGNETRON มีความร้อน

⇒ เพิ่มพัดลมในการเป่าตัว MAGNETRON เพื่อระบายความร้อน

บรรณานุกรม

1. นรินทร์ เนาวประทีป “ออปแอมป์ 741” สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพฯ หน้า 42– 46
2. วิโรจน์ อิศวรงค์ “การออปแอมป์ และลิเนียร์ไอซี” ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ, หน้า 333 – 341
3. สุวัฒน์ คั่น “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลาย” ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ, 2537
4. สมบูรณ์ มาลานนท์, สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ิ่ง”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์

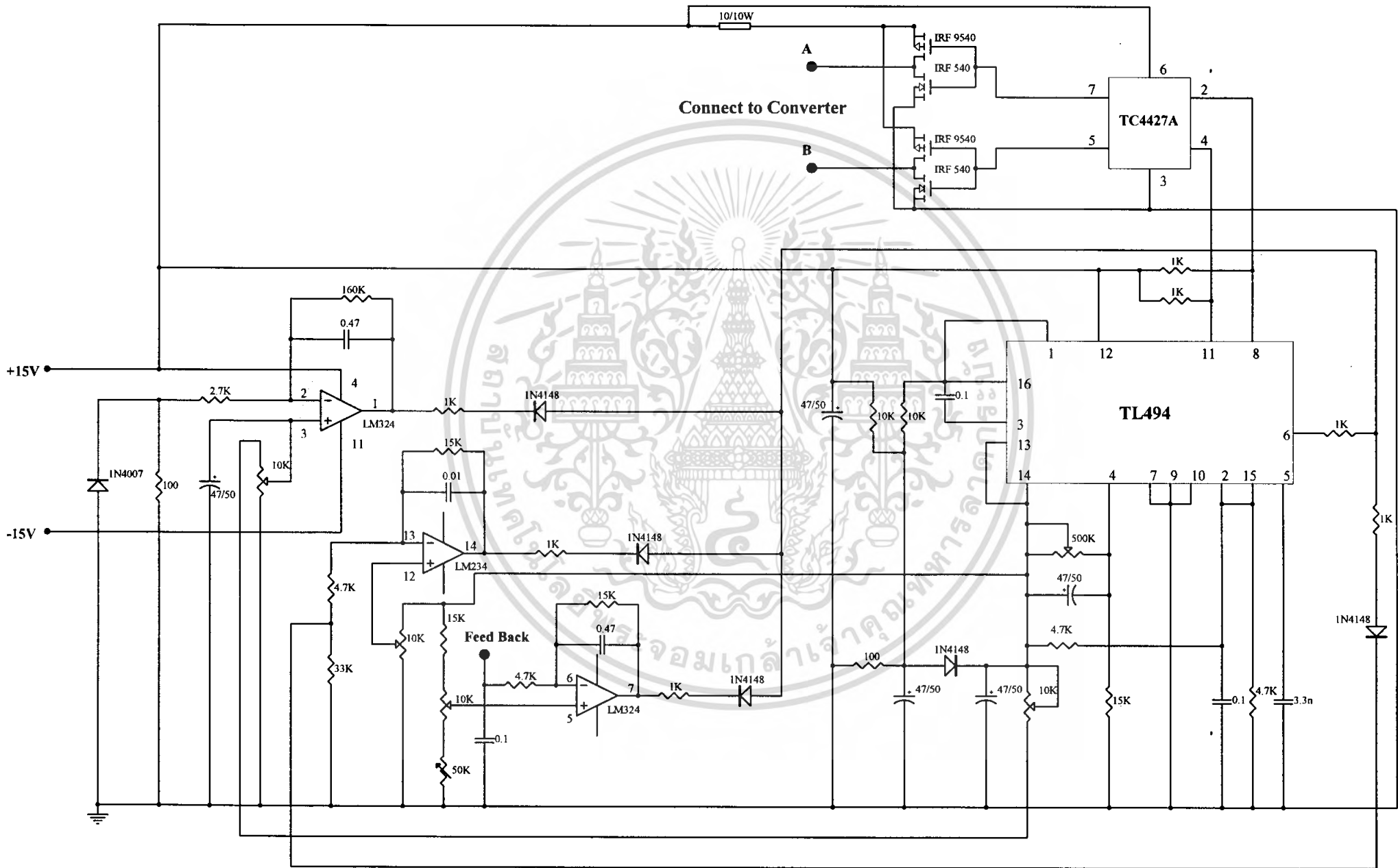


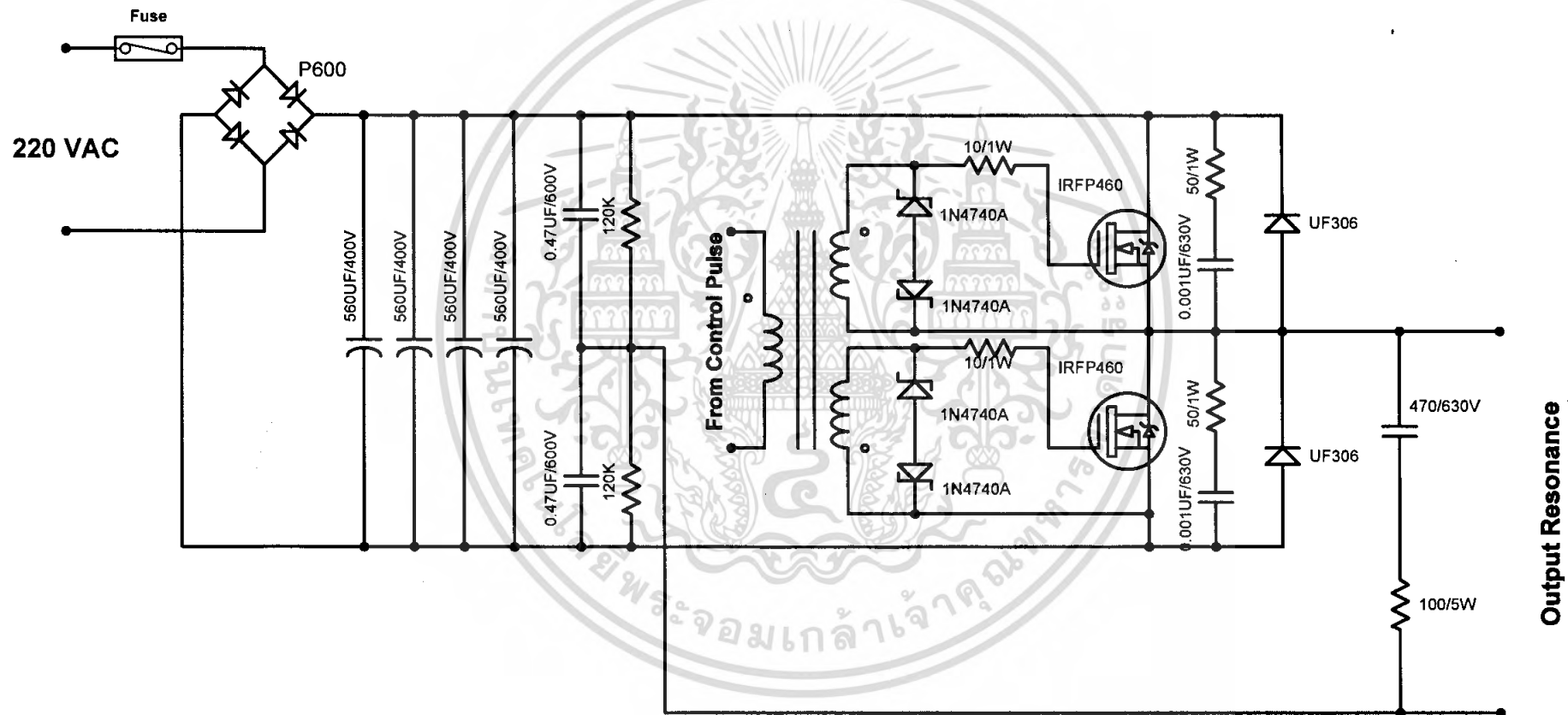
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



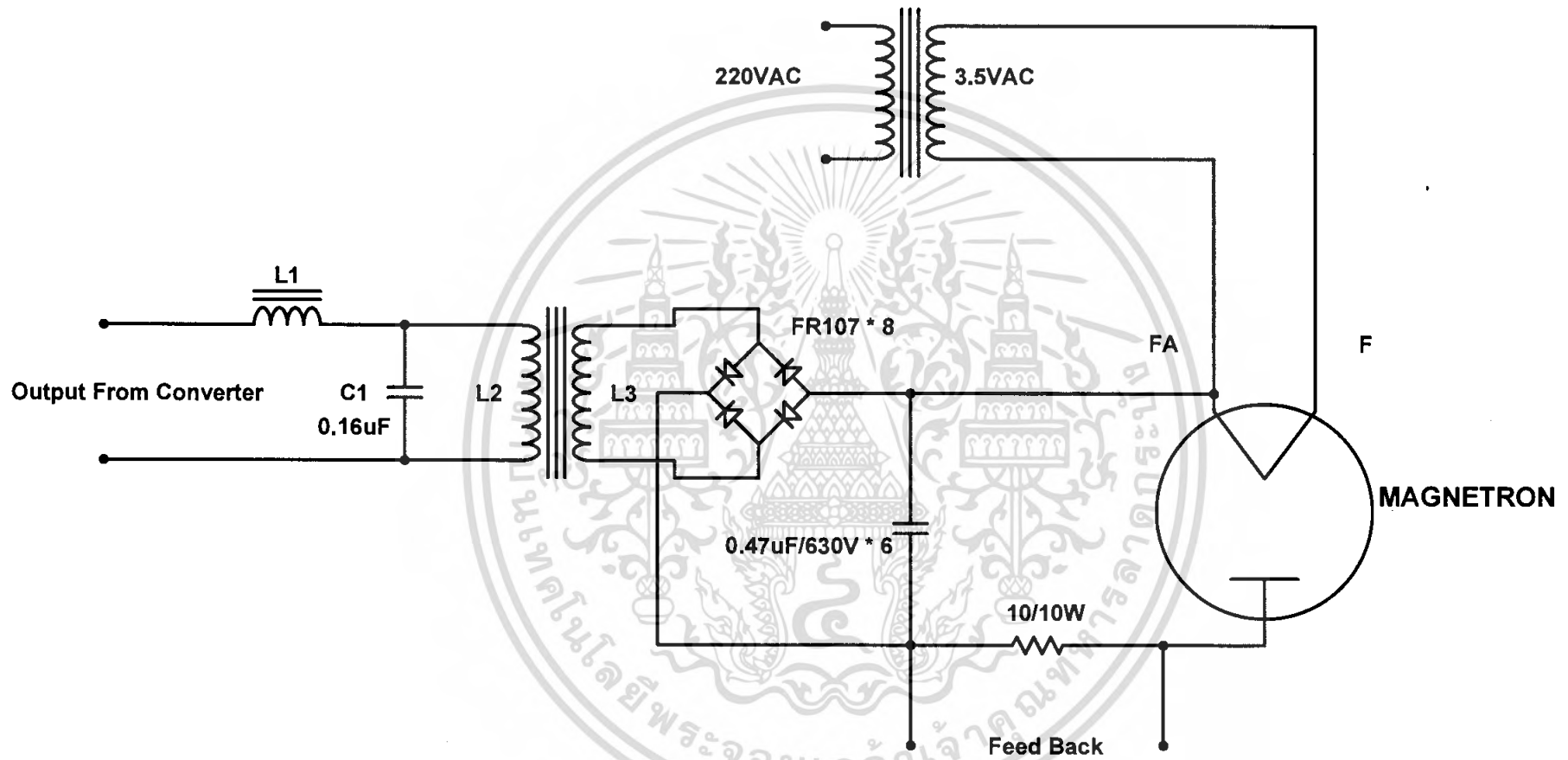
ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





วงจรภาค CONVERTER



วงจรภาค RESONANCE

Axial Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag.
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

**1N4001
thru
1N4007**

1N4004 and 1N4007 are
Motorola Preferred Devices

**LEAD MOUNTED
RECTIFIERS
50-1000 VOLTS
DIFFUSED JUNCTION**



CASE 59-03
DO-41

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{VRWM} V _R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V _{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	V _{R(RMS)}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, T _A = 75°C)	I _O	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I _{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J T _{stg}	- 65 to +175							°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS*

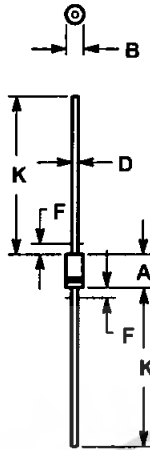
Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop (I _F = 1.0 Amp, T _J = 25°C) Figure 1	v _F	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop (I _O = 1.0 Amp, T _L = 75°C, 1 inch leads)	V _{F(AV)}	—	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) (T _J = 25°C) (T _J = 100°C)	I _R	0.05 1.0	10 50	μA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current (I _O = 1.0 Amp, T _L = 75°C, 1 inch leads)	I _{R(AV)}	—	30	μA

*Indicates JEDEC Registered Data

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.



PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO-41 OUTLINE SHALL APPLY.
 2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
 3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN F DIMENSION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.07	5.20	0.160	0.205
B	2.04	2.71	0.080	0.107
D	0.71	0.86	0.028	0.034
F	—	1.27	—	0.050
K	27.94	—	1.100	—

CASE 59-03
(DO-41)
ISSUE M

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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
– US & Canada ONLY 1-800-774-1848

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

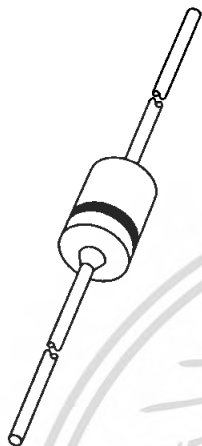
INTERNET: <http://motorola.com/sps>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MOTOROLA

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้น มิมีเหตุตบแต่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาขอไปใช้ 1N4001/D

DATA SHEET



1N4148; 1N4448 High-speed diodes

Product specification
Supersedes data of 1996 Sep 03

1999 May 25

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

FEATURES

- Hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package
- High switching speed: max. 4 ns
- General application
- Continuous reverse voltage: max. 75 V
- Repetitive peak reverse voltage: max. 75 V
- Repetitive peak forward current: max. 450 mA.

APPLICATIONS

- High-speed switching.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

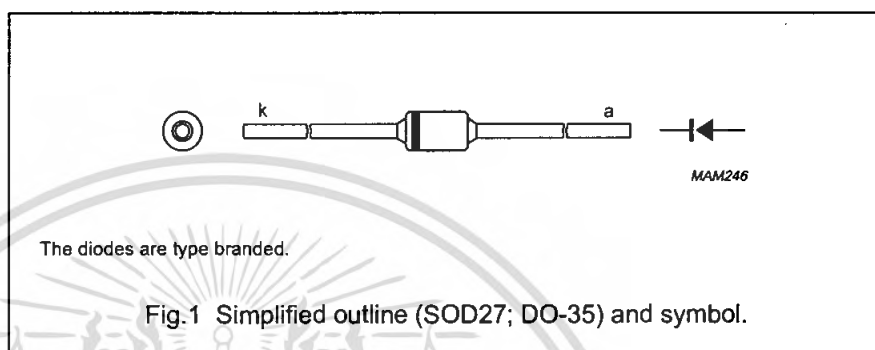
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		–	75	V
V_R	continuous reverse voltage		–	75	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	–	200	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		–	450	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_j = 25\text{ °C}$ prior to surge; see Fig.4 $t = 1\text{ }\mu\text{s}$ $t = 1\text{ ms}$ $t = 1\text{ s}$	–	4 1 0.5	A A A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25\text{ °C}$; note 1	–	500	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+200	°C
T_j	junction temperature		–	200	°C

Note

1. Device mounted on an FR4 printed circuit-board; lead length 10 mm.

DESCRIPTION

The 1N4148 and 1N4448 are high-speed switching diodes fabricated in planar technology, and encapsulated in hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) packages.



High-speed diodes

1N4148; 1N4448

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage 1N4148 1N4448	see Fig.3			
		$I_F = 10\text{ mA}$	–	1	V
		$I_F = 5\text{ mA}$	0.62	0.72	V
		$I_F = 100\text{ mA}$	–	1	V
I_R	reverse current	$V_R = 20\text{ V}$; see Fig.5		25	nA
		$V_R = 20\text{ V}$; $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$; see Fig.5	–	50	μA
I_R	reverse current; 1N4448	$V_R = 20\text{ V}$; $T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$; see Fig.5	–	3	μA
C_d	diode capacitance	$f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0$; see Fig.6		4	pF
t_{rr}	reverse recovery time	when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 60\text{ mA}$; $R_L = 100\ \Omega$; measured at $I_R = 1\text{ mA}$; see Fig.7		4	ns
V_{fr}	forward recovery voltage	when switched from $I_F = 50\text{ mA}$; $t_r = 20\text{ ns}$; see Fig.8	–	2.5	V

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-tp}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length 10 mm	240	K/W
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	lead length 10 mm; note 1	350	K/W

Note

1. Device mounted on a printed circuit-board without metallization pad.



MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

Three-Terminal Positive Voltage Regulators

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 A
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance
- Available in Surface Mount D²PAK and Standard 3-Lead Transistor Packages
- Previous Commercial Temperature Range has been Extended to a Junction Temperature Range of -40°C to +125°C

THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

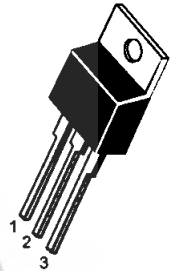
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE

MC7805AC LM340AT-5 MC7805C LM340T-5	5.0 V	MC7812C LM340T-12	12 V
MC7806AC MC7806C	6.0 V	MC7815AC LM340AT-15 MC7815C LM340T-15	15 V
MC7808AC MC7808C	8.0 V	MC7818AC MC7818C	18 V
MC7809C	9.0 V	MC7824AC MC7824C	24 V
MC7812AC LM340AT-12	12 V		

T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A

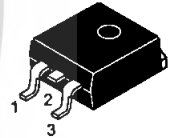
Heatsink surface
connected to Pin 2.



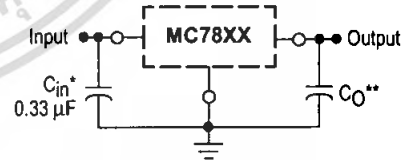
Pin 1. Input
2. Ground
3. Output

D²T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 936
(D²PAK)

Heatsink surface (shown as terminal 4 in
case outline drawing) is connected to Pin 2.



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 μF could cause instability.

ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Operating Temperature Range	Package
MC78XXACT	2%	T _J = -40° to +125°C	Insertion Mount
LM340AT-XX			Surface Mount
MC78XXACD2T			Surface Mount
MC78XXCT	4%		Insertion Mount
LM340T-XX			Surface Mount
MC78XXCD2T			Surface Mount

XX indicates nominal voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

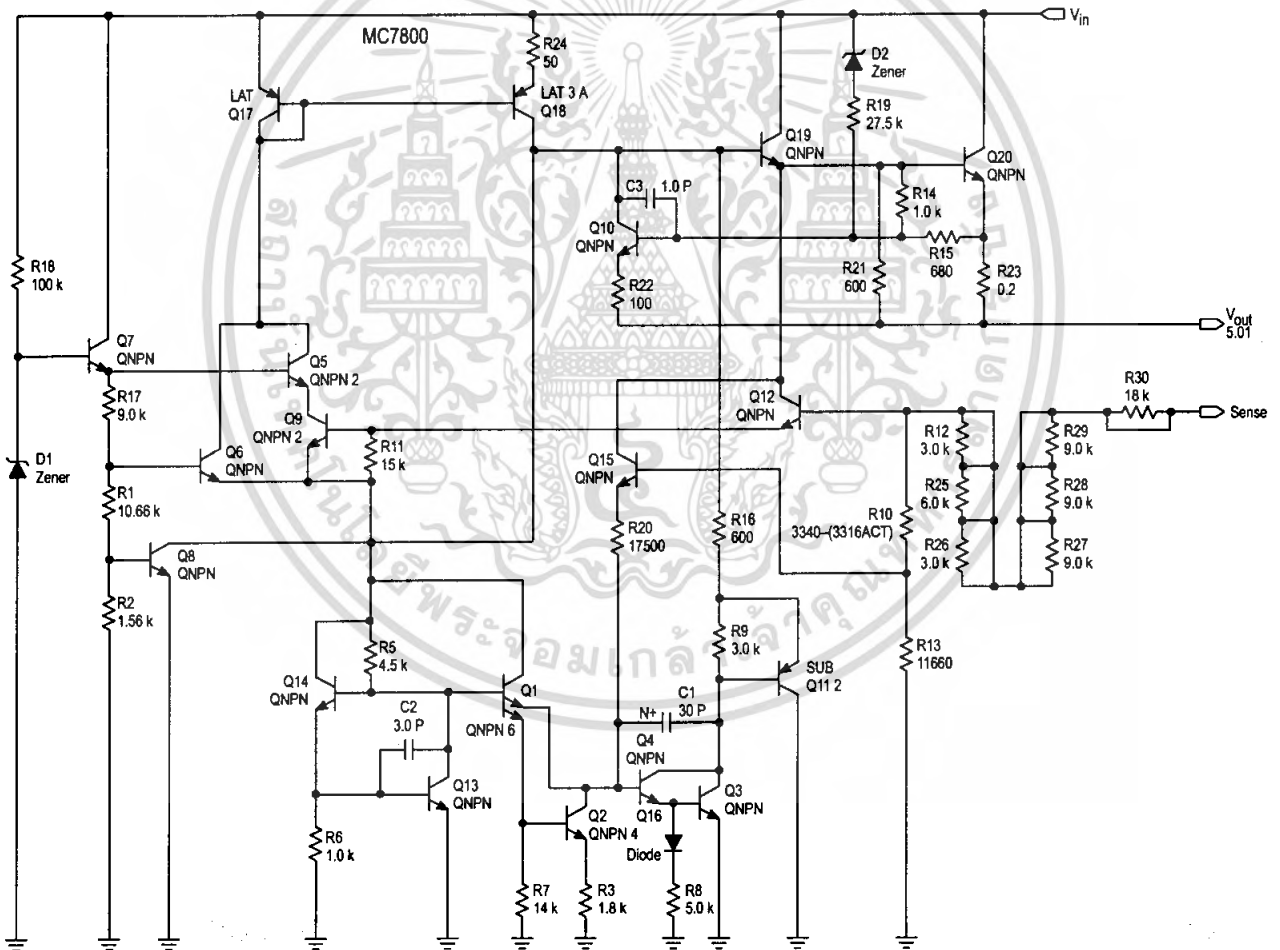
MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (5.0 – 18 V) (24 V)	V_I	35 40	Vdc
Power Dissipation Case 221A $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JC}$	Internally Limited 65 5.0	W $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$
Case 936 (D ² PAK) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D $R_{\theta JA}$ $R_{\theta JA}$	Internally Limited See Figure 13 5.0	W $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$
Storage Junction Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$

NOTE: ESD data available upon request.

Representative Schematic Diagram



This device contains 22 active transistors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ มิมีให้ชัดแจ้งโดยเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารข้อมูลนี้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 10\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7805C/LM340T-5			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	4.8	5.0	5.2	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$	V_O	4.75 –	5.0 –	5.25 –	Vdc
Line Regulation (Note 2) $7.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$, 1.0 A $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$	Reg _{line}	– –	0.5 0.8	20 10	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	Reg _{load}	– –	1.3 1.3	25 25	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.2	6.5	mA
Quiescent Current Change $7.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	ΔI_B	– –	0.3 0.08	1.0 0.8	mA
Ripple Rejection $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 18\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	62	83	–	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	–	2.0	–	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	–	10	–	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	–	0.9	–	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	–	0.6	–	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	–	2.2	–	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TC _{VO}	–	–0.3	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 10\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7805AC/LM340AT-5			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	4.9	5.0	5.1	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $7.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$	V_O	4.8	5.0	5.2	Vdc
Line Regulation (Note 2) $7.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $7.3\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Reg _{line}	– – – –	0.5 0.8 1.3 4.5	10 12 4.0 10	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	– – –	1.3 0.8 0.53	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.2	6.0	mA
Quiescent Current Change $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $7.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	– – –	0.3 – 0.08	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 18\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	68	83	–	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	–	2.0	–	Vdc

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX

2. 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 cycle is used.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 10\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7805AC/LM340AT-5			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	–	10	–	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance ($f = 1.0\text{ kHz}$)	r_O	–	0.9	–	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	–	0.2	–	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	–	2.2	–	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	–	–0.3	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C, LM340AT-XX, LM340T-XX

2. 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 cycle is used.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 11\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7806C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	5.75	6.0	6.25	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$	V_O	5.7 –	6.0 –	6.3 –	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 13\text{ Vdc}$	Reg _{line}	– –	0.5 0.8	24 12	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Reg _{load}	–	1.3	30	mV
Quiescent Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_B	–	3.3	8.0	mA
Quiescent Current Change $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	– –	0.3 0.08	1.3 0.5	mA
Ripple Rejection $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 19\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	58	65	–	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_I - V_O$	–	2.0	–	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	–	10	–	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	–	0.9	–	$\text{m}\Omega$
Short Circuit Current Limit ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{SC}	–	0.2	–	A
Peak Output Current ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_{max}	–	2.2	–	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV_O	–	–0.3	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C $T_{high} = +125^\circ\text{C}$ for MC78XXAC, C

2. 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 cycle is used.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

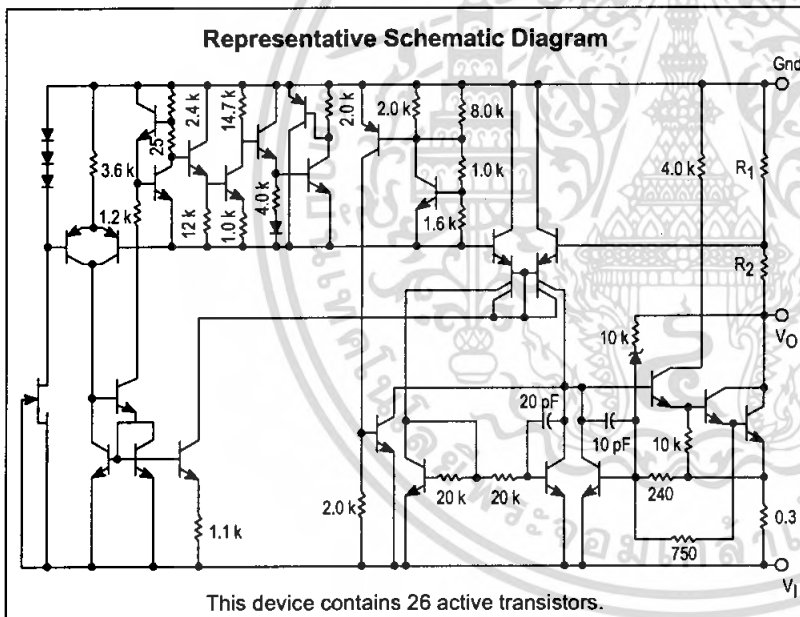
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ มิม่ให้แต่แบบลงเนื้อหา และต้องย่ นึงเเจ้

Three-Terminal Negative Voltage Regulators

The MC7900 series of fixed output negative voltage regulators are intended as complements to the popular MC7800 series devices. These negative regulators are available in the same seven-voltage options as the MC7800 devices. In addition, one extra voltage option commonly employed in MECL systems is also available in the negative MC7900 series.

Available in fixed output voltage options from -5.0 V to -24 V , these regulators employ current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation – making them remarkably rugged under most operating conditions. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 A .

- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Available in 2% Voltage Tolerance (See Ordering Information)



ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Operating Temperature Range	Package
MC79XXACD2T	2%	$T_J = 0^\circ\text{ to }+125^\circ\text{C}$	Surface Mount
MC79XXCD2T	4%		
MC79XXACT	2%		Insertion Mount
MC79XXCT	4%		
MC79XXBD2T	4%	$T_J = -40^\circ\text{ to }+125^\circ\text{C}$	Surface Mount
MC79XXBT			Insertion Mount

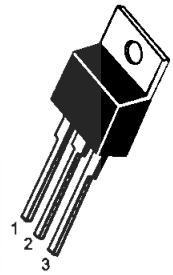
XX indicates nominal voltage.

MC7900 Series

THREE-TERMINAL NEGATIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A

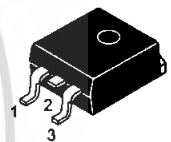
Heatsink surface connected to Pin 2.



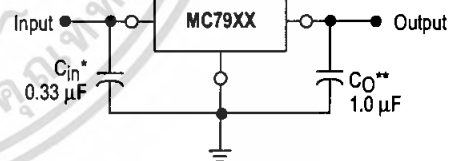
Pin 1. Ground
2. Input
3. Output

D2T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 936
(D²PAK)

Heatsink surface (shown as terminal 4 in case outline drawing) is connected to Pin 2.



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above more negative even during the high point of the input ripple voltage.

XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O improve stability and transient response.

DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE

MC7905	5.0 V	MC7912	12 V
MC7905.2	5.2 V	MC7915	15 V
MC7906	6.0 V	MC7918	28 V
MC7908	8.0 V	MC7924	24 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกขาดให้ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7900

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (-5.0 V ≥ V _O ≥ -18 V) (24 V)	V _I	-35 -40	Vdc
Power Dissipation Case 221A T _A = +25°C Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case Case 936 (D ² PAK) T _A = +25°C Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P _D θ _{JA} θ _{JC} P _D θ _{JA} θ _{JC}	Internally Limited 65 5.0 Internally Limited 70 5.0	W °C/W °C/W W °C/W °C/W
Storage Junction Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Junction Temperature	T _J	+150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	65	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	R _{θJC}	5.0	°C/W

MC7905C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_I = -10 V, I_O = 500 mA, 0°C < T_J < +125°C, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage (T _J = +25°C)	V _O	-4.8	-5.0	-5.2	Vdc
Line Regulation (Note 1) (T _J = +25°C, I _O = 100 mA) -7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc -8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc (T _J = +25°C, I _O = 500 mA) -7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc -8.0 Vdc ≥ V _I ≥ -12 Vdc	Reg _{line}	-	7.0 2.0 35 8.0	50 25 100 50	mV
Load Regulation, T _J = +25°C (Note 1) 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A 250 mA ≤ I _O ≤ 750 mA	Reg _{load}	-	11 4.0	100 50	mV
Output Voltage -7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -20 Vdc, 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.0 A, P ≤ 15 W	V _O	-4.75	-	-5.25	Vdc
Input Bias Current (T _J = +25°C)	I _{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change -7.0 Vdc ≥ V _I ≥ -25 Vdc 5.0 mA ≤ I _O ≤ 1.5 A	ΔI _{IB}	-	-	1.3 0.5	mA
Output Noise Voltage (T _A = +25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz)	V _n	-	40	-	μV
Ripple Rejection (I _O = 20 mA, f = 120 Hz)	RR	-	70	-	dB
Dropout Voltage I _O = 1.0 A, T _J = +25°C	V _I -V _O	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage I _O = 5.0 mA, 0°C ≤ T _J ≤ +125°C	ΔV _O /ΔT	-	-1.0	-	mV/°C

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 cycle is used.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่มีกรรมสิทธิ์ในสิ่งนี้ ยกเว้นที่ ไม่มีให้แต่แบบลงเนื้อหา และต้องยังอิงถึงเว็บไซต์

MC7900

MC7905AC

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -10\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-4.9	-5.0	-5.1	Vdc
Line Regulation (Note 1) -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -12\text{ Vdc}$; $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -12\text{ Vdc}$; $I_O = 1.0\text{ A}$ -7.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$; $I_O = 500\text{ mA}$ -7.0 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$; $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	Regline	-	2.0 7.0 7.0 6.0	25 50 50 50	mV
Load Regulation (Note 1) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ 250 mA $\leq I_O \leq 750\text{ mA}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	Regload	-	11 4.0 9.0	100 50 100	mV
Output Voltage -7.5 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$, 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-4.80	-	-5.20	Vdc
Input Bias Current	I_{IB}	-	4.4	8.0	mA
Input Bias Current Change -7.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	ΔI_{IB}	-	-	1.3 0.5 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, 10 Hz $\leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	40	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = \text{mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	70	-	dB
Dropout Voltage $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$V_I - V_O$	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7905.2C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -10\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-5.0	-5.2	-5.4	Vdc
Line Regulation (Note 1) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -7.2 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -12\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -7.2 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -12\text{ Vdc}$	Regline	-	8.0 2.2 37 8.5	52 27 105 52	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ 250 mA $\leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	12 4.5	105 52	mV
Output Voltage -7.2 Vdc $\geq V_I \geq -20\text{ Vdc}$, 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-4.95	-	-5.45	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change -7.2 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.3 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, 10 Hz $\leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	42	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	68	-	dB
Dropout Voltage $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$V_I - V_O$	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

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 cycle is used.

MC7900

MC7906C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -11\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-5.75	-6.0	-6.25	Vdc
Line Regulation (Note 1) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -9.0 Vdc $\geq V_I \geq -13\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -9.0 Vdc $\geq V_I \geq -13\text{ Vdc}$	Regline	-	9.0 3.0	60 30	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ 250 mA $\leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	13 5.0	120 60	mV
Output Voltage -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -21\text{ Vdc}$, 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-5.7	-	-6.3	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change -8.0 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.3 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, 10 Hz $\leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	45	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	65	-	dB
Dropout Voltage $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$V_I - V_O$	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ A}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7908C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-7.7	-8.0	-8.3	Vdc
Line Regulation (Note 1) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -11 Vdc $\geq V_I \geq -17\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ -11 Vdc $\geq V_I \geq -17\text{ Vdc}$	Regline	-	12 5.0	80 40	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ 250 mA $\leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	26 9.0	160 80	mV
Output Voltage -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -23\text{ Vdc}$, 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-7.6	-	-8.4	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.3	8.0	mA
Input Bias Current Change -10.5 Vdc $\geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, 10 Hz $\leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	52	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	62	-	dB
Dropout Voltage $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	$V_I - V_O$	-	2.0	-	Vdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage $I_O = 5.0\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	-	-1.0	-	mV/ $^\circ\text{C}$

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 cycle is used.



FR101 - FR107

FAST RECOVERY RECTIFIER

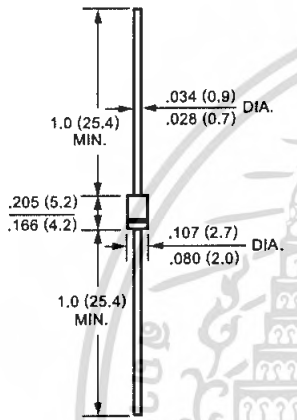
VOLTAGE RANGE - 50 to 1000 Volts CURRENT - 1.0 Ampere

MECHANICAL DATA

- * Case: Molded plastic
- * Epoxy: UL 94V0 rate flame retardant
- * Lead: MIL-STD-202E, Method 208 guaranteed
- * Mounting position: Any
- * Weight: 0.33 gram

FEATURES

- * Fast switching
- * Low leakage
- * Low forward voltage drop
- * High current capability
- * High surge capability
- * High reliability



Dimensions in inches and (millimeters)

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified. Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load. For capacitive load, derate current by 20%.

PARAMETER	SYMBOL	FR101	FR102	FR103	FR104	FR105	FR106	FR107	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum Average Forward Rectified Current $T_A = 75^\circ C$	I_O	1.0							Amps
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	30							Amps
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 1.0A DC	V_F	1.3							Volts
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage $T_A = 25^\circ C$	I_R	5.0							uAmps
Maximum Full Load Reverse Current Full Cycle Average, .375" (9.5mm) lead length at $T_L = 55^\circ C$		100							uAmps
Typical Junction Capacitance (Note 1)	C_J	15							pF
Maximum Reverse Recovery Time (Note 2)	T_{rr}	150	150	150	150	250	500	500	nSec
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150							$^\circ C$

NOTES: 1. Measured at 1 MHz and applied reverse voltage of 4 volts
2. Test Conditions: $I_F = 0.5A, I_R = 1.0A, I_{RR} = 0.25A$



FR101 - FR107

RATING AND CHARACTERISTIC CURVES

FIG. 1 - TYPICAL FORWARD CURRENT DERATING CURVE

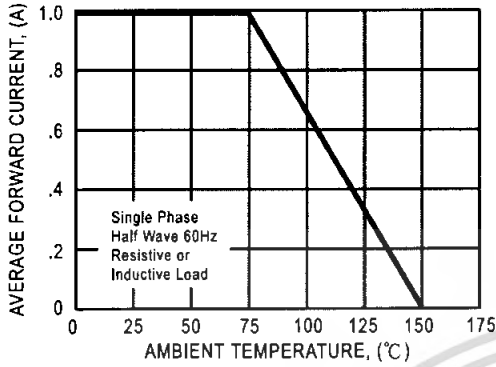


FIG. 2 - MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

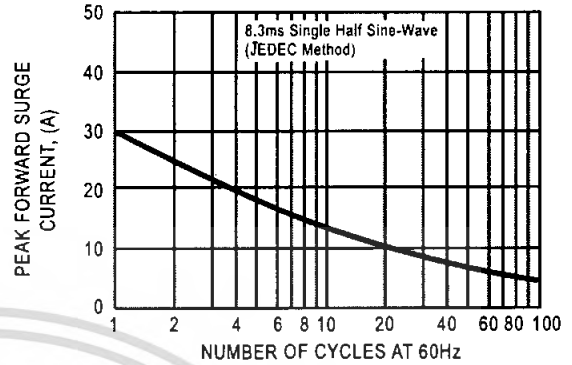


FIG. 3 - TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

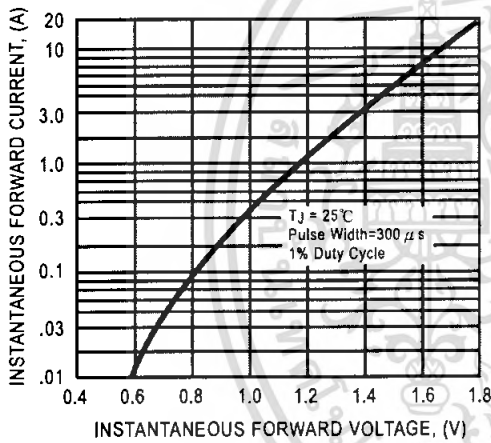


FIG. 4 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS

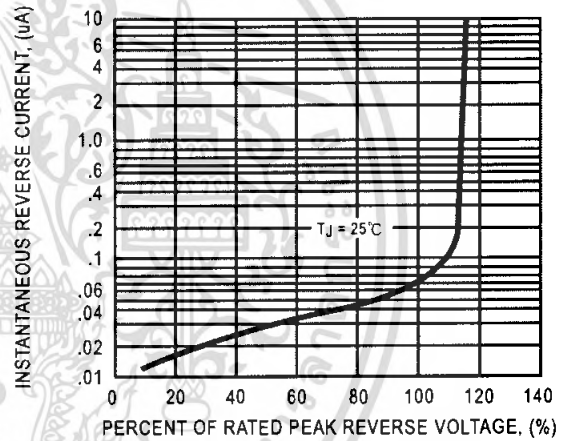


FIG. 5 - TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE

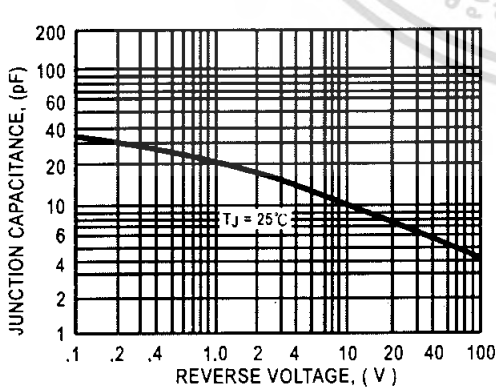
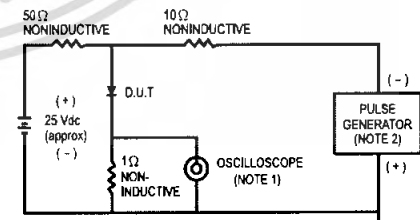
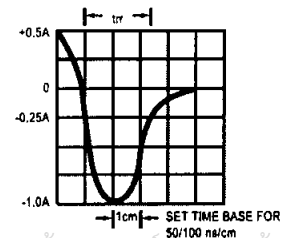


FIG. 6 - TEST CIRCUIT DIAGRAM AND REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTIC



NOTES: 1. Rise Time = 7ns max. Input Impedance = 1 megohm, 22pF.
2. Rise Time = 10ns max. Source Impedance = 50 ohms.



This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

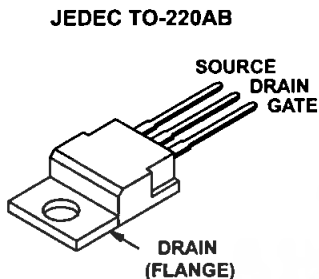
Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

33A, 100V, 0.040 Ohm, N-Channel Power MOSFET

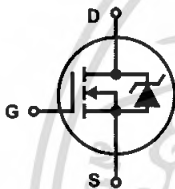
Packaging



Features

- Ultra Low On-Resistance
 - $r_{DS(ON)} = 0.040\Omega, V_{GS} = 10V$
- Simulation Models
 - Temperature Compensated PSPICE™ and SABER® Electrical Models
 - Spice and SABER® Thermal Impedance Models
 - www.intersil.com
- Peak Current vs Pulse Width Curve
- UIS Rating Curve

Symbol



Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF540N	TO-220AB	IRF540N

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

	IRF540N	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1).....	V_{DSS}	100 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1).....	V_{DGR}	100 V
Gate to Source Voltage.....	V_{GS}	± 20 V
Drain Current		
Continuous ($T_C = 25^\circ C, V_{GS} = 10V$) (Figure 2).....	I_D	33 A
Continuous ($T_C = 100^\circ C, V_{GS} = 10V$) (Figure 2).....	I_D	23 A
Pulsed Drain Current.....	I_{DM}	Figure 4
Pulsed Avalanche Rating.....	UIS	Figures 6, 14, 15
Power Dissipation.....	P_D	120 W
Derate Above $25^\circ C$		0.80 W/°C
Operating and Storage Temperature.....	T_J, T_{STG}	-55 to 175 °C
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.....	T_L	300 °C
Package Body for 10s, See Techbrief TB334.....	T_{pkg}	260 °C

NOTES:

1. $T_J = 25^\circ C$ to $150^\circ C$.

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

IRF540N

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
OFF STATE SPECIFICATIONS							
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 11)	100	-	-	V	
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 95\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	1	μA	
		$V_{DS} = 90\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
ON STATE SPECIFICATIONS							
Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$ (Figure 10)	2	-	4	V	
Drain to Source On Resistance	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 33\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 9)	-	0.033	0.040	Ω	
THERMAL SPECIFICATIONS							
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	TO-220	-	-	1.25	$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$		-	-	62	$^\circ\text{C/W}$	
SWITCHING SPECIFICATIONS ($V_{GS} = 10\text{V}$)							
Turn-On Time	t_{ON}	$V_{DD} = 50\text{V}$, $I_D = 33\text{A}$ $V_{GS} = 10\text{V}$, $R_{GS} = 9.1\Omega$ (Figures 18, 19)	-	-	100	ns	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$		-	9.5	-	ns	
Rise Time	t_r		-	57	-	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	40	-	ns	
Fall Time	t_f		-	55	-	ns	
Turn-Off Time	t_{OFF}		-	-	145	ns	
GATE CHARGE SPECIFICATIONS							
Total Gate Charge	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 20V	$V_{DD} = 50\text{V}$, $I_D = 33\text{A}$, $I_{g(REF)} = 1.0\text{mA}$ (Figures 13, 16, 17)	-	66	79	nC
Gate Charge at 10V	$Q_{g(10)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 10V		-	35	42	nC
Threshold Gate Charge	$Q_{g(TH)}$	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 2V		-	2.4	2.9	nC
Gate to Source Gate Charge	Q_{gs}			-	5.4	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}			-	13	-	nC
CAPACITANCE SPECIFICATIONS							
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$ (Figure 12)	-	1220	-	pF	
Output Capacitance	C_{OSS}		-	295	-	pF	
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	100	-	pF	

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Source to Drain Diode Voltage	V_{SD}	$I_{SD} = 33\text{A}$	-	-	1.25	V
		$I_{SD} = 17\text{A}$	-	-	1.00	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_{SD} = 33\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	112	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$I_{SD} = 33\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	400	nC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น 2 |  แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves

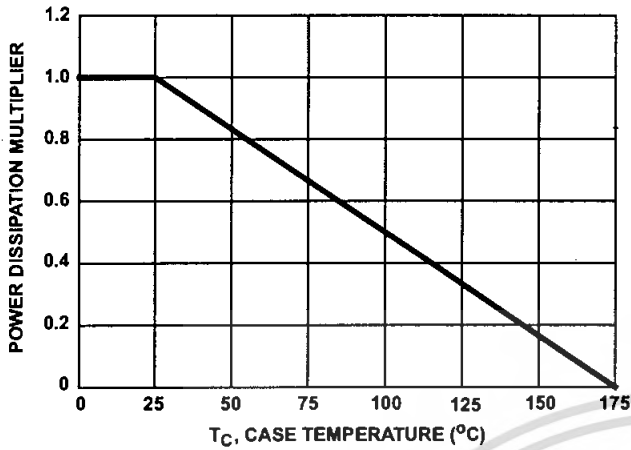


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

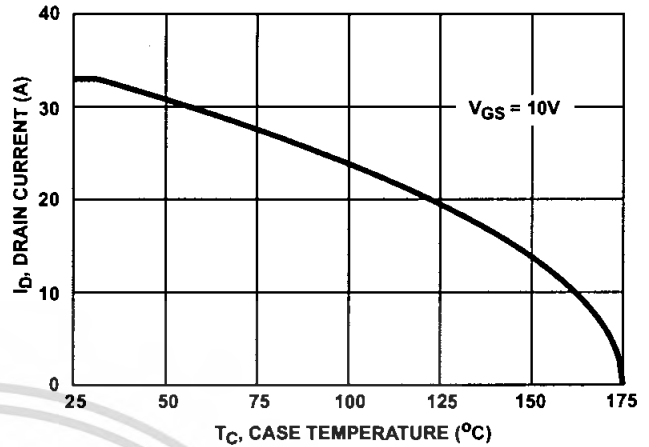


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

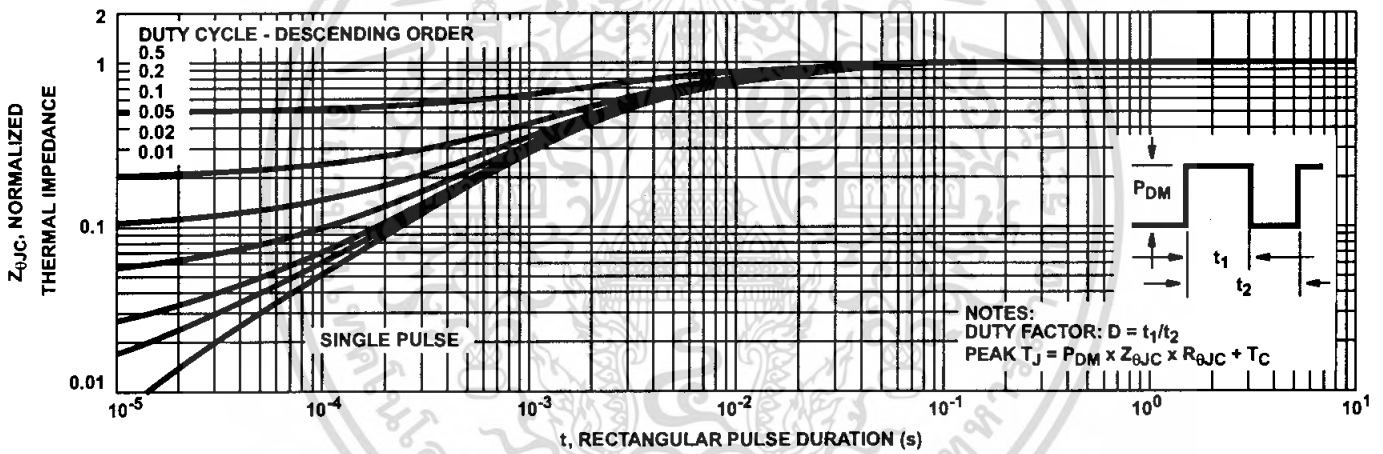


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

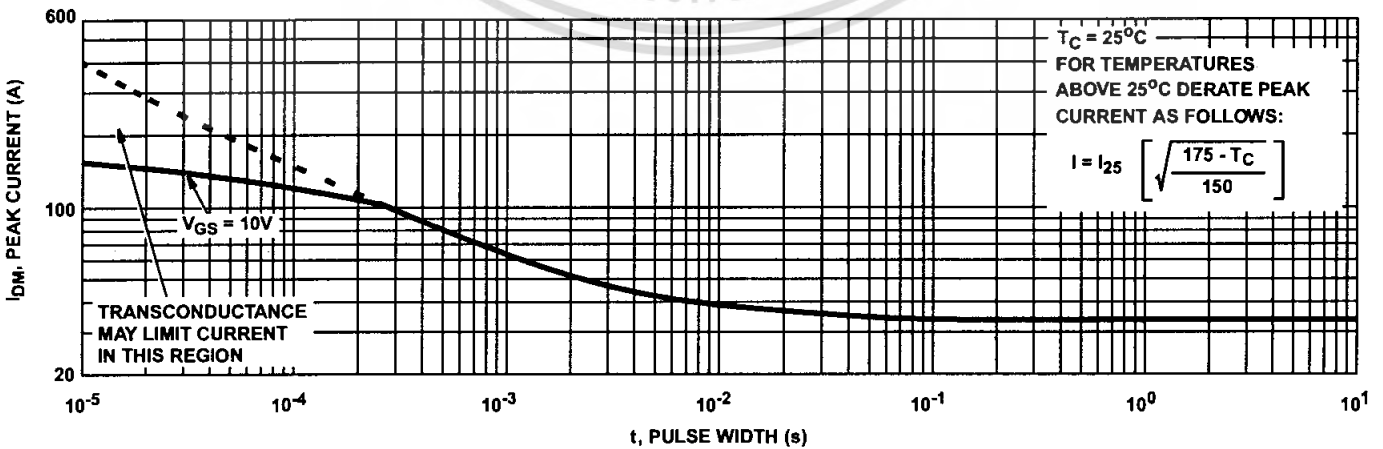


FIGURE 4. PEAK CURRENT CAPABILITY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น 3 | **intersil** แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

19A, 100V, 0.200 Ohm, P-Channel Power MOSFETs

These are P-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistors. They are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. They can be operated directly from integrated circuits.

Formerly Developmental Type TA17521.

Ordering Information

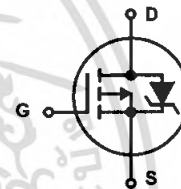
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF9540	TO-220AB	IRF9540
RF1S9540SM	TO-263AB	RF1S9540

NOTE: When ordering, use the entire part number. Add the suffix 9A to obtain the TO-263AB variant in the tape and reel, i.e., RF1S9540SM9A.

Features

- 19A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.200\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

IRF9540, RF1S9540SM

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IRF9540, RF1S9540SM	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	-100	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	-100	V
Continuous Drain Current	-19	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	-12	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	-76	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation (Figure 1)	150	W
Linear Derating Factor (Figure 1)	1	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	960	mJ
Operating and Storage Temperature	-55 to 175	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

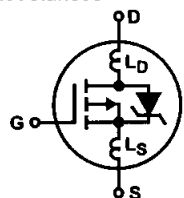
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = -250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	-100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = -250\mu\text{A}$	-2	-	-4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	-25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_C = 125^\circ\text{C}$	-	-	-250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)} \text{ MAX}$, $V_{GS} = -10\text{V}$	-19	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = -10\text{A}$, $V_{GS} = -10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.150	0.200	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)} \text{ MAX}$, $I_D = -6\text{A}$ (Figure 12)	5	7	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = -50\text{V}$, $I_D \approx 19\text{A}$, $R_G = 9.1\Omega$, $R_L = 2.3\Omega$, $V_{GS} = -10\text{V}$, (Figures 17, 18)	-	16	20	ns
Rise Time	t_r	MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	65	100	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	47	70	ns
Fall Time	t_f		-	28	70	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = -10\text{V}$, $I_D = -19\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $I_{g(REF)} = -1.5\text{mA}$ (Figures 14, 19, 20)	-	70	90	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}	Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	14	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	56	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = -25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$ (Figure 11)	-	1100	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	550	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	250	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured From the Contact Screw on Tab to the Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to the Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) From Package to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Typical Socket Mount	-	-	62.5	$^\circ\text{C/W}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้ง 4-16 | **intertsil** แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF9540, RF1S9540SM

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Re- verse P-N Junction Diode	-	-	-19	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	-76	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = -19\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	-1.5	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 19\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	170	-	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 19\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	0.8	-	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 25\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 19\text{A}$. (Figures 15, 16).

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

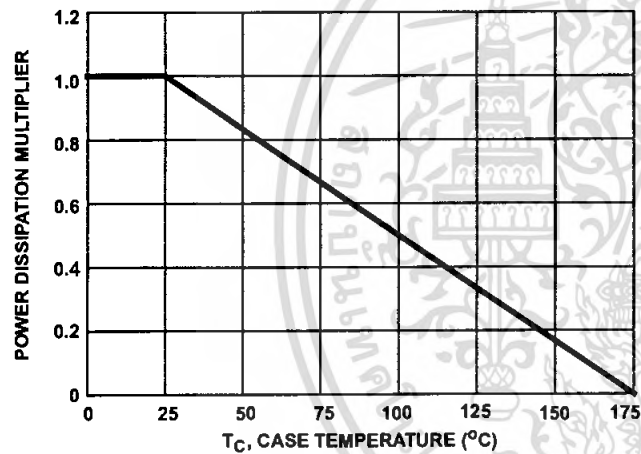


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

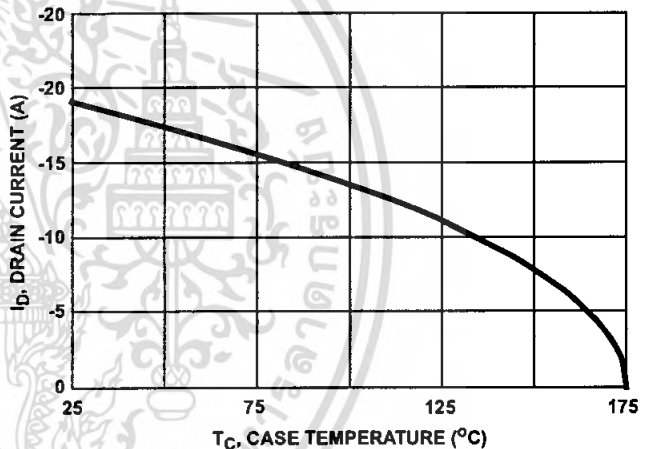


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

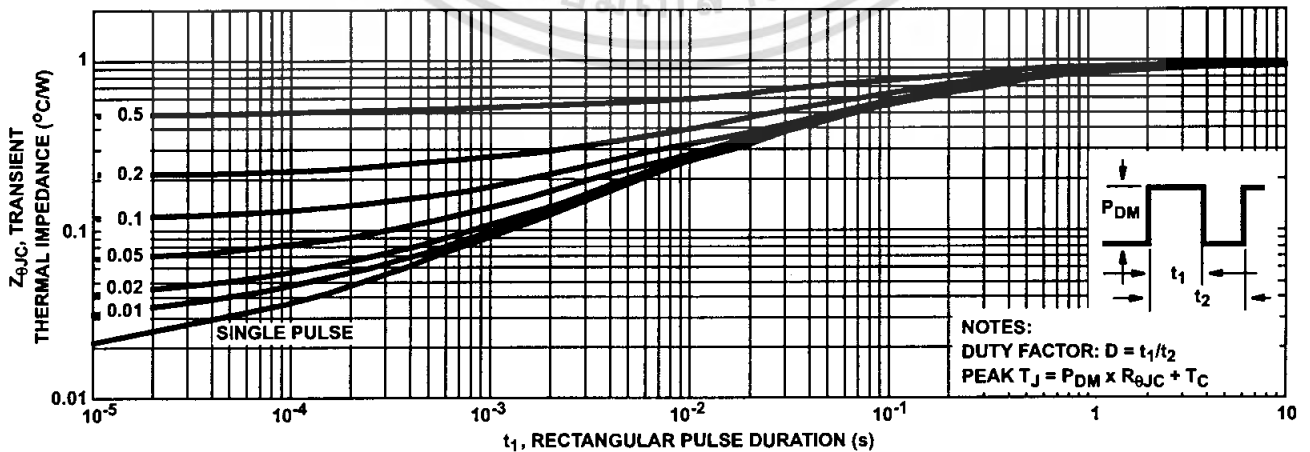


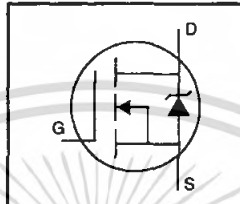
FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้ง 4-17 | **intersil** | แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

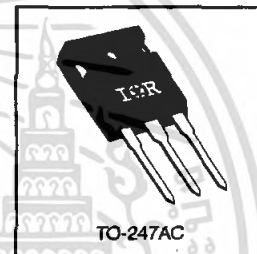
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}			
		Soldering Temperature, for 10 seconds	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	


Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	


IRFP460



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

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ①
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ①
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{rse}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 20A$, $di/dt\leq 160A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

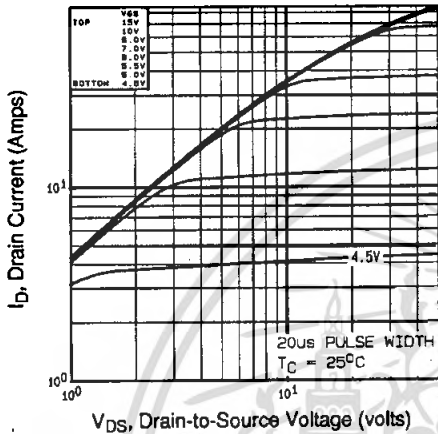


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

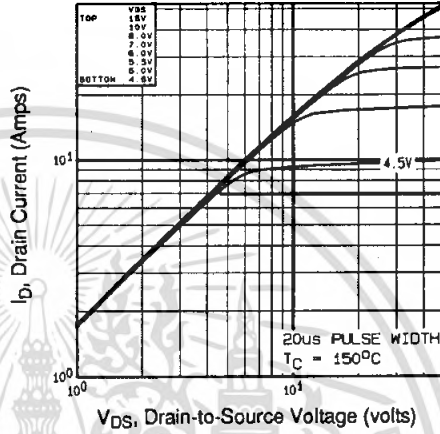


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

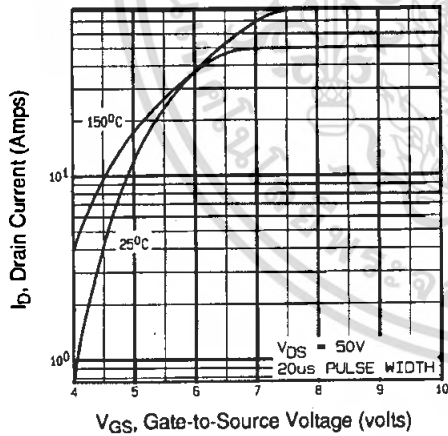


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

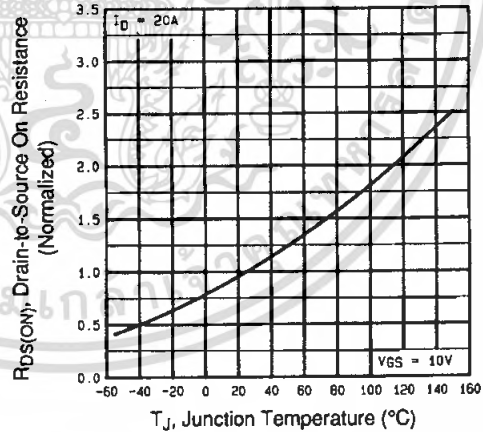


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

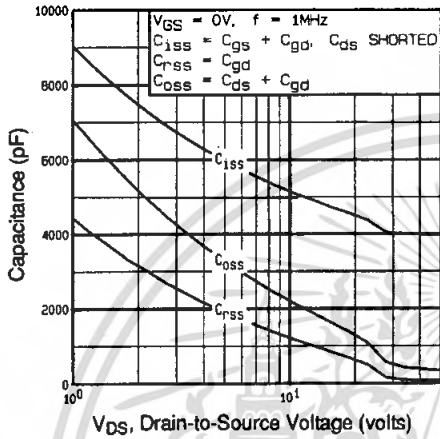


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

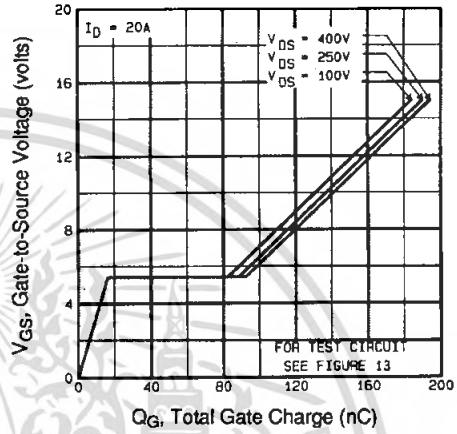


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

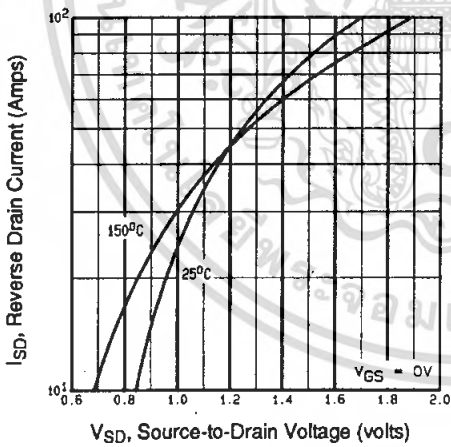


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

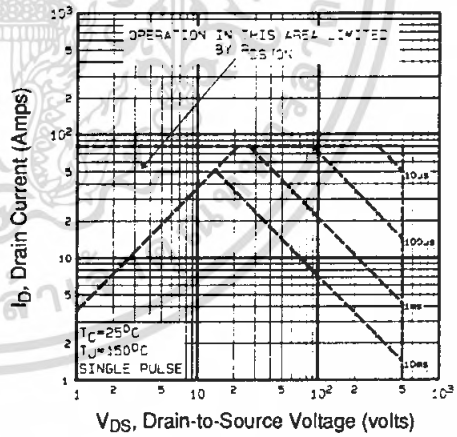


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/ SA534/LM2902

DESCRIPTION

The LM124/SA534/LM2902 series consists of four independent, high-gain, internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode, the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.

The unity gain crossover frequency and the input bias current are temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range Single supply: $3V_{DC}$ to $30V_{DC}$ or dual supplies: $\pm 1.5V_{DC}$ to $\pm 15V_{DC}$
- Very low supply current drain: essentially independent of supply voltage (1mW/op amp at $+5V_{DC}$)
- Low input biasing current: $45nA_{DC}$ (temperature-compensated)
- Low input offset voltage: $2mV_{DC}$ and offset current: $5nA_{DC}$
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: $0V_{DC}$ to $V_{CC}-1.5V_{DC}$ swing

PIN CONFIGURATION

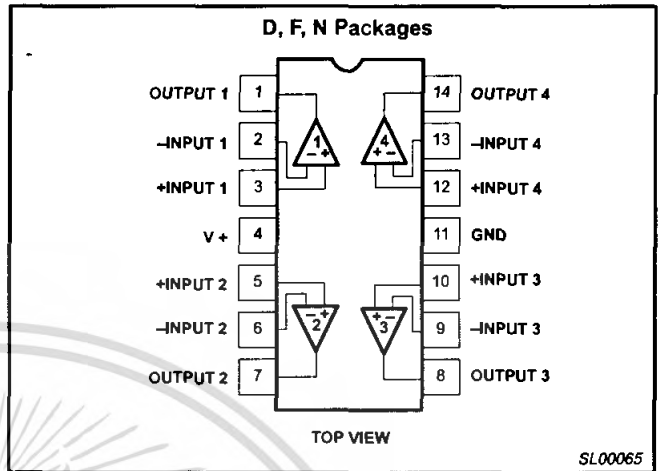


Figure 1. Pin Configuration

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	LM124N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM124F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LM224N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-25°C to +85°C	LM224F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25°C to +85°C	LM224D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0°C to +70°C	LM324F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324AN	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324AD	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA534N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-40°C to +85°C	SA534F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA534D	SOT108-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +125°C	LM2902D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +125°C	LM2902N	SOT27-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	32 or ± 16	V_{DC}
V_{IN}	Differential input voltage	32	V_{DC}
V_{IN}	Input voltage	-0.3 to +32	V_{DC}
P_D	Maximum power dissipation, $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) ¹		
	N package	1420	mW
	F package	1190	mW
	D package	1040	mW
	Output short-circuit to GND one amplifier ² $V_{CC} < 15V_{DC}$ and $T_A=25^\circ\text{C}$	Continuous	
I_{IN}	Input current ($V_{IN} < -0.3V$) ³	50	mA
T_A	Operating ambient temperature range		
	LM324/A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
	LM224	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
	SA534	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
	LM2902	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
LM124	-55 to +125	$^\circ\text{C}$	
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

NOTES:

- Derate above 25°C at the following rates:
F package at $9.5\text{mW}/^\circ\text{C}$
N package at $11.4\text{mW}/^\circ\text{C}$
D package at $8.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
- Short-circuits from the output to V_{CC+} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA, independent of the magnitude of V_{CC} . At values of supply voltage in excess of $+15V_{DC}$ continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input bias clamps. In addition, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This action can cause the output voltages of the op amps to go to the $V+$ rail (or to ground for a large overdrive) during the time that the input is driven negative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC}=5V$, $T_A=25^\circ C$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM124/LM224			LM324/SA534/LM2902			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S=0\Omega$		± 2	± 5		± 2	± 7	mV
		$R_S=0\Omega$, over temp.			± 7			± 9	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	$R_S=0\Omega$, over temp.		7			7		$\mu V/^\circ C$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$		45	150		45	250	nA
		$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, over temp.		40	300		40	500	
$\Delta I_{BIAS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		50			50		$\mu A/^\circ C$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN(+)}-I_{IN(-)}$		± 3	± 30		± 5	± 50	nA
		$I_{IN(+)}-I_{IN(-)}$, over temp.			± 100			± 150	
$\Delta I_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		10			10		$\mu A/^\circ C$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_{CC}\leq 30V$	0		$V_{CC}-1.5$	0		$V_{CC}-1.5$	V
		$V_{CC}\leq 30V$, over temp.	0		$V_{CC}-2$	0		$V_{CC}-2$	
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CC}=30V$	70	85		65	70		dB
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L=2k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	26			26			V
V_{OH}	Output voltage high	$R_L\leq 10k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	27	28		27	28		V
V_{OL}	Output voltage low	$R_L\leq 10k\Omega$, over temp.		5	20		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L=\infty$, $V_{CC}=30V$, over temp.		1.5	3		1.5	3	mA
		$R_L=\infty$, over temp.		0.7	1.2		0.7	1.2	
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$	50	100		25	100		V/mV
		$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$, over temp.	25			15			
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁵	$f=1kHz$ to $20kHz$, input referred		-120			-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S\leq 0\Omega$	65	100		65	100		dB
I_{OUT}	Output current source	$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$	20	40		20	40		mA
		$V_{IN+}=+1V$, $V_{IN-}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	10	20		10	20		
	Output current sink	$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$	10	20		10	20		
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	5	8		5	8		
		$V_{IN-}=+1V$, $V_{IN+}=0V$, $V_O=200mV$	12	50		12	50		
I_{SC}	Short-circuit current ⁴		10	40	60	10	40	60	mA
GBW	Unity gain bandwidth			1			1		MHz
SR	Slew rate			0.3			0.3		V/ μs
V_{NOISE}	Input noise voltage	$f=1kHz$		40			40		nV/ \sqrt{Hz}
V_{DIFF}	Differential input voltage ³				V_{CC}			V_{CC}	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/
SA534/LM2902

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

 $V_{CC}=5V$, $T_A=25^\circ C$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM324A			UNIT
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_S=0\Omega$		± 2	± 3	mV
		$R_S=0\Omega$, over temp.			± 5	
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	$R_S=0\Omega$, over temp.		7	30	$\mu V/^\circ C$
I_{BIAS}	Input current ²	$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$		45	100	nA
		$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$, over temp.		40	200	
$\Delta I_{BIAS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		50		$\mu A/^\circ C$
I_{OS}	Offset current	$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$		± 5	± 30	nA
		$I_{IN}(+)-I_{IN}(-)$, over temp.			± 75	
$\Delta I_{OS}/\Delta T$	Temperature drift	Over temp.		10	300	$\mu A/^\circ C$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_{CC}\leq 30V$	0		$V_{CC}-1.5$	V
		$V_{CC}\leq 30V$, over temp.	0		$V_{CC}-2$	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CC}=30V$	65	85		dB
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L=2k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	26			V
V_{OH}	Output voltage high	$R_L\leq 10k\Omega$, $V_{CC}=30V$, over temp.	27	28		V
V_{OL}	Output voltage low	$R_L\leq 10k\Omega$, over temp.		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L=\infty$, $V_{CC}=30V$, over temp.		1.5	3	mA
		$R_L=\infty$, over temp.		0.7	1.2	mA
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$	25	100		V/mV
		$V_{CC}=15V$ (for large V_O swing), $R_L\geq 2k\Omega$, over temp.	15			V/mV
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁵	$f=1kHz$ to $20kHz$, input referred		-120		dB
PSRR	Power supply rejection ratio	$R_S\leq 0\Omega$	65	100		dB
I_{OUT}	Output current source	$V_{IN^+}=+1V$, $V_{IN^-}=0V$, $V_{CC}=15V$	20	40		mA
		$V_{IN^+}=+1V$, $V_{IN^-}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	10	20		mA
	Output current sink	$V_{IN^-}=+1V$, $V_{IN^+}=0V$, $V_{CC}=15V$	10	20		mA
		$V_{IN^-}=+1V$, $V_{IN^+}=0V$, $V_{CC}=15V$, over temp.	5	8		mA
		$V_{IN^-}=+1V$, $V_{IN^+}=0V$, $V_O=200mV$	12	50		μA
I_{SC}	Short-circuit current ⁴		10	40	60	mA
V_{DIFF}	Differential input voltage ³				V_{CC}	V
GBW	Unity gain bandwidth			1		MHz
SR	Slew rate			0.3		$V/\mu s$
V_{NOISE}	Input noise voltage	$f=1kHz$		40		nV/\sqrt{Hz}

NOTES:

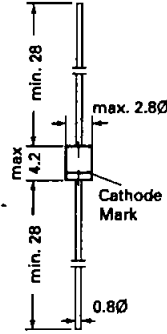
- $V_O \approx 1.4V_{DC}$, $R_S=0\Omega$ with V_{CC} from 5V to 30V and over full input common-mode range ($0V_{DC}$ to $V_{CC}-1.5V$).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC}-1.5$, but either or both inputs can go to +32V without damage.
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . At values of supply voltage in excess of +15V_{DC}, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of coupling increases at higher frequencies.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N 4728 ... 1N 4764 SILICON PLANAR POWER ZENER DIODES

Silicon Planar Power Zener Diodes

for use in stabilizing and clipping circuits with high power rating. Standard Zener voltage tolerance is $\pm 10\%$. Add Suffix "A" for $\pm 5\%$ tolerance. Other tolerances available upon request.



Glass case \approx JEDEC DO-41

Dimensions in mm

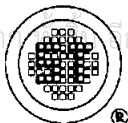
Absolute Maximum Ratings ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

	Symbol	Value	Unit
Zener Current see Table "Characteristics"			
Power Dissipation at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	1 ¹⁾	W
Junction Temperature	T_j	200	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_s	-65 to + 200	$^\circ\text{C}$
¹⁾ Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.			

Characteristics at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	R_{thA}	-	-	170 ¹⁾	K/W
Forward Voltage at $I_F = 200\text{ mA}$	V_F	-	-	1.2	V
¹⁾ Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.					

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น



SEMTECH ELECTRONICS LTD.
(wholly owned subsidiary of HONEY TECHNOLOGY LTD.)



1N 4728 ... 1N 4764 SILICON PLANAR POWER ZENER DIODES

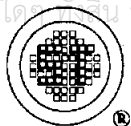
Type	Zener Voltage range ³⁾		Maximum Zener Impedance ¹⁾			Reverse leakage current		Surge current	Maximum regulator current ²⁾
	V _{znom} V	I _{zr} mA	r _{zr} Ω	r _{zk} at I _{zk}		I _r at V _r		at T _A = 25 °C I _r mA	
				Ω	mA	μA	V		
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	150	1	1375	275
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1	1260	252
1N4730	3.9	64	9	400	1.0	100	1	1190	234
1N4731	4.3	58	9	400	1.0	50	1	1070	217
1N4732	4.7	53	8	500	1.0	10	1	970	193
1N4733	5.1	49	7	550	1.0	10	1	890	178
1N4734	5.6	45	5	600	1.0	10	2	810	162
1N4735	6.2	41	2	700	1.0	10	3	730	146
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4	660	133
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5	605	121
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6	550	110
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7	500	100
1N4740	10	25	7	700	0.25	10	7.6	454	91
1N4741	11	23	8	700	0.25	5	8.4	414	83
1N4742	12	21	9	700	0.25	5	9.1	380	76
1N4743	13	19	10	700	0.25	5	9.9	344	69
1N4744	15	17	14	700	0.25	5	11.4	304	61
1N4745	16	15.5	16	700	0.25	5	12.2	285	57
1N4746	18	14	20	750	0.25	5	13.7	250	50
1N4747	20	12.5	22	750	0.25	5	15.2	225	45
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5	16.7	205	41
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5	18.2	190	38
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5	20.6	170	34
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5	22.8	150	30
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5	25.1	135	27
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5	27.4	125	25
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5	29.7	115	23
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5	32.7	110	22
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5	35.8	95	19
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5	38.8	90	18
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5	42.6	80	16
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5	47.1	70	14
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5	51.7	65	13
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5	56.0	60	12
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5	62.2	55	11
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5	69.2	50	10
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5	76.0	45	9

¹⁾ The Zener Impedance is derived from the 60 Hz AC voltage which results when an AC current having an RMS value equal to 10% of the Zener current (I_{zr} or I_{zk}) is superimposed on I_{zr} or I_{zk}. Zener Impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units.

²⁾ Valid provided that leads at a distance of 8 mm from case are kept at ambient temperature.

³⁾ Measured under thermal equilibrium and DC test conditions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ก็ตาม หากมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SEMTECH ELECTRONICS LTD.

(wholly owned subsidiary of HONEY TECHNOLOGY LTD.)

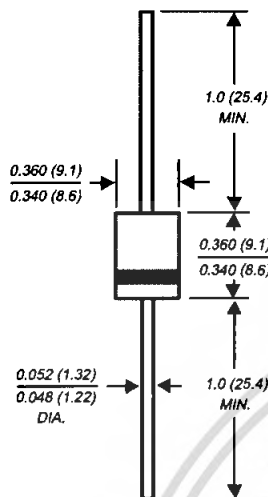


P600A THRU P600M

GENERAL PURPOSE PLASTIC RECTIFIER

Reverse Voltage - 50 to 1000 Volts Forward Current - 6.0 Amperes

Case Style P600



Dimensions in inches and (millimeters)

FEATURES

- ◆ Plastic package has Underwriters Laboratory Flammability Classification 94V-0
- ◆ High forward current capability
- ◆ Construction utilizes void-free molded plastic technique
- ◆ High surge current capability
- ◆ High temperature soldering guaranteed: 250°C/10 seconds, 0.375" (9.5mm) lead length, 5 lbs. (2.3kg) tension

MECHANICAL DATA

Case: Void-free molded plastic body
Terminals: Plated axial leads, solderable per MIL-STD-750, Method 2026
Polarity: Color band denotes cathode end
Mounting Position: Any
Weight: 0.07 ounce, 2.1 grams

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOLS	P600A	P600B	P600D	P600G	P600J	P600K	P600M	UNITS
Maximum repetitive peak reverse voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS voltage	V _{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC blocking voltage	V _{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum average forward rectified current at =60°C, 0.375" (9.5mm) lead length (FIG 1) =60°C, 0.125" (3.18mm) lead length (FIG 2)	I _(AV)	6.0 22.0							Amps
Peak forward surge current 3ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}	400.0							Amps
Maximum instantaneous forward voltage at: 6.0A 100A	V _F	0.90 1.30					1.0 1.4		Volts
Maximum DC reverse current rated DC blocking voltage	I _R	5.0 1.0							μA mA
Typical junction capacitance (NOTE 1)	C _J	150.0							pF
Typical reverse recovery time (NOTE 2)	t _{rr}	2.5							μS
Typical thermal resistance (NOTE 3)	R _{θJA} R _{θJL}	20.0 4.0							°C/W
Operating junction and storage temperature range	T _J , T _{STG}	-50 to +150							°C

NOTES:

Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0 Volts
 Reverse recovery time conditions: I_F=0.5A, I_R=1.0A, I_{rr}=0.25A
 Thermal resistance from junction to ambient and from junction to lead at 0.375" (9.5mm) lead length,
 P.C.B. mounted with 1.1 x 1.1 (30 x 30mm) copper pads

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES P600A THRU P600M

FIG. 1 - MAXIMUM FORWARD CURRENT DERATING CURRENT

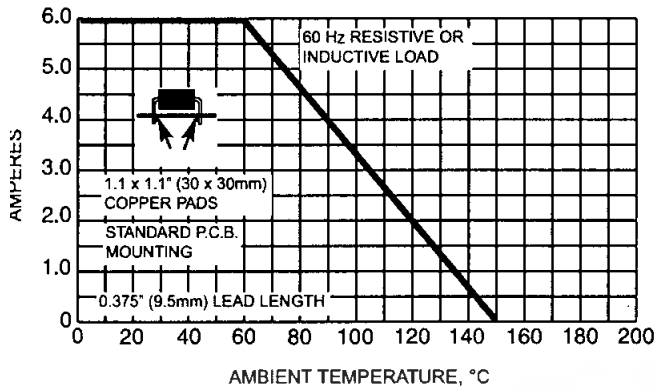


FIG. 2 - MAXIMUM FORWARD CURRENT DERATING CURVE

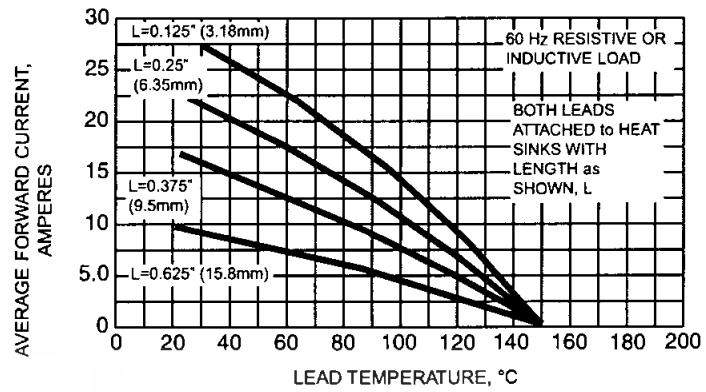


FIG. 3 - MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK FORWARD SURGE CURRENT

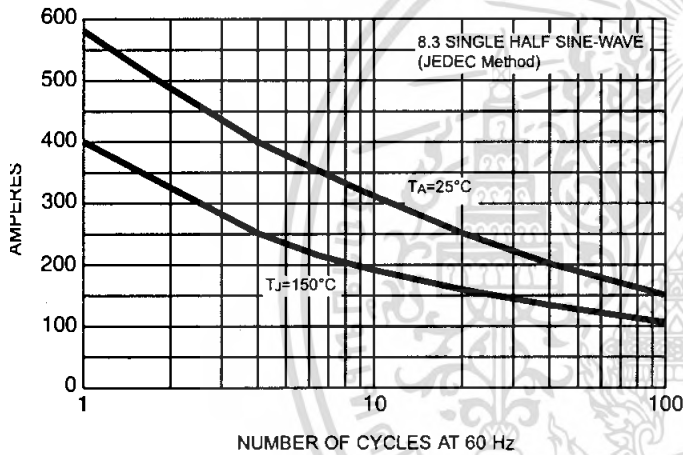


FIG. 4 - TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

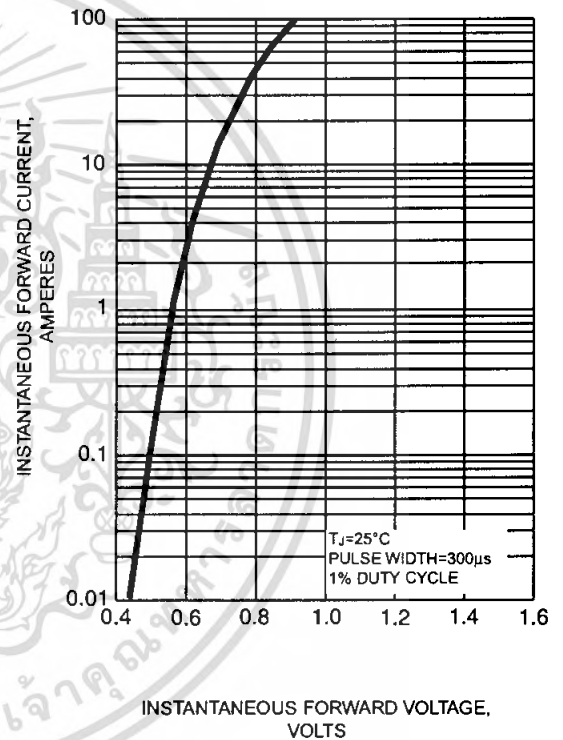


FIG. 5 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTIC

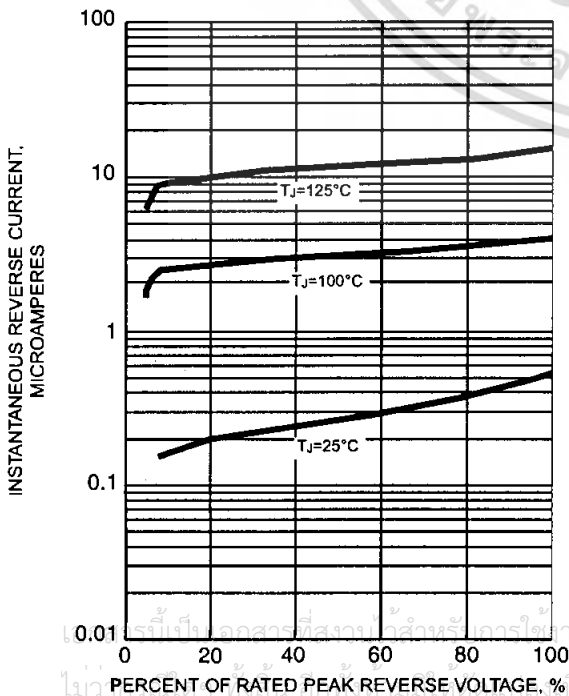
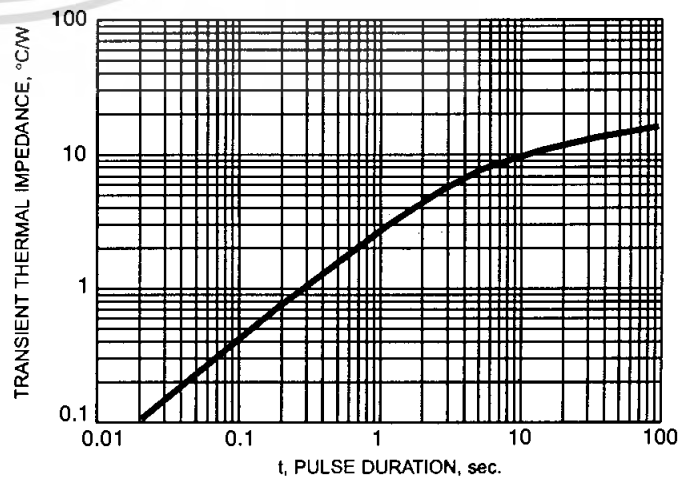


FIG. 6 - TYPICAL TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE





MICROCHIP TC4426A/TC4427A/TC4428A

1.5A Dual High-Speed Power MOSFET Drivers

Features:

- High Peak Output Current – 1.5A
- Wide Input Supply Voltage Operating Range:
 - 4.5V to 18V
- High Capacitive Load Drive Capability – 1000 pF in 25 ns (typ.)
- Short Delay Times – 30 ns (typ.)
- Matched Rise, Fall and Delay Times
- Low Supply Current:
 - With Logic '1' Input – 1 mA (typ.)
 - With Logic '0' Input – 100 μ A (typ.)
- Low Output Impedance – 7 Ω (typ.)
- Latch-Up Protected: Will Withstand 0.5A Reverse Current
- Input Will Withstand Negative Inputs Up to 5V
- ESD Protected – 4 kV
- Pin-compatible with TC426/TC427/TC428 and TC4426/TC4427/TC4428
- Space-saving 8-Pin MSOP and 8-Pin 6x5 DFN Packages

Applications:

- Switch Mode Power Supplies
- Line Drivers
- Pulse Transformer Drive

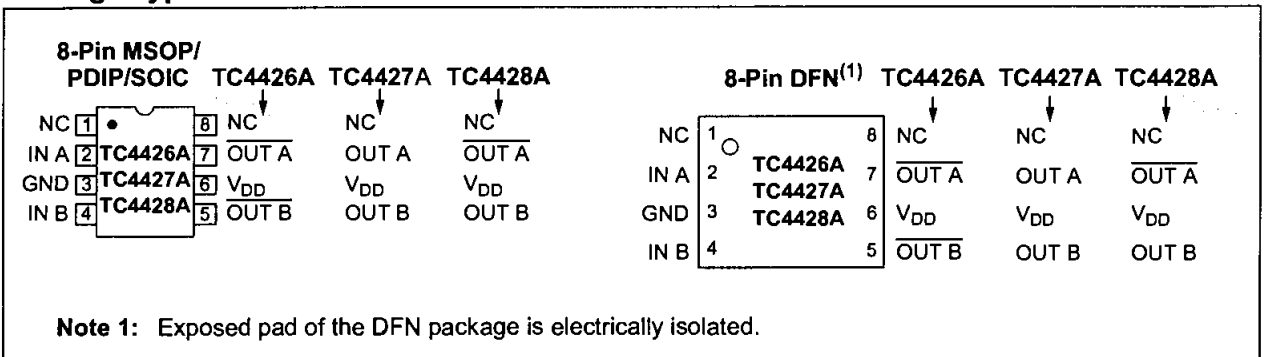
General Description:

The TC4426A/TC4427A/TC4428A are improved versions of the earlier TC4426/TC4427/TC4428 family of MOSFET drivers. In addition to matched rise and fall times, the TC4426A/TC4427A/TC4428A devices have matched leading and falling edge propagation delay times.

These devices are highly latch-up resistant under any conditions within their power and voltage ratings. They are not subject to damage when up to 5V of noise spiking (of either polarity) occurs on the ground pin. They can accept, without damage or logic upset, up to 500 mA of reverse current (of either polarity) being forced back into their outputs. All terminals are fully protected against Electrostatic Discharge (ESD) up to 4 kV.

The TC4426A/TC4427A/TC4428A MOSFET drivers can easily charge/discharge 1000 pF gate capacitances in under 30 ns. These devices provide low enough impedances in both the on and off states to ensure the MOSFET's intended state will not be affected, even by large transients.

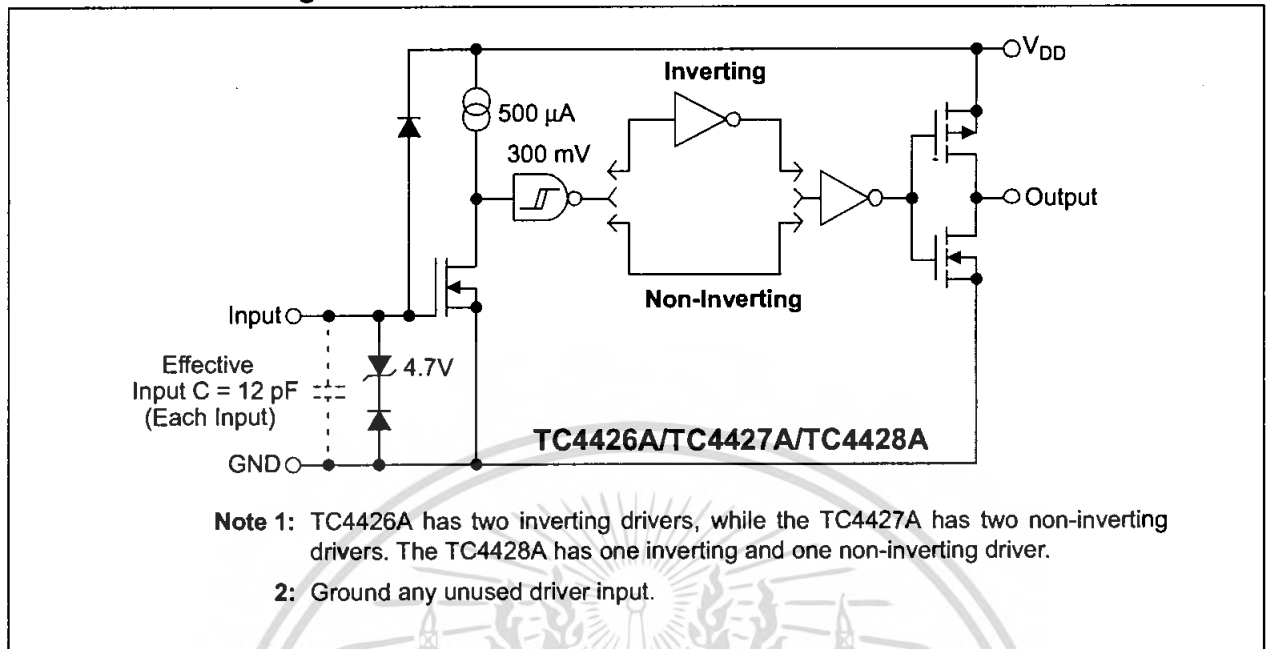
Package Types



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

TC4426A/TC4427A/TC4428A

Functional Block Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TC4426A/TC4427A/TC4428A

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings†

Supply Voltage	+22V
Input Voltage, IN A or IN B	($V_{DD} + 0.3V$) to (GND – 5V)
Package Power Dissipation ($T_A \leq 70^\circ C$)	
DFN	Note 2
MSOP	340 mW
PDIP	730 mW
SOIC	470 mW

† **Notice:** Stresses above those listed under “Absolute Maximum Ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input						
Logic '1', High Input Voltage	V_{IH}	2.4	—	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	V_{IL}	—	—	0.8	V	
Input Current	I_{IN}	-1.0 -10	—	+1.0 +10	μA	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
Output						
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	DC Test
Low Output Voltage	V_{OL}	—	—	0.025	V	DC Test
Output Resistance	R_O	—	7 8 8	9 10 11 12	Ω	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$, $V_{DD} = 18V$, $T_A = +25^\circ C$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$
Peak Output Current	I_{PK}	—	1.5	—	A	$V_{DD} = 18V$
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I_{REV}	—	> 0.5	—	A	Duty cycle $\leq 2\%$, $t \leq 300 \mu\text{sec}$ $V_{DD} = 18V$
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t_R	—	25 27 29 30	35 40 40 40	ns	$T_A = +25^\circ C$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, Figure 4-1
Fall Time	t_F	—	25 27 29 30	35 40 40 40	ns	$T_A = +25^\circ C$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, Figure 4-1
Delay Time	t_{D1}	—	30 33 35 38	35 40 45 50	ns	$T_A = +25^\circ C$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, Figure 4-1
Delay Time	t_{D2}	—	30 33 35 38	35 40 45 50	ns	$T_A = +25^\circ C$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, Figure 4-1
Power Supply						
Power Supply Current	I_S	—	1.0 0.1	2.0 0.2	mA	$V_{IN} = 3V$ (Both inputs) $V_{IN} = 0V$ (Both inputs), $V_{DD} = 18V$

Note 1: Switching times ensured by design.

Note 2: Package power dissipation is dependent on the copper pad area on the PCB.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TC4426A/TC4427A/TC4428A

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, all parameters apply with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.

Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Temperature Ranges						
Specified Temperature Range (C)	T_A	0	—	+70	°C	-
Specified Temperature Range (E)	T_A	-40	—	+85	°C	-
Specified Temperature Range (V)	T_A	-40	—	+125	°C	-
Maximum Junction Temperature	T_J	—	—	+150	°C	-
Storage Temperature Range	T_A	-65	—	+150	°C	-
Package Thermal Resistances						
Thermal Resistance, 8L-6x5 DFN	θ_{JA}	—	33.2	—	°C/W	-
Thermal Resistance, 8L-MSOP	θ_{JA}	—	206	—	°C/W	-
Thermal Resistance, 8L-PDIP	θ_{JA}	—	125	—	°C/W	-
Thermal Resistance, 8L-SOIC	θ_{JA}	—	155	—	°C/W	-



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

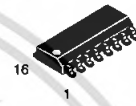
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

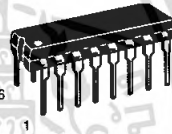
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)



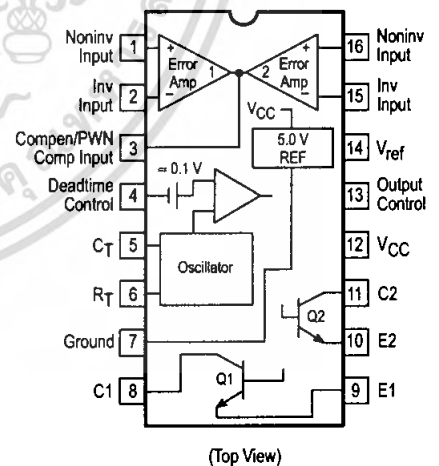
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T _A = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T _A = -25° to +85°C	Plastic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg _{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg _{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μ A
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter–Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_f	– –	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ มิมีให้ที่แบบลงเนื้อหา และต้องย้ นึงถึงใช้เอกสารนี้

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

ERROR AMPLIFIER SECTION

Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to V_{CC} –2.0			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	–0.3	0.7	–	mA

DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	– 0	2.8 –	3.3 –	V

OSCILLATOR SECTION

Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	Δf_{osc} (ΔV)	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	Δf_{osc} (ΔT)	–	–	12	%

UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Turn–On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
---	----------	-----	------	-----	---

TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

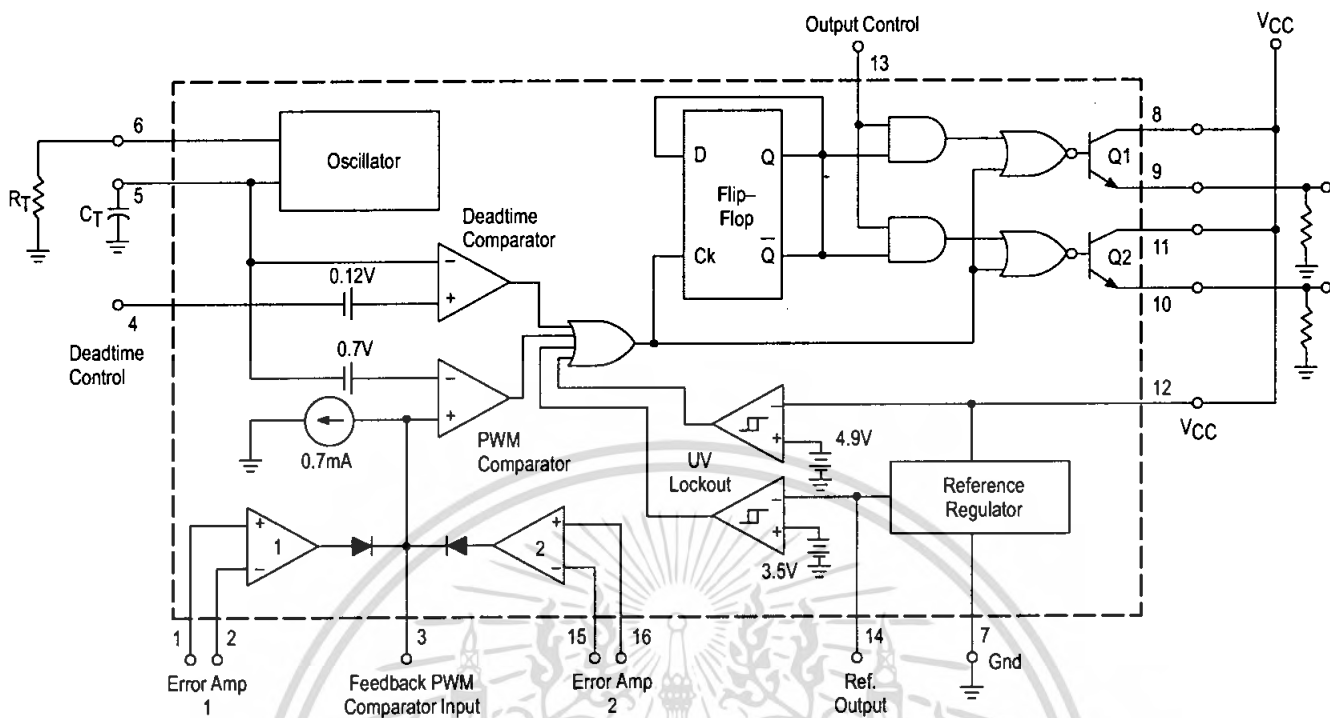
* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{N \sum (X_n - \bar{X})^2}{n - 1}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Motorola และ/หรือผู้ขายผลิตภัณฑ์ของ Motorola ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลนี้ และขอสงวนสิทธิ์ในเงื่อนไขการใช้งานที่ปรากฏในเอกสารนี้

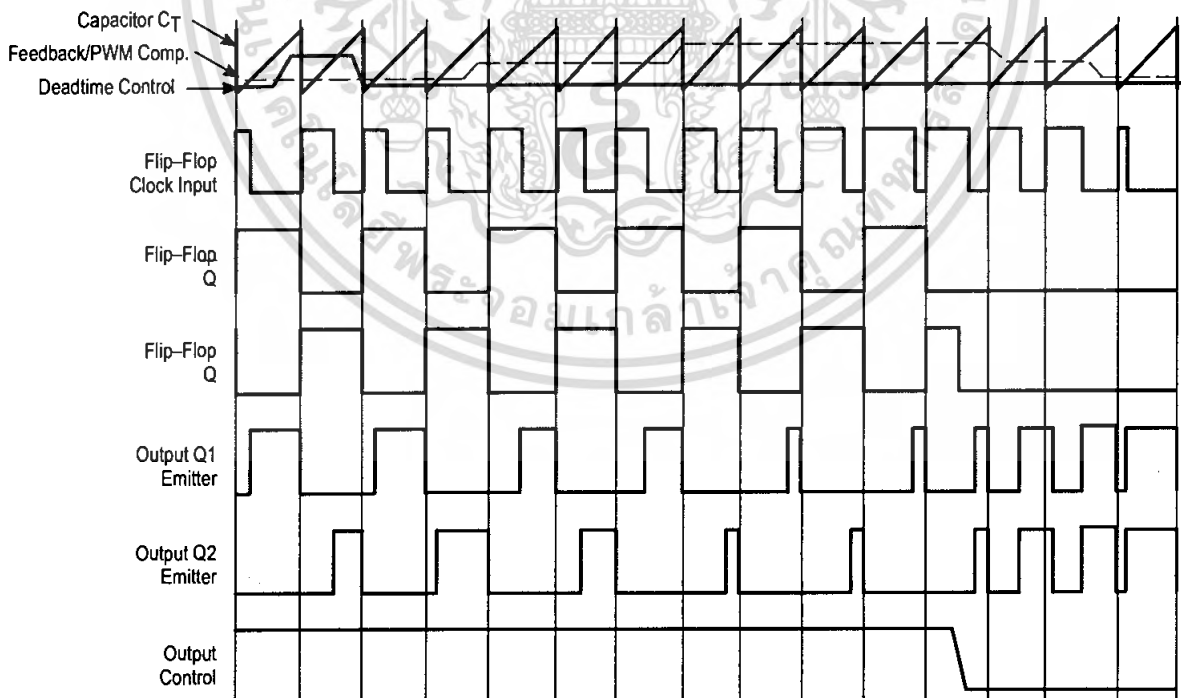
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ ไม่มีเหตุตบแต่งสงสัย และต้องอ้างอิงเลขที่เอกสาร

TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and

may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

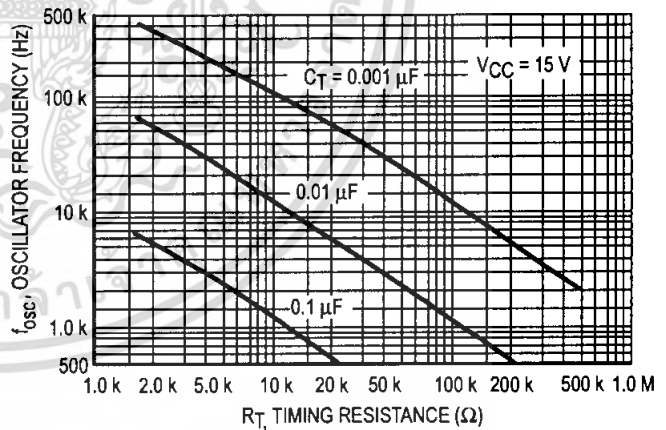


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

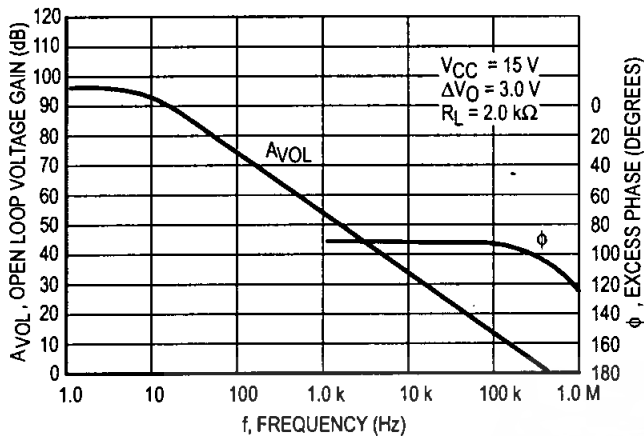


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

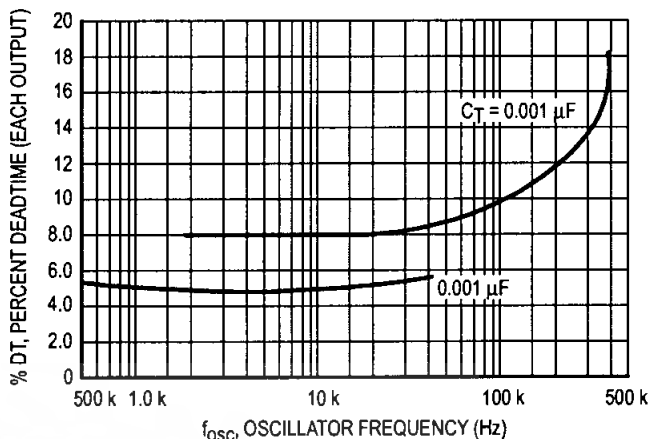


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

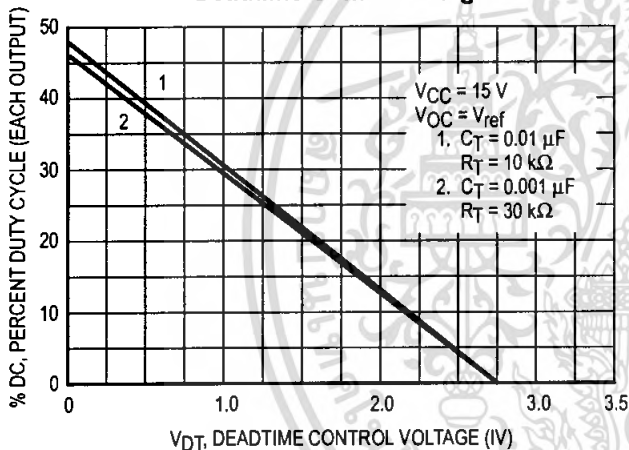


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

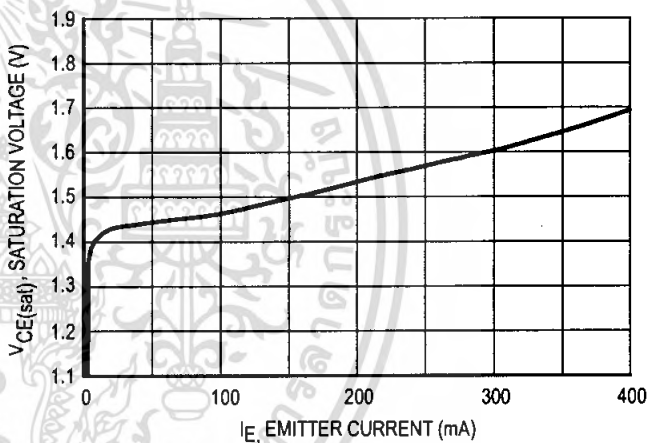


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

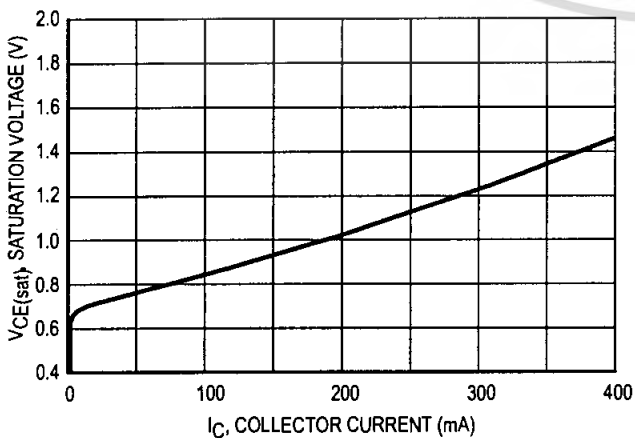
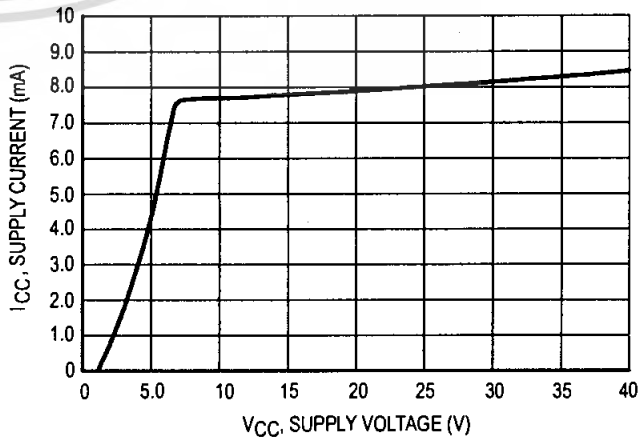


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่ มิม่เห็นดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

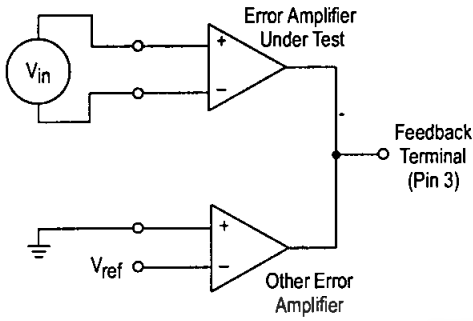


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

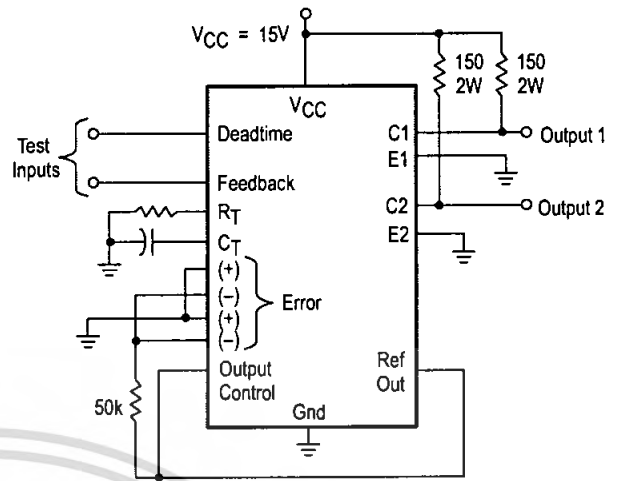


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

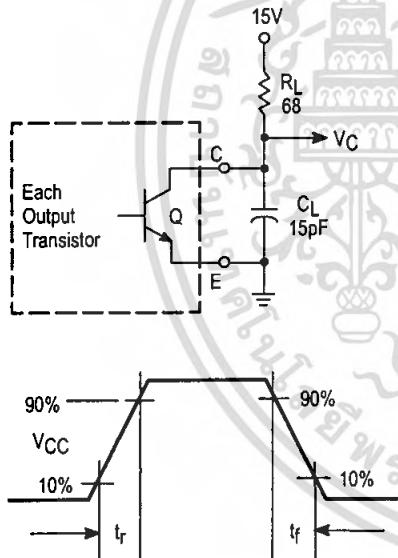
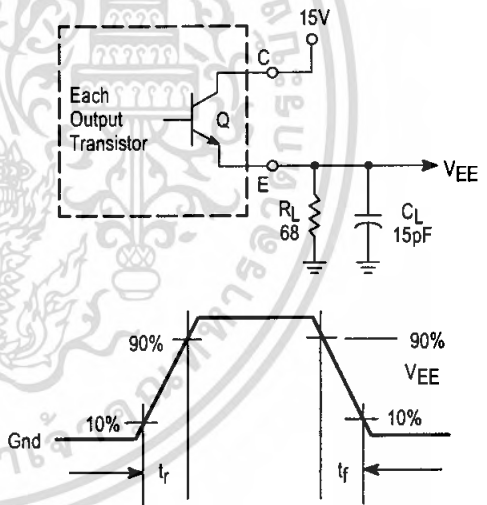


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



UF300 THRU UF3010

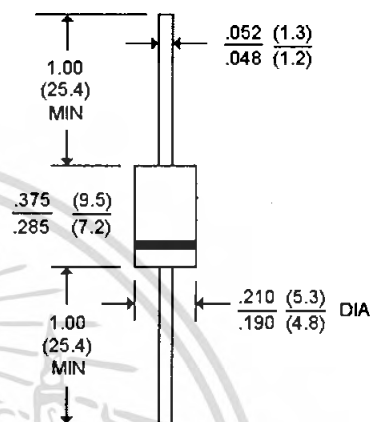
ULTRAFAST SWITCHING RECTIFIER

VOLTAGE - 50 to 1000 Volts CURRENT - 3.0 Amperes

FEATURES

- Plastic package has Underwriters Laboratory Flammability Classification 94V-O utilizing Flame Retardant Epoxy Molding Compound
- Void-free Plastic in DO-201AD package
- 3.0 ampere operation at $T_A=55 \bullet\bullet$ with no thermal runaway
- Exceeds environmental standards of MIL-S-19500/228
- Ultra fast switching for high efficiency

DO-201AD



Dimensions in inches and (millimeters)

MECHANICAL DATA

Case: Molded plastic, DO-201AD

Terminals: Axial leads, solderable per MIL-STD-202, Method 208

Polarity: Band denotes cathode

Mounting Position: Any

Weight: 0.04 ounce, 1.1 gram

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25 $\bullet\bullet$ ambient temperature unless otherwise specified.

Resistive or inductive load, 60 Hz

	UF300	UF301	UF302	UF304	UF306	UF308	UF3010	UNITS
Peak Reverse Voltage, Peperitive ; V_{RM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
DC Blocking Voltage; V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
Average Forward Current, I_o @ $T_A=55 \bullet\bullet$ 3.8" lead length, 60Hz, resistive or inductive load	3.0							A
Peak Forward Surge Current I_{FM} (surge) 8.3msec. single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)	150							A
Maximum Forward Voltage V_F @ 3.0A, 25 $\bullet\bullet$	1.00		1.10		1.70			V
Maximum Reverse Current, @ Rated $T_J=25 \bullet\bullet$	10.0							$\bullet\bullet$ A
Reverse Voltage $T_J=100 \bullet\bullet$	500							$\bullet\bullet$ A
Typical Junction capacitance (Note 1) C_J	75.0				50.0			pF
Typical Junction Resistance (Note 2) $R_{\bullet\bullet}$ JA	20.0							$\bullet\bullet/W$
Reverse Recovery Time $I_F=.5A, I_R=1A, I_{rr}=.25A$	50	50	50	50	75	75	75	ns
Operating and Storage Temperature Range	-55 TO +150							$\bullet\bullet$

NOTES:

1. Measured at 1 MHz and applied reverse voltage of 4.0 VDC
2. Thermal resistance from junction to ambient and from junction to lead length 0.375" (9.5mm) P.C.B. mounted

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RATING AND CHARACTERISTIC CURVES
UF300 THRU UF3010

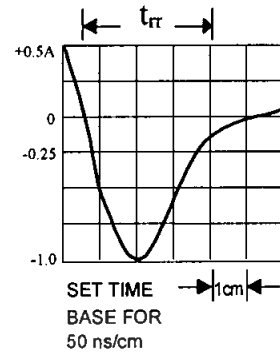
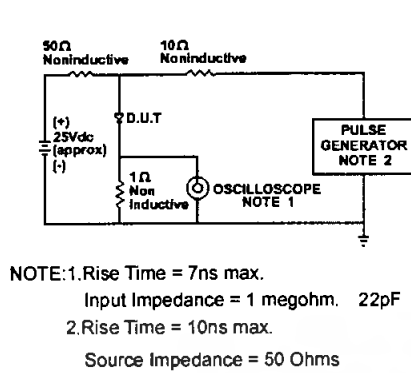


Fig. 1-REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTIC AND TEST CIRCUIT DIAGRAM

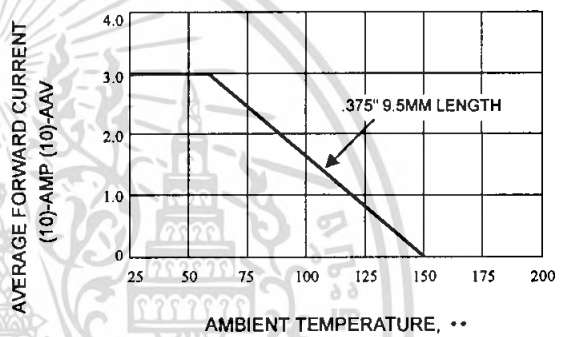
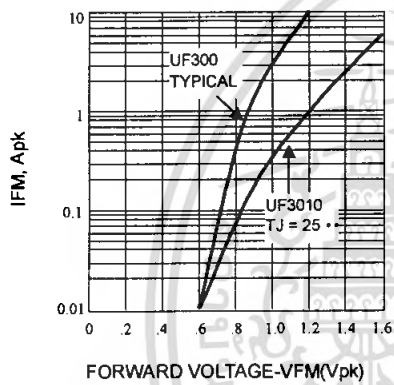


Fig. 2-FORWARD CHARACTERISTICS

Fig. 3-FORWARD CURRENT DERATING CURVE

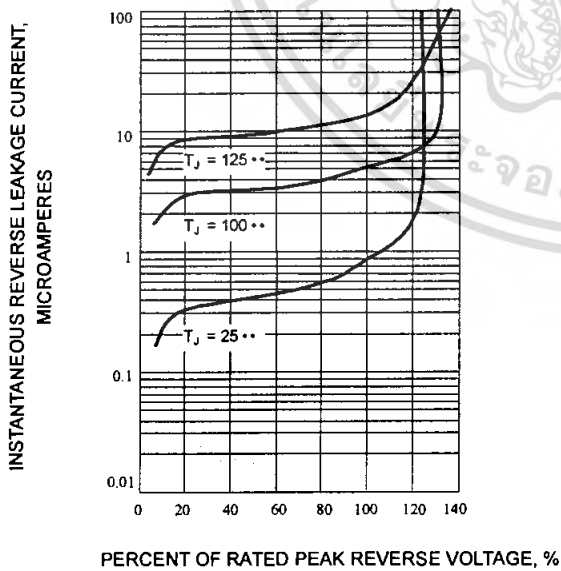


Fig. 4-TYPICAL REVERSE LEAKAGE CHARACTERISTICS

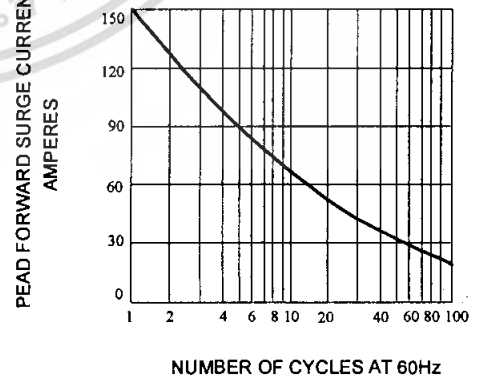


Fig. 5-PEAK FORWARD SURGE CURRENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้