

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์เชิงแรงดันสูง

HIGH VOLTAGE SWICHING SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ชิงแรงดันสูง
HIGH VOLTAGE SWICHING SUPPLY

โดย

จำอากาศเอก กิตติกรณ์ สมบัติปิ่น รหัส 47015199
นาย ชงชัย งานสถิต รหัส 47015208
นาย ธนวัฒน์ พิระกุล รหัส 47015209

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง

ผู้จัดทำ

1. จำอากาศเอก กิตติกรณ์ สมบัติปิ่น เลขประจำตัว 47015199
2. นาย ชงชัย งานสถิต เลขประจำตัว 47015208
3. นาย ธนวัฒน์ พิระกุล เลขประจำตัว 47015209

ลงชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง

จำอากาศเอก กิตติกรณ์ สมบัติปิ่น รหัส 47015199

นาย ธงชัย งานสกล รหัส 47015208

นาย ธนวัฒน์ พิระกุล รหัส 47015209

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง(High Voltage Switching Power Supply) เพื่อใช้สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันสูง โดยที่มีแรงดันสูงสุด 4 KV. และมีกระแสสูงสุด 200 mA ทำให้ได้กำลังสูงสุดคือ 800 W ข้อดีของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้คือมีขนาดเล็ก น้ำหนักประมาณ 3 กิโลกรัม ในวงจรใหญ่ประกอบไปด้วยวงจรร้อยทางอิเล็กทรอนิกส์หลายวงจรด้วยกัน แต่ส่วนที่มีความสำคัญที่สุดคือ ส่วนของวงจรฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) โดยจะถูกควบคุมด้วย IC TL 494 ทำหน้าที่ควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต

HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY

Sgt. Kittigorn Sombatpan ID: 47015199

Mr. Thongchai Ngansathil ID: 47015208

Mr. Thanawat Peerakul ID: 47015209

Assoc. Dr. Somsak Chearsirikun Advisor

Educational Year 2006

Abstract

This project was designed of high voltage switching power supply. This power supply had maximum voltage about 4KV. And maximum current about 200 mA. The advantages of this power supply are small size, low weight and more efficiency. This project had many part of electronics circuit. The main idea is Half-Bridge converter circuit. It was controlled by IC TL 494 for controlled switching of POWER MOSFET.

กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ อาจารย์สมศักดิ์ เขียวศรีริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ให้คำแนะนำและคำปรึกษาในการทำโครงการชิ้นนี้จนสำเร็จตามขอบเขตที่ได้วางไว้ และขอขอบคุณ พ่อแม่ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ และทุกๆ ท่านที่ได้ให้กำลังใจ ให้ความช่วยเหลือต่างๆ ในการทำงาน รวมไปถึงปริญญานิพนธ์และหนังสือต่างๆ ที่ให้ความรู้และเป็นแนวทางให้ปริญญานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงด้วยดี



[Handwritten signature]

(จำอากาศเอก กิตติกรรม สมบัติปิ่น)

[Handwritten signature]

(นาย ธงชัย งานสถิต)

[Handwritten signature]

(นาย ธนวัฒน์ พิระกุล)

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
กิตติกรรมประกาศ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	3
1.1.2 ขอบเขตของโครงการ	3
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 บทนำ	4
2.2 หลักการเบื้องต้น	5
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์	6
2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	6
2.3.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
2.3.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
2.3.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
2.3.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.4 วงจรควบคุม	11
2.4.1 วงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)	11
2.4.2 วงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)	12
2.5 วงจรขับ	15
2.5.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	16
2.5.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบอร์เกอร์แคปป์	16
2.5.1.2 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	17
2.5.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	17
2.5.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	18
2.5.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	19
2.5.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
2.6 วงจรสับเบอร์	20
2.6.1 วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส	20
2.6.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	22
2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	24
2.7.1 ฟอสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	24
2.7.2 ซอตต์กีไดโอด	24
2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	25
2.7.4 เพาเวอร์มอสเฟต	27
2.7.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	27
2.7.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	29
2.7.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุท (Input capacitance)	29
2.7.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต	30
2.7.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA	30
บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง	31
3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	32
3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)	32
3.1.2 บอบบี้ (Bobbin)	33
3.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enameled Copper Wire)	33
3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Type)	34
3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	34
3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	34
3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	35
3.2.3 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hyteresis Curve)	36
3.2.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	37
3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	38
3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)	38
3.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุท โช้ค	39
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมาลีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	41
3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่นี้ที่ผิวของลวดทองแดง (Skin Effect)	42
3.6 ผลจากการเรียงซ้อนของขดลวด (Proximity Effect)	43
บทที่ 4 วงจรรีโซแนนซ์	47
4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม	47
4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน	49
บทที่ 5 หลอดแมกนีตรอน (Magnetron)	52
5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน	52
5.2 หลักการทำงานของหลอดแมกนีตรอน	53
บทที่ 6 หลักการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง	59
6.1 การทำงานของวงจร	59
6.2 การออกแบบวงจร	60
6.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์	60
6.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	60
6.2.3 วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์	61
6.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (โหลด $R = 10\text{ K}\Omega$)	62
6.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (หลอดแมกนีตรอน)	65
บทที่ 7 สรุปผลการทดลอง	68
7.1 สรุปผลการทดลอง	68
7.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางการแก้ไข	69

ภาคผนวก

บรรณานุกรม

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แหล่งจ่ายสวิตชิ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ	3
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง	5
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพูล-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม	12
รูปที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	13
รูปที่ 2.9 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	14
รูปที่ 2.10 แสดงการใช้งานมอสเฟตเป็นสวิตช์แบบคอมมอนซอร์ส	15
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่แบบเบอร์เกอร์เคลมปี	16
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	17
รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	18
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	19
รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	20
รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	21
รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส	21
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	23
รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	26
รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส	28
และเริ่มหยุดการทำงาน	
รูปที่ 2.21 แสดงตัวเก็บประจุเผ่งที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในคิวเพาเวอร์มอสเฟต	29
รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอส	30
ให้นำกระแส	
รูปที่ 3.1 ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไหลผ่านขดลวดแกนอากาศ	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.2 สนามแม่เหล็กแข็งแรงขึ้นเมื่อใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กในขดลวด	32
รูปที่ 3.3 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิงและการพันขดลวดทองแดง อาบนํ้ายาบนอบบิ้น	32
รูปที่ 3.4 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรด์แบบ EE, EC	33
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของขดลวดขนาดต่างๆ	33
รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรด์แบบ EE, EI และ ETD	35
รูปที่ 3.7 (ก) แสดงเส้น โคง์ฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรด์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8	36
รูปที่ 3.7 (ข) แสดงเส้น โคง์ฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรด์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A	36
รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้น โคง์ฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร	37
รูปที่ 3.9 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น	39
รูปที่ 3.10 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	41
รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหล ผ่านทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง	42
รูปที่ 3.12 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37% ของค่า ความหนาแน่นที่ผิวนอกสุด	43
รูปที่ 3.13 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง	44
รูปที่ 3.14 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ ตำแหน่งต่างๆในหม้อแปลงสวิตชิง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุด ของขดลวดทองแดง	44
รูปที่ 3.15 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิด ขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่น กระแสที่ผิว ด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง	45
รูปที่ 3.16 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของ แผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงเพื่อ พิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น	46
รูปที่ 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม	47
รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z	48
รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน	48
รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิตแดนซ์	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน	50
รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิตแตนซ์	50
รูปที่ 4.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์	51
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน	53
รูปที่ 5.2 (ก) ความวิตีเรโซแนนซ์ 1 ส่วนในแมกนีตรอนและวงจรสมมูล	54
รูปที่ 5.2 (ข) วงจรสมมูลควาวิตีเรโซแนนซ์ทั้งหมด	54
รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด	54
รูปที่ 5.4 การเกิดกลุ่มอิเล็กตรอนและการหมุนรอบแกนของขั้วแคโทด	55
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไมโครเวฟกับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่งต่างๆ	56
รูปที่ 5.6 (ก) การใช้วงแหวนสเตรปป้องกันการย้ายความถี่ค้ำของโหมด	58
รูปที่ 5.6 (ข) วงจรสมมูลของควาวิตีที่ค้ำกันแบบขนานเป็นผลจากแหวนสเตรป	58
รูปที่ 5.7 โครงสร้างของขั้วแอโนดรูปพระอาทิตย์ขึ้น	58
รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร	59
รูปที่ 6.2 กราฟแสดงผลการทดลองระหว่างแรงดัน (V) กับความถี่	63
รูปที่ 6.3 กราฟแสดงผลการทดลองระหว่างกระแส (mA) กับความถี่	63
รูปที่ 6.4 กราฟแสดงผลการทดลองระหว่างกำลัง (W) กับความถี่	65
รูปที่ 6.5 วงจรการทดลองโดยใช้หลอดเป็นหลอดแมกนีตรอน	65
รูปที่ 6.6 กราฟแสดงผลการทดลอง (หลอดแมกนีตรอน)	67

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 6.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง	62
ตารางที่ 6.2 ผลการทดลองแสดงกำลังของแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่งที่ความถี่ต่างๆ	64
ตารางที่ 6.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (หลอดแมกนีตรอน)	66



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

โครงการนี้เป็นโครงการที่จัดทำเพื่อศึกษาและสร้างสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ (SWICHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE GENERATOR) โดยชุดกำเนิดคลื่นไมโครเวฟนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายรูปแบบ โดยในปัจจุบันนี้มีการนำไปใช้งานในด้านต่างๆเช่น

- งานพลาสมาเช่น ขบวนการอิซซิ่ง (Etching) สปีดเตอร์ริง (Sputtering) แหล่งกำเนิดไอออน (Ion Source)
- อุตสาหกรรมการทำอาหาร เช่น การอบอาหารให้แห้ง การอบเมล็ดกาแฟ เป็นต้น
- เตอบไมโครเวฟ ตู้อบขนมต่างๆ
- อุตสาหกรรม การแพทย์ วิทยาศาสตร์ ที่ต้องการพลังงานจากไมโครเวฟ

นอกจากนี้แล้ว เทคโนโลยีไมโครเวฟเป็นแนวทางการใช้พลังงานที่น่าสนใจเป็นอย่างมากในปัจจุบัน เนื่องจากเป็นพลังงานที่ไม่ทำลายสภาพแวดล้อมขบวนการทำงานต่างๆมีประสิทธิภาพสูงสำหรับการทำแห้ง (Drying) การรวมแสง (Concentrating) การให้กำเนิดความร้อน (Product Heating) การจัดการกับขยะ (Waste Management) เป็นต้น

แต่ทั้งนี้แล้วชุดกำเนิดนี้จำเป็นต้องมีแหล่งจ่าย(Source) ให้กับตัวเองเช่นกันแหล่งจ่ายที่ต้องการก็คือสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายนั่นเอง

สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ แหล่งจ่าย ไฟประเภทหนึ่งที่ทำหน้าที่จ่ายไฟเหมือนกับเครื่องจ่ายไฟทุกๆ ไป แต่แตกต่างกันที่มีขนาดกระทัดรัดกว่า เพราะไม่ต้องใช้หม้อแปลง และประสิทธิภาพการทำงานดีกว่า โดยความเป็นจริงแล้ว สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนทางวงจรและความยุ่งยากในการสร้างและประกอบน้อยกว่า แต่เนื่องจากเนื่องจากการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต และวงจรควบคุมมีขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสูงขึ้นเรื่อยๆ จนทำให้วงจรพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ ซึ่งเป็นวงจรหลักและใช้งานมาเป็นเวลานานแล้ว ยังคงสามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

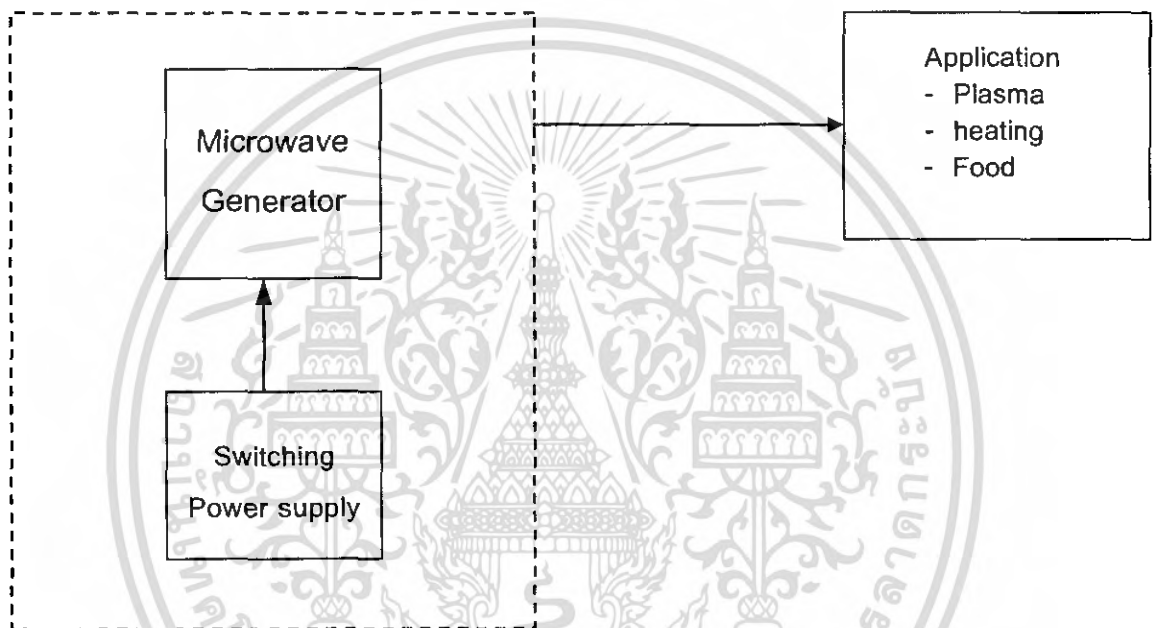
กล่าวคือ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และยังสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟจากระบบแรงดันสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันตรงค่าต่ำเพื่อใช้งานในด้านอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นหรือที่เรียกว่า ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย (Linear Power Supply) ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

ในขณะที่เดียวกันสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มมีบทบาทเป็นอย่างมากในอุปกรณ์เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานสูงและมีขนาดเล็กด้วย แนวโน้มการนำสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมาใช้งานจึงมีแนวโน้มที่สูงขึ้นตามไปด้วย

สำหรับ โครงงานแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์เป็นการนำหลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ที่มีการทำงานคือ เปลี่ยนแรงดันสูง 220 โวลต์ มาทำการเรกติไฟร์และผ่าน วงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็น ไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตซ์เพื่อแปลงกลับมาเป็นไฟสลับที่มีความถี่สูง โดยแรงดันไฟสลับความถี่สูงจะมีเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีไอซี TL 494 เป็นตัวทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์เฟท ส่วนวงจรด้านเอาต์พุตจะใช้วงจรรีโซแนนท์ LC ที่ต่อกันแบบผสม เพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ ส่วนการกำหนดแรงดันเอาต์พุตจะสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความถี่รีโซแนนท์ ซึ่งตรงกับค่าความถี่รีโซแนนท์ของวงจรจะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันที่สูงที่สุด ถ้าหากว่าที่ความถี่ที่ต่ำกว่าหรือสูงกว่าความถี่รีโซแนนท์ จะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าความถี่รีโซแนนท์ ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะส่งไปให้ขดลวดของหม้อแปลงเอาต์พุตทางด้านขดลวดปฐมภูมิ จากการควบคุมของไอซี TL 494 ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันได้ตามที่เราต้องการ และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนขดลวดทางด้านทุติยภูมิให้มีจำนวนรอบเพิ่มมากขึ้นเราก็จะได้แรงดันที่ขาออก (เอาต์พุตของวงจร) มีค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วยตามจำนวนรอบของขดลวด เป็นค่าแรงดันสูงที่ได้ออกมาซึ่งเป็นค่าแรงดันที่เราต้องการและจะทำการผ่านวงจรฟิลเตอร์ให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง

สำหรับแรงดันสูงที่สามารถผลิตได้จากวงจรข้างต้น ในโครงการนี้จะสร้างแหล่งจ่ายแรงดันสูง 2 กิโลโวลต์ กระแส 200 มิลลิแอมป์ จะได้กำลังไฟฟ้าประมาณ 400 วัตต์ ซึ่งเป็นค่ากำลังที่ชุดกำเนิดไมโครเวฟต้องการ หลังจากนั้นจึงจะนำชุดนี้ไปประยุกต์ใช้งานตามที่เราต้องการจากรูปด้านล่างแสดงให้เห็นถึงแหล่งจ่ายสวิตซ์ซึ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ

SOURCE



รูปที่ 1.1 แหล่งจ่ายสวิตซ์ซึ่งที่นำมาประยุกต์เข้ากับชุดกำเนิดไมโครเวฟ

1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาการทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย
- เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานระหว่างสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายกับชุดกำเนิดไมโครเวฟ
- เพื่อเป็นแนวทางในการนำชุดกำเนิดไมโครเวฟไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

1.1.2 ขอบเขตของโครงการ

- สร้างแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ 800 วัตต์ (4kV * 200 mA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 บทนำ

ในวงจรไฟฟ้าทั่วไปไม่ว่าจะเป็นวงจรในระบบอนาล็อก หรือดิจิทัล ก็ย่อมมีความจำเป็นที่จะต้องมีส่วนจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีลักษณะสมบัติดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างพอเพียง โดยยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไว้ได้
- มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation)
- สามารถจ่ายแรงดันและกระแสออกมาหลายๆระดับ
- ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้นถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบและอุปกรณ์ที่ใช้งานนั้นไม่แพงนัก แต่ก็มีข้อเสียคือถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้กับความถี่ต่ำ ขนาดของขดลวดและแกนแม่เหล็กจะมีขนาดที่ใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งมาก และข้อเสียอีกอย่างของหม้อแปลงความถี่ต่ำก็คือ มีกำลังสูญเสียทางไฟฟ้ามาก ประสิทธิภาพจึงต่ำ

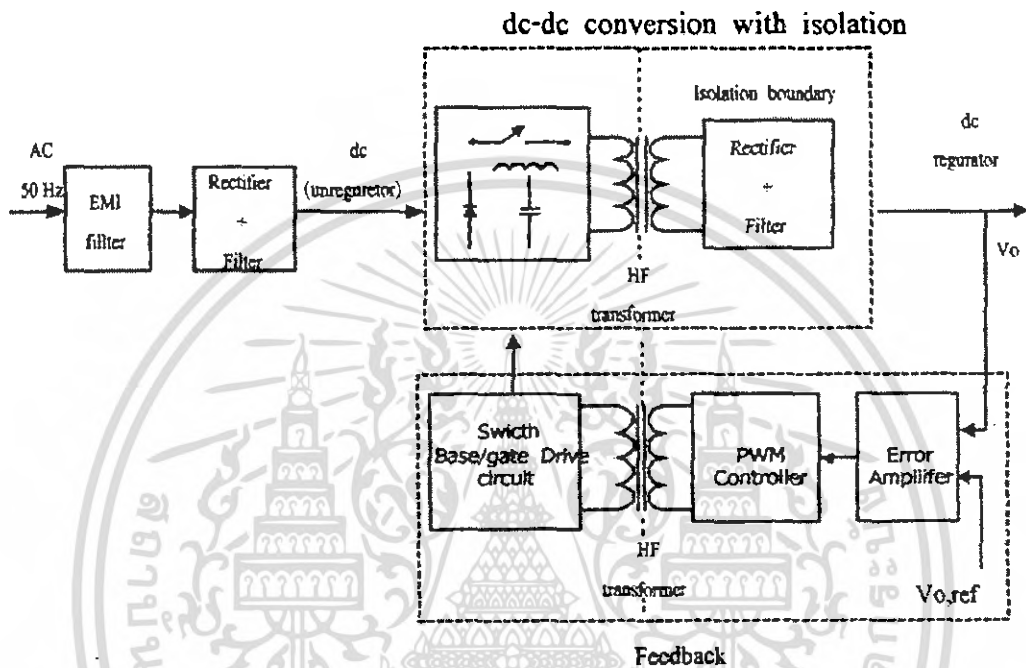
แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง จะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่ง ด้วยวงจร Dc to Dc converter ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต และอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ โดยไม่จำเป็นจะต้องทำงานในย่านแอกทีฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์จะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและกระแส

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกระทัดรัดเช่น คอมพิวเตอร์ โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งก็มีข้อเสียเช่นกัน

- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพงและอุปกรณ์บางชิ้นหายาก
- การออกแบบมีความยุ่งยากมาก

2.2 หลักการเบื้องต้น

พื้นฐานทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งคือ ทำให้หม้อแปลงกำลังนั้นมีขนาดและน้ำหนักลดลง โดยการพยายามลดระดับแรงดันผ่านหม้อแปลงที่ความถี่ที่สูงๆ เพราะความถี่ยิ่งสูงขนาดและน้ำหนักจะลดลงมาก



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง

ในรูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งแรงดันไฟสลับจากอินพุทจะถูกเรียงกระแสแล้วป้อนเข้ามา ซึ่งเป็นแรงดันไฟตรงที่ยังไม่ผ่านการเรกกูเลต สำหรับส่วนของบล็อก-ไดอะแกรม dc-dc Conversion with isolation จะเป็นตัวเปลี่ยนไฟตรงจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกหลายๆ ระดับโดยใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงมากๆ เป็นผลทำให้เกิดความถี่ ac มีค่าสูงดกคร่อม Isolation Transformer และมีวงจรเรียงกระแสกับวงจรฟิลเตอร์ต่ออยู่กับขดลวดทางด้านทุติยภูมิ เกิดเป็น V_o

ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากแหล่งจ่ายจะถูกเรกกูเลตโดยป้อนกลับมาควบคุมการทำงานของ PWM CONTROLLER ซึ่งจะนำแรงดันควบคุมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ความถี่สวิตชิ่ง สำหรับการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation) ในการป้อนกลับนั้นสามารถทำได้โดยการใช้หม้อแปลงหรือแสงเป็นตัวแยกก็ได้

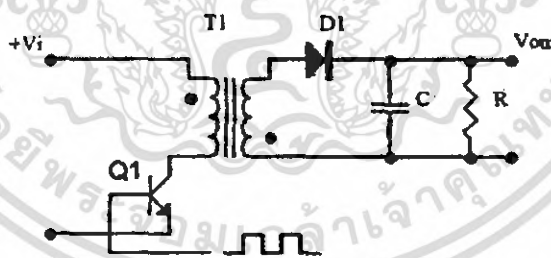
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูง ลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ และสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัด วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่มีคอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



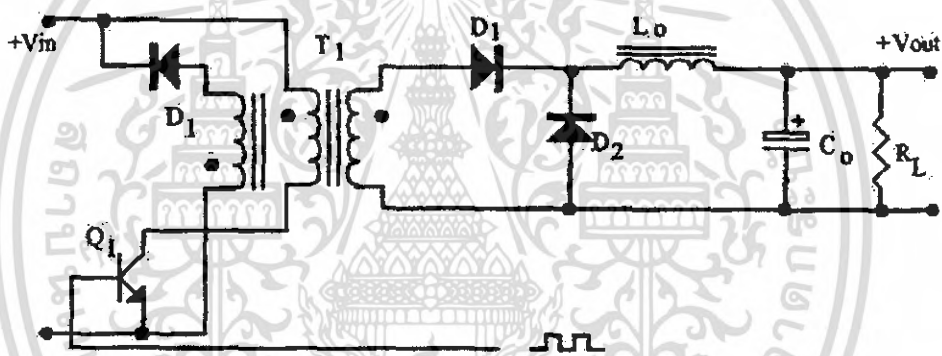
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $Q1$ ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง $T1$ จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ $Q1$ นำกระแส ไดโอด $D1$ จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิ

ของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ขุดตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูก ถ่ายเทไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

หลายแบบคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย ราคาถูก

2.3.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์



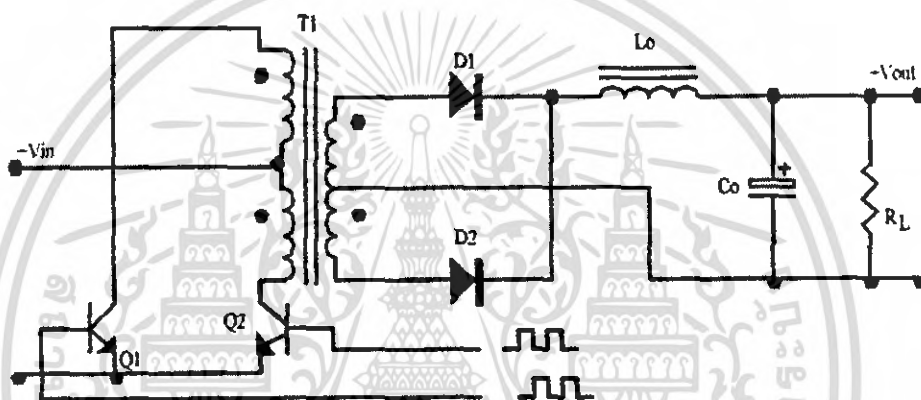
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.3 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และไหลได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะขุดตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่คดคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังไหลได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1

นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุทต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามา จะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.3.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

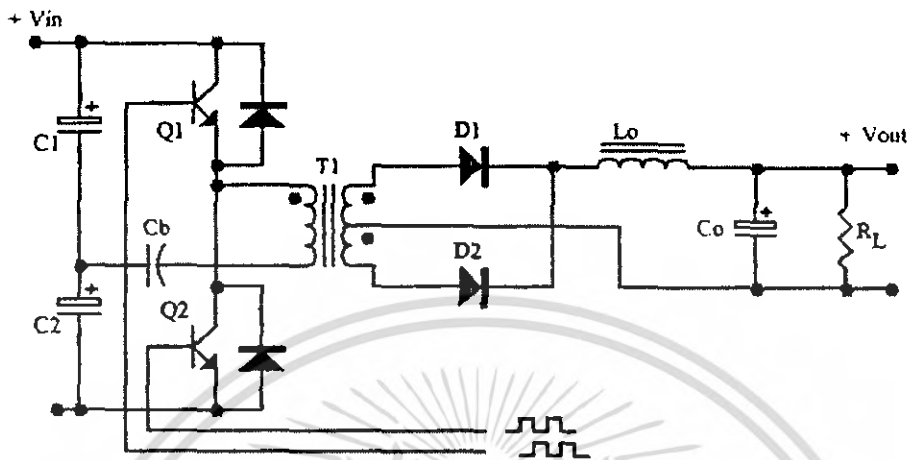


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย 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

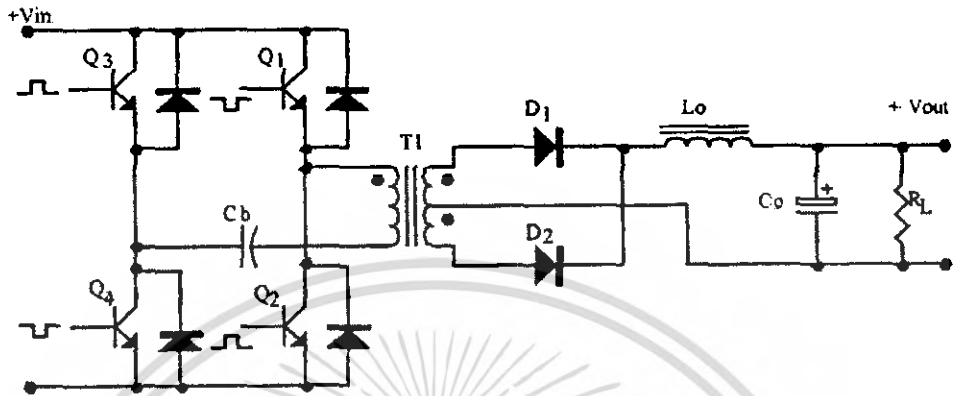


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน วงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้วและ ลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตก คร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกัน นำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตก คร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อ ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการ จำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ จะอยู่ในช่วง ไม่เกิน 500 วัตต์

2.3.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

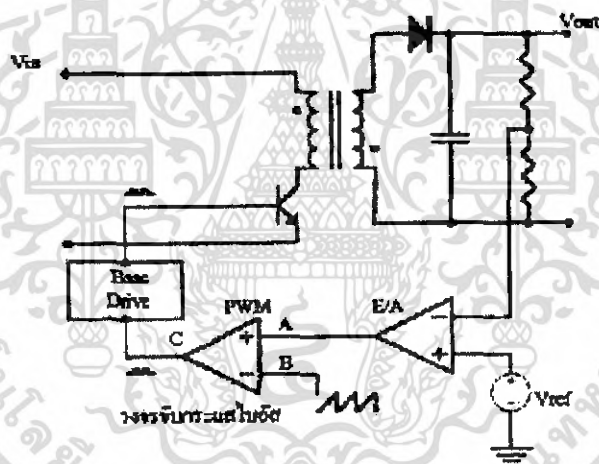
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมด 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของ ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

2.4 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมดควบคุมจากแรงดัน และ โหมดควบคุมจากกระแส

2.4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุต เป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป

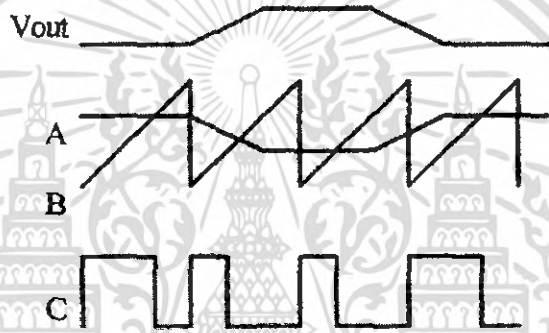


รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน

วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับ แรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย ที่ตำแหน่ง B ของ PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลของการมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรถบายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (t_{on}) มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแส (t_{on}) ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

ผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื้อย

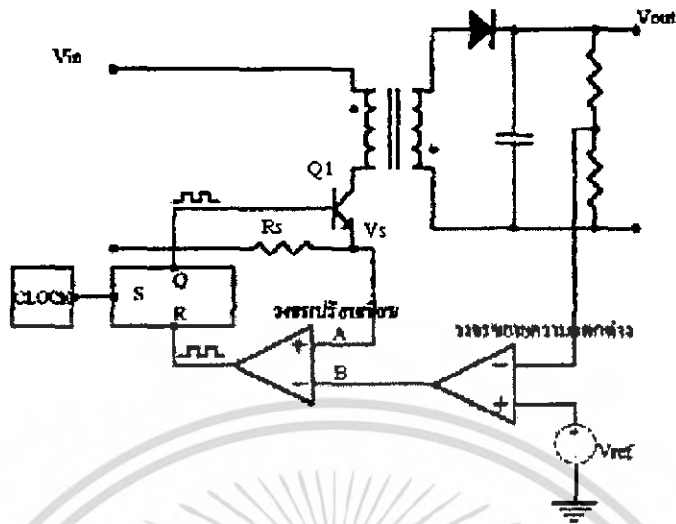
A คือ แรงดันอ้างอิง, B คือ แรงดันรูปฟันเลื่อย, C คือ ผลของมอดูเลชันของ A และ B

2.4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูป 2.10 การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบกับให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงาน โดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

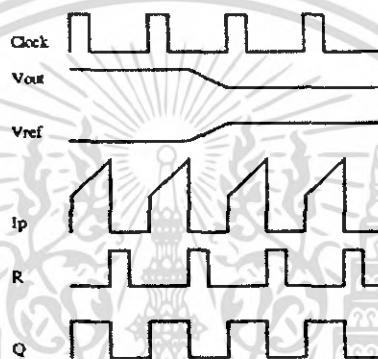
เมื่ วงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่คาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่าน ขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงนำเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อ โหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลง ของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.9 (ข)



รูปที่ 2.9 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

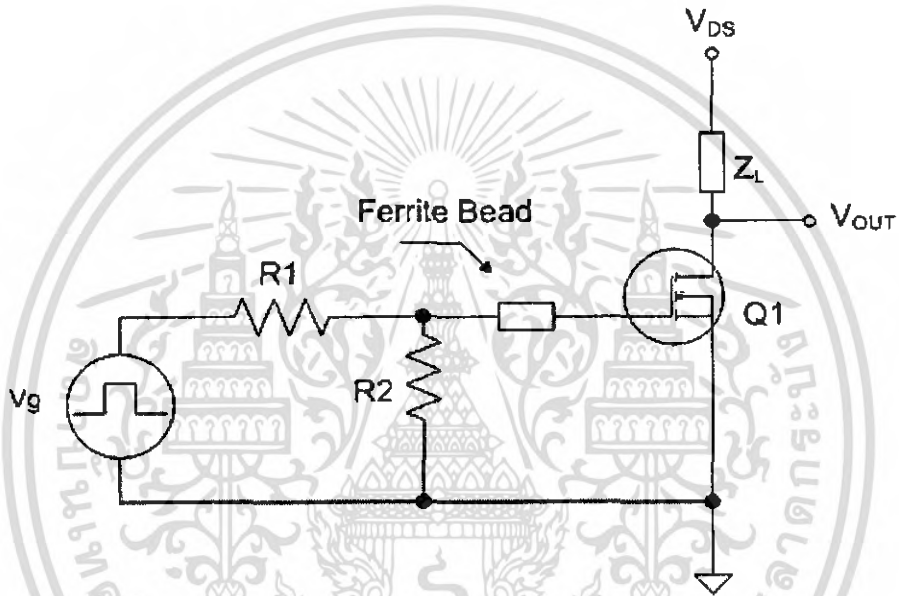
จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีที่ว่า วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสไหลล้นเกิน ได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.5 วงจรขับ

วงจรขับเกท

จากลักษณะสมบัติในการทำงานที่ดีของมอสเฟทกำลัง ทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงมากๆ ได้ ในการออกแบบต้องมีข้อระวังเกี่ยวกับปัญหาการอสซิลเลทเมื่อใช้ในงานความถี่สูงๆ 2 ประการคือ ประการแรกความยาวของตัวนำที่ต่อไปยังขั้วมอสเฟทจะต้องสั้นที่สุด โดยเฉพาะที่ขาเกท ถ้าไม่สามารถที่จะใช้ตัวนำที่สั้นได้จะต้องใช้เฟอร์ไรต์บีด (Ferrite bead) หรือตัวต้านทานค่าต่ำๆ R1 ต่ออนุกรมกับขาเกทของมอสเฟทดังรูป 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงการใช้งานมอสเฟทเป็นสวิตช์แบบคอมมอนซอร์ส

ประการที่สอง เนื่องจากมอสเฟทมีอินพุทอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก ดังนั้นแหล่งจ่ายของวงจรขับจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำมากเพื่อให้ได้กระแสสูงสุด ซึ่งนำไปสู่การเกิดออสซิลเลทได้ ณ จุดนี้ ในขณะที่ดีซีอินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟทมีค่าสูงมาก ค่าของเอซีอินพุทอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนไปตามความถี่ ดังนั้นเวลาขาขึ้น (Rise time) และเวลาขาลง (Fall time) ของมอสเฟทจึงขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับด้วย

ค่าโดยประมาณของเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงจะได้จากสมการต่อไปนี้

$$Tr = Tf = 2.2(RgCiss)$$

เมื่อ Tr คือเวลาขาขึ้นของมอสเฟท Rg คือค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับ
 Tf คือเวลาขาลงของมอสเฟท $Ciss$ คือความจุไฟฟ้าทางดำนินพุทของมอสเฟท

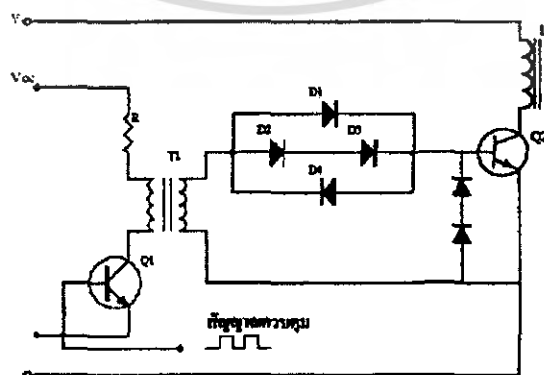
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้อง จะช่วยลดกำลังงาน สูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้น ทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมิกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

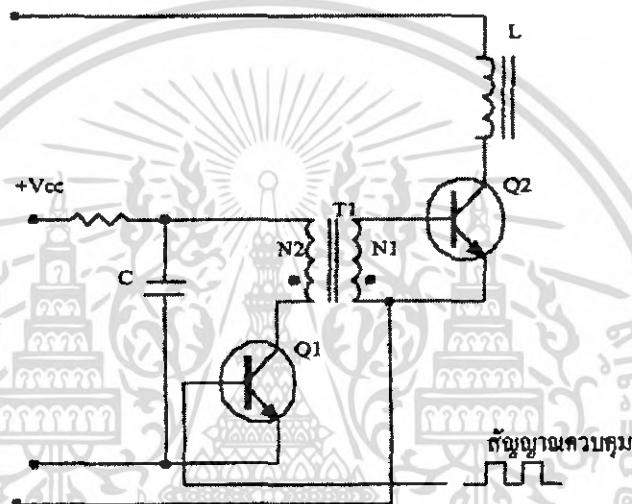
2.5.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบอร์เกอร์แคลมป์ เบเกอร์แคลมป์เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจาก เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันคดคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่แบบเบอร์เกอร์แคลมป์

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.5.1.2 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ วงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้ เบเกอร์เคลมปี ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูง ขณะนำกระแสดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.5.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

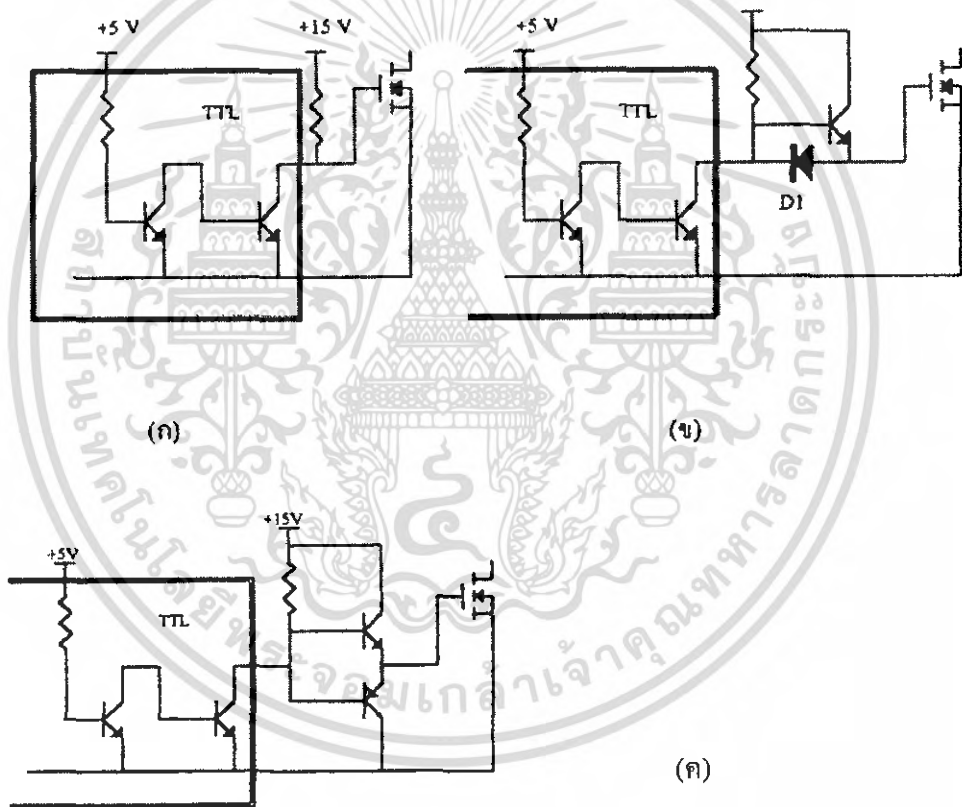
เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย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

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่าน

แตรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคกรรรมที่ขาเกทและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟทให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.5.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟท และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟทเป็นไปอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

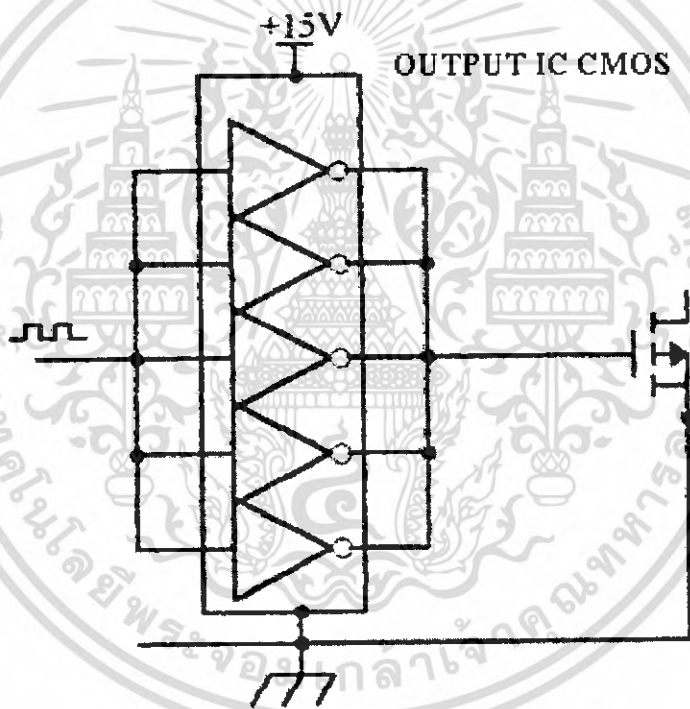
รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟทให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟทเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรจับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

รูปที่ 2.13 (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เข้ามาอีก 1 ตัว เพื่อเพิ่มความเร็วในการ ON-OFF ให้กับพาเวอร์มอสเฟต

2.5.2.2 วงจรจับพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

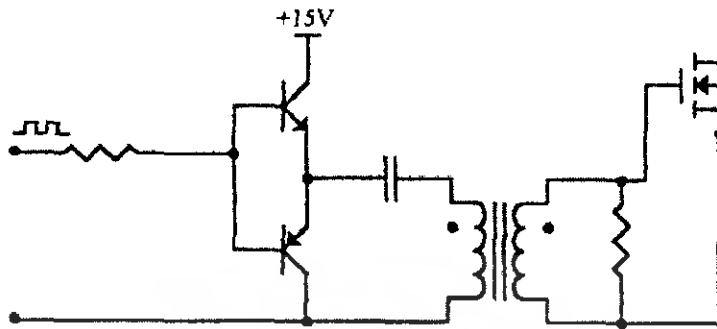


รูปที่ 2.14 แสดงการจับพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

พาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการจับพาเวอร์มอสเฟต สำหรับการจับพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงและตัวกลางจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

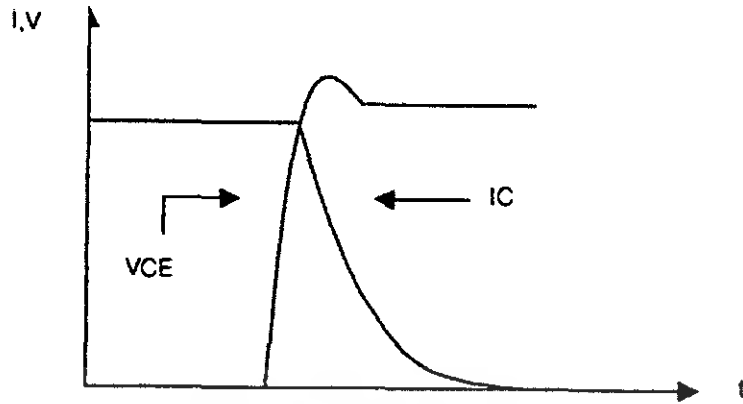
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลงและอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

2.6 วงจรสแน็บเบอร์

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

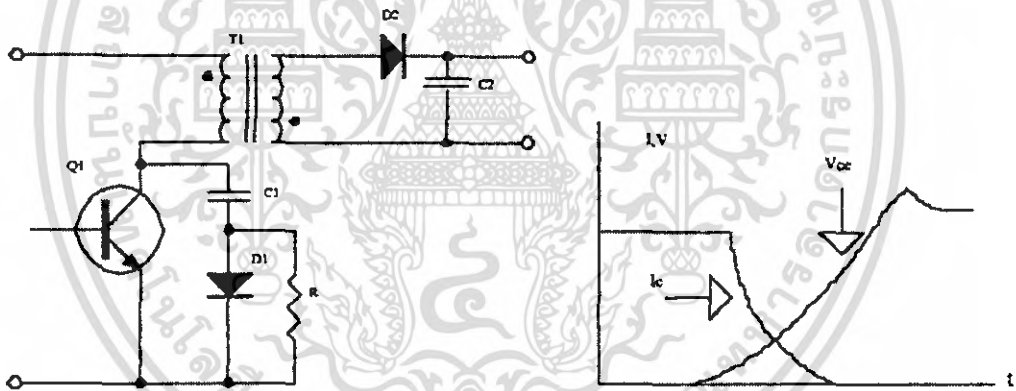
2.6.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแสก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วยหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

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

$$C1 = \frac{(I_p \times t_{on} \pi)}{2 \times V_{in}} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

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

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

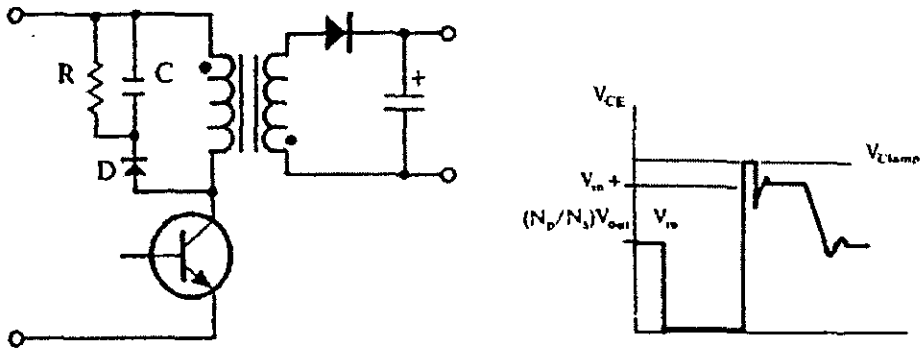
การคายประจุของ $C1$ ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว $R1$ สูง ดังนั้นตัวต้านทาน $R1$ จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน $R1$ หาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6.2 วงจรสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร สับเบรอร์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

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

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน Vceo - Vclamp ดังนั้น

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

- เมื่อ Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
- Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{ceo} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

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

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดิ้นตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.7.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 200 ถึง 750 nanoSec. ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลท์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 25 ถึง 100 nanoSec. และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 100 โวลท์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลท์

2.7.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลท์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาท์พุทต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

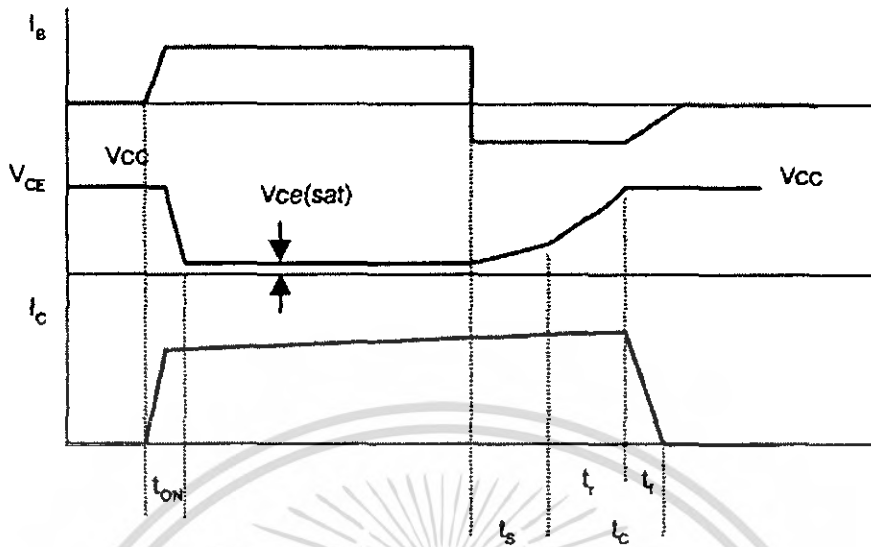
ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสลเริ่มนำกระแสสูง

2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะ คือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ (V_{ce}) จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce}(sat)$ ดังรูป 2.19 กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมันมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนั้นอาจประมาณได้จาก

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

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

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.7.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรถับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุชพูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงแบบ P-ch

2.7.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

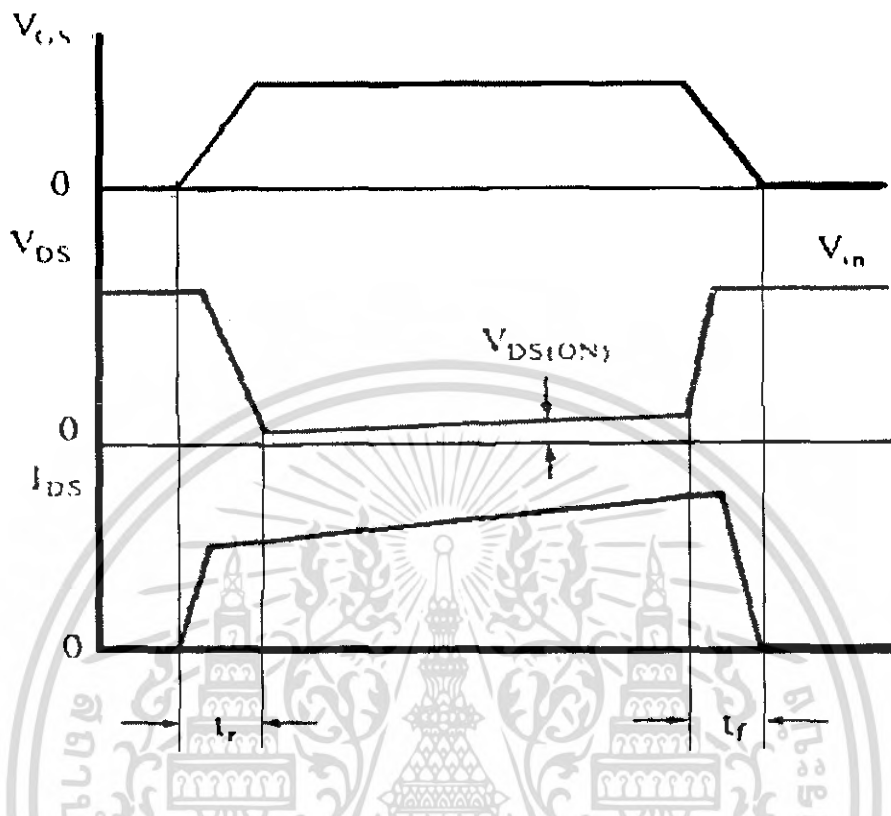
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาริมนำกระแส และช่วงเวลาริมนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาริมนำกระแสและริมนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาริมนำกระแส กับช่วงเวลาริมนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

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

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

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



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดการทำงาน

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

- 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 $R_{Dson} (T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

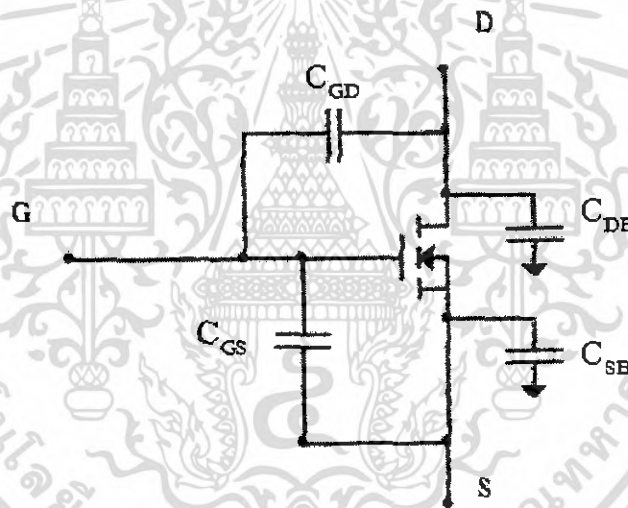
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.7.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 2.21

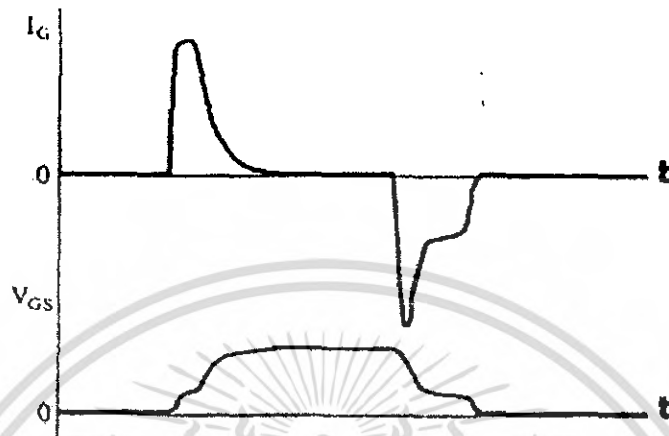


รูปที่ 2.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดัง ในรูปที่แสดง

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดง
ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

2.7.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซกชั่นคาร์เรียร์เบรคดาวน์เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซกชั่นคาร์เรียร์เบรคดาวน์ อัตราหนักกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

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)

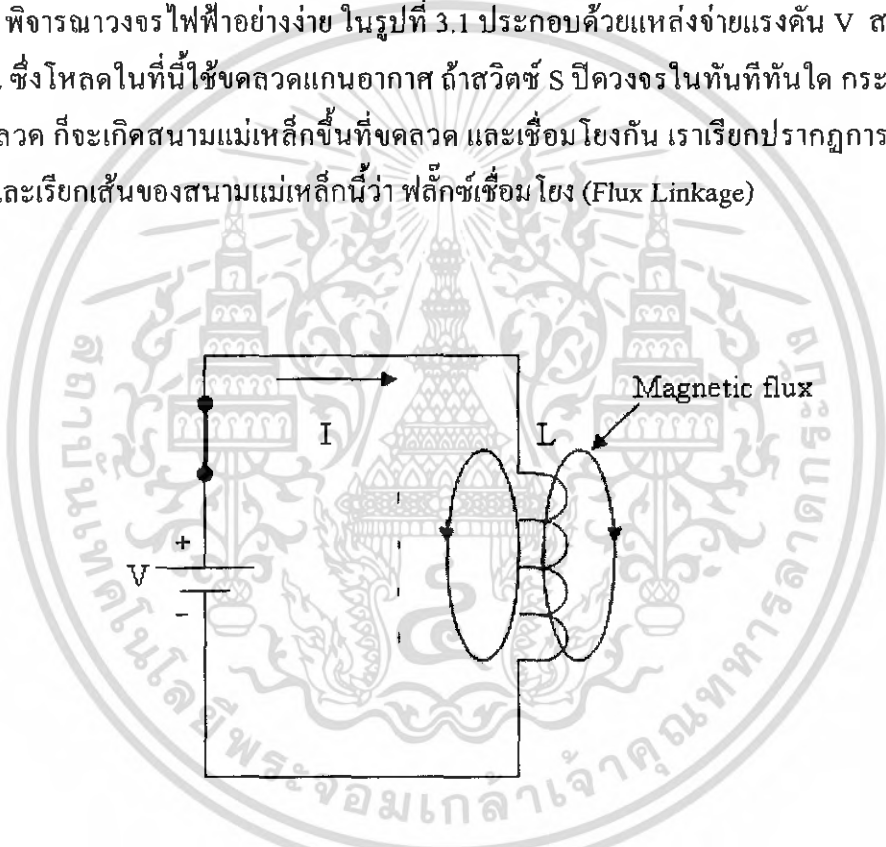
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หม้อแปลงสวิตชิง

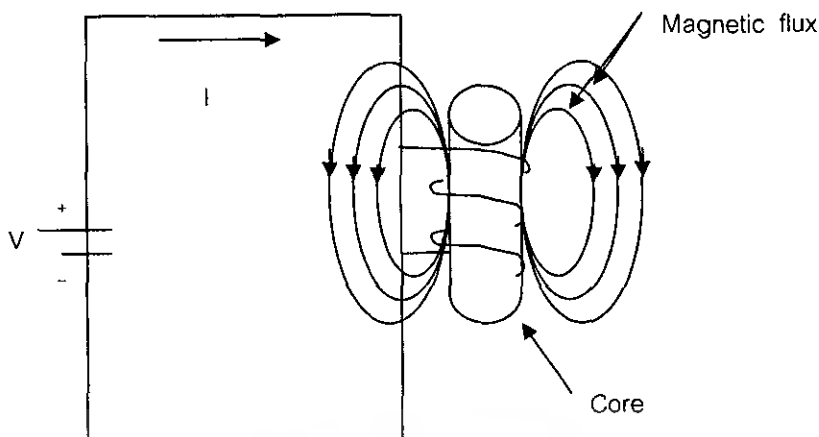
ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาด ลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงาน สูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

พิจารณาวงจรไฟฟ้าอย่างง่าย ในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน V สวิตช์ S และ โหลด L ซึ่งโหลดในที่นี้ใช้ขดลวดแกนอากาศ ถ้าสวิตช์ S ปิดวงจรในทันทีทันใด กระแสก็จะไหล ผ่านขดลวด ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่ขดลวด และเชื่อม โยงกัน เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ฟลักซ์ (Flux) และเรียกเส้นของสนามแม่เหล็กนี้ว่า ฟลักซ์เชื่อม โยง (Flux Linkage)



รูปที่ 3.1 ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแส ไหลผ่านขดลวดแกนอากาศ

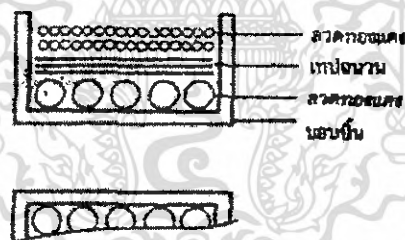
ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นนี้ยังไม่แข็งแรง เมื่อเราใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กเข้าไปในขดลวด ดังรูปที่ 3.2 สนามแม่เหล็กจะถูกเหนี่ยวนำเข้าไปยังแท่งวัสดุแม่เหล็กนั้น และสร้างฟลักซ์ให้เกิดมากขึ้น ฟลักซ์ เชื่อม โยงก็จะใช้แท่งวัสดุแม่เหล็กเป็นตัวเชื่อม โยงกับอากาศรอบทิศทาง



รูปที่ 3.2 สนามแม่เหล็กแข็งแรงขึ้นเมื่อใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กในขดลวด

3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปที่ 3.3 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงรอบน้ำยาบอบอบขึ้น

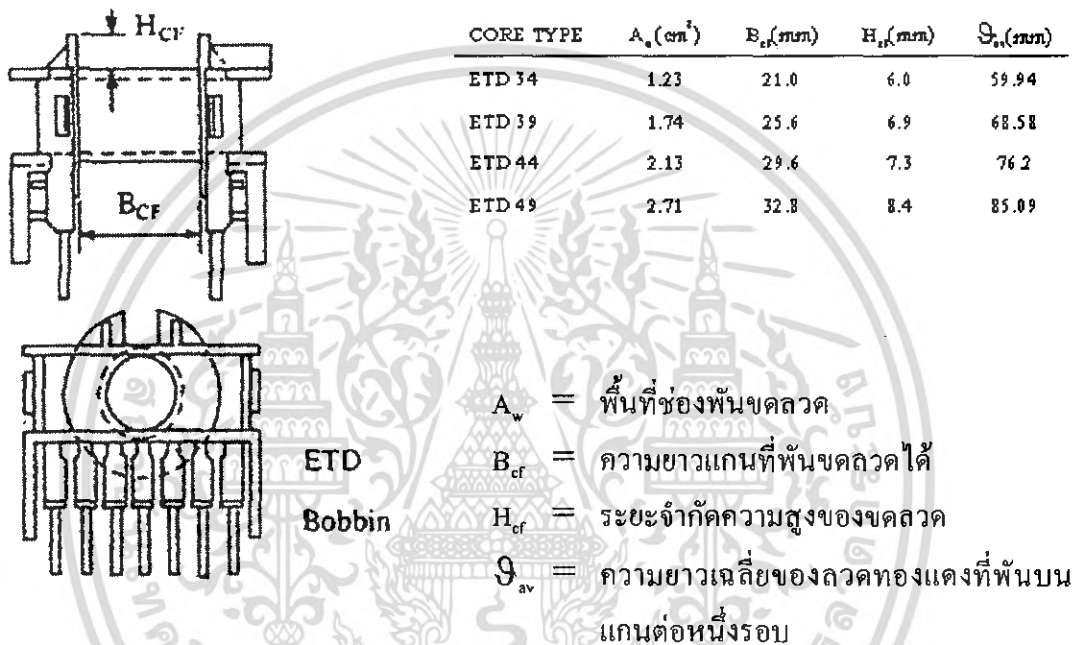
3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 ขอบบิ้น (Bobbin)

ขอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อน ได้สูงและไม่ติดไฟ ขอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจร ระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ ขอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของ ขอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 3.4 ขอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 3.4



CORE TYPE	A_w (cm ²)	B_{cf} (mm)	H_{cf} (mm)	G_{av} (mm)
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

A_w = พื้นที่ห้องพันขดลวด
 B_{cf} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้
 H_{cf} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด
 G_{av} = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 3.4 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของขอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC

3.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไฟรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนขอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของขดลวดขนาดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Type)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟปฐมรีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จุดขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

ถึงแม้จะมีวัสดุแม่เหล็กมากมาย ที่สามารถจะนำมาใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้นั้น แต่วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนหม้อแปลงมากที่สุดก็คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เนื่องจากวัสดุเฟอร์ไรต์มีความหนาแน่นฟลักซ์ไม่สูงเกินไปนัก และวัสดุเฟอร์ไรต์ส่วนมากจะมี Bsat อยู่ในย่าน 3000-5000 G แต่มี core loss ต่ำที่ความถี่สูง ง่ายในการพัน coupling และง่ายในการประกอบ

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกันเช่น EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกอบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 3.6

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

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีกเช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์คุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

CORE TYPE	$A_c(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$V_c(\text{cm}^3)$	$\varnothing_c(\text{mm})$
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	$A_c(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$V_c(\text{cm}^3)$	$\varnothing_c(\text{mm})$
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	$A_c(\text{cm}^2)$	$A_w(\text{cm}^2)$	$V_c(\text{cm}^3)$	$\varnothing_c(\text{mm})$
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

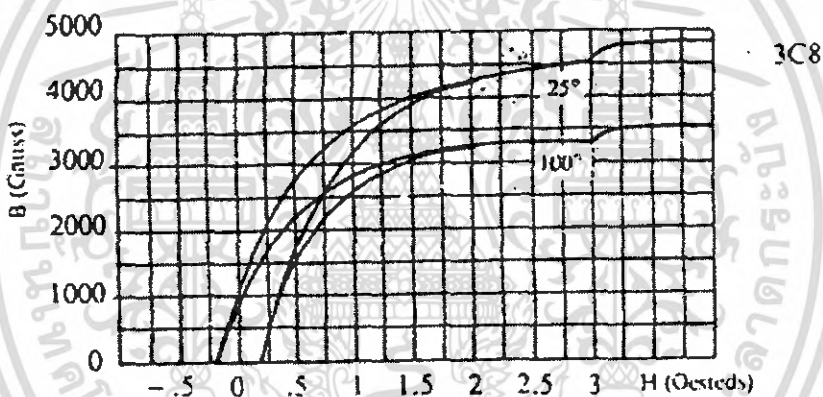
รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

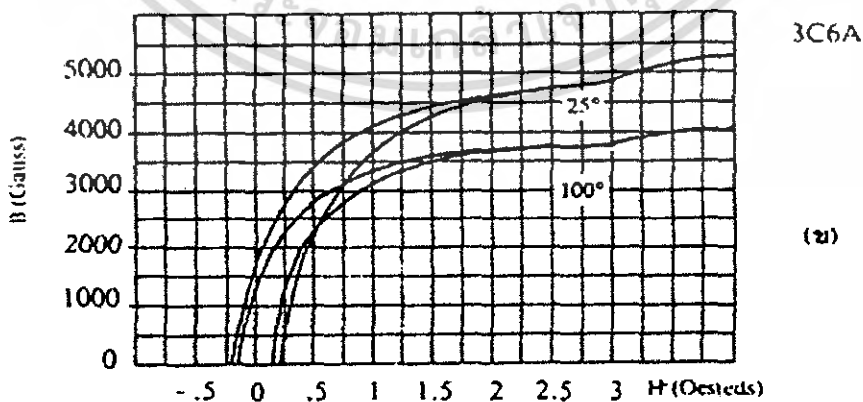
A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น
 V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์ g = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

3.2.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 3.7 (ก) และ 3.7 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)



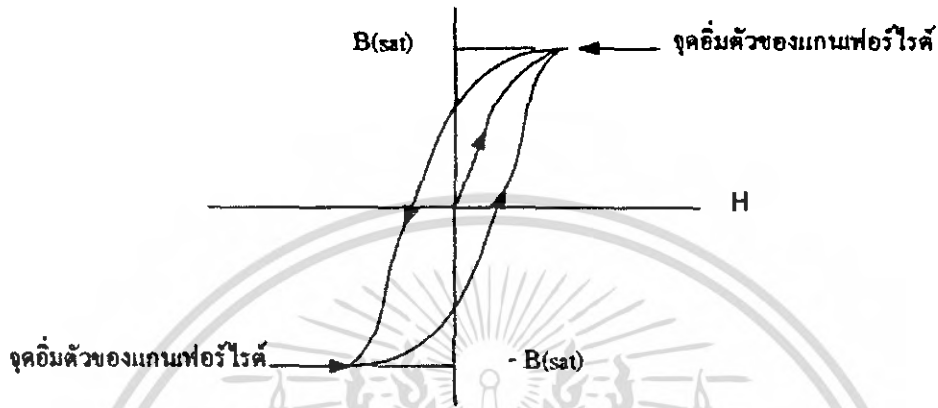
รูปที่ 3.7 (ก) แสดงเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8



รูปที่ 3.7 (ข) แสดงเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก 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 เป็นโวลท์
	N_p	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
	A_c	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	t	คือ	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว 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

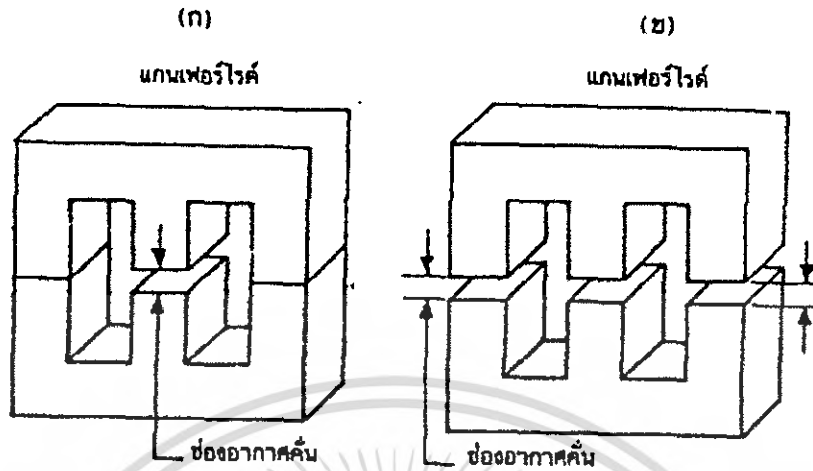
3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

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

3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลง สวิตชิงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.9 (ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่ แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 3.9 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือจัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดิน ฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

3.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโซค

หม้อแปลงสวิตชิงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุท โซค จะทำงานในลักษณะที่ต้องการเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมากจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุท โซค พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI_{p(pk)}^2 = \frac{B_{(max)}^2 \cdot I_g \cdot A_e \times 10^{-8}}{0.4\pi} \quad (3.2)$$

โดยที่	I_g	คือ	ระยะห่างช่องอากาศคันแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร
	A_e	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
	$B_{(max)}$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์
	L	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุต ไซค์เป็นเฮนรี่
	$I_{p(pk)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็นแอมป์

ค่าของ $B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคัน I_g หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_e เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคันจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิงและเอาต์พุต ไซค์มี ขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคันสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (3.3)

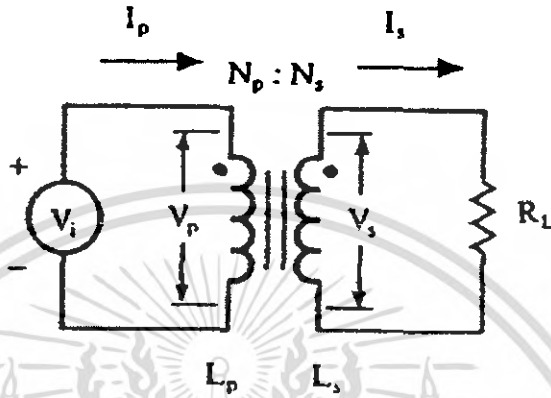
$$N = \frac{B_{max} \cdot I_g}{0.4\pi \cdot I_{p(pk)}} \quad (3.3)$$

เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาต์พุต ไซค์

เนื่องจากระยะพันบนขดบับมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุต ไซค์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคันหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 3.10 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 3.10 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ

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

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

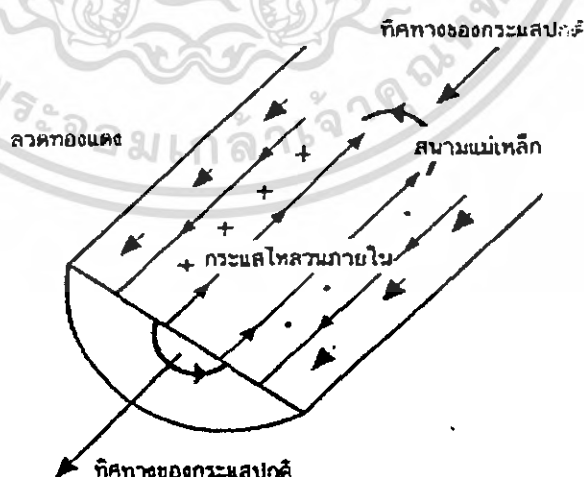
มีข้อสังเกต คือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุท V_i และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลง และวงจรที่เกี่ยวข้อง

3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะใช้ขดลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตช์ กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของ ขดลวดก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

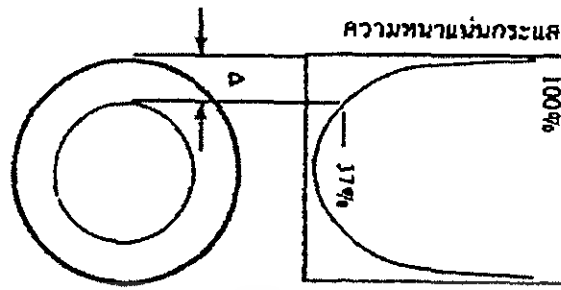
3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่ว่าผิวของลวดทองแดง (Skin Effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37% ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (Skin Depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.12 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 องศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

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

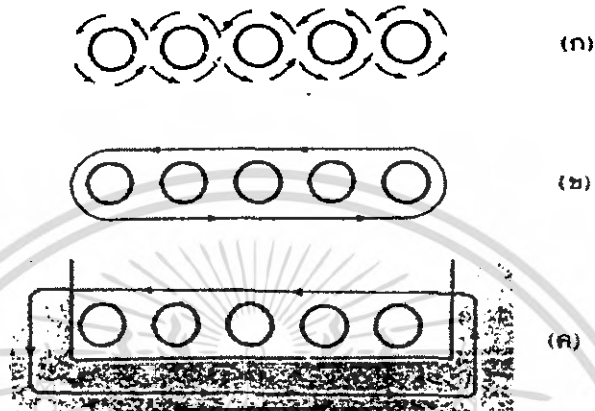
เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร
 f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

3.6 ผลจากการเรียงซ้อนของขดลวด (Proximity Effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability, μ (มิว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (Leakage Flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้กล่าวต่อไป

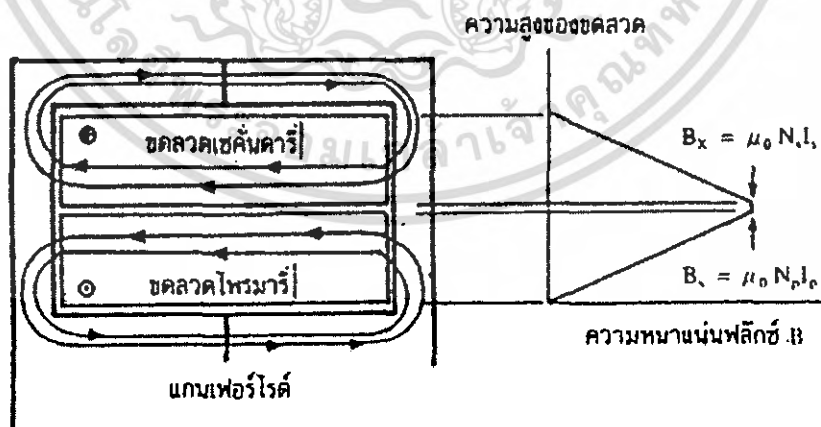
รูปที่ 3.13 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์

แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 3.13 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 3.14 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



รูปที่ 3.13 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง

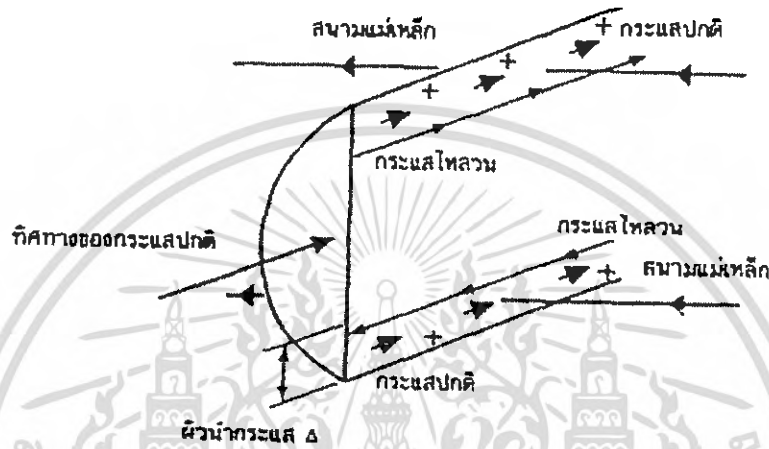
ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 3.14 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลขึ้นในลวดทองแดง



รูปที่ 3.14 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตชิง โดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

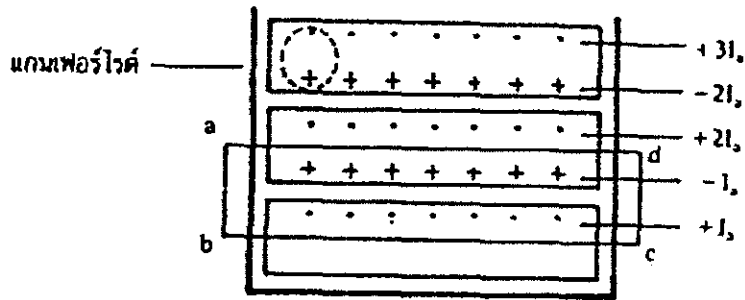
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกันกับการนำขดลวดวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของขดลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเสมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวดแผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 3.16 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พื้นเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงเพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ $+I_0$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวนำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง ($\oint H \cdot dl$) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ $abcd$ จะต้องมียุทธศาสตร์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดง ชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_0$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_0$ และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_0$ ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_0$ และค่ากระแสที่ผิวบนแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น)

บทที่ 4

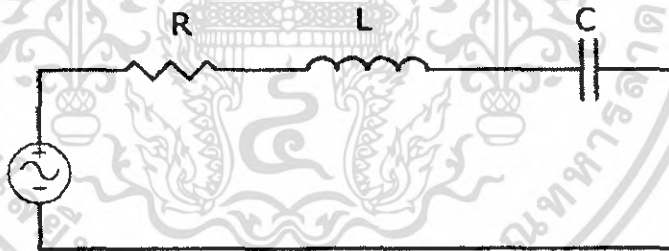
วงจรรีโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรรีโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดัน ที่จ่ายให้แก่วงจรนั่นเอง ดังนั้นในขณะเกิดรีโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์ที่เขียนท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอกแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแส กับแรงดันเกิดอินเฟสกันดังนั้นจึงทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือยูนิต

4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อพิจารณาวงจร (RLC) อนุกรม ตามในรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ Z จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L - j1/\omega C \\ &= R + j(\omega L - 1/\omega C) \\ &= R + jX \end{aligned} \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

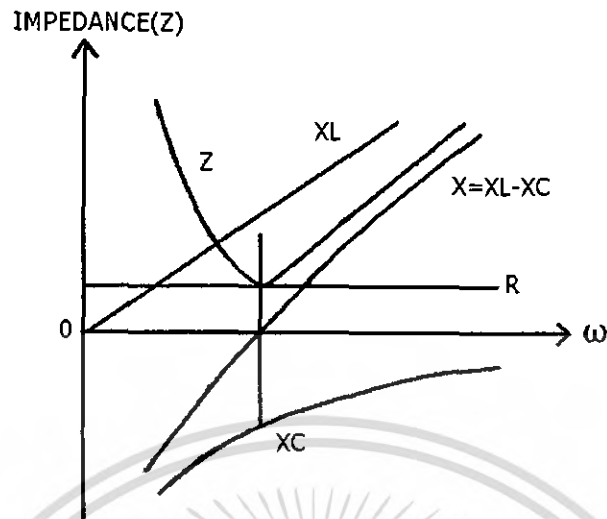
เมื่อเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้ $X = 0$ นั่นคือ $\omega L = 1/\omega C$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$ หรือ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad (4.2)$$

จะได้

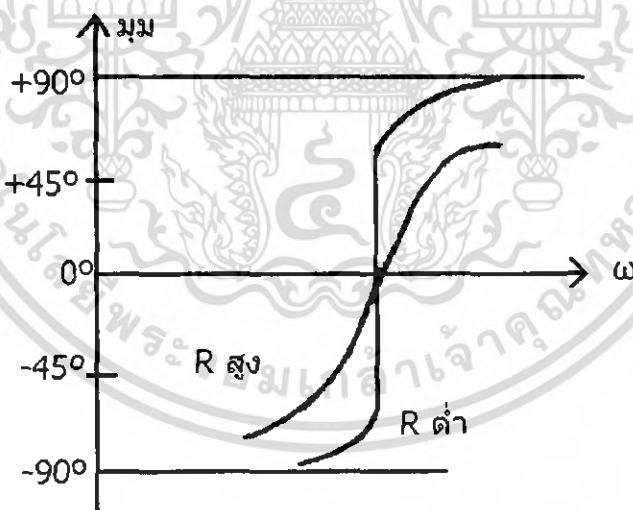
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z

ในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์ โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าอินดักทีฟรีแอคแตนซ์ จะเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

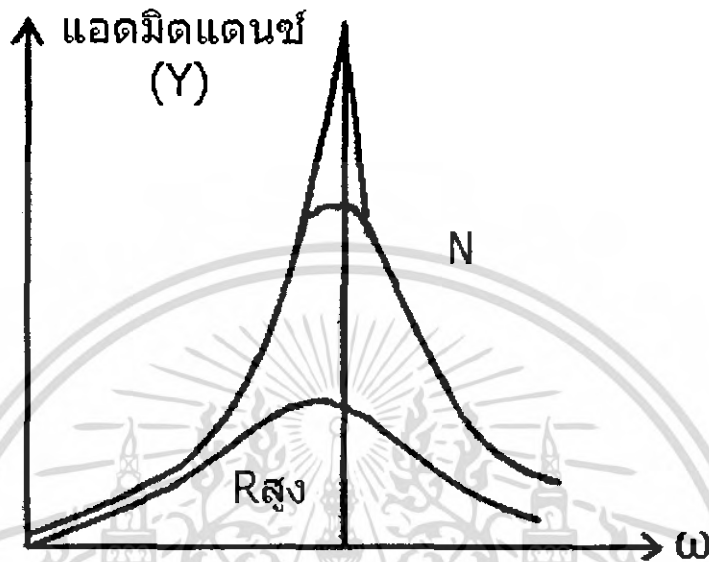


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_c จะมากกว่าค่าของ X_L และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ ถ้าความต้านทานในวงจรมีค่าต่ำ เมื่อความถี่เปลี่ยนไปจะทำมุม ϕ เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูปที่ 4.3 และที่ความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์จะทำให้มุม ϕ มีค่าประมาณ -90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิตแตนซ์

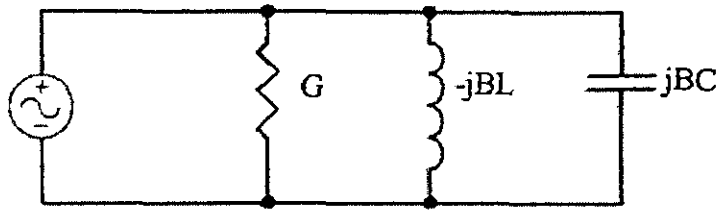
ส่วนในรูปที่ 4.4 เป็นกราฟของแอดมิตแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ ω เช่นเดียวกันแต่เนื่องจาก $I = EY$ ดังนั้นกราฟของแอดมิตแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ ω ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะเกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่ ω_r และที่ความถี่ด้านทานมีค่าต่ำกระแสจะไหลมากขึ้นด้วยและกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่ $R = 0$ ส่วนมุมของแอดมิตแตนซ์นั้นในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้ แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามรูปที่ 4.3

4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน

การพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

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

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

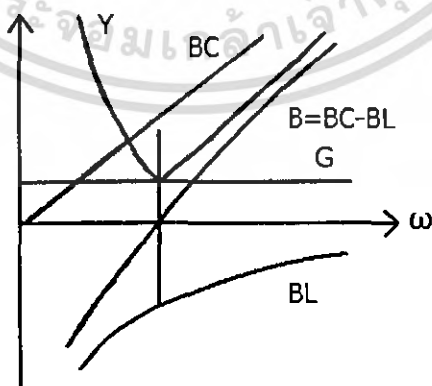
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad (4.5)$$

จะได้

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

นั่นคือความถี่รีโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความอนุกรมคือมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

แอดมิตแดนซ์(Y)

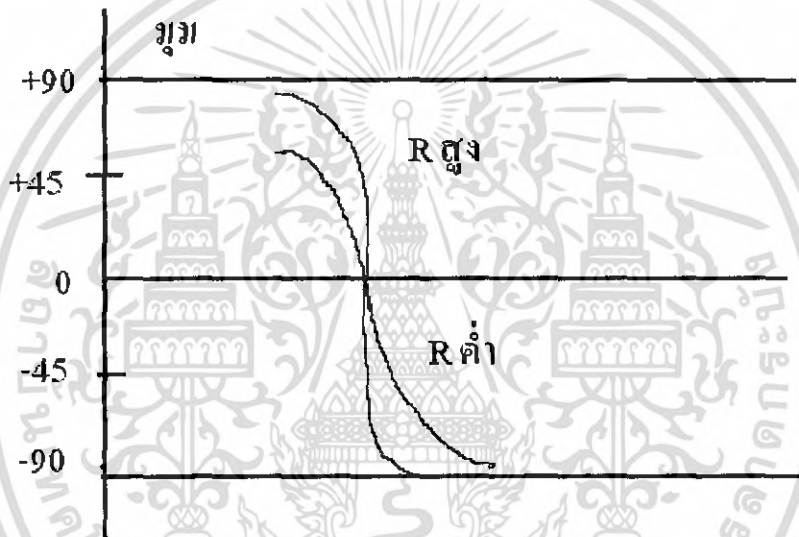


รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิตแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมินแดนซ์ Y พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ G , B_c และ BL โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าค่าปฏิกิริยาเฟสเซอร์แอดมินแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินดิคตอร์ ในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้แอดมินแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุด เพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรน้อยที่สุด

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ BL จะมากกว่าค่าของ B_c จึงเท่ากับให้มุมของแอดมินแดนซ์มีค่าเป็นลบ 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

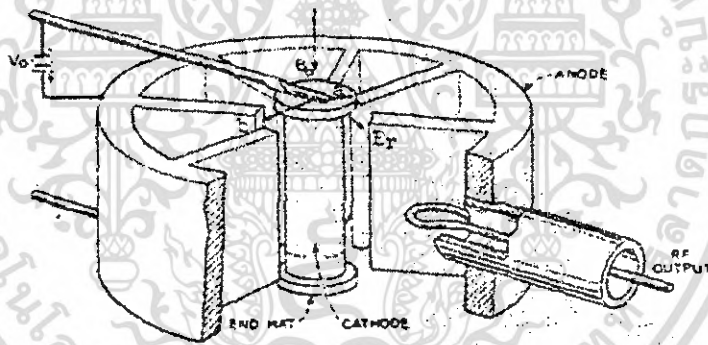
หลอดแมกนีตรอน (Magnetron)

5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

การทำงานของหลอดแมกนีตรอน โดยหลักการแล้วจะอาศัยการถ่ายเทพลังงานจลน์จาก อิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่อยู่กับสนามไมโครเวฟ ดังที่กล่าวในข้างต้นแล้วว่า หลอดแมกนีตรอน ประกอบด้วยส่วนที่เป็นแอโนดซึ่งมักทำจากทองแดงหล่อเป็นจันให้มีรูปร่างตามต้องการ และส่วนที่เป็นแคโทด มีขั้วแม่เหล็กถาวรวางขนานอยู่ทั้งด้านบนและด้านล่าง เพื่อให้สนามแม่เหล็กพุ่งลงมา ตัดตั้งฉากกับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแอโนดกับแคโทด ความถี่ที่เกิดขึ้นในหลอดแมกนีตรอน จะถูกเหนี่ยวนำผ่านไปยังเอาท์พุท โดยส่วนที่เป็นสตัปแบบลัดวงจร (Short stub) โดยมีลักษณะเป็น วงแหวน ซึ่งเราเรียกว่า พิค-อัพ-ลูป (Pick-up Loop) สำหรับส่วนที่เราเจาะรูเข้าไปในแอโนดเป็น รุกกลมนั้นก็คือที่จะให้เกิดเป็นรีโซแนนซ์คาวิตี (Resonant Cavity) ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับ วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานที่มีความถี่สูงๆ โดยที่ไม่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุมาต่อกันจริงๆ เลย เพราะพื้นผิวด้านในส่วนที่เป็นวงกลมของคาวิตีจะมีคุณสมบัติความเหนี่ยวนำ ในขณะที่ส่วนที่เป็น ร่องต่อออกมาจากรุกกลมจะมีคุณสมบัติเป็นความจุไฟฟ้า คาวิตีแต่ละอันจะมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้น พิค-อัพ-ลูป จะต่อกับคาวิตีอันไหนก็ได้แล้วแต่ผู้ออกแบบ การออกแบบ คาวิตีเราจะต้อง ออกแบบให้คาวิตีมีค่า Q สูงๆ เพราะจะทำให้การออสซิลเลตในตัวมันเป็นไปได้โดยง่าย สมการของ Q ที่ใช้กันคือ $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ดังนั้นการที่เราเอาทองแดงมาทำคาวิตีทำให้ความต้านทานที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยมาก ค่า Q ที่ได้จึงมีค่ามาก และเพื่อให้อิเล็กตรอนหลุดออกจากแคโทดได้ง่ายขึ้น ช่องว่างระหว่างแอโนดกับแคโทดจึงต้องทำให้เป็นสูญญากาศ โดยมีฝาปิดอยู่ที่ด้านบนและด้านล่างของแอโนด ฝาปิดนี้ยังช่วยไม่ให้เกิดการสูญเสียอันเนื่องจากการแผ่คลื่นออกมาภายนอกด้วย สำหรับการจ่ายไฟเลี้ยงให้กับหลอดแมกนีตรอนนั้นจะต่อไฟบวก ขนาดแรงดันหลายกิโลวัตต์เข้ากับแอโนด และกราวด์เข้ากับแคโทด แต่เพื่อความสะดวกและป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นจาก ไฟฟ้าแรงสูงเช่นนี้ เราจึงต่อแอโนดเข้ากับกราวด์แล้วป้อนแรงดัน ไปลบเข้ากับแคโทดแทนและแรงดัน ส่วนหนึ่งป้อนให้กับส่วนที่ทำหน้าที่ให้ความร้อนแก่แคโทดที่เรียกว่าฮีตเตอร์ (Heater) เพื่อให้แคโทดสามารถปล่อยอิเล็กตรอนออกมาได้โดยง่าย เนื่องจากแคโทดจะต้องปล่อย กระแสไฟฟ้าออกมาเป็นจำนวนหลายแอมป์ทั้งยังต้องคำนึงผลต่างทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นหลายกิโล โวลต์ ทำให้การออกแบบแคโทดจึงไม่ใช่เรื่องที่ย่างยาก

5.2 หลักการทำงานของหลอดแมกนีตรอน

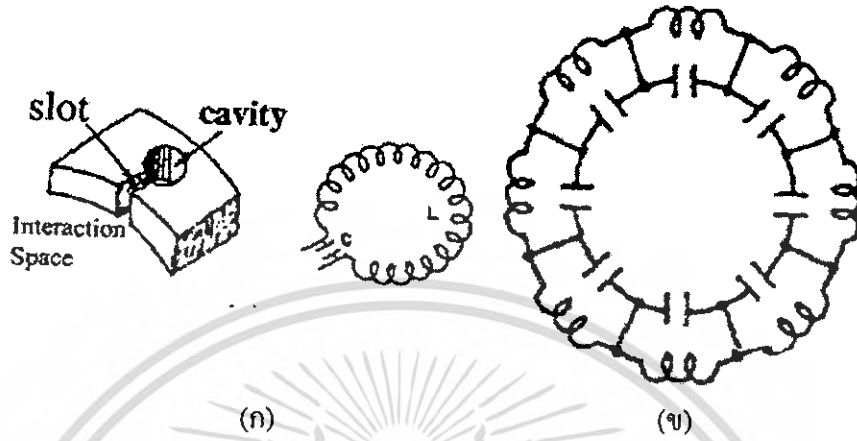
แมกนีตรอนเป็นออสซิลเลเตอร์ที่มีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยขั้วแคโทดและแอโนดรูปทรงกระบอกที่มีแกนร่วมกัน ทางด้านขั้วแอโนดจะมีวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงกระจายอยู่โดยรอบ และในแนวแกนจะมีสนามแม่เหล็กสถิตที่มีความเข้มที่เหมาะสมกระทำอยู่ในสภาพที่มีสนามแม่เหล็กในทิศแนวแกนดังกล่าวนี้อิเล็กตรอนที่หลุดจากขั้วแคโทดและถูกสนามไฟฟ้าดึงไปยังขั้วแอโนด จะได้รับแรงกระทำจากสนามแม่เหล็กทำให้เส้นทางของอิเล็กตรอนเบี่ยงเบนไป ในช่วงที่สนามแม่เหล็กมีความเข้มต่ำ เส้นทางของอิเล็กตรอนจะเบี่ยงเบนไปจากเส้นตรงเป็นเส้นโค้งและอิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงขั้วแอโนดได้ ทำให้เกิดกระแสไหลในลักษณะที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.4 แต่เมื่อสนามแม่เหล็กมีความเข้มสูงขึ้นเกินกว่าค่าๆ หนึ่งอิเล็กตรอนจะถูกงอโค้งกลับมายังขั้วแคโทดอย่างเดิมและจะไม่มีกระแสไหล ความเข้มของสนามแม่เหล็กตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงนี้เรียกว่าความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็ก (Critical magnetic field) แมกนีตรอนในสภาพที่มีความเข้มวิกฤตของสนามแม่เหล็กนี้จะออสซิลเลตได้ง่าย



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของหลอดแมกนีตรอน

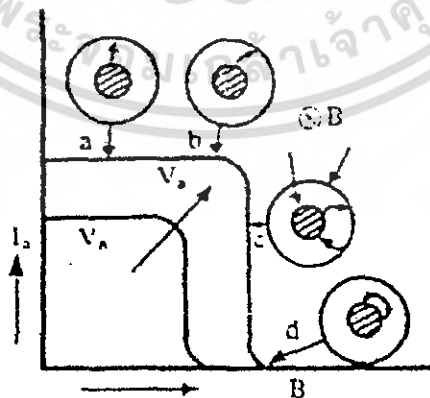
แคโทดจะถูกสร้างด้วยวัสดุที่มีคุณสมบัติที่สามารถปลดปล่อยอิเล็กตรอนได้ดี และทนต่ออุณหภูมิสูงๆ ได้ ทางด้านขั้วแอโนดนั้นจะมีควาวิตรีโซแนนซ์กระจายอยู่โดยรอบ ทำหน้าที่คล้ายกับวงจรจูน LC (LC-tune) ที่มีค่า Q สูงๆ ซึ่งวงจรทางไฟฟ้าสมมูลสามารถแสดงในรูปที่ 5.2 (ก) [1] วงจรจูนทำหน้าที่เลือกความถี่ให้เรโซแนนซ์กับความถี่ไมโครเวฟที่ต้องการ โดยทั่วไปแล้วความลึกของควาวิตรีจะมีค่าเท่ากับ $\lambda_g/4$ โดยประมาณ [2] ช่องว่างระหว่างแอโนดและแคโทดจะเรียกว่า “อินเตอร์แอคชันสเปซ” (Interaction space) ซึ่งเป็นบริเวณที่สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

กระทำต่ออิเล็กตรอนเป็นผลให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ในทิศทางต่างๆ กัน และวงจรทางไฟฟ้าสมมูลทั้งหมดเป็นดังรูปที่ 5.2 (ข)



รูปที่ 5.2 (ก) ความวิตีเรโซแนนซ์ 1 ส่วนในแมกนีตรอนและวงจรสมมูล
(ข) วงจรสมมูลความวิตีเรโซแนนซ์ทั้งหมด

ถ้าจัดสนามไฟฟ้าค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอนที่ค่าสนามแม่เหล็กน้อยๆ อิเล็กตรอนที่ออกจากแคโทดทั้งหมดจะเดินทางไปยังแอโนดเป็นทางโค้งเล็กน้อย (a) ในรูป 5.3 ดังนั้นกระแสแอโนดจะมีค่าคงที่เมื่อเพิ่มค่าสนามแม่เหล็ก กระแสแอโนดจะค่อยๆ ลดลงและทางเดินของอิเล็กตรอนจะโค้งมากขึ้นเรื่อยๆ จนทางเดินของอิเล็กตรอนสัมผัสกับเส้นรอบวงแอโนดกระแสจะเริ่มลดลงอย่างรวดเร็ว(c) จนกระทั่งสนามแม่เหล็กมีค่าสูงเกินกว่าค่าๆ หนึ่ง กระแสแอโนดจะมีค่าเป็นศูนย์ (d) ที่จุดนี้อิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่โค้งกลับไปที่แคโทดเหมือนเดิมเราเรียกสนามแม่เหล็กนี้ว่าสนามแม่เหล็กวิกฤต (A_c)

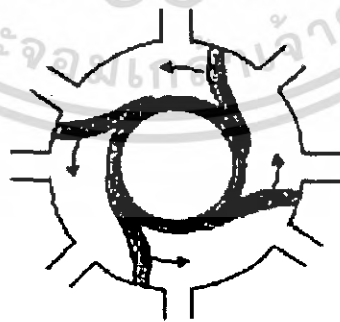


รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด

ในทางกลับกันถ้าเราจัดสนามแม่เหล็กค่าหนึ่งให้กับแมกนีตรอน ที่ค่าสนามไฟฟ้าน้อยๆ อิเล็กตรอนที่หลุดจากแคโทดจะวิ่งวกกลับไปที่แคโทดหมด เมื่อเพิ่มค่าสนามไฟฟ้าจนมีค่ามากกว่า สนามไฟฟ้าวิกฤต (V_c) อิเล็กตรอนจะเดินทางไปถึงแอโนดทำให้เกิดกระแสแอโนดขึ้น เมื่อเพิ่มค่าสนามไฟฟ้าเรื่อยๆ กระแสแอโนดจะคงที่เนื่องจากอิเล็กตรอนเดินทางถึงแอโนดทั้งหมด

เพราะฉะนั้นเราสามารถควบคุมกำลังของไมโครเวฟได้ โดยการบังคับสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่มีค่าต่ำกว่าสนามไฟฟ้าวิกฤต (V_c) และจัดให้สนามแม่เหล็กมีค่าสูงกว่าค่าสนามแม่เหล็กวิกฤต (H_c) เพื่อให้อิเล็กตรอนส่วนน้อยวิ่งถึงแอโนด ในขณะที่อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะถูกหน่วงให้เคลื่อนที่ช้าลงเป็นทางโค้งและบางส่วนจะวิ่งชนแอโนด พลังงานจลน์ส่วนใหญ่จึงถ่ายเทให้กับสนามไมโครเวฟในอินเตอร์เอ็กชันสเปซ ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้แมกนีตรอนมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานจากกำลังงานอินพุตพัลส์กระแสตรง เป็นกำลังเอาต์พุตไมโครเวฟได้ถึง 70 กว่าเปอร์เซ็นต์

อย่างไรก็ตามการทำงานของหลอดแมกนีตรอนแบบแตรฟเว็ลลิง-วฟจะกล่าวได้ว่าเมื่ออิเล็กตรอนหลุดออกมาจากขั้วแคโทดและถูกเร่งด้วยแรงดันของแอโนดสนามของคลื่นไมโครเวฟจะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น เนื่องจากอิเล็กตรอนบางส่วนจะถูกเร่งให้ความเร็วสูงขึ้น (รับพลังงานจากสนาม) และบางส่วนจะถูกจุดให้มีความเร็วต่ำลง (ถ่ายเทพลังงานให้กับสนาม) และกลุ่มอิเล็กตรอนนี้จะได้รับแรงจากสนามแม่เหล็กและหมุนไปรอบๆ แกนของขั้วแคโทดโดยไม่มีจุดสิ้นสุด ตามรูปจะได้เหมือนกับกลุ่มอิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปในบริเวณใกล้ๆ กับวงจรถลันช้าจะทำให้เกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนและหมุนไปรอบๆ แกน ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.4



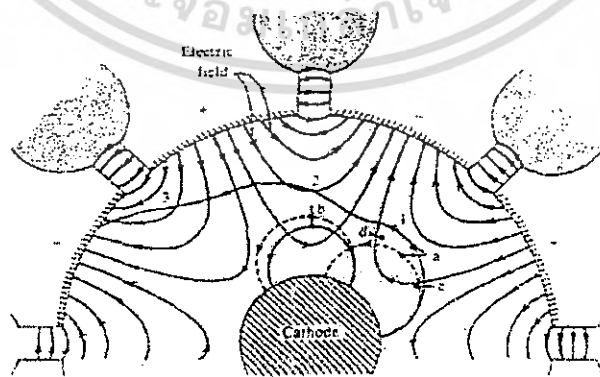
รูปที่ 5.4 การเกิดกลุ่มอิเล็กตรอนและการหมุนรอบแกนของขั้วแคโทด

ในสภาพที่เกิดออสซิลเลชันนั้นกลุ่มอิเล็กตรอนจะรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง แล้วถ่ายเทพลังงานให้กับสนามไมโครเวฟในขณะที่หมุนไปรอบๆ แกนและมีอิเล็กตรอนเพียงส่วนน้อยที่วิ่งถึงขั้วแอโนด ซึ่งทำให้กระแสที่ไหลข้ามระหว่างขั้วทั้งสองมีขนาดต่ำเมื่อเทียบกับหลอดแบบอื่นและนี่เป็นสาเหตุที่หลอดแมกนีตรอนมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานสูงกว่าหลอดแบบอื่นๆ เงื่อนไขสำคัญของการเกิดออสซิลเลชันคือ ช่วงเวลาที่กลุ่มอิเล็กตรอนหมุนครบหนึ่งรอบนั้นต้องเป็นจำนวนเท่าลงตัวของคาบของคลื่นไมโครเวฟ หรือถ้าพิจารณาในรูปของเฟสแล้วคลื่นไมโครเวฟที่เกิดขึ้นในคาวิตีเรโซแนนซ์ใน 1 รอบจะมีเฟสต่างกันเป็นจำนวนเท่าลงตัวของ 2π ดังนั้นถ้าให้ θ เป็นเฟสที่แตกต่างของคลื่นไมโครเวฟในคาวิตีเรโซแนนซ์และ เป็นจำนวนของคาวิตีเรโซแนนซ์จะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตตามสมการ

$$N\theta = 2n\pi \quad (5.1)$$

เพื่อให้แน่ใจว่าสนามเอซีในคาวิตีเรโซแนนซ์เว้นการวัดมีขั้วสนามเหมือนกัน ในทางปฏิบัติจึงบังคับให้จำนวนคาวิตีเรโซแนนซ์เป็นเลขคู่ นั่นคือ $N = 2n$ โดยที่ $n = 1, 2, 3 \dots n$ เช่น n อาจเป็น 6 หรือ 8 ซึ่งจะทำให้สมการ (5.1) มี $\theta = \pi$ การออสซิลเลตในเงื่อนไขเช่นนี้จะเรียกว่าเป็นการออสซิลเลตในโหมด π (π -mode Oscillation) ซึ่งจะมีเฟสต่างระหว่างสนามคาวิตีติดกัน 180 องศา หรือ π เรเดียน ที่โหมด π นี้จะให้กำลังงานเอาต์พุตสูงที่สุด แมกนีตรอนที่ใช้อยู่ทั่วไปจึงออสซิลเลตในโหมด π นี้

การเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนและการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กตรอนให้แก่สนามไมโครเวฟของออสซิลเลชันในโหมด π จะแสดงได้โดยใช้รูปที่ 5.5 ประกอบ

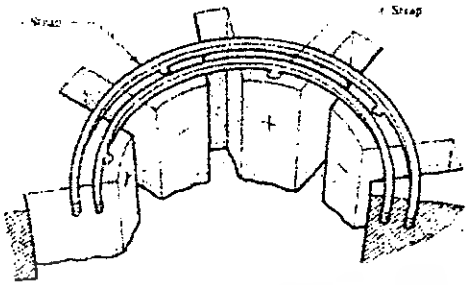


รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไมโครเวฟกับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่งต่างๆ

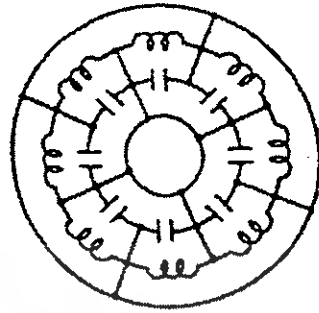
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในจังหวะของสนามไมโครเวฟตามที่แสดงไว้ในรูปนี้ อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a จะถูกหน่วงด้วยสนามไมโครเวฟและถ่ายเทพลังงานบางส่วนให้กับสนามและอิเล็กตรอนนั้นจะมีพลังงานลดลง เมื่อความเร็วลดลงอิเล็กตรอนบางส่วนจะส่งผลต่อไปได้แต่บางส่วนจะถูกดึงกลับมาที่ขั้วแคโทด ดังที่แสดงไว้ในรูป เมื่อพิจารณาอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c อิเล็กตรอนนี้จะถูกเร่งด้วยสนามไมโครเวฟให้มีความเร็วสูงขึ้น ในขณะที่เดียวกันก็จะถูกแรงจากสนามแม่เหล็กส่งไปในทิศทางของเส้นรอบวง จึงทำให้อิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง c ตามทันอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a ได้สำหรับอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง d นั้นจะถูกสนามไฟฟ้าหน่วงให้ช้าลงทำให้ถูกตามทันจากอิเล็กตรอนที่ตำแหน่ง a และ c ได้ ในที่สุดก็จะเกิดการเกาะกลุ่มของอิเล็กตรอนขึ้น และกลุ่มอิเล็กตรอนนี้จะหมุนรอบแกนด้วยความเร็วเท่ากับการหมุนของสนามไมโครเวฟ จึงทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานจากอิเล็กตรอนให้กับสนามไมโครเวฟอย่างต่อเนื่อง ในแมกนีตรอนแบบ CW นั้นจะมีการค้ำปลีงกำลังคลื่นไมโครเวฟจะถูกค้ำปลีงออกไปใช้เป็นช่วงๆ โดยมีควิตีไซเคิล (duty cycle) ประมาณ 0.001 ถึง 0.002 ทำให้กำลังคลื่นที่สะสมอยู่มีขนาดสูงชันเป็นหลักของ MW ได้ การค้ำปลีงทำได้โดยการงอหลอดตัวนำแกนกลางของสายโคแอดหรือคอนเนคเตอร์กับตัวนำนอกของสายเชื่อมต่อกับควิตีไซเคิลแล้วยื่นเข้าไปในควิตีไซเคิล โซแนนซ์ดังรูปที่ 5.1

ปัญหาที่เกิดขึ้นได้กับแมกนีตรอนที่เป็นแบบควิตีไซเคิล โซแนนซ์ที่กล่าวมาก็คือ ความถี่ในการออสซิลเลตจะเปลี่ยนแปลงไปตามการไหลได้ [2] โหลดที่เป็นรีแอคทีฟ (Reactive component) จะทำให้เกิดการเลื่อนความถี่ไปเป็น การเพิ่มความเหนี่ยวนำ (Inductance) และค่าความจุ (Capacitance) ให้กับควิตีไซเคิล โซแนนซ์ ในขณะที่โหลดเป็นตัวต้านทาน (Resistive component) จะทำให้กำลังงานเอาต์พุตลดลง และปัญหาอีกประการหนึ่งของแมกนีตรอนแบบนี้ก็คือ การเปลี่ยนโหมดของการออสซิลเลต แมกนีตรอนโดยทั่วไปจะป้องกันการเคลื่อนย้ายความถี่ออสซิลเลต โดยจะติดวงแหวนสเตรป (Strap ring) [3] ไว้ 2 ชุด วงแหวนสเตรปแต่ละชุดจะต่อกับขั้วของควิตีไซเคิล โซแนนซ์ขั้วเว้นขั้วโดยที่ไม่ซ้อนกัน ดังแสดงในรูป 5.6 (ก) และ (ข) เป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าเสมือนการนำแต่ละควิตีไซเคิลมาวางขนานกัน ในสภาพเช่นนี้นอกจากโหมด π แล้ว โหมดอื่นๆ จะไม่สามารถออสซิลเลตได้เพราะค่าความแตกต่างเฟสระหว่างขั้วที่อยู่ห่างกันสองขั้วนี้จะไม่เท่ากับ 2π ตามที่ถูกบังคับโดยวงแหวนสเตรป



(ก)

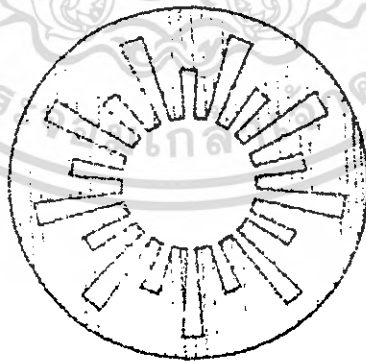


(ข)

รูปที่ 5.6 (ก) การใช้วงแหวนสเตรปป้องกันการย้ายความถี่ตามค่าของโหมด

(ข) วงจรสมมูลย์ของควาวิตีที่ต่อกันแบบขนานเป็นผลจากแหวนสเตรป

นอกจากนี้การใช้ควาวิตีเรโซแนนซ์แบบรูปพระอาทิตย์ขึ้น (Rising sun) ก็สามารถป้องกันการกระโดดข้ามโหมดได้เช่นเดียวกัน เพราะความถี่เรโซแนนซ์ของควาวิตีทั้งสองขนาดจะไม่เท่ากัน การออสซิลเลตจึงเกิดขึ้นที่ความถี่กลางๆ ระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ของทั้งสองควาวิตี โดยจะเกิดในโหมด π รูปที่ 5.7 แสดงตัวอย่างของควาวิตีแบบพระอาทิตย์ขึ้น



รูปที่ 5.7 โครงสร้างของขั้วแอนโตรูปพระอาทิตย์ขึ้น

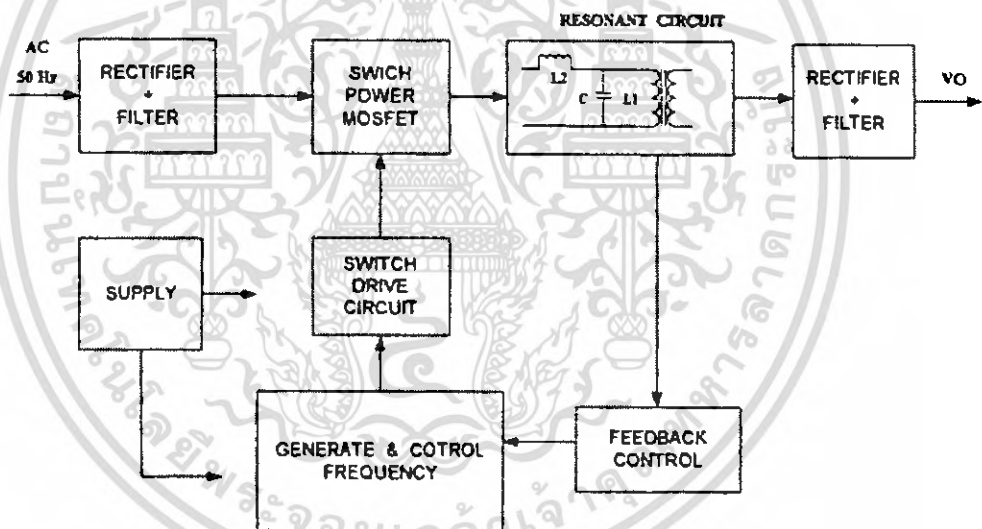
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

หลักการทํางานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง

6.1 การทํางานของวงจร

การทํางานของวงจร แสดงได้คร่าวๆ คิงบล็อกโคอะแกรมด้านล่าง ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์แรงดันที่เข้ามา 220 V 50 Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริดจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิวเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ และมีตัวเก็บประจุกักเก็บค่าหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กลับเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 k เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วย ซึ่งตกรวมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทํางาน ตามที่วงจรควบคุมส่งสัญญาณเข้ามา



รูปที่ 6.1 บล็อกโคอะแกรมแสดงการทํางานของวงจร

วงจรควบคุม อาศัยไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากไอซี TL494 ไปขับนั้น จะต้องมีการขยายสัญญาณให้มีขนาดโตพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟต ได้โดยจะมีภาค Drive switch ซึ่งก็ใช้ มอสเฟตเป็นชุดทํางานหลักและมี CMOS ที่ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารีที่ขาเกตของภาคนี้ เพื่อให้ได้แรงดันของกระแสที่เหมาะสมในการขับมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนการผลิตความถี่และการควบคุมจะใช้ IC 494 เป็นวงจร ผลิตความถี่เอาต์พุตออกมา ยังขา 8 และ 11 และทั้งสองขานี้เป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1k เพื่อให้แรงดันมากพอที่ผ่านเข้าไปยังไอซี 4049 ส่งต่อไปยังมอสเฟต ซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่านความถี่สูงได้ ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การจับเกทจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกับขาเกทเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท

สัญญาณที่ได้จากเพาเวอร์มอสเฟต เป็นสัญญาณสลับ (AC) ที่มีแรงไฟสูงจะถูกส่งไปยัง วงจรรีโซแนนซ์ ตามหลักการของวงจรรีโซแนนซ์แล้วที่ความถี่รีโซแนนซ์วงจรจะมีความต้านทานต่ำสุด จึงมีกระแสไหลผ่านสูงสุดการเหนี่ยวนำจากขดไพรมารี ที่ L1 ไปยังขดเซกกันดารีก็จะได้อำนาจแรงดันสูงสุดด้วย ดังนั้นการปรับความถี่ที่ภาคกำเนิดความถี่ต้องมีความระมัดระวังเป็นอย่างยิ่ง ในความเป็นจริงจะตั้งความถี่ไว้ใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนซ์เท่านั้น เพราะหากให้วงจรทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์เพาเวอร์มอสเฟตอาจเสียหายได้

แรงดันไฟที่ได้จากด้านขดเซกกันดารีจะถูกนำไปฟิลเตอร์และเรกติไฟเพื่อนำไปใช้งานต่อไป ในโครงการนี้แรงดันที่ต้องการ คือ 4 KV และกระแส 200 mA

6.2 การออกแบบวงจร

6.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำงานของวงจร กำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ 0.47 uF 630 volt 4 ตัว ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ ทางด้านอินพุท แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุบนและคู่ล่าง จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท เพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนกับชุดล่างจะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา โดยแต่ละชุดจะมี มอสเฟตต่อขนานกันอยู่ 2 ตัว เพื่อช่วยกันนำกระแสเอาต์พุทรีโซแนนซ์ ถ้าหากใช้เพียงตัวเดียวจะมี กระแสไหลผ่านจำนวนมาก ก่อให้เกิดความเสียหายได้

6.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจากไอซี LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับมา ทำให้อะmplifier เสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของไอซี TL494 ความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 คาบเวลาการทำงานของเขาท์พัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T ดังสมการที่ 6.1 คาบเวลาการทำงานที่ออกจากขา 5 และขา 6 ของไอซี TL494 กำหนดได้จาก (การต่อ R_T และ C_T ดูได้จากภาคผนวก)

$$f_{osc} = 1.1/(R_T C_T) \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

6.2.3 วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุต สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วน ของวงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (6.2)

- แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแรงดันสูง

$$f_o = \frac{\sqrt{(L_1 + L_2)}}{2\pi \sqrt{(C_1 * L_1 * L_2)}} \dots\dots (6.2)$$

จากวงจร

$$\begin{aligned} L_1 &= 67.5 \text{ uH} \\ L_2 &= 0.121 \text{ mH} \\ C_1 &= 0.3 \text{ uF} \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} f_o &= \frac{\sqrt{(67.5\text{uH} + 0.121\text{mH})}}{2\pi \sqrt{(0.3\text{uF} * 67.5\text{uH} * 0.121\text{mH})}} \\ &= 44.1439 \text{ KHz} \end{aligned}$$

ดังนั้นความถี่รีโซแนนซ์เท่ากับ 44.1439 KHz

6.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง (โหลด $R = 10.1 \text{ K}\Omega$)

1. นำวงจรที่สร้างมาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณไครฟ์ขามอสเฟต) ที่ค่าความถี่ 45 KHz (ความถี่เรโซแนนซ์)
2. นำโหลดค่า $10.1 \text{ K}\Omega$ มาต่อเป็นโหลดที่เอาต์พุตของวงจรแรงดันสูง
3. ใช้โพรบมิเตอร์ที่ใช้วัดแรงดันสูงต่อคร่อมโหลด $10.1 \text{ K}\Omega$ และอ่านค่าแรงดันที่ได้
4. ทำการเปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับที่ค่าความต้านทานปรับค่าได้ เป็นค่าต่างๆ ของสัญญาณไครฟ์ที่ได้
5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 – 4 จนถึงค่าความถี่เรโซแนนซ์
6. บันทึกผลการทดลองลงตารางผลการทดลอง

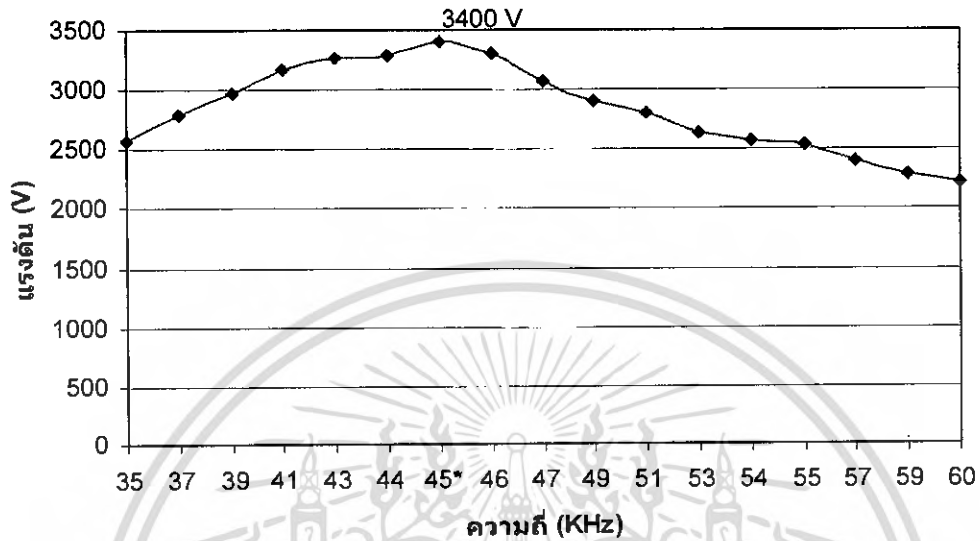
หมายเหตุ : $N_1=56$ รอบ $N_2=200$ รอบ $V_{o/p}(\text{converter})=350$ at

ตาราง 6.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซิ่ง

ความถี่ (KHz)	เอาต์พุต (V)	เอาต์พุต (mA)
35.0	2578	253
37.0	2788	273
39.0	2965	291
41.0	3174	311
43.0	3271	321
44.0	3287	322
45.0*	3400	333
46.0	3303	324
47.0	3061	300
49.0	2900	284
51.0	2804	275
53.0	2643	259
54.0	2578	253
55.0	2530	248
57.0	2401	235
59.0	2288	224
60.0	2224	218

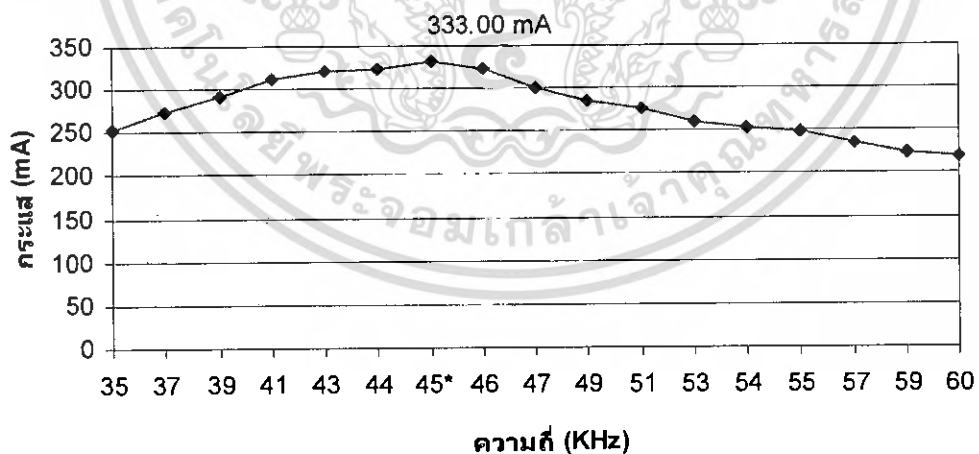
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่



รูปที่ 6.2 กราฟแสดงผลการทดลองระหว่างแรงดัน (V) กับความถี่

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับความถี่



รูปที่ 6.3 กราฟแสดงผลการทดลองระหว่างกระแส (mA) กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

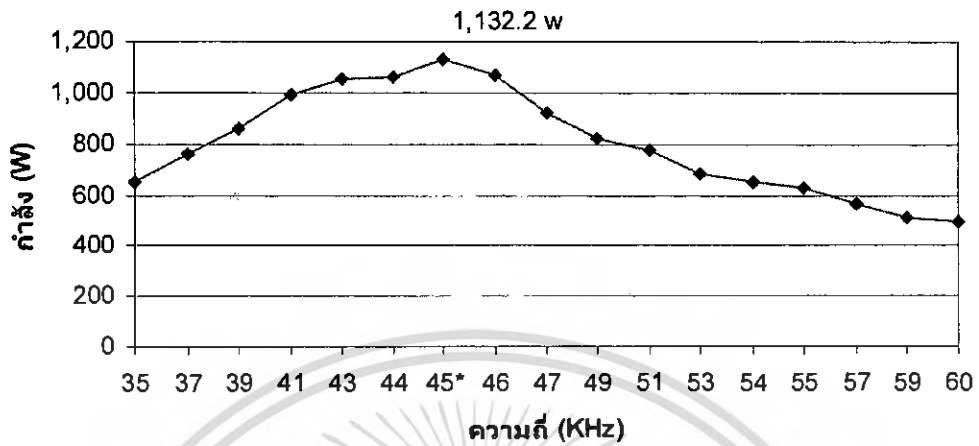
จากนั้นเราทำการคำนวณหาค่ากำลังของแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ที่ความถี่ต่างๆ ได้ค่าตามตาราง จะพบว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์ 45 KHz จะพบว่า ค่ากำลังของแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์นี้ สามารถให้ได้มีค่ากำลัง คือ 1,132.2 W

ตาราง 6.2 ผลการทดลองแสดงกำลังของแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ที่ความถี่ต่างๆ

ความถี่ (KHz)	กำลัง (W)
35.0	652.2
37.0	761.0
39.0	862.8
41.0	987.1
43.0	1,050.0
44.0	1,058.4
45.0*	1,132.2
46.0	1,070.2
47.0	918.3
49.0	823.6
51.0	771.1
53.0	684.5
54.0	652.2
55.0	627.4
57.0	564.2
59.0	512.5
60.0	498.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

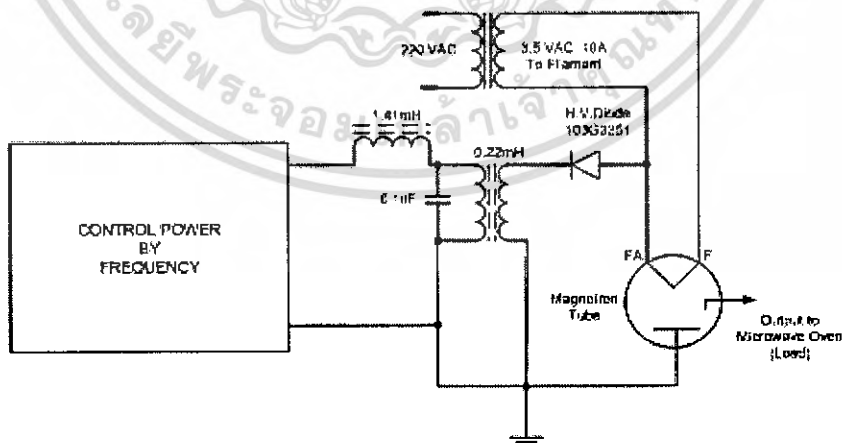
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับความถี่



รูปที่ 6.4 กราฟแสดงผลการทดลองระหว่างกำลัง (W) กับความถี่

6.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (หลอดแมกนีตรอน)

1. ต่อวงจรการทดลองตามรูปที่ 6.5
2. ทำการวัดค่าอุณหภูมิเทียบกับเวลา โดยจะทำการสังเกตค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปที่ค่าเวลาต่างๆ จนอุณหภูมิถึง 100°C
3. ให้ทำการเปลี่ยนน้ำใหม่ทุกครั้งที่ทำกรวัดอุณหภูมิ
4. นำค่าที่ได้ไปเก็บค่าในตารางพร้อมทั้งพล็อตกราฟ



รูปที่ 6.5 วงจรการทดลองโดยใช้หลอดเป็นหลอดแมกนีตรอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง (หลอดแมกนีตรอน)

เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ (องศาเซลเซียส)
10	29.80
20	32.10
30	35.50
40	37.00
50	39.00
60	42.00
70	47.00
80	50.00
90	52.10
100	55.00
110	57.00
120	59.30
130	61.00
140	63.20
150	65.00
160	66.70
170	68.00
180	70.00
190	74.20
200	78.00
210	81.10
220	83.00
230	85.00
240	87.00
250	93.00
260	97.00
270	100.00

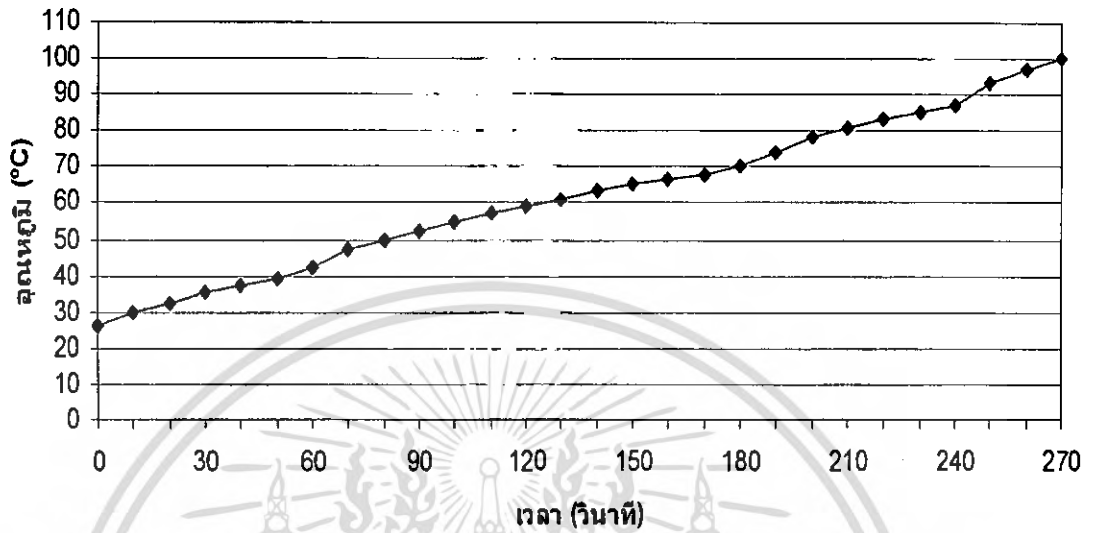
หมายเหตุ - ไฟเลี้ยงหลอด 2,578.2 V., ไฟจุดไส้หลอด 3.5 V. 15 A

- ทำการทดลองที่อุณหภูมิห้อง 26°C
- น้ำที่ใช้ทดลองมีปริมาตร 250 มิลลิลิตร
- พรอทที่ใช้สามารถวัดอุณหภูมิได้ตั้งแต่ 0°C-110°C

เราทำการวัดอุณหภูมิน้ำด้วยวิธีการนำน้ำที่ทดลองแล้ว ออกมาวัดภายนอกเตาไมโครเวฟ แล้วทำการเปลี่ยนน้ำ จึงจะเริ่มทำการทดลองใหม่ทุกครั้ง

ดังนั้นค่าที่ได้จากการวัดอาจมีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้าง

กราฟแสดงอุณหภูมิของน้ำที่ทำการทดลองที่เวลาต่างๆกัน



รูปที่ 6.6 กราฟแสดงผลการทดลอง (หลอดแมกนีตรอน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการทดลอง

7.1 สรุปผลการทดลอง

การทำงานที่ภาคต่างๆ ได้ให้ผลเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของโครงงานชุดนี้ โดยสามารถอธิบายการทดลองต่างๆ ดังนี้ ที่ภาค Generate & Control frequency ซึ่งใช้ IC TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตความถี่ในช่วง 29 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 มีข้อดีคือมีเสถียรภาพดีกว่าของวงจรคือ Passive Resistor

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

สัญญาณ Pulse ที่ได้จากภาคนี้จะถูกขับให้แรงขึ้นที่ภาค Drive แล้วทำการ coupling ผ่าน Transformer เพื่อขับ Power Mosfet สัญญาณที่ได้จากภาคนี้จะมีค่าถึง 350 V. และจะส่งไปยังชุด Resonance เพื่อทำการส่ง coupling ไปยัง output ค่ะ

ความถี่ที่ปรับไว้ที่ภาค Control จะต้องสัมพันธ์กับความถี่ resonance ที่คำนวณไว้ที่ชุด resonance คือ 44.1439 KHz แต่ในความเป็นจริงจะตั้งค่าความถี่ต่ำสุดไว้ที่ 47 KHz เพราะถ้าให้วงจรทำงานพอดีกับความถี่ resonance จะทำให้ชุด resonance มีค่า ค.ต.ท. ต่ำมาก Power Mosfet จะเกิดการนำกระแสอย่างรุนแรงและทำให้เกิดการเสียหายได้ ในการทดลองจะตั้งความถี่ไว้ที่สูงสุดคือ 60 KHz ก่อน แล้วค่อยๆ ลดลงมาที่ต่ำสุดคือ 47 KHz เราจะไม่ใช้ความถี่ทางด้านต่ำกว่า resonance เนื่องจากเป็นย่านที่หุนหุนยู่ได้ขึ้น เวลาทำงานจะเกิดการรบกวนได้

โครงงานนี้จะได้แรงดันสูงสุด 3.4 KV และกระแสสูงสุด 330 mA (Power = 1132.2 W.) จะนำไปจ่ายให้กับหลอดแมกนีตรอน ซึ่งหลอดแมกนีตรอนนี้ได้ต่อหลอดซึ่งเป็นตัวโมโครเวฟที่ได้ทำการตัดแปลงตัวโมโครเวฟที่ผ่านการใช้งานมาแล้ว และทำการวัดอุณหภูมิเทียบกับเวลา ซึ่งผลการทดลองที่ออกมา นั้น เป็นที่น่าพอใจอย่างยิ่ง แต่ถึงอย่างไรก็ตามก็ยังมีปัญหาซึ่งจะกล่าวดังต่อไปนี้ เพื่อเป็นแนวทางแก้ไขแก่ผู้ที่ต้องการจะพัฒนาโครงงานนี้ต่อไป

7.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางการแก้ไข

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

⇒ แนวทางการแก้ไข หากจะวัดสัญญาณที่ภาค Control ต้องทำขณะที่ยังไม่มี Power Mosfet และ โหลด

- ปัญหาเรื่องความร้อน Power Mosfet

⇒ การแก้ไข โดยการเพิ่ม Power Mosfet เข้ามาอีกคู่หนึ่งต่อขานานเข้ากับตัวเดิมและติด Heatsink ขนาดใหญ่ขึ้น ในขั้นตอนการ package ลงกล่องจะเพิ่มพัดลมเพื่อระบายความร้อนด้วย

- ปัญหาเรื่องแรงดันและกระแสไม่พอ

⇒ การแก้ไขเปลี่ยนขนาดหลอดทองแดงที่หม้อแปลงเรโซแนนซ์

- ปัญหาแกนหม้อแปลง High Voltage ร้อน

⇒ การแก้ปัญหาโดยการหล่อเรซินทับที่แกนหม้อแปลงเพื่อระบายความร้อน

- การทดลองนี้กระแสต่ำแต่แรงดันสูงแล้วนำโหลดที่มีค่าความต้านทานสูงมาใช้ทำให้การวัดค่าแรงดันที่ออกมาที่มีความผิดพลาดมาก

⇒ ใช้โหลดที่มีค่าความต้านทานต่ำลงแต่ต้องระวังเพราะเครื่องวัดที่นำมาวัดนั้นอาจจะทนแรงดันสูงไม่ได้

- ปัญหาการขับหลอดแมกนีตรอน แมกนีตรอนไม่ทำงาน

⇒ แก้ไขโดยการลดค่า Inductor (L1) เพื่อเพิ่มความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสที่ขับหลอดแมกนีตรอนมีค่าสูงขึ้น ทำให้หลอดทำงาน

- ปัญหาอุณหภูมิของน้ำเพิ่มขึ้นช้ามาก

⇒ แก้ไขโดยทำการปรับแต่งภาค Control pulse

บรรณานุกรม

1. นรินทร์ เนาวประทีป, “ออปแอมป์ 741”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพฯ, หน้า 42-46
2. วิโรจน์ อัสวรังสี, “การออปแอมป์ และลิเนียร์ไอซี”, ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ, หน้า 333-341
3. สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลาย”, ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ, 2537
4. ผศ. ขนิษฐา แซ่ตั้ง, รศ. ดร. สุริภณ สมควรพาณิชย์, “สนามและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า”, แผนกตำรา
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
5. สมบูรณ์ มาลานนท์, สมคิด วิวิทย์ประสิทธิ์ชัย, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ิ่ง”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์
เซ็นเตอร์



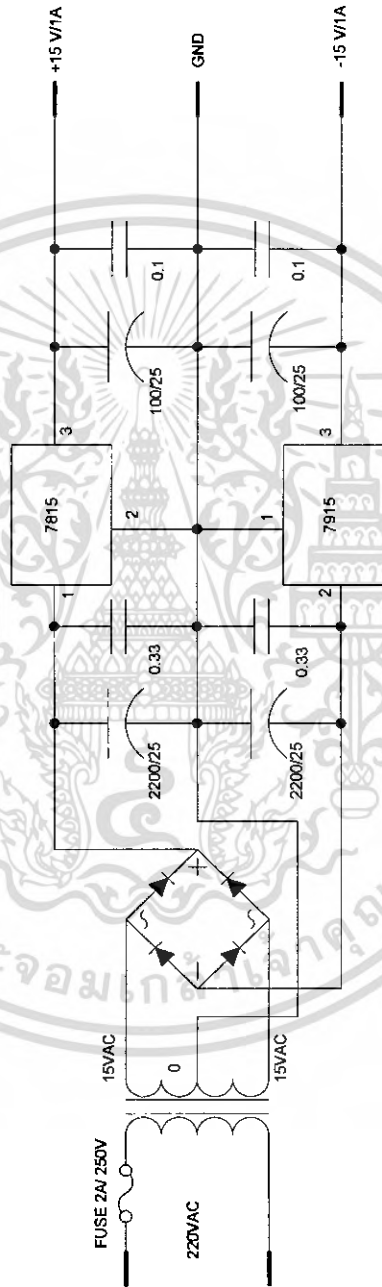
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

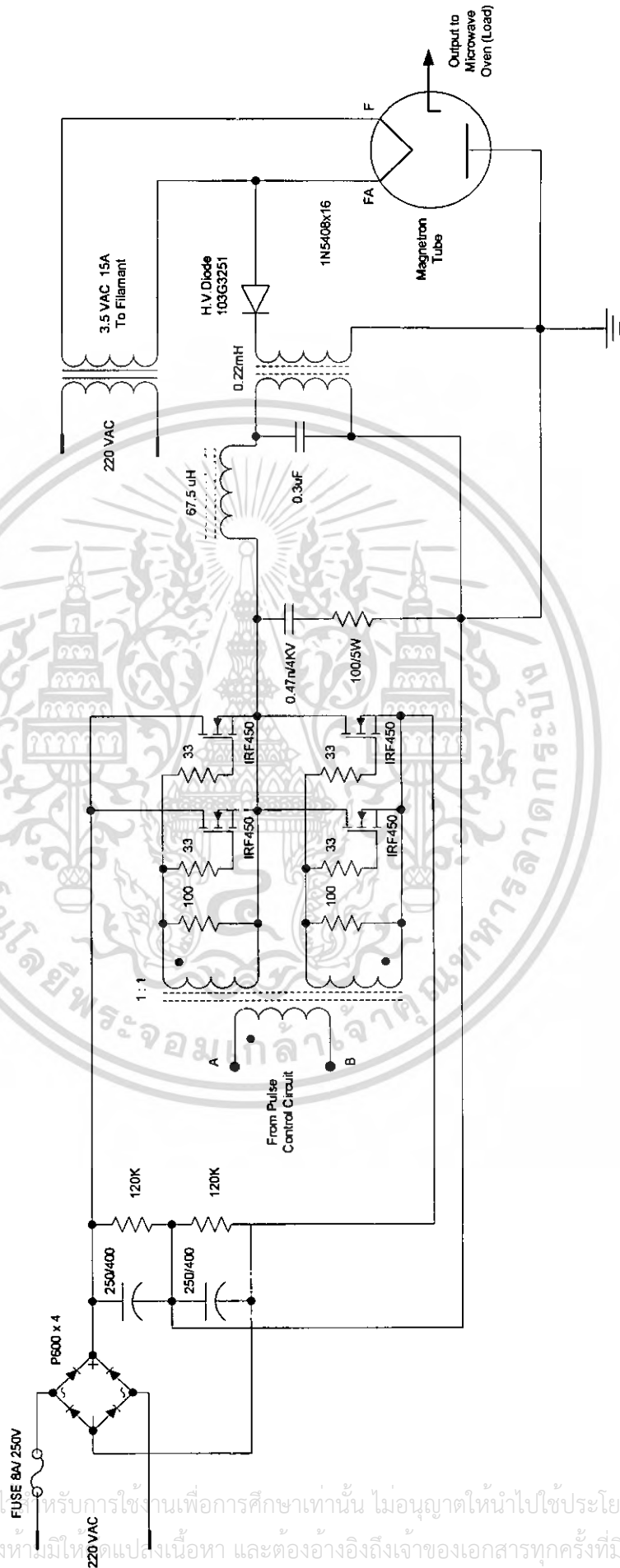
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร REGULATOR +15V/1A & -15V/1A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรภาค CONVERTER, OUTPUT RESONANCE AND OUTPUT MAGNETRON TUBE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

HEF4049B buffers HEX inverting buffers

Product specification
File under Integrated Circuits, IC04

January 1995

Philips

Semiconductors



PHILIPS

สารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEX inverting buffers

HEF4049B buffers

DESCRIPTION

The HEF4049B provides six inverting buffers with high current output capability suitable for driving TTL or high capacitive loads. Since input voltages in excess of the buffers' supply voltage are permitted, the buffers may also be used to convert logic levels of up to 15 V to standard TTL levels. Their guaranteed fan-out into common bipolar logic elements is shown in the table below.

HEF4049BP(N): 16-lead DIL; plastic (SOT38-1)
 HEF4049BD(F): 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT74)
 HEF4049BT(D): 16-lead SO; plastic (SOT109-1)
 (): Package Designator North America

Guaranteed fan-out in common logic families

DRIVEN ELEMENT	GUARANTEED FAN-OUT
standard TTL	2
74 LS	9
74 L	16

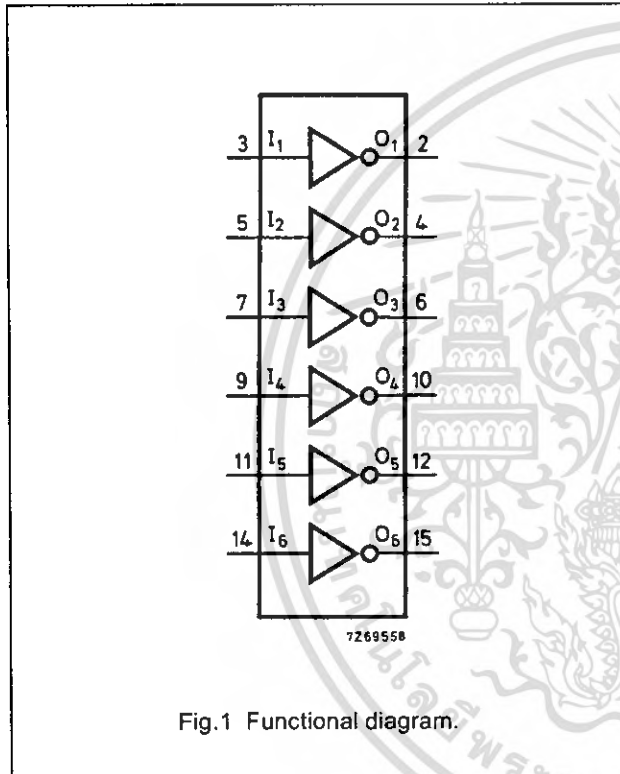


Fig.1 Functional diagram.

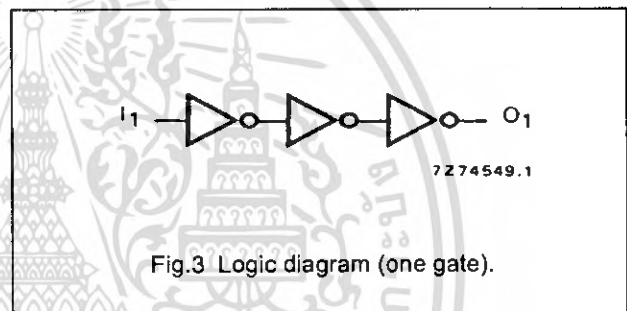


Fig.3 Logic diagram (one gate).

APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4049B are:

- LOCMOS to DTL/TTL converter
- HIGH sink current for driving 2 TTL loads
- HIGH-to-LOW level logic conversion

Input protection

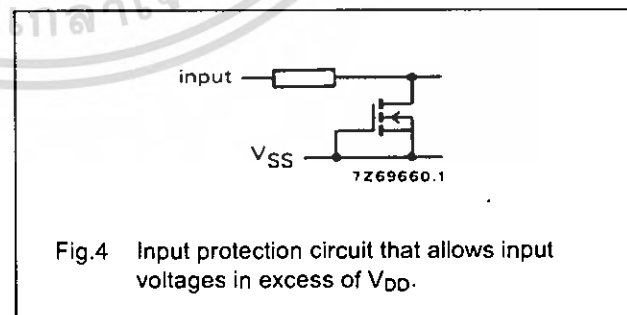


Fig.4 Input protection circuit that allows input voltages in excess of V_{DD}.

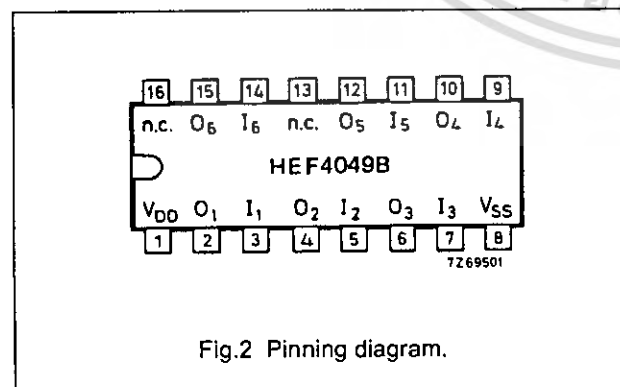


Fig.2 Pinning diagram.

FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category BUFFERS

See Family Specifications

HEX inverting buffers

HEF4049B
buffers

DC CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0\text{ V}$; $V_I = V_{SS}$ or V_{DD}

HEF	V_{DD} V	V_O V	SYMBOL	T_{amb} (°C)						
				-40		+25		+85		
				MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Output (sink) current LOW	4,75	0,4	I_{OL}	3,5	-	2,9	-	2,3	-	mA
	10	0,5		12,0	-	10,0	-	8,0	-	mA
	15	1,5		24,0	-	20,0	-	16,0	-	mA
Output (source) current HIGH	5	4,6	$-I_{OH}$	0,52	-	0,44	-	0,36	-	mA
	10	9,5		1,3	-	1,1	-	0,9	-	mA
	15	13,5		3,6	-	3,0	-	2,4	-	mA
Output (source) current HIGH	5	2,5	$-I_{OH}$	1,7	-	1,4	-	1,1	-	mA

HEC	V_{DD} V	V_O V	SYMBOL	T_{amb} (°C)						
				-55		+25		+125		
				MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Output (sink) current LOW	4,75	0,4	I_{OL}	3,6	-	2,9	-	1,9	-	mA
	10	0,5		12,5	-	10,0	-	6,7	-	mA
	15	1,5		25,0	-	20,0	-	13,0	-	mA
Output (source) current HIGH	5	4,6	$-I_{OH}$	0,52	-	0,44	-	0,36	-	mA
	10	9,5		1,3	-	1,1	-	0,9	-	mA
	15	13,5		3,6	-	3,0	-	2,4	-	mA

	V_{DD} V	SYMBOL	TYP.	MAX.		TYPICAL EXTRAPOLATION	
						FORMULA	
Propagation delays $I_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}	35	70	ns	$26\text{ ns} + (0,18\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		15	30	ns	$11\text{ ns} + (0,08\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		12	25	ns	$9\text{ ns} + (0,05\text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{PLH}	50	100	ns	$23\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
		10		25	50	ns	$14\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
		15		20	40	ns	$12\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
Output transition times HIGH to LOW	5	t_{THL}	20	40	ns	$3\text{ ns} + (0,35\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		10	20	ns	$3\text{ ns} + (0,14\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		7	14	ns	$2\text{ ns} + (0,09\text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{TLH}	60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) C_L$
		10		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$
		15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$

HEX inverting buffers

HEF4049B
buffers

	V_{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P (μ W)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$2\,500 f_i + \Sigma (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	where f_i = input freq. (MHz) f_o = output freq. (MHz) C_L = load capacitance (pF) $\Sigma (f_o C_L)$ = sum of outputs V_{DD} = supply voltage (V)
	10	$11\,000 f_i + \Sigma (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$35\,000 f_i + \Sigma (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	



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

DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE

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

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	4%		Insertion Mount
MC78XXCT			Surface Mount
LM340T-XX			
MC78XXCD2T			

XX indicates nominal voltage.

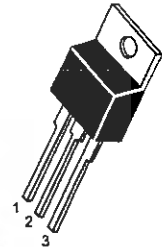
MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 221A

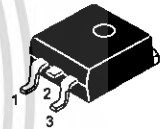
Heatsink surface
connected to Pin 2.



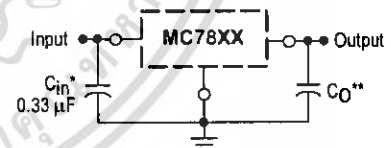
Pin 1. Input
Pin 2. Ground
Pin 3. Output

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.

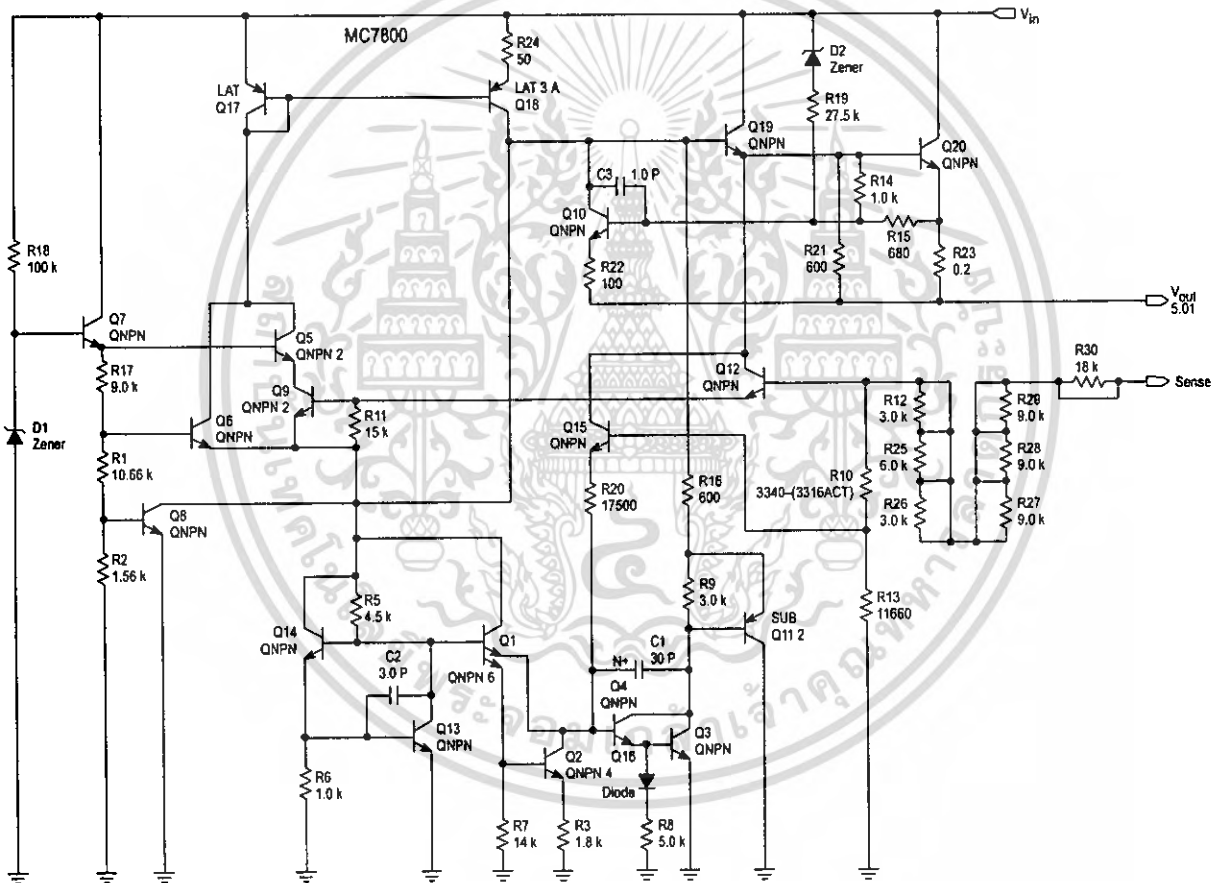
MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

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	Vdc
		40	
Power Dissipation Case 221A $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case Case 936 (D ² PAK) $T_A = 25^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Ambient Thermal Resistance, Junction-to-Case	P_D	Internally Limited	W
	$R_{\theta JA}$	65	$^\circ\text{C/W}$
	$R_{\theta JC}$	5.0	$^\circ\text{C/W}$
	P_D	Internally Limited	W
	$R_{\theta JA}$	See Figure 13	$^\circ\text{C/W}$
	$R_{\theta JA}$	5.0	$^\circ\text{C/W}$
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.

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 $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$	Regline	– –	0.5 0.8	20 10	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	Regload	– –	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	TCV_O	–	–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) $7.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$ $8.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 12\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $7.3\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 20\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Regline	– – – –	0.5 0.8 1.3 4.5	10 12 4.0 10	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	– – –	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	–	$\mu\text{V}/V_O$
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	–	$\mu\text{V}/V_O$
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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 11\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7806AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	5.88	6.0	6.12	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $8.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$	V_O	5.76	6.0	6.24	Vdc
Line Regulation (Note 2) $8.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 13\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$	Regline	–	5.0 1.4	12 15	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	–	1.3 0.9 0.2	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.3	6.0	mA
Quiescent Current Change $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $9.0\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 19\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	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	–	$\mu\text{V}/V_O$
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	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	7.7	8.0	8.3	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$	V_O	7.6	8.0	8.4	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2) $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$	Regline	–	6.0 1.7	32 16	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Regload	–	1.4	35	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.3	8.0	mA
Quiescent Current Change $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	1.0 0.5	mA
Ripple Rejection $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 18\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	56	62	–	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	–	$\mu\text{V}/V_O$

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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	–	0.9	–	$m\Omega$
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	–	–0.4	–	$mV/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7808AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	7.84	8.0	8.16	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$	V_O	7.7	8.0	8.3	Vdc
Line Regulation (Note 2) $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$ $10.4\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Reg_{line}	–	6.0	15	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}	–	1.4	25	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.3	6.0	mA
Quiescent Current Change $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	0.8	mA
Ripple Rejection $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	56	62	–	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	–	$m\Omega$
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	–	–0.4	–	$mV/^\circ\text{C}$

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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 15\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7809CT			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	8.65	9.0	9.35	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$ $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 24\text{ Vdc}$)	V_O	8.55	9.0	9.45	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$ $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$	Regline	–	6.2 1.8	32 16	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Regload	–	1.5	35	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.4	8.0	mA
Quiescent Current Change $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	1.0 0.5	mA
Ripple Rejection $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	56	61	–	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	–	1.0	–	$\text{m}\Omega$
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	–	–0.5	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 19\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812C/LM340T-12			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	11.5	12	12.5	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $14.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27\text{ Vdc}$	V_O	11.4	12	12.6	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $14.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ $16\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 22\text{ Vdc}$ $14.8\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$	Regline	–	3.8 0.3 –	24 24 48	mV
Load Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Regload	–	8.1	60	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.4	6.5	mA
Quiescent Current Change $14.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $15\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	0.7 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $15\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	55	60	–	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) ($V_{in} = 19\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812C/LM340T-12			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	-	$\mu\text{V}/V_O$
Output Resistance $f = 1.0\text{ kHz}$	r_O	-	1.1	-	$\text{m}\Omega$
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	-	-0.8	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 19\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7812AC/LM340AT-12			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	11.75	12	12.25	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $14.8\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27\text{ Vdc}$	V_O	11.5	12	12.5	Vdc
Line Regulation (Note 2) $14.8\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $16\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 22\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$ $14.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Reg _{line}	-	3.8	18	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	Reg _{load}	-	-	25	mV
Quiescent Current	I_B	-	3.4	6.0	mA
Quiescent Current Change $15\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $14.8\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 27\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	ΔI_B	-	-	0.8	mA
Ripple Rejection $15\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	55	60	-	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	-	1.1	-	$\text{m}\Omega$
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	-	-0.8	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 23\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815C/LM340T-15			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	14.4	15	15.6	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$)	V_O	14.25	15	15.75	Vdc
Line Regulation, $T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 2) $17.9\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ $20\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$	Reg _{line}	–	8.5 3.0	30 28	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}	–	1.8	55	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.5	6.5	mA
Quiescent Current Change $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	0.8 0.7 0.5	mA
Ripple Rejection $18.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 28.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	54	58	–	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	–	1.2	–	$\text{m}\Omega$
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	–	–1.0	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 23\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815AC/LM340AT-15			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	14.7	15	15.3	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$ $17.9\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$)	V_O	14.4	15	15.6	Vdc
Line Regulation (Note 2) $17.9\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $20\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 26\text{ Vdc}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Reg _{line}	–	8.5 3.0 7.0	20 22 20	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}	–	1.8 1.5 1.2	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.5	6.0	mA
Quiescent Current Change $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $17.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	0.8 0.8 0.5	mA

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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 23\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7815AC/LM340AT-15			Unit
		Min	Typ	Max	
Ripple Rejection $18.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 28.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	60	80	–	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	–	1.2	–	$\text{m}\Omega$
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	–	–1.0	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 27\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7818C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	17.3	18	18.7	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$	V_O	17.1	18	18.9	Vdc
Line Regulation, (Note 2) $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$ $24\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$	Reg _{line}	–	9.5 3.2	50 25	mV
Load Regulation, (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Reg _{load}	–	2.0	55	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.5	6.5	mA
Quiescent Current Change $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	1.0 0.5	mA
Ripple Rejection $22\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	53	57	–	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	$V_{I1} - V_O$	–	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	–	1.3	–	$\text{m}\Omega$
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	–	–1.5	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

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 ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 27\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7818AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	17.64	18	18.36	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$	V_O	17.3	18	18.7	Vdc
Line Regulation (Note 2) $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $24\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$ $24\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $20.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Reg _{line}	–	9.5 3.2 3.2 8.0	22 25 10.5 22	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}	–	2.0 1.8 1.5	25 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.5	6.0	mA
Quiescent Current Change $21\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 33\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $21.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 30\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $22\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 32\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	53	57	–	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	–	1.3	–	$m\Omega$
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_Q	–	–1.5	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 33\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7824C			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	23	24	25	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $27\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$	V_O	22.8	24	25.2	Vdc
Line Regulation, (Note 2) $27\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$ $30\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 36\text{ Vdc}$	Reg _{line}	–	2.7 2.7	60 48	mV
Load Regulation, (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	Reg _{load}	–	4.4	65	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.6	6.5	mA
Quiescent Current Change $27\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	1.0 0.5	mA

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.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($V_{in} = 33\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7824C			Unit
		Min	Typ	Max	
Ripple Rejection $28\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	50	54	–	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	–	1.4	–	$\text{m}\Omega$
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	–	–2.0	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 33\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1], unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC7824AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_O	23.5	24	24.5	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_D \leq 15\text{ W}$) $27.3\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$	V_O	23.2	24	25.8	Vdc
Line Regulation (Note 2) $27\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $30\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 36\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$ $30\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 36\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $26.7\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	Regline	–	11.5 3.8 3.8 10	25 28 12 25	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	–	2.1 2.0 1.8	15 25 15	mV
Quiescent Current	I_B	–	3.6	6.0	mA
Quiescent Current Change $27.3\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $27\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	–	–	0.8 0.8 0.5	mA
Ripple Rejection $28\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 38\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	45	54	–	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	–	1.4	–	$\text{m}\Omega$
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	–	–2.0	–	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

Figure 1. Peak Output Current as a Function of Input/Output Differential Voltage (MC78XXC, AC)

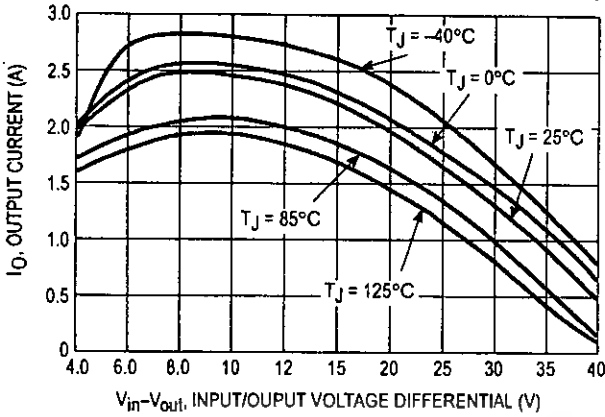


Figure 2. Ripple Rejection as a Function of Output Voltages (MC78XXC, AC)

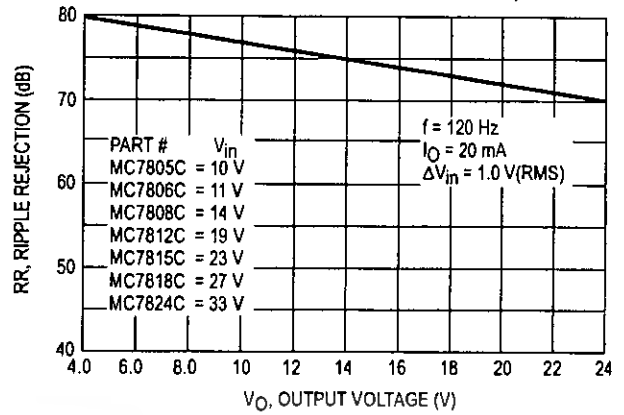


Figure 3. Ripple Rejection as a Function of Frequency (MC78XXC, AC)

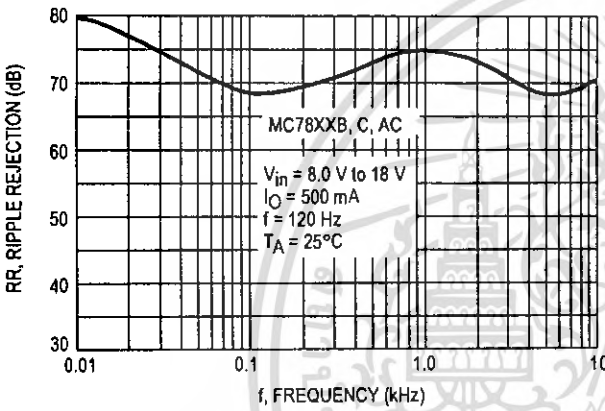


Figure 4. Output Voltage as a Function of Junction Temperature (MC7805C, AC)

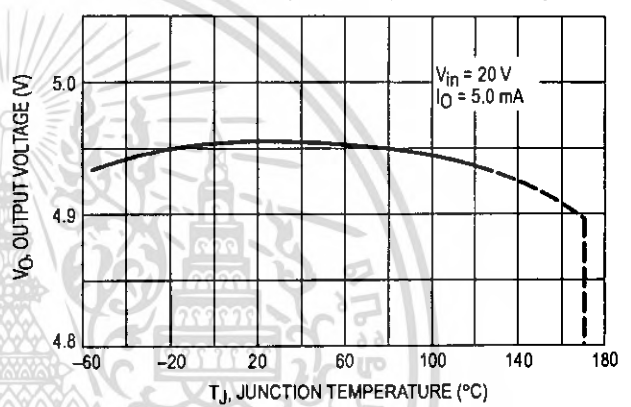


Figure 5. Output Impedance as a Function of Output Voltage (MC78XXC, AC)

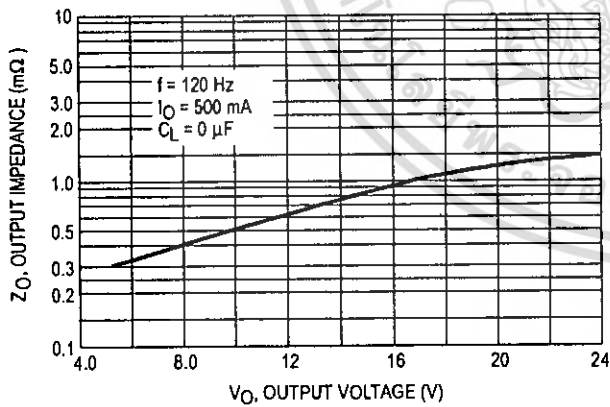
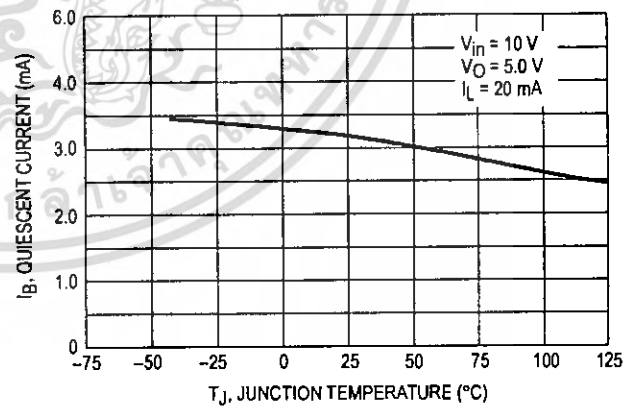


Figure 6. Quiescent Current as a Function of Temperature (MC78XXC, AC)



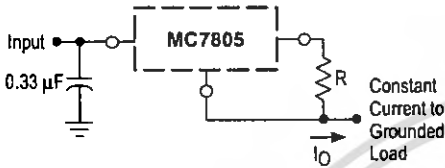
Design Considerations

The MC7800 Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal Overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition, Internal Short Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected to the power supply filter with long

wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μF or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead.

Figure 7. Current Regulator



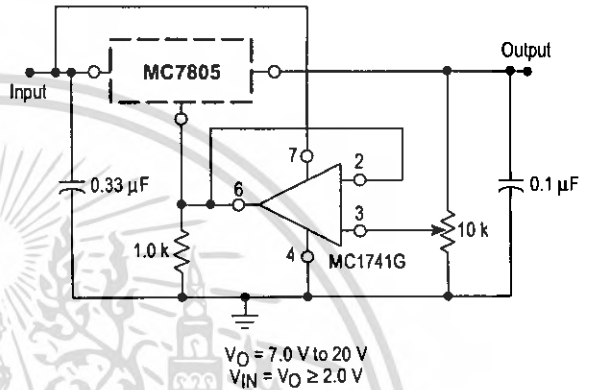
The MC7800 regulators can also be used as a current source when connected as above. In order to minimize dissipation the MC7805C is chosen in this application. Resistor R determines the current as follows:

$$I_O = \frac{5.0 \text{ V}}{R} + I_B$$

$I_B \approx 3.2 \text{ mA}$ over line and load changes.

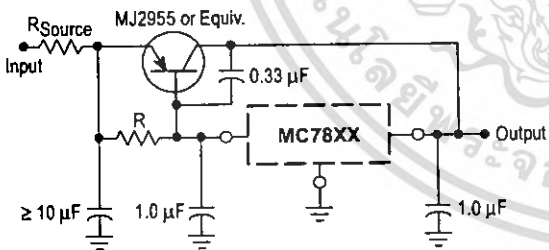
For example, a 1.0 A current source would require R to be a 5.0 Ω, 10 W resistor and the output voltage compliance would be the input voltage less 7.0 V.

Figure 8. Adjustable Output Regulator



The addition of an operational amplifier allows adjustment to higher or intermediate values while retaining regulation characteristics. The minimum voltage obtainable with this arrangement is 2.0 V greater than the regulator voltage.

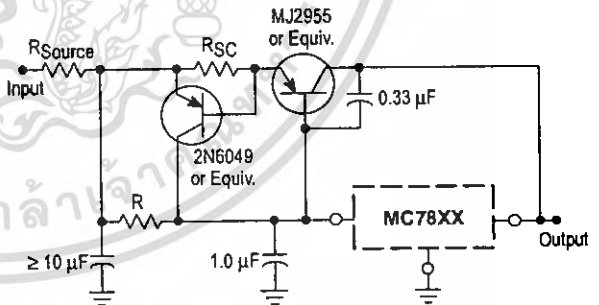
Figure 9. Current Boost Regulator



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The MC7800 series can be current boosted with a PNP transistor. The MJ2955 provides current to 5.0 A. Resistor R in conjunction with the V_{BE} of the PNP determines when the pass transistor begins conducting; this circuit is not short circuit proof. Input/output differential voltage minimum is increased by V_{BE} of the pass transistor.

Figure 10. Short Circuit Protection



XX = 2 digits of type number indicating voltage.

The circuit of Figure 9 can be modified to provide supply protection against short circuits by adding a short circuit sense resistor, R_{SC} , and an additional PNP transistor. The current sensing PNP must be able to handle the short circuit current of the three-terminal regulator. Therefore, a four-ampere plastic power transistor is specified.

Figure 11. Worst Case Power Dissipation versus Ambient Temperature (Case 221A)

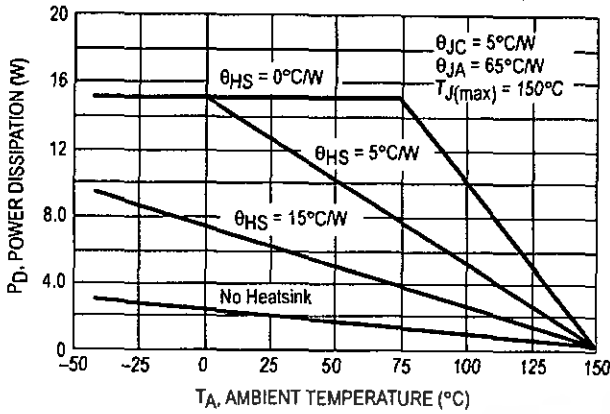


Figure 12. Input Output Differential as a Function of Junction Temperature (MC78XXC, AC)

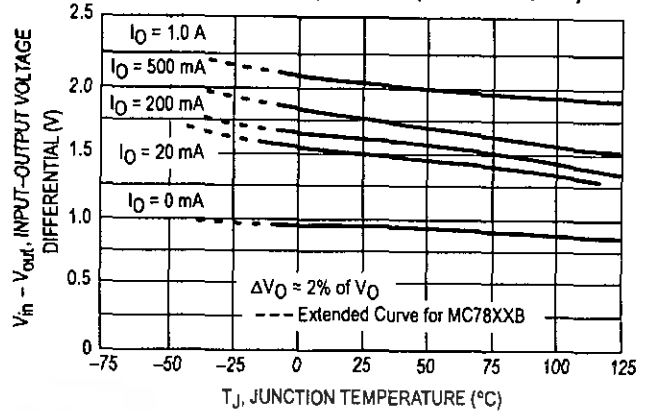
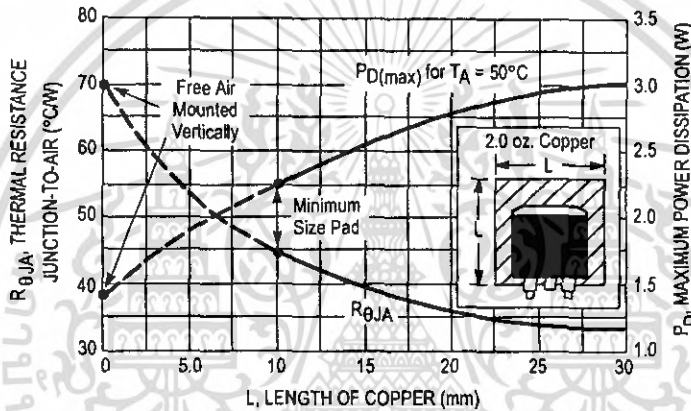


Figure 13. D2PAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length



DEFINITIONS

Line Regulation – The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

Load Regulation – The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

Maximum Power Dissipation – The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

Quiescent Current – That part of the input current that is not delivered to the load.

Output Noise Voltage – The rms ac voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

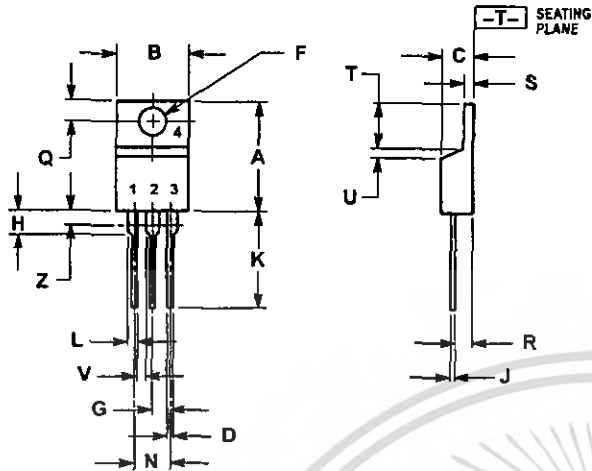
Long Term Stability – Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the devices' electrical characteristics and maximum power dissipation.

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.

MC7800, MC7800A, LM340, LM340A Series

OUTLINE DIMENSIONS

T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 221A-06 ISSUE Y

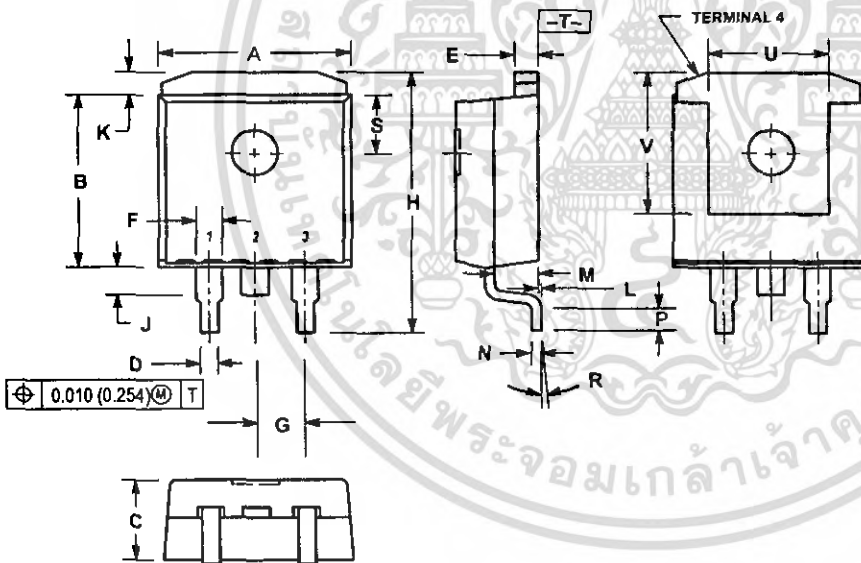


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.68
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	-	1.15	-
Z	-	0.080	-	2.04

D2T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 936-03 (D²PAK) ISSUE B



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. TAB CONTOUR OPTIONAL, WITHIN DIMENSIONS A AND K.
4. DIMENSIONS U AND V ESTABLISH A MINIMUM MOUNTING SURFACE FOR TERMINAL 4.
5. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR GATE PROTRUSIONS. MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.025 (0.635) MAXIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.386	0.403	9.804	10.236
B	0.356	0.368	9.042	9.347
C	0.170	0.180	4.318	4.572
D	0.026	0.036	0.660	0.914
E	0.045	0.055	1.143	1.397
F	0.051	REF	1.295	REF
G	0.100	BSC	2.540	BSC
H	0.539	0.579	13.691	14.707
J	0.125	MAX	3.175	MAX
K	0.050	REF	1.270	REF
L	0.000	0.010	0.000	0.254
M	0.088	0.102	2.235	2.591
N	0.018	0.026	0.457	0.650
P	0.058	0.078	1.473	1.961
R	5°	REF	5°	REF
S	0.116	REF	2.946	REF
U	0.200	MIN	5.080	MIN
V	0.250	MIN	6.350	MIN

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. 1-303-675-2140 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

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System - US & Canada ONLY 1-800-774-1848
- http://sps.motorola.com/mfax/

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

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



0

MC7800/D

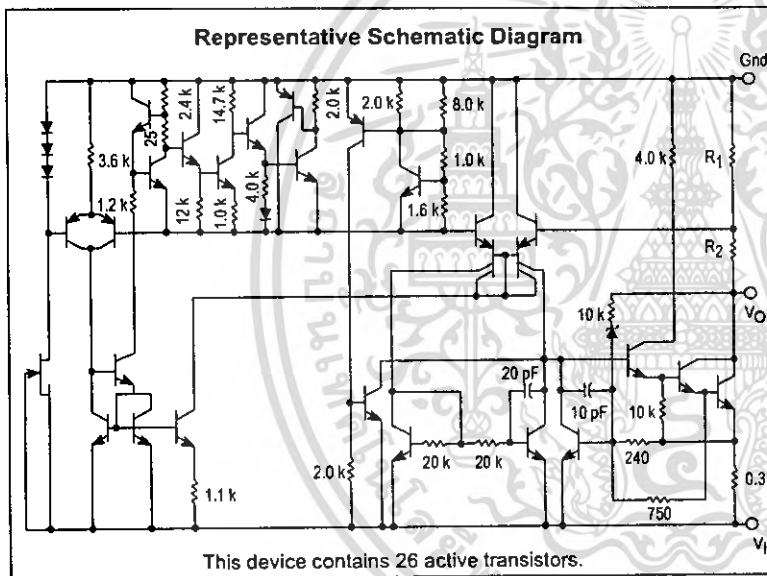
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

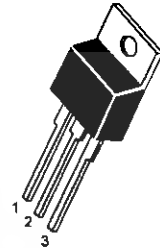
XX indicates nominal voltage.

MC7900 Series

THREE-TERMINAL NEGATIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A

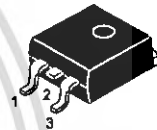
Heatsink surface
connected to Pin 2.



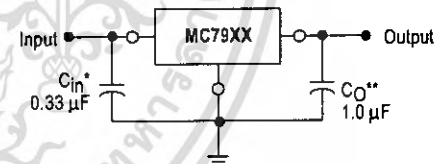
Pin 1. Ground
2. Input
3. Output

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

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 _I B	-	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 _I B	-	-	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
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 $I_O = 5.0\text{ A}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	$\Delta V_O / \Delta T$	-	-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) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) $-8.0\text{ Vdc} \geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $-9.0\text{ Vdc} \geq V_I \geq -13\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) $-8.0\text{ Vdc} \geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $-9.0\text{ Vdc} \geq V_I \geq -13\text{ Vdc}$	Regline	-	9.0 3.0	60 30	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	13 5.0	120 60	mV
Output Voltage $-8.0\text{ Vdc} \geq V_I \geq -21\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	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 $-8.0\text{ Vdc} \geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.3 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	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	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

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) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) $-10.5\text{ Vdc} \geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $-11\text{ Vdc} \geq V_I \geq -17\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) $-10.5\text{ Vdc} \geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $-11\text{ Vdc} \geq V_I \geq -17\text{ Vdc}$	Regline	-	12 5.0	80 40	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	26 9.0	160 80	mV
Output Voltage $-10.5\text{ Vdc} \geq V_I \geq -23\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	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 $-10.5\text{ Vdc} \geq V_I \geq -25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	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	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

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

MC7912C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -19\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-11.5	-12	-12.5	Vdc
Line Regulation (Note 1) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -16 Vdc $\geq V_I \geq -22\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -16 Vdc $\geq V_I \geq -22\text{ Vdc}$	Regline	-	13 6.0	120 60	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	46 17	240 120	mV
Output Voltage -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-11.4	-	-12.6	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.4	8.0	mA
Input Bias Current Change -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	75	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	61	-	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	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

MC7912AC

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -19\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-11.75	-12	-12.25	Vdc
Line Regulation (Note 1) -16 Vdc $\geq V_I \geq -22\text{ Vdc}$; $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ -16 Vdc $\geq V_I \geq -22\text{ Vdc}$; $I_O = 1.0\text{ A}$ -14.8 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$; $I_O = 500\text{ mA}$ -14.5 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$; $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	Regline	-	6.0 24 24 13	60 120 120 120	mV
Load Regulation (Note 1) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	Regload	-	46 17 35	150 75 150	mV
Output Voltage -14.8 Vdc $\geq V_I \geq -27\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-11.5	-	-12.5	Vdc
Input Bias Current	I_{IB}	-	4.4	8.0	mA
Input Bias Current Change -15 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	ΔI_{IB}	-	-	0.8 0.5 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	75	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	61	-	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	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$

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

MC7915C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -23\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-14.4	-15	-15.6	Vdc
Line Regulation (Note 1) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -20 Vdc $\geq V_I \geq -26\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ -20 Vdc $\geq V_I \geq -26\text{ Vdc}$	Reg _{line}	-	14 6.0	150 75	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ 250 mA $\leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Reg _{load}	-	68 25	300 150	mV
Output Voltage -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$, 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-14.25	-	-15.75	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.4	8.0	mA
Input Bias Current Change -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	90	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	60	-	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/ $^\circ\text{C}$

MC7915AC

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -23\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-14.7	-15	-15.3	Vdc
Line Regulation (Note 1) -20 Vdc $\geq V_I \geq -26\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ -20 Vdc $\geq V_I \geq -26\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, -17.9 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	Reg _{line}	-	27 57 57 57	75 150 150 150	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 $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	Reg _{load}	-	68 25 40	150 75 150	mV
Output Voltage -17.9 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$, 5.0 mA $\leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-14.4	-	-15.6	Vdc
Input Bias Current	I_{IB}	-	4.4	8.0	mA
Input Bias Current Change -17.5 Vdc $\geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ 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}	-	-	0.8 0.5 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	90	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	60	-	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

MC7918C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -27\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-17.3	-18	-18.7	Vdc
Line Regulation (Note 1) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) $-21\text{ Vdc} \geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ $-24\text{ Vdc} \geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) $-21\text{ Vdc} \geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ $-24\text{ Vdc} \geq V_I \geq -30\text{ Vdc}$	Regline	-	25 10	180 90	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	110 55	360 180	mV
Output Voltage $-21\text{ Vdc} \geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-17.1	-	-18.9	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.5	8.0	mA
Input Bias Current Change $-21\text{ Vdc} \geq V_I \geq -33\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	110	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	59	-	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/ $^\circ\text{C}$

MC7924C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_I = -33\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	-23	-24	-25	Vdc
Line Regulation (Note 1) ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$) $-27\text{ Vdc} \geq V_I \geq -38\text{ Vdc}$ $-30\text{ Vdc} \geq V_I \geq -36\text{ Vdc}$ ($T_J = +25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$) $-27\text{ Vdc} \geq V_I \geq -38\text{ Vdc}$ $-30\text{ Vdc} \geq V_I \geq -36\text{ Vdc}$	Regline	-	31 14	240 120	mV
Load Regulation, $T_J = +25^\circ\text{C}$ (Note 1) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	-	150 85	480 240	mV
Output Voltage $-27\text{ Vdc} \geq V_I \geq -38\text{ Vdc}$, $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P \leq 15\text{ W}$	V_O	-22.8	-	-25.2	Vdc
Input Bias Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{IB}	-	4.6	8.0	mA
Input Bias Current Change $-27\text{ Vdc} \geq V_I \geq -38\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	ΔI_{IB}	-	-	1.0 0.5	mA
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$)	V_n	-	170	-	μV
Ripple Rejection ($I_O = 20\text{ mA}$, $f = 120\text{ Hz}$)	RR	-	56	-	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.

Figure 1. Worst Case Power Dissipation as a Function of Ambient Temperature

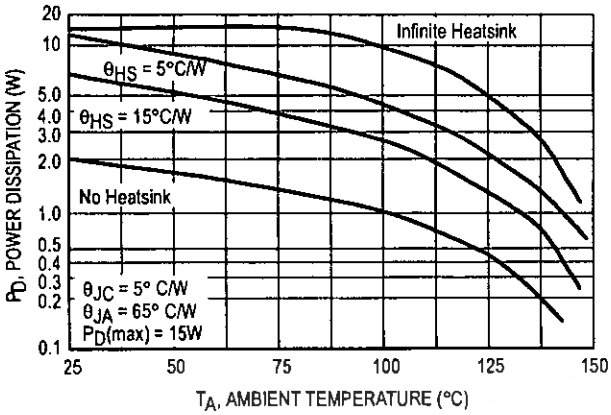


Figure 2. Peak Output Current as a Function of Input-Output Differential Voltage

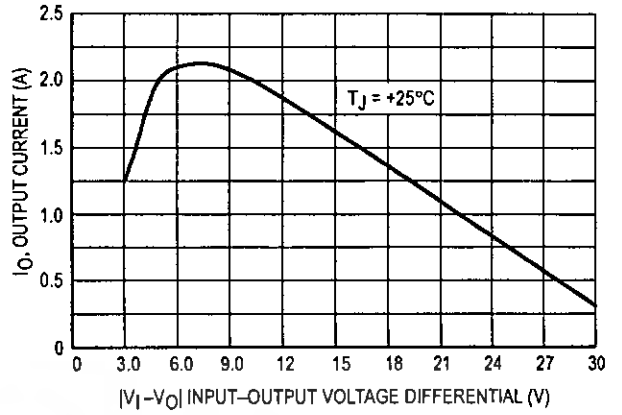


Figure 3. Ripple Rejection as a Function of Frequency

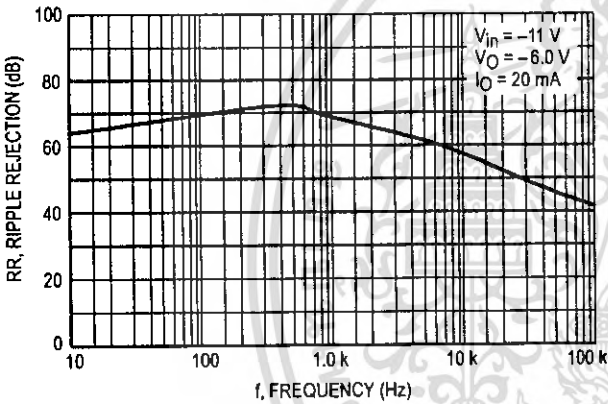


Figure 4. Ripple Rejection as a Function of Output Voltage

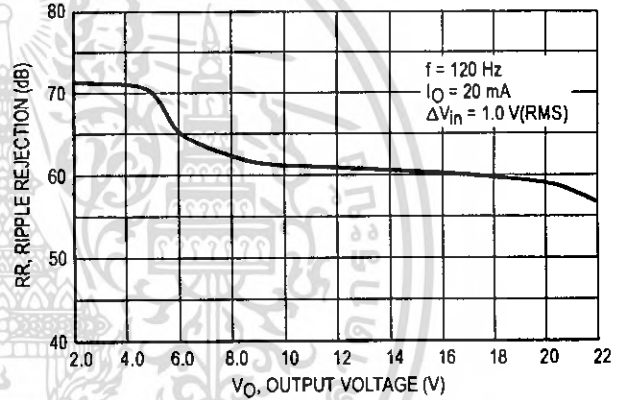


Figure 5. Output Voltage as a Function of Junction Temperature

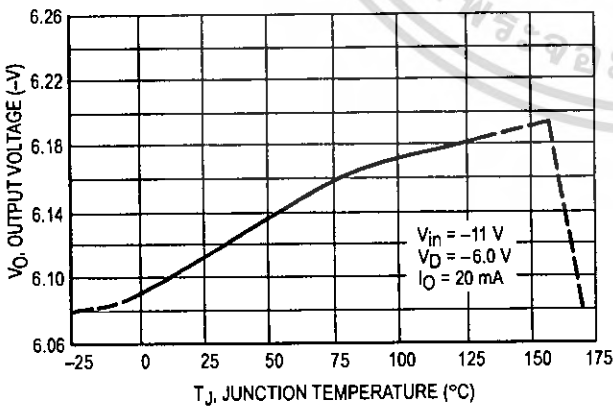
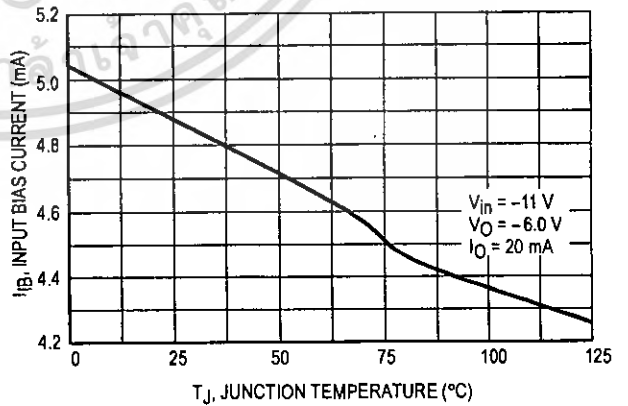


Figure 6. Quiescent Current as a Function of Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7900

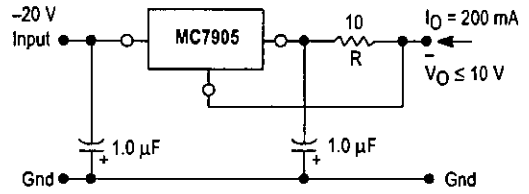
APPLICATIONS INFORMATION

Design Considerations

The MC7900 Series of fixed voltage regulators are designed with Thermal overload Protection that shuts down the circuit when subjected to an excessive power overload condition. Internal Short Circuit Protection that limits the maximum current the circuit will pass, and Output Transistor Safe-Area Compensation that reduces the output short circuit current as the voltage across the pass transistor is increased.

In many low current applications, compensation capacitors are not required. However, it is recommended that the regulator input be bypassed with a capacitor if the regulator is connected to the power supply filter with long wire lengths, or if the output load capacitance is large. An input bypass capacitor should be selected to provide good high-frequency characteristics to insure stable operation under all load conditions. A 0.33 μF or larger tantalum, mylar, or other capacitor having low internal impedance at high frequencies should be chosen. The capacitor chosen should have an equivalent series resistance of less than 0.7 Ω . The bypass capacitor should be mounted with the shortest possible leads directly across the regulators input terminals. Normally good construction techniques should be used to minimize ground loops and lead resistance drops since the regulator has no external sense lead. Bypassing the output is also recommended.

Figure 7. Current Regulator

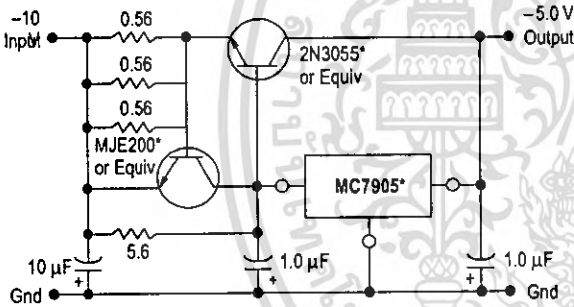


The MC7905, -5.0 V regulator can be used as a constant current source when connected as above. The output current is the sum of resistor R current and quiescent bias current as follows.

$$I_O = \frac{5.0 \text{ V}}{R} + I_B$$

The quiescent current for this regulator is typically 4.3 mA. The 5.0 V regulator was chosen to minimize dissipation and to allow the output voltage to operate to within 6.0 V below the input voltage.

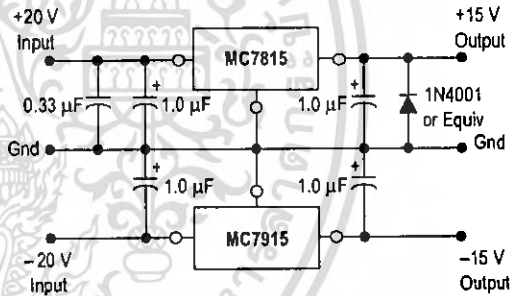
Figure 8. Current Boost Regulator
(-5.0 V @ 4.0 A, with 5.0 A Current Limiting)



*Mounted on heatsink.

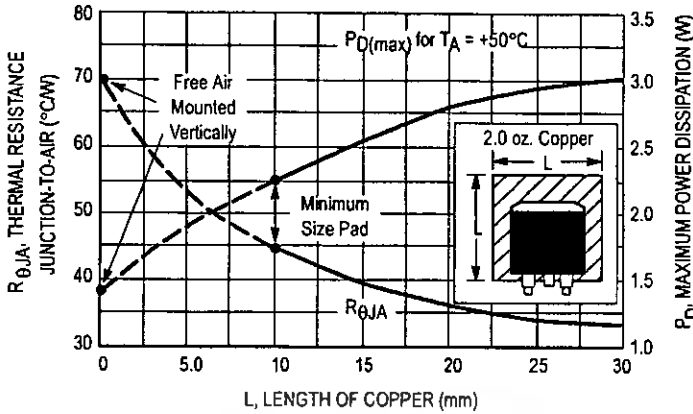
When a boost transistor is used, short circuit currents are equal to the sum of the series pass and regulator limits, which are measured at 3.2 A and 1.8 A respectively in this case. Series pass limiting is approximately equal to $0.6 \text{ V}/R_{SC}$. Operation beyond this point to the peak current capability of the MC7905C is possible if the regulator is mounted on a heatsink; otherwise thermal shutdown will occur when the additional load current is picked up by the regulator.

Figure 9. Operational Amplifier Supply
(±15 @ 1.0 A)



The MC7815 and MC7915 positive and negative regulators may be connected as shown to obtain a dual power supply for operational amplifiers. A clamp diode should be used at the output of the MC7815 to prevent potential latch-up problems whenever the output of the positive regulator (MC7815) is drawn below ground with an output current greater than 200 mA.

Figure 10. D²PAK Thermal Resistance and Maximum Power Dissipation versus P.C.B. Copper Length



DEFINITIONS

Line Regulation – The change in output voltage for a change in the input voltage. The measurement is made under conditions of low dissipation or by using pulse techniques such that the average chip temperature is not significantly affected.

Load Regulation – The change in output voltage for a change in load current at constant chip temperature.

Maximum Power Dissipation – The maximum total device dissipation for which the regulator will operate within specifications.

Input Bias Current – That part of the input current that is not delivered to the load.

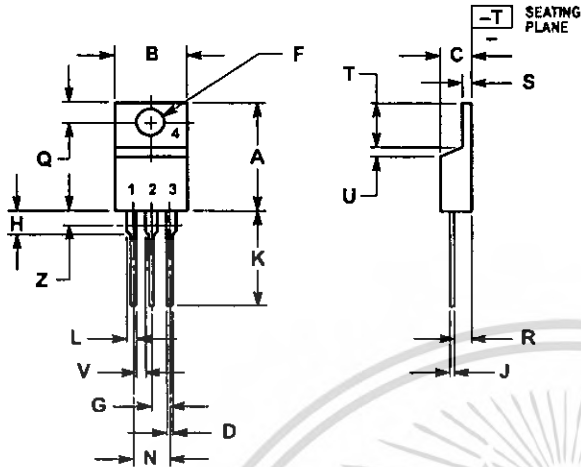
Output Noise Voltage – The rms AC voltage at the output, with constant load and no input ripple, measured over a specified frequency range.

Long Term Stability – Output voltage stability under accelerated life test conditions with the maximum rated voltage listed in the devices' electrical characteristics and maximum power dissipation.

MC7900

OUTLINE DIMENSIONS

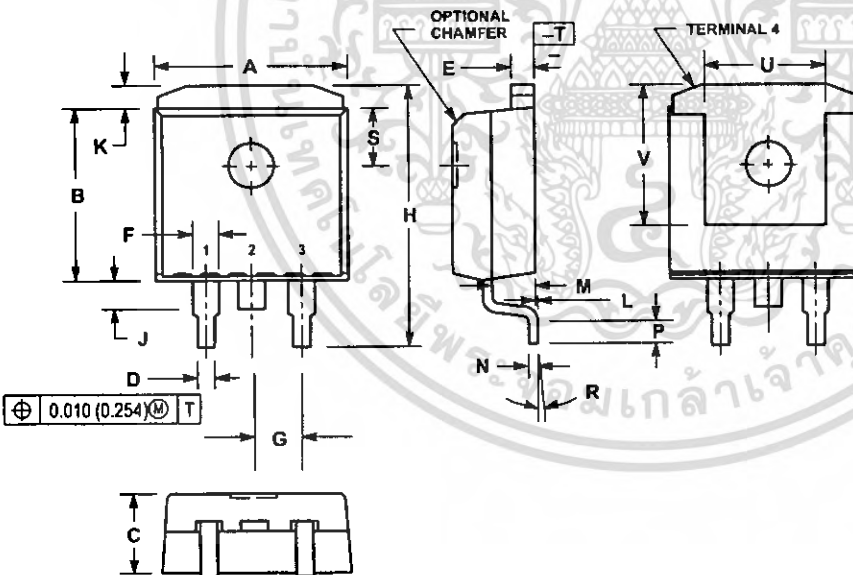
T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 221A-06 ISSUE Y



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.090	0.050	0.00	1.27
V	0.045	-	1.15	-
Z	-	0.080	-	2.04


D2T SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 936-03 (D²PAK) ISSUE B



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. TAB CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS A AND K.
 4. DIMENSIONS U AND V ESTABLISH A MINIMUM MOUNTING SURFACE FOR TERMINAL 4.
 5. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR GATE PROTRUSIONS. MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.025 (0.635) MAXIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.396	0.403	9.804	10.236
B	0.356	0.358	9.042	9.347
C	0.170	0.190	4.318	4.572
D	0.026	0.036	0.660	0.914
E	0.045	0.055	1.143	1.397
F	0.051	REF	1.295	REF
G	0.100	BSC	2.540	BSC
H	0.539	0.579	13.691	14.707
J	0.125	MAX	3.175	MAX
K	0.050	REF	1.270	REF
L	0.090	0.010	0.000	0.254
M	0.088	0.102	2.235	2.591
N	0.018	0.026	0.457	0.660
P	0.058	0.078	1.473	1.981
R	5°	REF	5°	REF
S	0.116	REF	2.946	REF
U	0.290	MIN	5.080	MIN
V	0.250	MIN	6.350	MIN



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

How to reach us:

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

MFAX: RMFAXD@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

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

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



MOTOROLA



MC7900/D

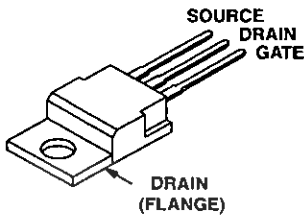


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Packaging

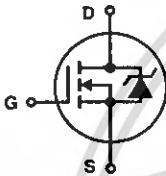
JEDEC TO-220AB



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/ $^\circ C$
Operating and Storage Temperature.....	T_J, T_{STG} -55 to 175	$^\circ C$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.....	T_L 300	$^\circ C$
Package Body for 10s, See Techbrief TB334.....	T_{pkg} 260	$^\circ C$

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.

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

Typical Performance Curves

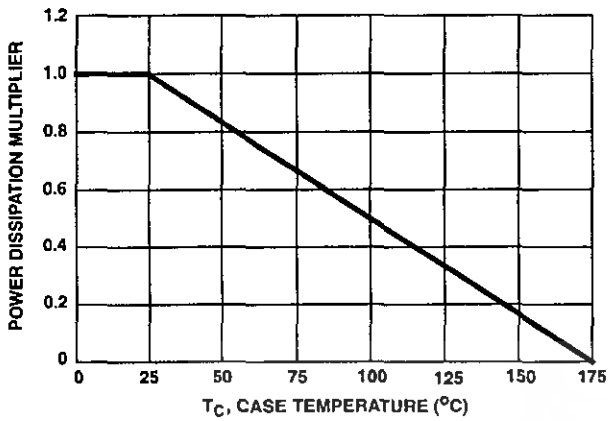


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

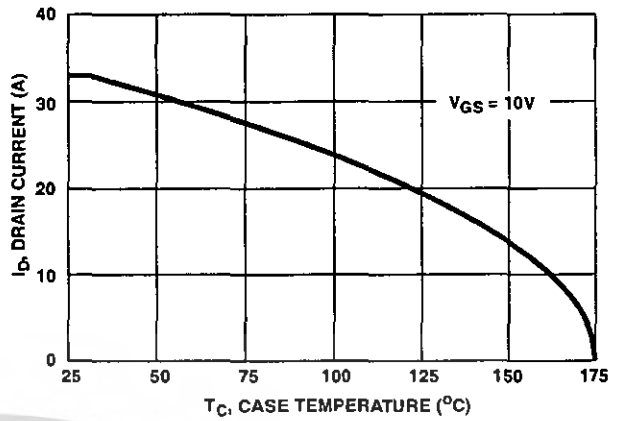


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

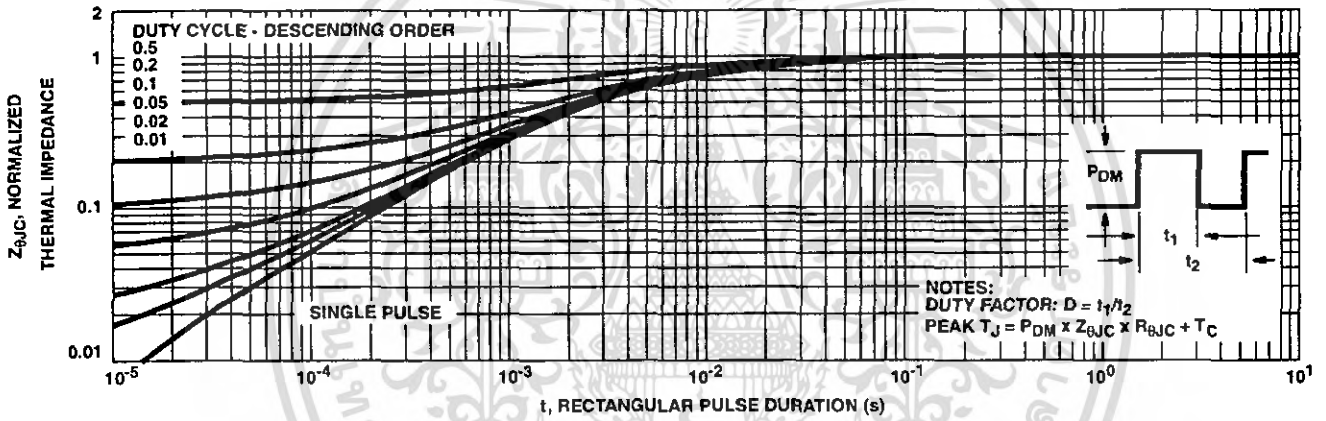


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

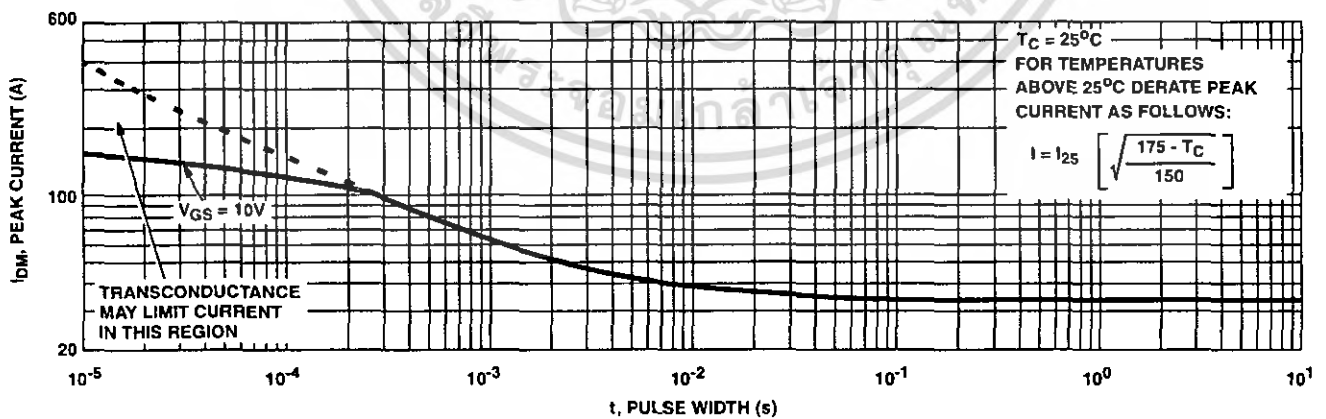


FIGURE 4. PEAK CURRENT CAPABILITY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves (Continued)

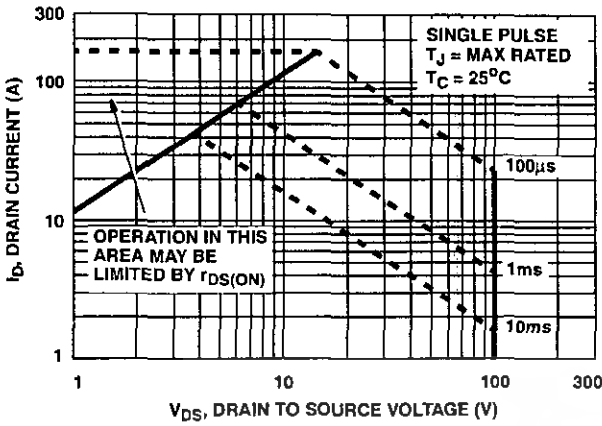
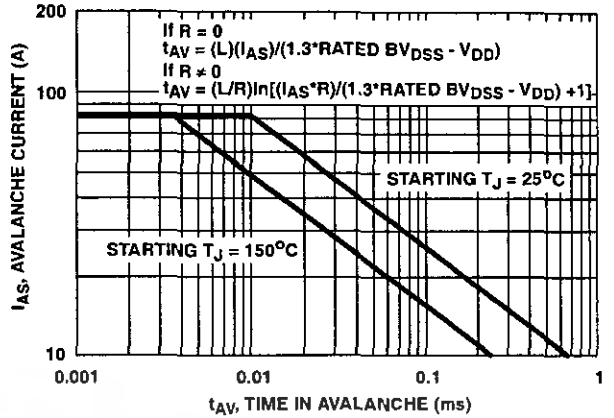


FIGURE 5. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA



NOTE: Refer to Intersil Application Notes AN9321 and AN9322.
FIGURE 6. UNCLAMPED INDUCTIVE SWITCHING CAPABILITY

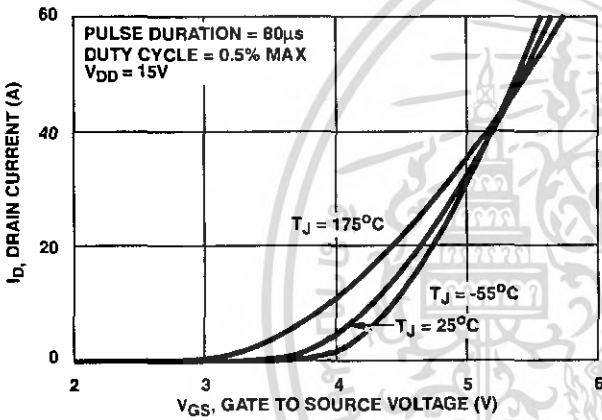


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

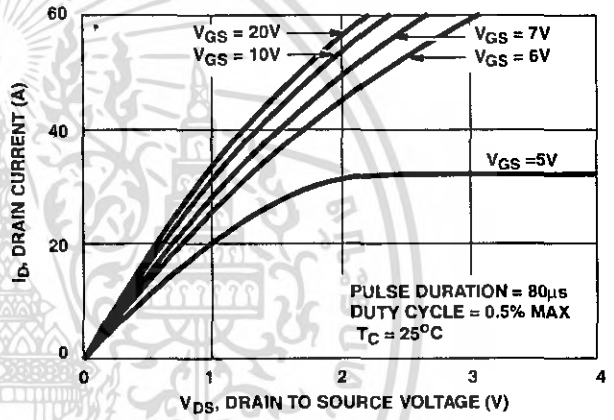


FIGURE 8. SATURATION CHARACTERISTICS

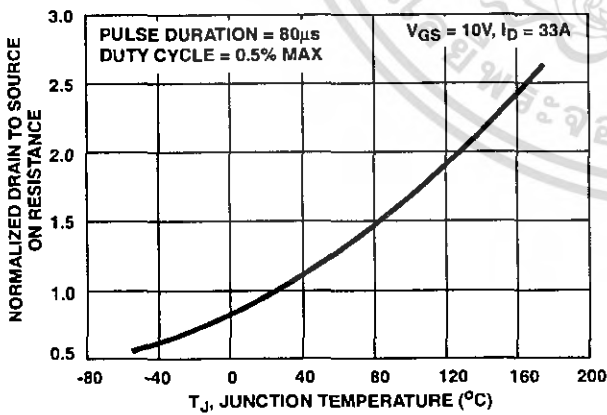


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. JUNCTION TEMPERATURE

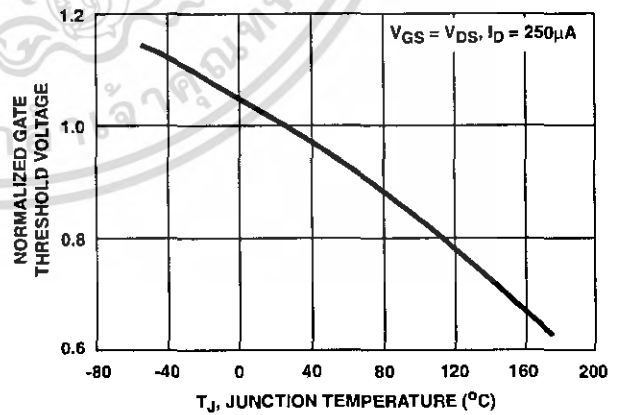


FIGURE 10. NORMALIZED GATE THRESHOLD VOLTAGE vs. JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves (Continued)

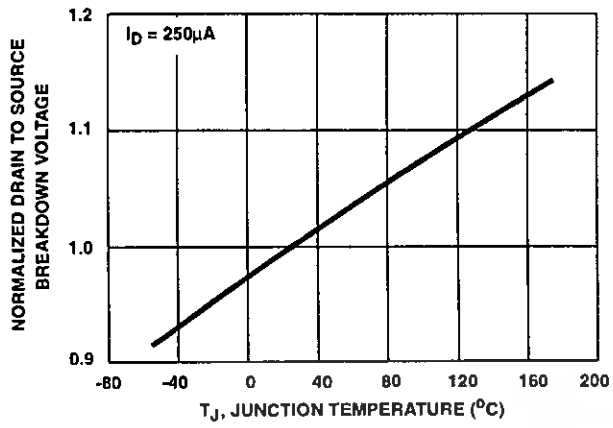


FIGURE 11. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

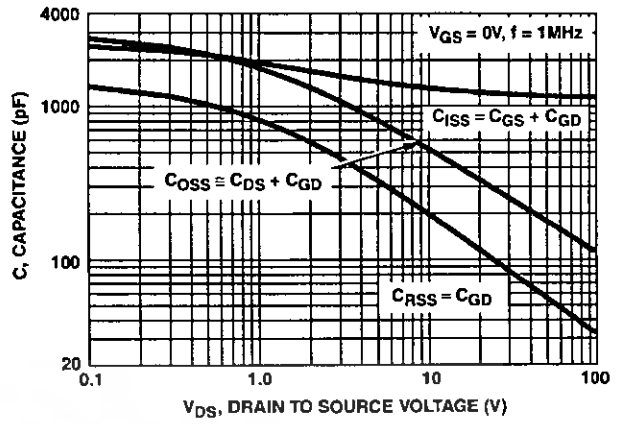
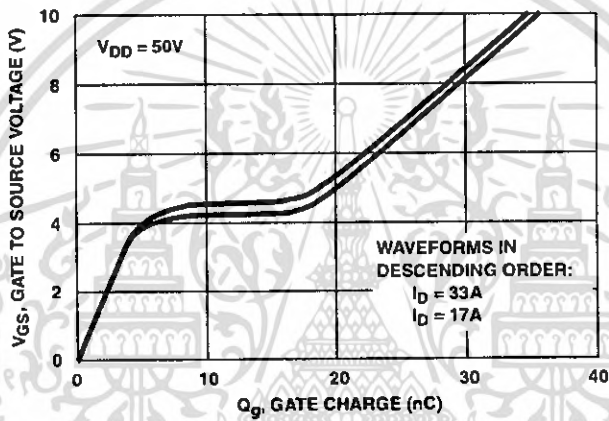


FIGURE 12. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



NOTE: Refer to Intersil Application Notes AN7254 and AN7260.

FIGURE 13. GATE CHARGE WAVEFORMS FOR CONSTANT GATE CURRENT

Test Circuits and Waveforms

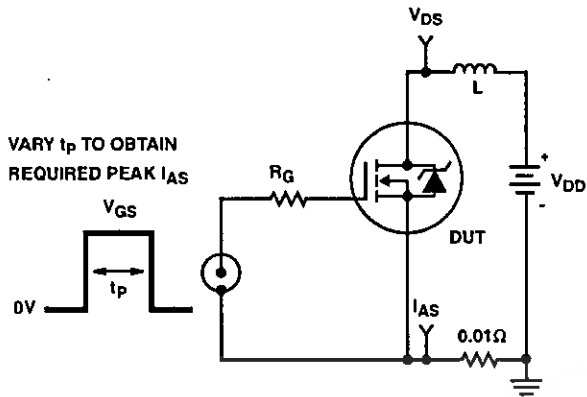


FIGURE 14. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

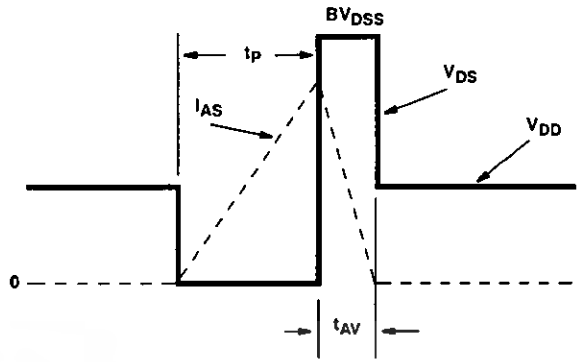


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

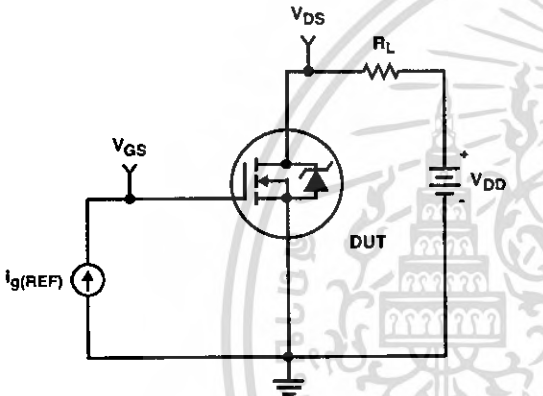


FIGURE 16. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

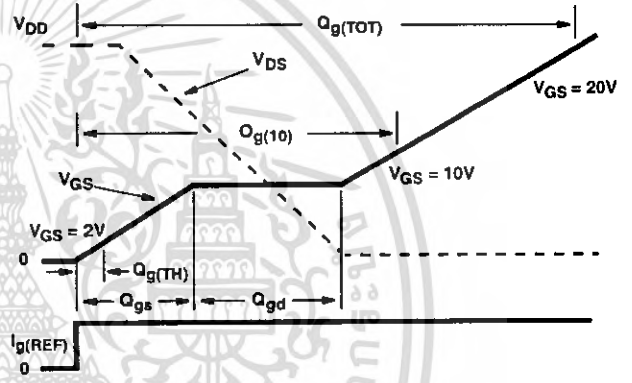


FIGURE 17. GATE CHARGE WAVEFORMS

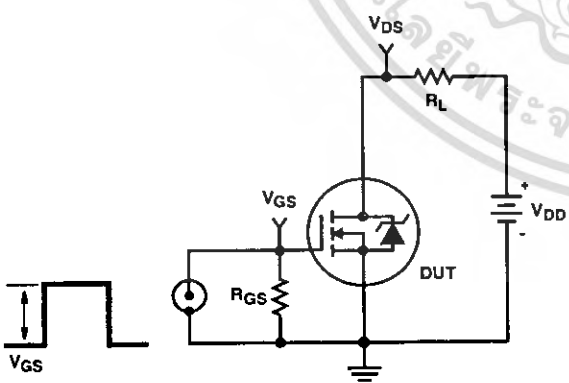


FIGURE 18. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

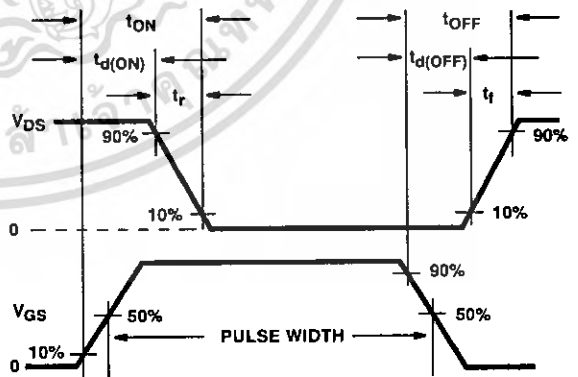


FIGURE 19. SWITCHING TIME WAVEFORM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF540N

PSPICE Electrical Model

.SUBCKT IRF540N 2 1 3 ; rev 19 July 1999

CA 12 8 1.95e-9
 CB 15 14 1.90e-9
 CIN 6 8 1.12e-9

DBODY 7 5 DBODYMOD
 DBREAK 5 11 DBREAKMOD
 DPLCAP 10 5 DPLCAPMOD

EBREAK 11 7 17 18 112.8
 EDS 14 8 5 8 1
 EGS 13 8 6 8 1
 ESG 6 10 6 8 1
 EVTHRES 6 21 19 8 1
 EVTEMP 20 6 18 22 1

IT 8 17 1

LDRAIN 2 5 1.0e-9
 LGATE 1 9 6.19e-9
 LSOURCE 3 7 2.18e-9

MMED 16 6 8 8 MMEDMOD
 MSTRO 16 6 8 8 MSTROMOD
 MWEAK 16 21 8 8 MWEAKMOD

RBREAK 17 18 RBREAKMOD 1
 RDRAIN 50 16 RDRAINMOD 2.00e-2
 RGATE 9 20 1.77
 RLDRAIN 2 5 10
 RLGATE 1 9 26
 RLSOURCE 3 7 11
 RSLC1 5 51 RSLCMOD 1e-6
 RSLC2 5 50 1e3
 RSOURCE 8 7 RSOURCEMOD 6.5e-3
 RVTHRES 22 8 RVTHRESMOD 1
 RVTEMP 18 19 RVTEMPMOD 1

S1A 6 12 13 8 S1AMOD
 S1B 13 12 13 8 S1BMOD
 S2A 6 15 14 13 S2AMOD
 S2B 13 15 14 13 S2BMOD

VBAT 22 19 DC 1

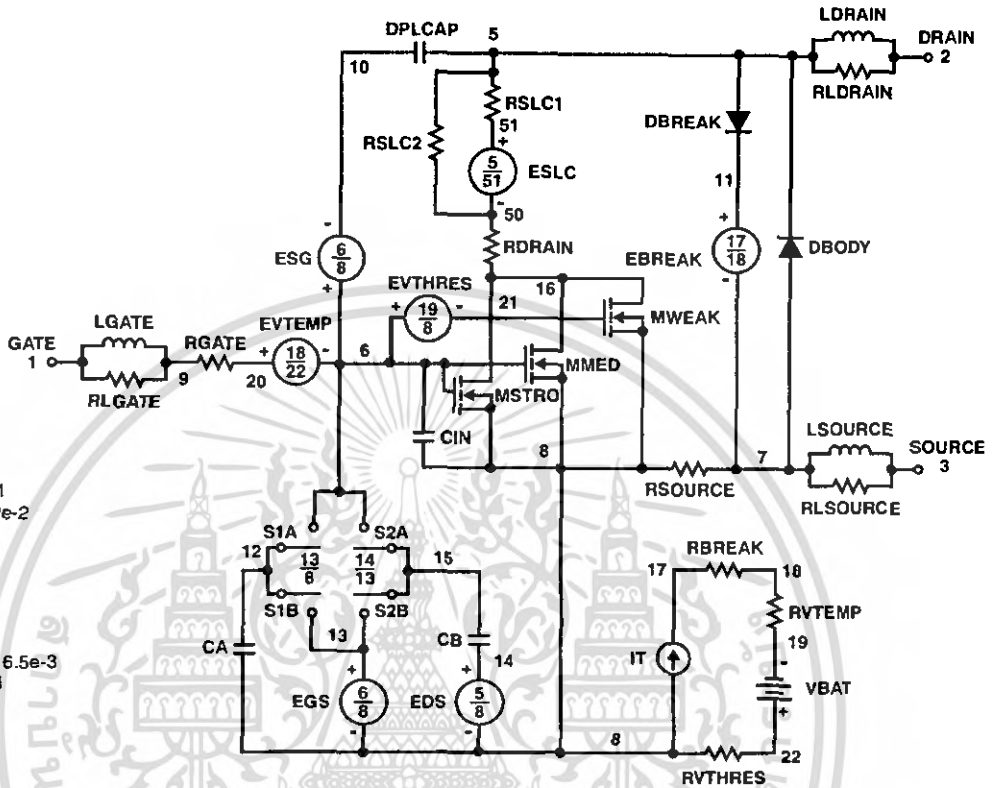
ESLC 51 50 VALUE={(V(5,51)/ABS(V(5,51)))*(PWR(V(5,51))/(1e-6*71),3.5)}

.MODEL DBODYMOD D (IS = 1.20e-12 RS = 4.2e-3 XTI = 5 TRS1 = 1.3e-3 TRS2 = 8.0e-6 CJO = 1.50e-9 TT = 7.47e-8 M = 0.63)
 .MODEL DBREAKMOD D (RS = 4.2e-1 TRS1 = 8e-4 TRS2 = 3e-6)
 .MODEL DPLCAPMOD D (CJO = 1.45e-9 IS = 1e-30 M = 0.82)
 .MODEL MMEDMOD NMOS (VTO = 3.11 KP = 5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u RG = 1.77)
 .MODEL MSTROMOD NMOS (VTO = 3.57 KP = 33.5 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u)
 .MODEL MWEAKMOD NMOS (VTO = 2.68 KP = 0.09 IS = 1e-30 N = 10 TOX = 1 L = 1u W = 1u RG = 17.7)
 .MODEL RBREAKMOD RES (TC1 = 1.05e-3 TC2 = -5e-7)
 .MODEL RDRAINMOD RES (TC1 = 9.40e-3 TC2 = 2.93e-5)
 .MODEL RSLCMOD RES (TC1 = 3.5e-3 TC2 = 2.0e-6)
 .MODEL RSOURCEMOD RES (TC1 = 1e-3 TC2 = 1e-6)
 .MODEL RVTHRESMOD RES (TC1 = -1.8e-3 TC2 = -8.6e-6)
 .MODEL RVTEMPMOD RES (TC1 = -3.0e-3 TC2 = 1.5e-7)

.MODEL S1AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -6.2 VOFF = -3.1)
 .MODEL S1BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -3.1 VOFF = -6.2)
 .MODEL S2AMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = -1.0 VOFF = 0.5)
 .MODEL S2BMOD VSWITCH (RON = 1e-5 ROFF = 0.1 VON = 0.5 VOFF = -1.0)

.ENDS

NOTE: For further discussion of the PSPICE model, consult **A New PSPICE Sub-Circuit for the Power MOSFET Featuring Global Temperature Options**; IEEE Power Electronics Specialist Conference Records, 1991, written by William J. Hepp and C. Frank Wheatley.



SABER Electrical Model

REV 19 July 1999

template IRF540N n2,n1,n3
electrical n2,n1,n3

```
{
var i iscl
d..model dbodymod = (is = 1.20e-12, cjo = 1.50e-9, tt = 7.47e-8, xtl = 5, m = 0.63)
d..model dbreakmod = ()
d..model dplcapmod = (cjo = 1.45e-9, is = 1e-30, m = 0.82)
m..model mmedmod = (type=_n, vto = 3.11, kp = 5, is = 1e-30, tox = 1)
m..model mstrongmod = (type=_n, vto = 3.57, kp = 33.5, is = 1e-30, tox = 1)
m..model mweakmod = (type=_n, vto = 2.68, kp = 0.09, is = 1e-30, tox = 1)
sw_vcsp..model s1amod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -3.1, voff = -3.1)
sw_vcsp..model s2amod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = -1.0, voff = 0.5)
sw_vcsp..model s2bmod = (ron = 1e-5, roff = 0.1, von = 0.5, voff = -1.0)
```

```
c.ca n12 n8 = 1.95e-9
c.cb n15 n14 = 1.90e-9
c.cin n6 n8 = 1.12e-9
```

```
d.dbody n7 n71 = model=dbodymod
d.dbreak n72 n11 = model=dbreakmod
d.dplcap n10 n5 = model=dplcapmod
```

```
i.it n8 n17 = 1
```

```
l.l drain n2 n5 = 1e-9
l.l gate n1 n9 = 6.19e-9
l.l source n3 n7 = 2.18e-9
```

```
m.mmed n16 n6 n8 n8 = model=mmedmod, l=1u, w=1u
m.mstrong n16 n6 n8 n8 = model=mstrongmod, l=1u, w=1u
m.mweak n16 n21 n8 n8 = model=mweakmod, l=1u, w=1u
```

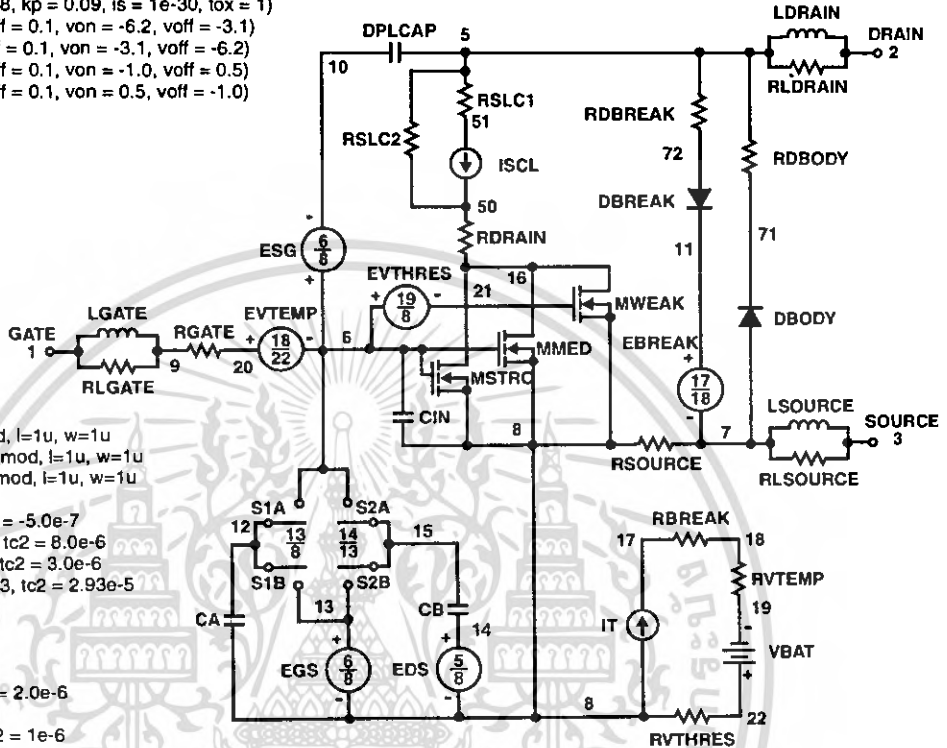
```
res.rbreak n17 n18 = 1, tc1 = 1.05e-3, tc2 = -5.0e-7
res.rbody n71 n5 = 4.2e-3, tc1 = 1.30e-3, tc2 = 8.0e-6
res.rdbreak n72 n5 = 4.2e-1, tc1 = 8.0e-4, tc2 = 3.0e-6
res.rdrain n50 n16 = 2.00e-2, tc1 = 9.40e-3, tc2 = 2.93e-5
res.rgate n9 n20 = 1.77
res.rdrain n2 n5 = 10
res.rigate n1 n9 = 26
res.risource n3 n7 = 11
res.rslc1 n5 n51 = 1e-6, tc1 = 3.5e-3, tc2 = 2.0e-6
res.rslc2 n5 n50 = 1e3
res.rsource n8 n7 = 6.5e-3, tc1 = 1e-3, tc2 = 1e-6
res.rvtemp n18 n19 = 1, tc1 = -3.0e-3, tc2 = 1.5e-7
res.rvthres n22 n8 = 1, tc1 = -1.8e-3, tc2 = -8.6e-6
```

```
spe.ebreak n11 n7 n17 n18 = 112.8
spe.eds n14 n8 n5 n8 = 1
spe.egs n13 n8 n6 n8 = 1
spe.esg n6 n10 n6 n8 = 1
spe.evtemp n20 n6 n18 n22 = 1
spe.evthres n6 n21 n19 n8 = 1
```

```
sw_vcsp.s1a n6 n12 n13 n8 = model=s1amod
sw_vcsp.s1b n13 n12 n13 n8 = model=s1bmod
sw_vcsp.s2a n6 n15 n14 n13 = model=s2amod
sw_vcsp.s2b n13 n15 n14 n13 = model=s2bmod
```

```
v.vbat n22 n19 = dc=1
```

```
equations {
i (n51->n50) +=iscl
iscl: v(n51,n50) = ((v(n5,n51)/(1e-9+abs(v(n5,n51))))*((abs(v(n5,n51))*1e6/71))** 3.5))
}
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPICE Thermal Model

REV 26 July 1999

IRF540NT

CTHERM1 th 6 2.60e-3
 CTHERM2 6 5 8.85e-3
 CTHERM3 5 4 7.60e-3
 CTHERM4 4 3 7.65e-3
 CTHERM5 3 2 1.22e-2
 CTHERM6 2 tl 8.70e-2

RTHERM1 th 6 9.00e-3
 RTHERM2 6 5 1.80e-2
 RTHERM3 5 4 9.15e-2
 RTHERM4 4 3 2.43e-1
 RTHERM5 3 2 3.10e-1
 RTHERM6 2 tl 3.21e-1

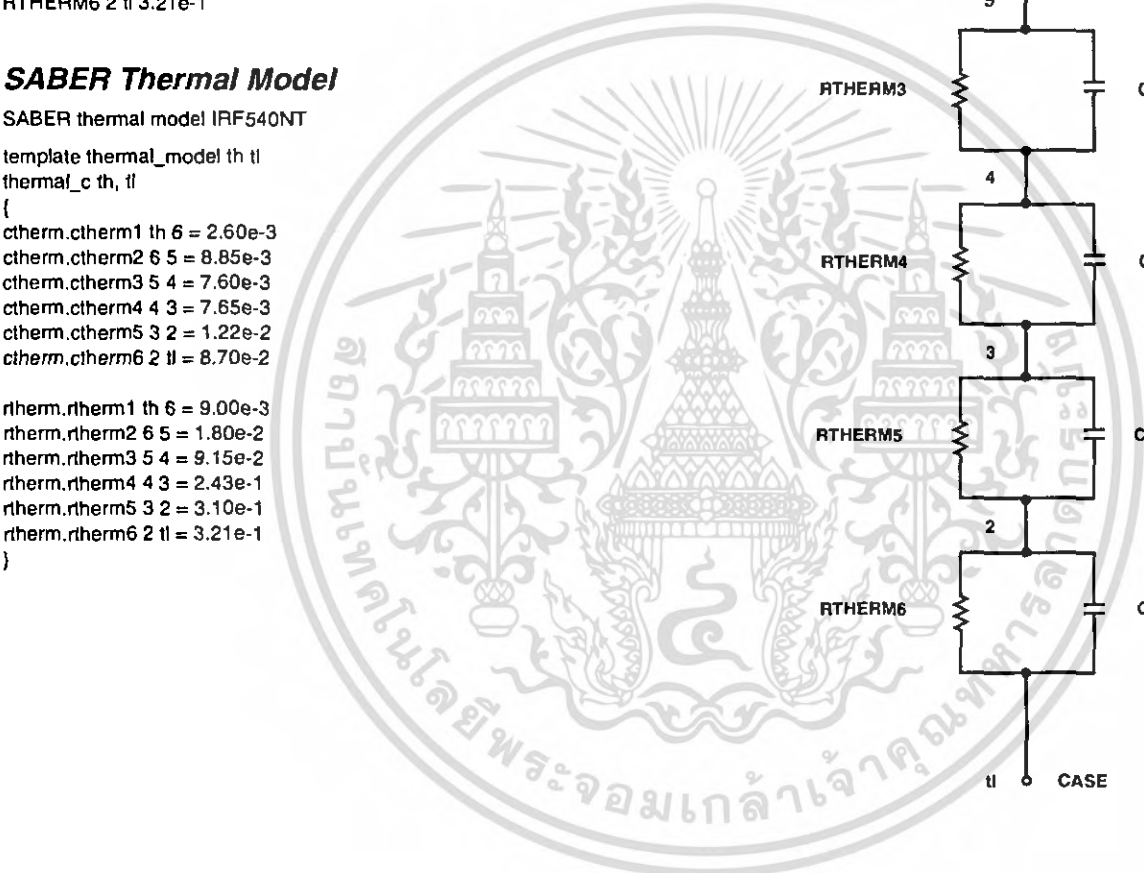
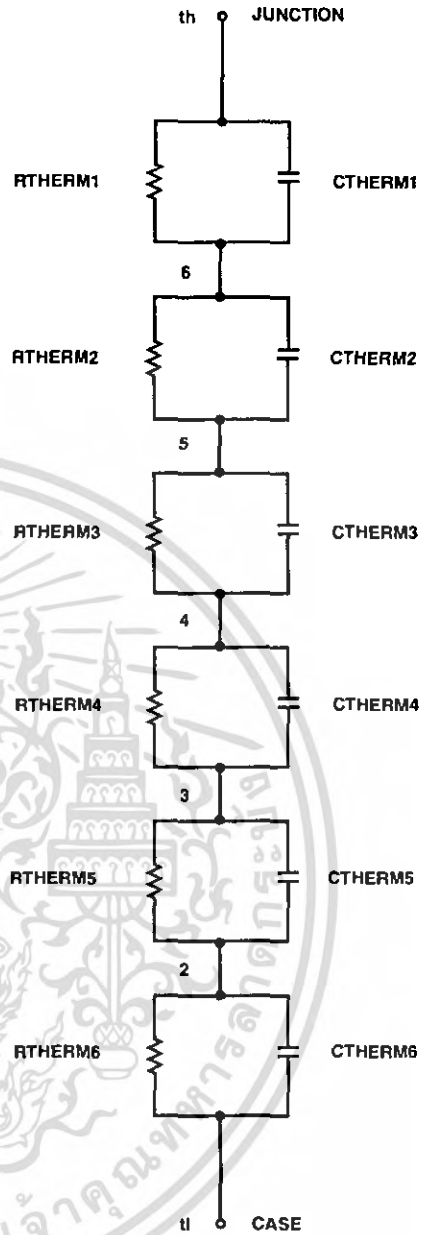
SABER Thermal Model

SABER thermal model IRF540NT

template thermal_model th tl
 thermal_c th, tl

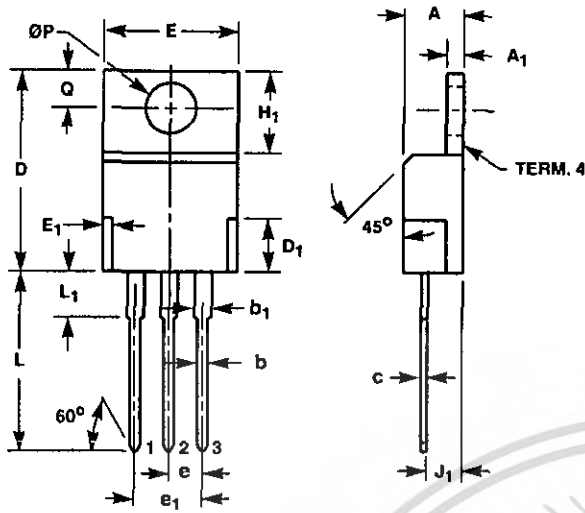
```
{
    ctherm.ctherm1 th 6 = 2.60e-3
    ctherm.ctherm2 6 5 = 8.85e-3
    ctherm.ctherm3 5 4 = 7.60e-3
    ctherm.ctherm4 4 3 = 7.65e-3
    ctherm.ctherm5 3 2 = 1.22e-2
    ctherm.ctherm6 2 tl = 8.70e-2
```

```
rtherm.rtherm1 th 6 = 9.00e-3
rtherm.rtherm2 6 5 = 1.80e-2
rtherm.rtherm3 5 4 = 9.15e-2
rtherm.rtherm4 4 3 = 2.43e-1
rtherm.rtherm5 3 2 = 3.10e-1
rtherm.rtherm6 2 tl = 3.21e-1
}
```



TO-220AB

3 LEAD JEDEC TO-220AB PLASTIC PACKAGE



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.170	0.180	4.32	4.57	-
A ₁	0.048	0.052	1.22	1.32	-
b	0.030	0.034	0.77	0.86	3, 4
b ₁	0.045	0.055	1.15	1.39	2, 3
c	0.014	0.019	0.36	0.48	2, 3, 4
D	0.590	0.610	14.99	15.49	-
D ₁	-	0.160	-	4.06	-
E	0.395	0.410	10.04	10.41	-
E ₁	-	0.030	-	0.76	-
e	0.100 TYP		2.54 TYP		5
e ₁	0.200 BSC		5.08 BSC		5
H ₁	0.235	0.255	5.97	6.47	-
J ₁	0.100	0.110	2.54	2.79	6
L	0.530	0.550	13.47	13.97	-
L ₁	0.130	0.150	3.31	3.81	2
$\varnothing P$	0.149	0.153	3.79	3.88	-
Q	0.102	0.112	2.60	2.84	-

NOTES:

1. These dimensions are within allowable dimensions of Rev. J of JEDEC TO-220AB outline dated 3-24-87.
2. Lead dimension and finish uncontrolled in L₁.
3. Lead dimension (without solder).
4. Add typically 0.002 inches (0.05mm) for solder coating.
5. Position of lead to be measured 0.250 inches (6.35mm) from bottom of dimension D.
6. Position of lead to be measured 0.100 inches (2.54mm) from bottom of dimension D.
7. Controlling dimension: Inch.
8. Revision 2 dated 7-97.

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site www.Intersil.com

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA
Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (321) 724-7000
FAX: (321) 724-7240

EUROPE
Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusee
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA
Intersil (Taiwan) Ltd.
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 converters, 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

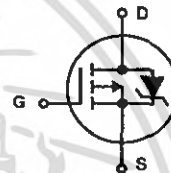
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF9540	TO-220AB	IRF9540
RF1S9540SM	TO-263AB	RF1S9540

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



IRF9540, RF1S9540SM

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

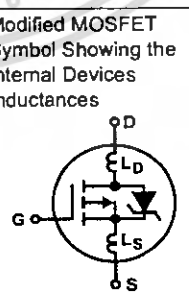
	IRF9540, RF1S9540SM	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1).....	-100	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1).....	-100	V
Continuous Drain Current.....	-19	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	-12	A
Pulsed Drain Current (Note 3).....	-76	A
Gate to Source Voltage.....	± 20	V
Maximum Power Dissipation (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)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)}$ 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}	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)}$ MAX, $I_D = -6\text{A}$ (Figure 12)	5	7	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = -50\text{V}$, $I_D = 19\text{A}$, $R_G = 9.1\Omega$, $R_L = 2.3\Omega$, $V_{GS} = -10\text{V}$, (Figures 17, 18) MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	16	20	ns
Rise Time	t_r		-	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)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = -10\text{V}$, $I_D = -19\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $I_{g(\text{REF})} = -1.5\text{mA}$ (Figures 14, 19, 20) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	70	90	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	14	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	56	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}		-	1100	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}	$V_{DS} = -25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$ (Figure 11)	-	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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 Reverse 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

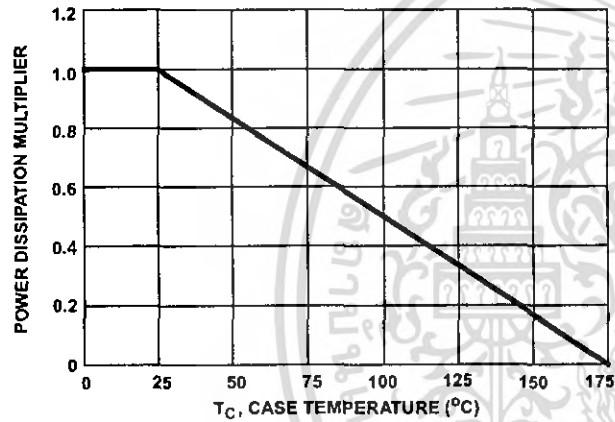


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

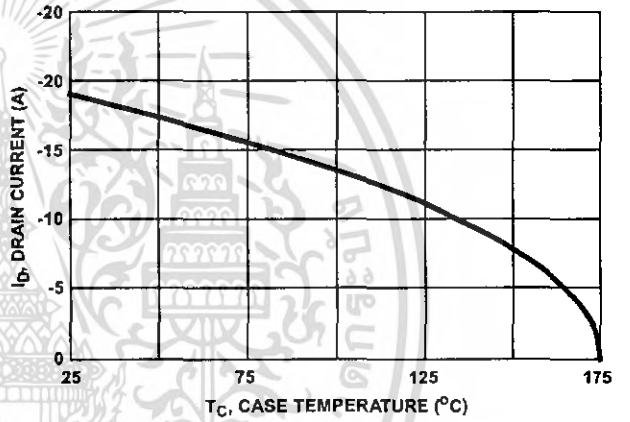


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

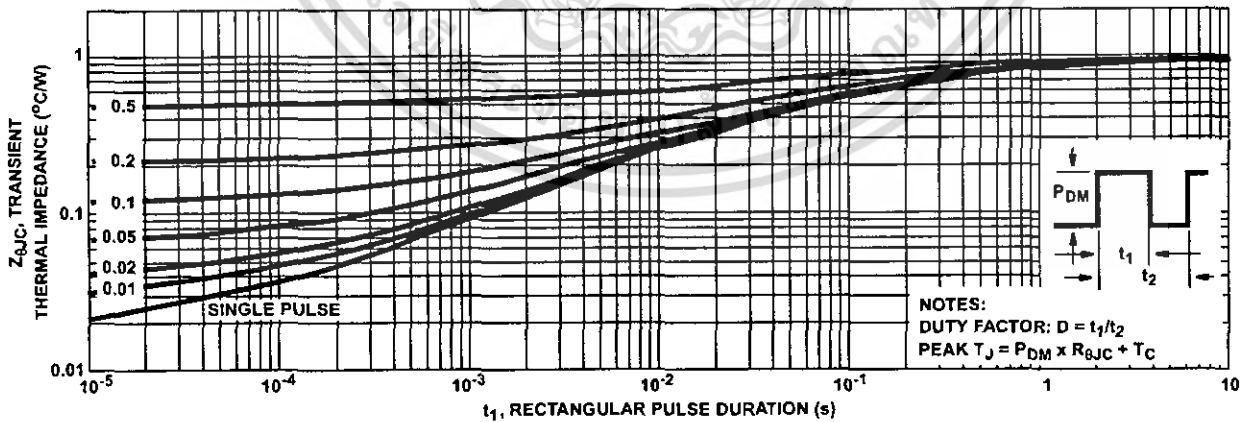


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

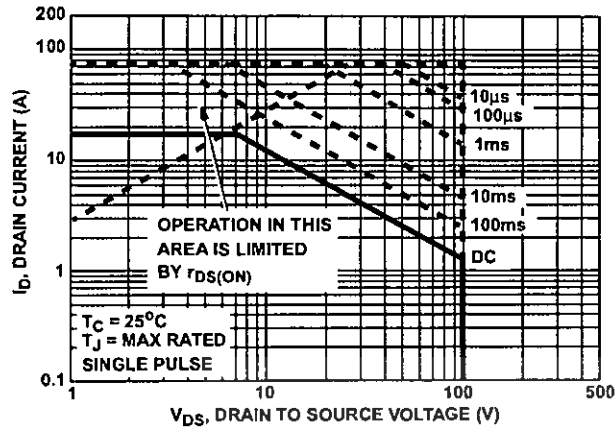


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

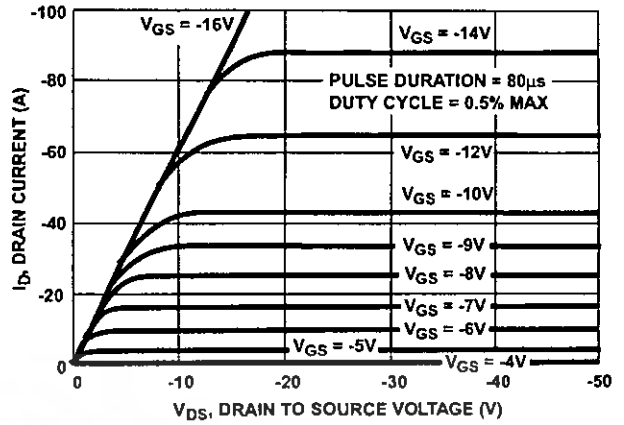


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

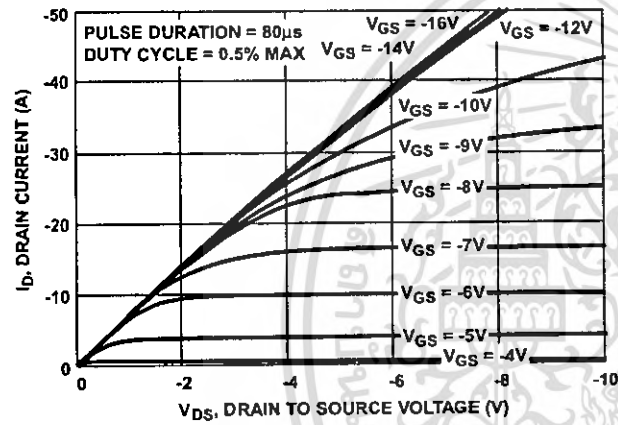


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

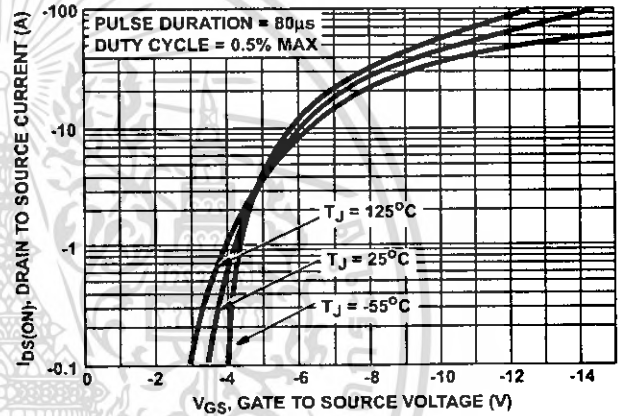


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

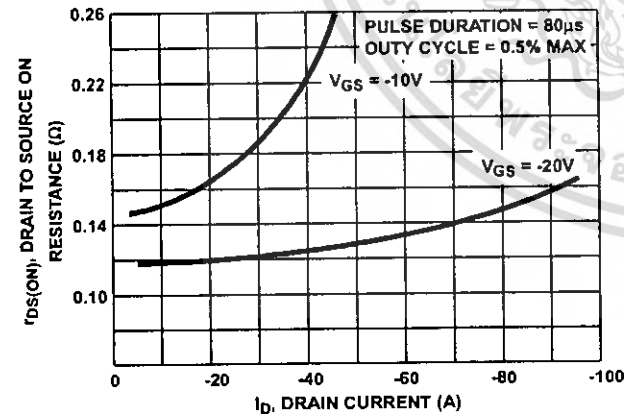


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

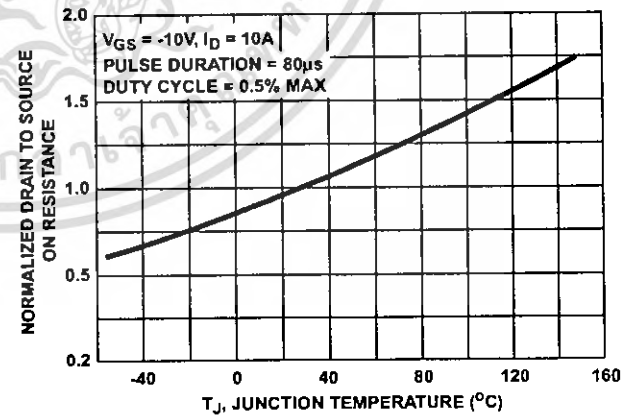


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

NOTE: Heating effect of 2µs pulse is minimal.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

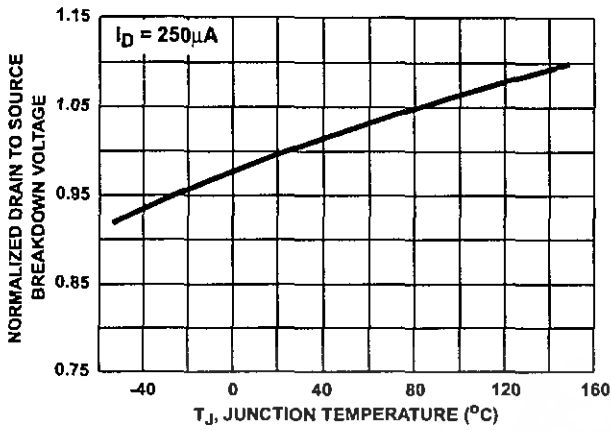


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

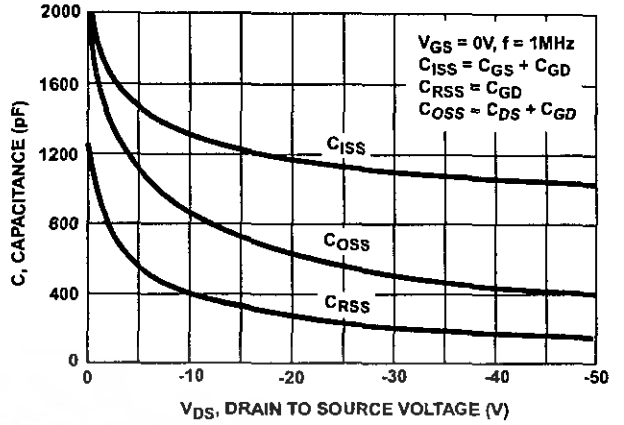


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

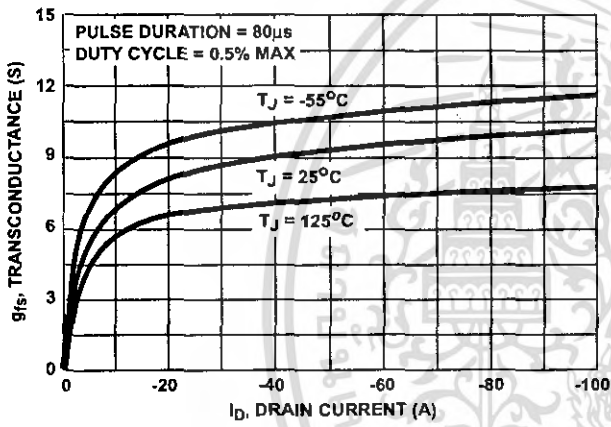


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

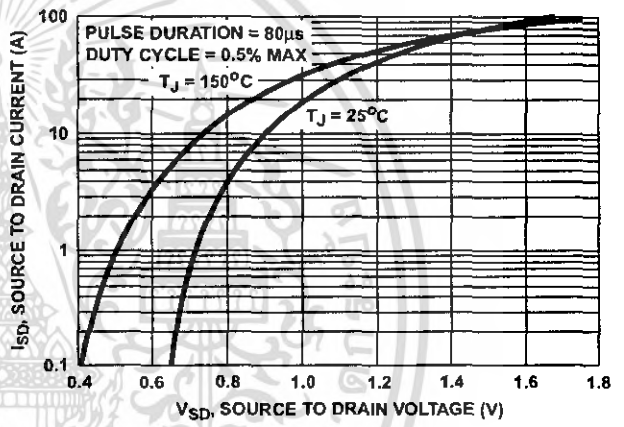


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

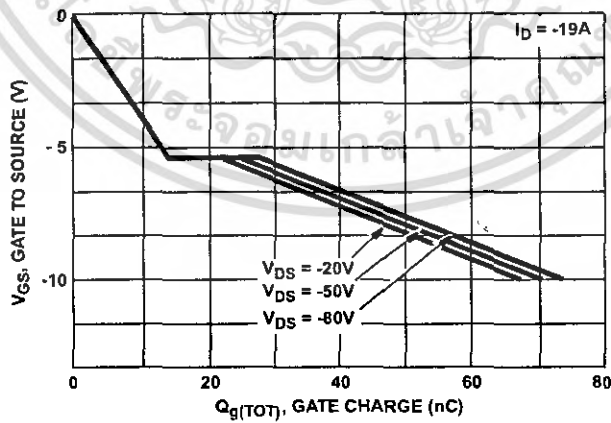


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms

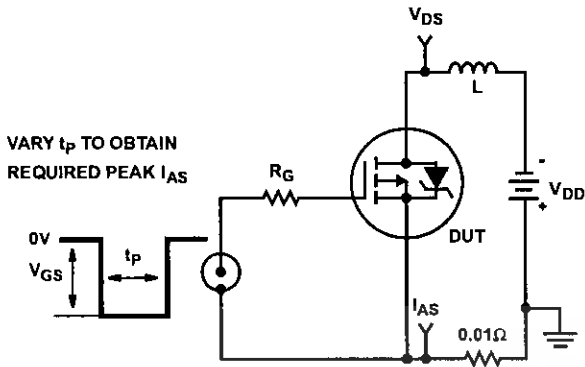


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

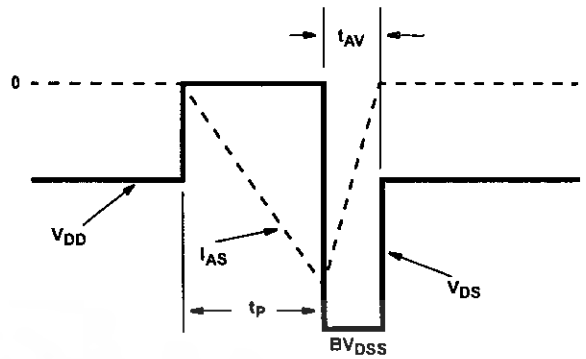


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

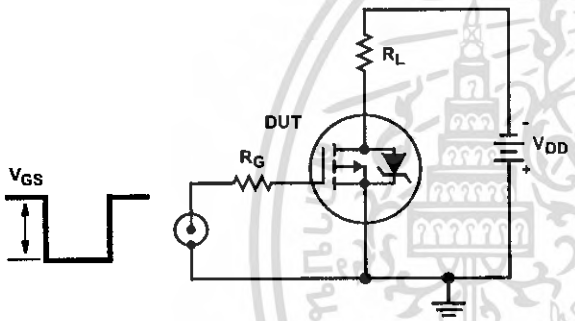


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

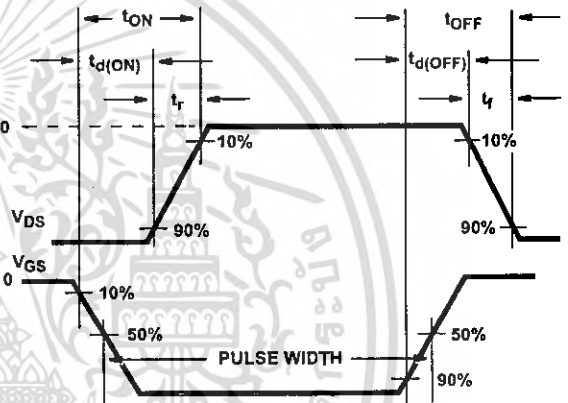


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

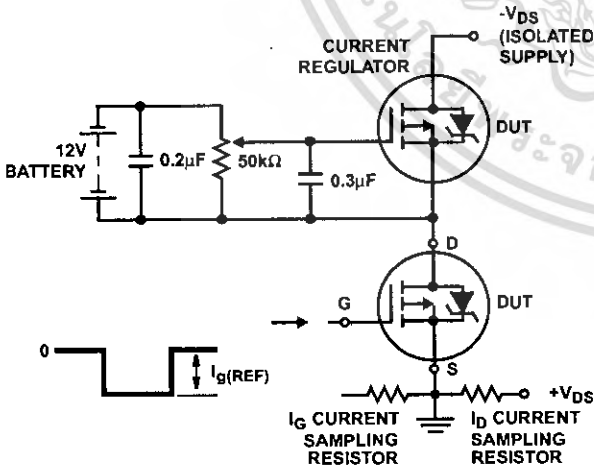


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

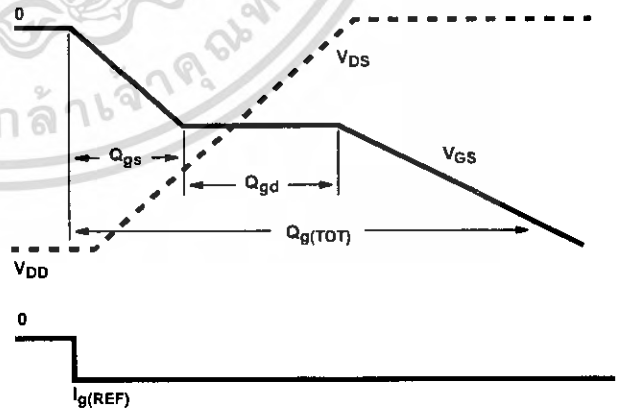


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS



All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA

Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (407) 724-7000
FAX: (407) 724-7240

EUROPE

Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusee
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA

Intersil (Taiwan) Ltd.
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029



IRFP450

N - CHANNEL 500V - 0.33Ω - 14A - TO-247 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP450	500 V	< 0.4 Ω	14 A

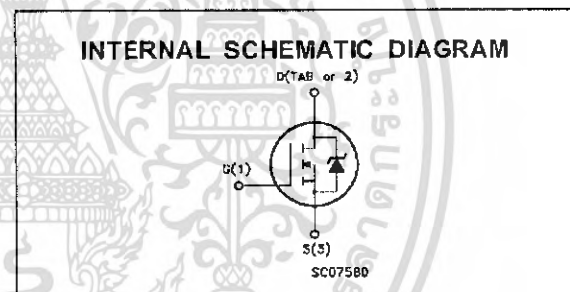
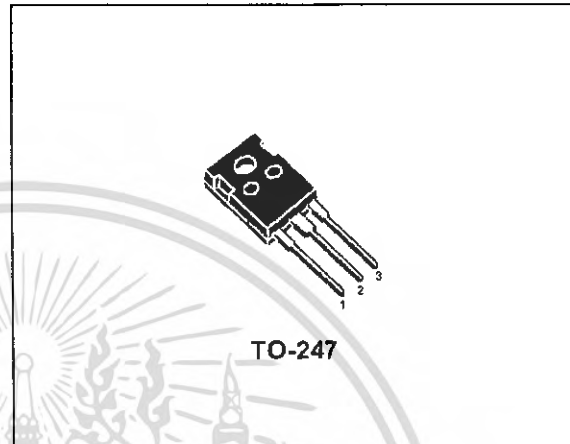
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.33 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	14	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	8.7	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	56	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	190	W
	Derating Factor	1.5	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} ≤ 14 A, di/dt ≤ 130 A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_j ≤ T_{JMAX}

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.66	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.1	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
T_i	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}\text{C}$

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T_J max)	14	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 50\text{V}$)	800	mJ

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

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250\ \mu\text{A}$ $V_{GS} = 0$	500			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}\text{C}$			1 50	μA μA
I_{GSS}	Gate-body Leakage Current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250\ \mu\text{A}$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10\text{V}$ $I_D = 8.4\text{A}$		0.33	0.4	Ω
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10\text{V}$	14			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 8.4\text{A}$	9.3	13		S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$ $f = 1\text{MHz}$ $V_{GS} = 0$		2600		pF
C_{oss}	Output Capacitance			330		pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			40		pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 7\text{ A}$		24		ns
t_r	Rise Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 1)		14		ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		75		nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			13.5		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			27		nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(voff)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$		15		ns
t_f	Fall Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		25		ns
t_c	Cross-over Time			35		ns

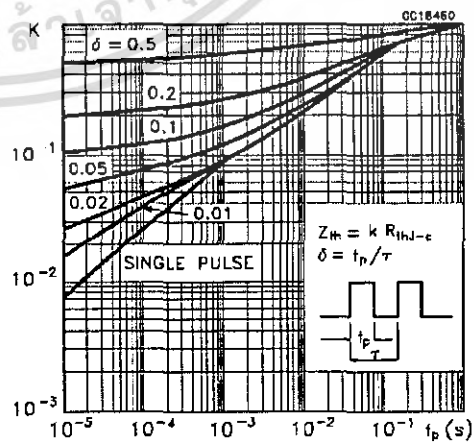
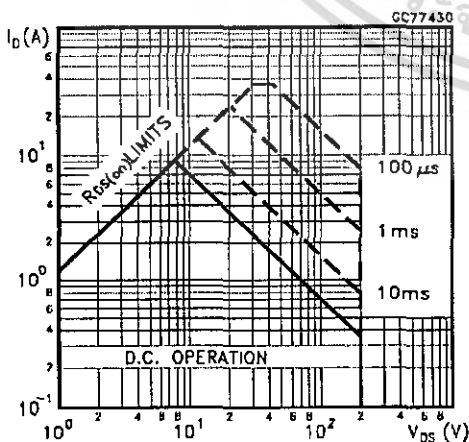
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				14	A
$I_{SDM}(\ast)$	Source-drain Current (pulsed)				56	A
$V_{SD}(\ast)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.4	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 3)		680		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			9		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			26		A

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

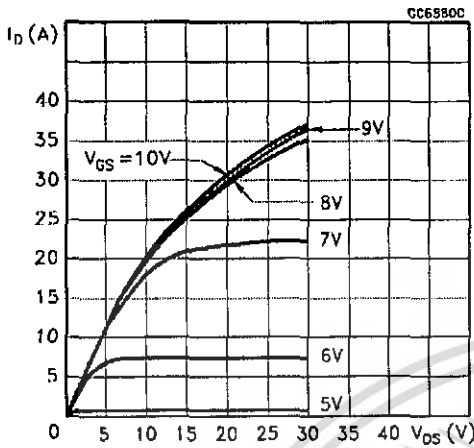
Safe Operating Area

Thermal Impedance

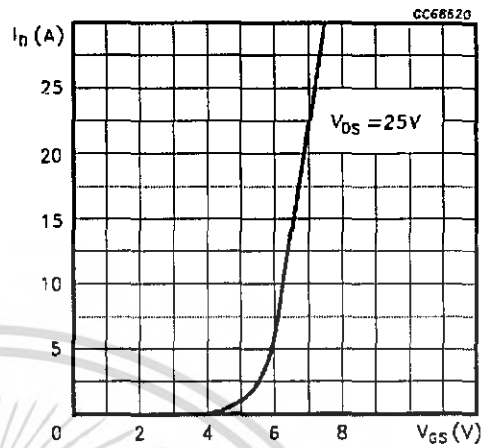


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

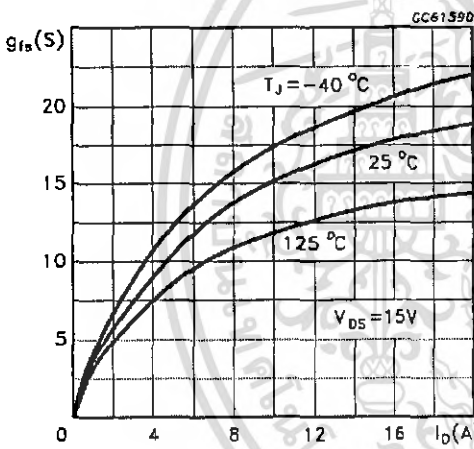
Output Characteristics



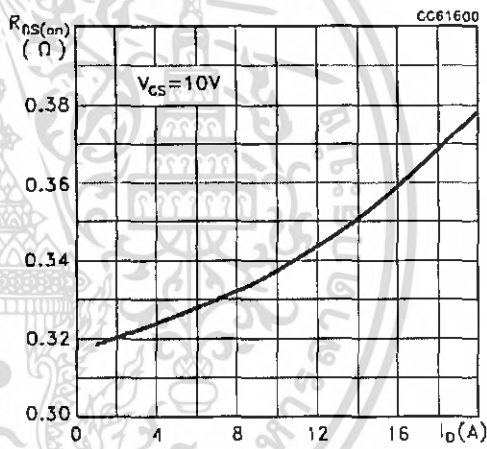
Transfer Characteristics



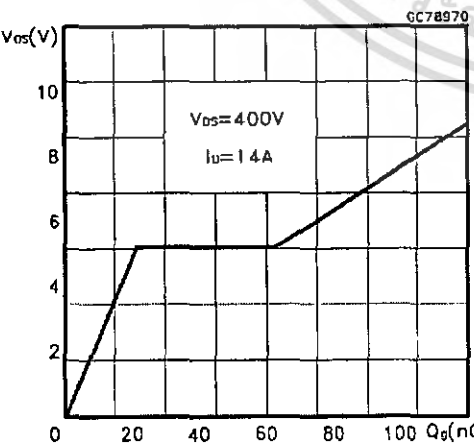
Transconductance



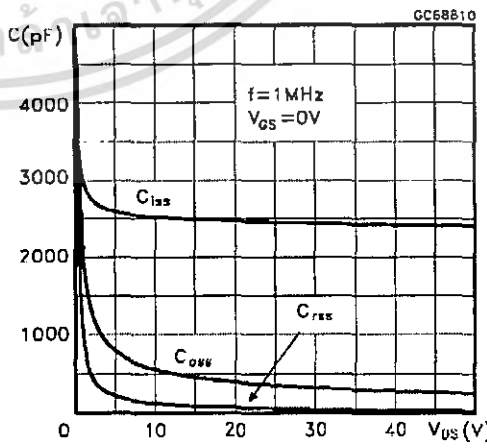
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage

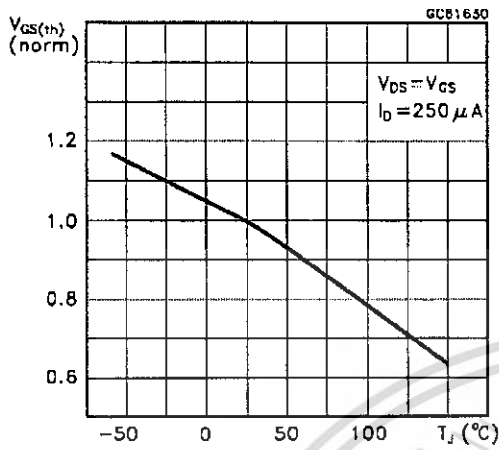


Capacitance Variations

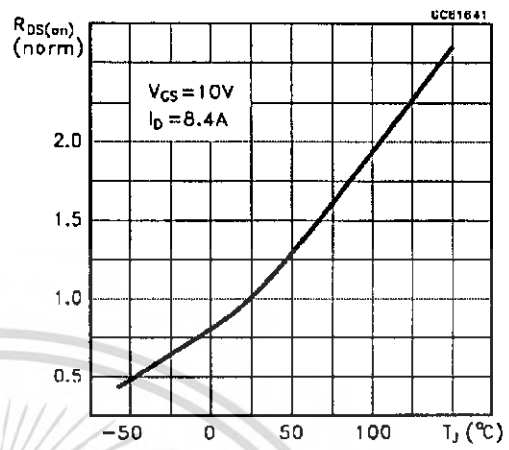


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

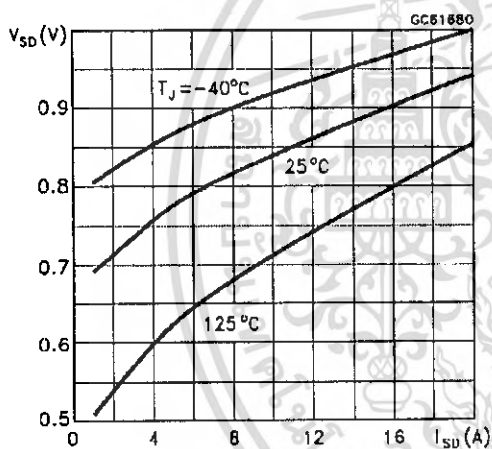


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

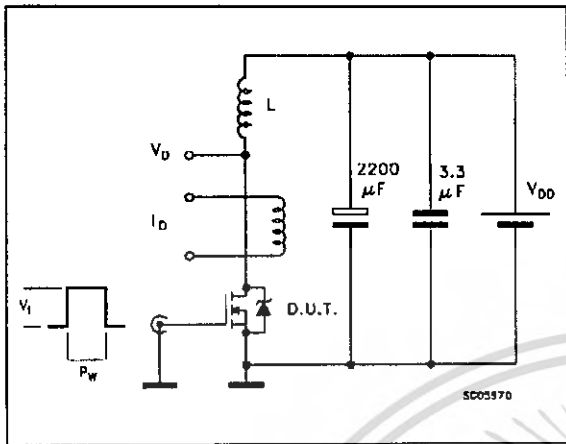


Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform

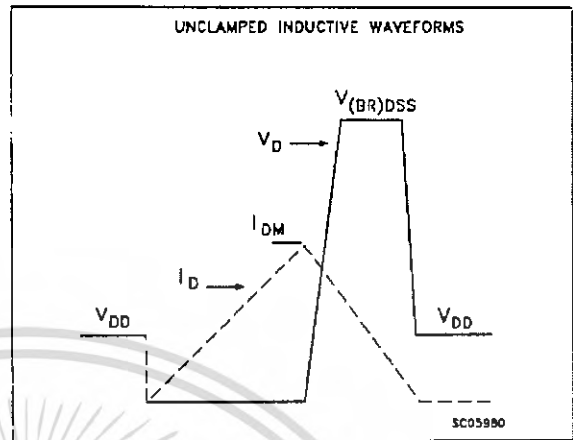


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

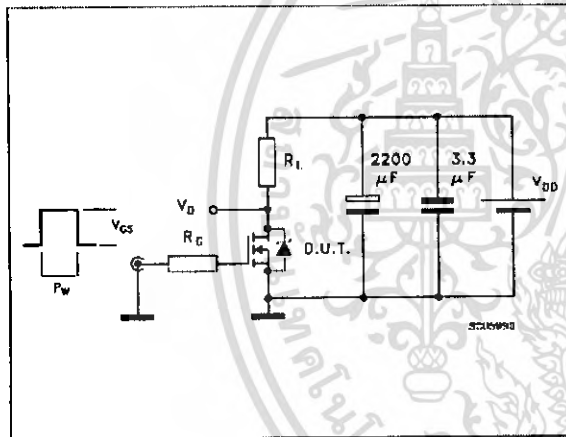


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

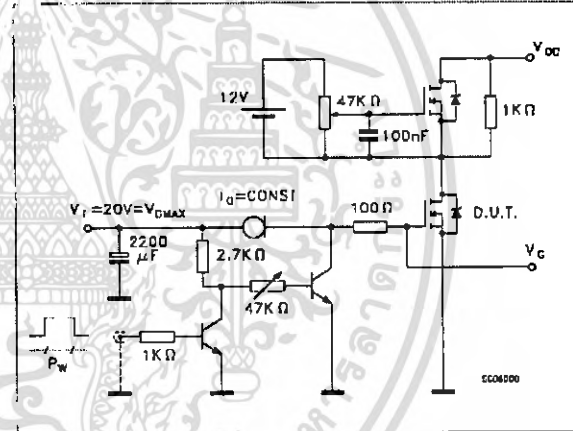
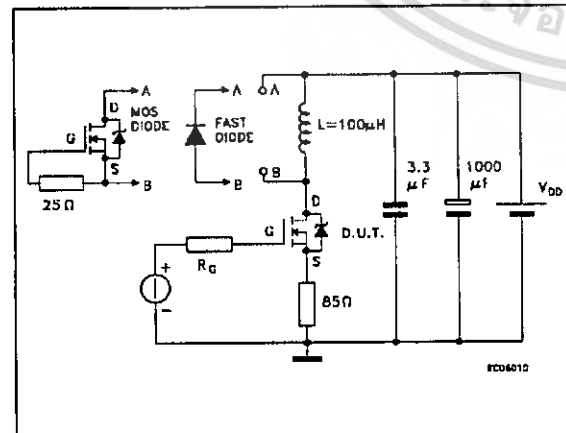
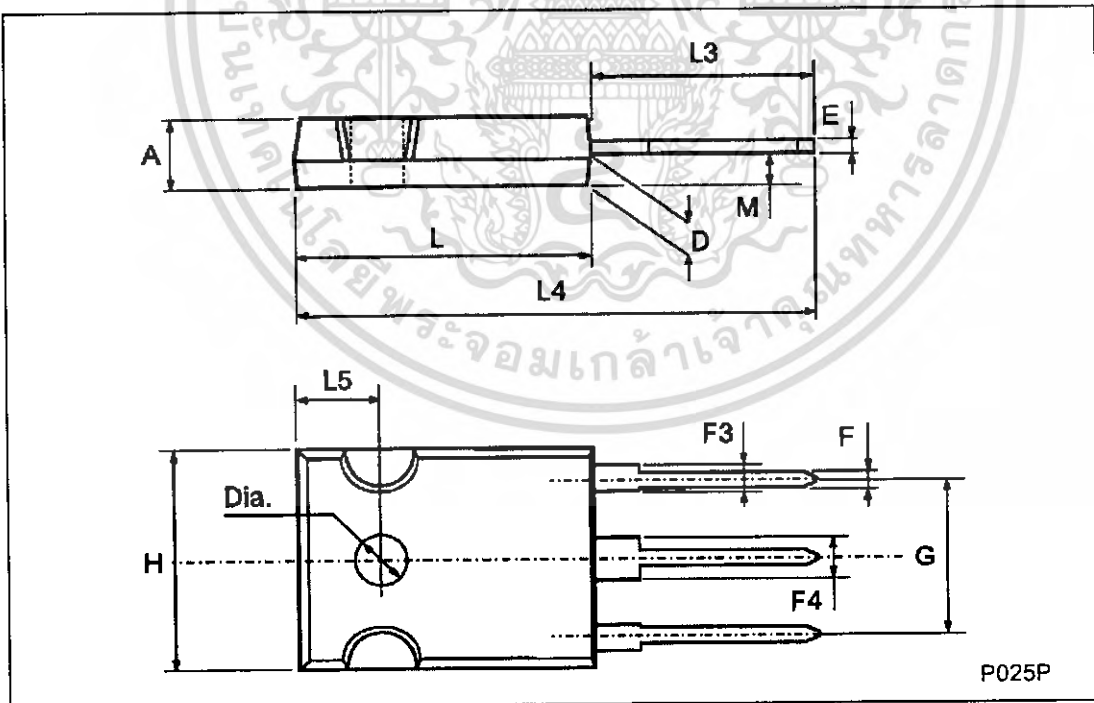


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.7		5.3	0.185		0.209
D	2.2		2.6	0.087		0.102
E	0.4		0.8	0.016		0.031
F	1		1.4	0.039		0.055
F3	2		2.4	0.079		0.094
F4	3		3.4	0.118		0.134
G		10.9			0.429	
H	15.3		15.9	0.602		0.626
L	19.7		20.3	0.776		0.779
L3	14.2		14.8	0.559	0.413	0.582
L4		34.6			1.362	
L5		5.5			0.217	
M	2		3	0.079		0.118
Dia	3.55		3.65	0.140		0.144





Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.



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

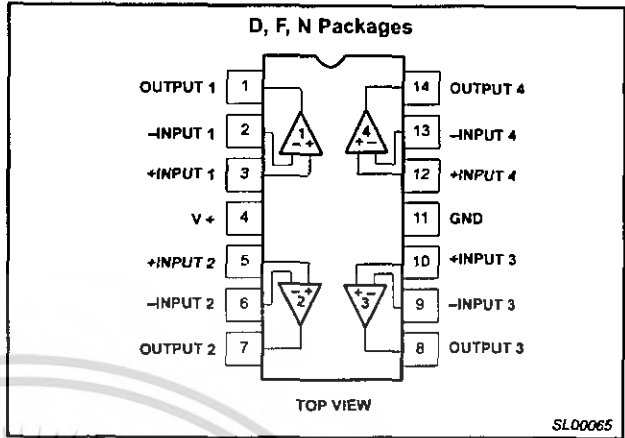


Figure 1. Pin Configuration

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

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.

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	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$		45	150		45	250	nA
		$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$, 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	$V_{CC}=30V$	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		
	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		μA
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

Low power quad op amps

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

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

V_{CC}=5V, T_A=25°C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM324A			UNIT
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Offset voltage ¹	R _S =0Ω		±2	±3	mV
		R _S =0Ω, over temp.			±5	
ΔV _{OS} /ΔT	Temperature drift	R _S =0Ω, over temp.		7	30	μV/°C
I _{BIAS}	Input current ²	I _{IN} (+) or I _{IN} (-)		45	100	nA
		I _{IN} (+) or I _{IN} (-), over temp.		40	200	
ΔI _{BIAS} /ΔT	Temperature drift	Over temp.		50		pA/°C
I _{OS}	Offset current	I _{IN} (+)-I _{IN} (-)		±5	±30	nA
		I _{IN} (+)-I _{IN} (-), over temp.			±75	
ΔI _{OS} /ΔT	Temperature drift	Over temp.		10	300	pA/°C
V _{CM}	Common-mode voltage range ³	V _{CC} ≤30V	0		V _{CC} -1.5	V
		V _{CC} ≤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 =2kΩ, V _{CC} =30V, over temp.	26			V
V _{OH}	Output voltage high	R _L ≤10kΩ, V _{CC} =30V, over temp.	27	28		V
V _{OL}	Output voltage low	R _L ≤10kΩ, over temp.		5	20	mV
I _{CC}	Supply current	R _L =∞, V _{CC} =30V, over temp.		1.5	3	mA
		R _L =∞, over temp.		0.7	1.2	mA
A _{VOL}	Large-signal voltage gain	V _{CC} =15V (for large V _O swing), R _L ≥2kΩ	25	100		V/mV
		V _{CC} =15V (for large V _O swing), R _L ≥2kΩ, 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 ≤0Ω	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/μs
V _{NOISE}	Input noise voltage	f=1kHz		40		nV/√Hz

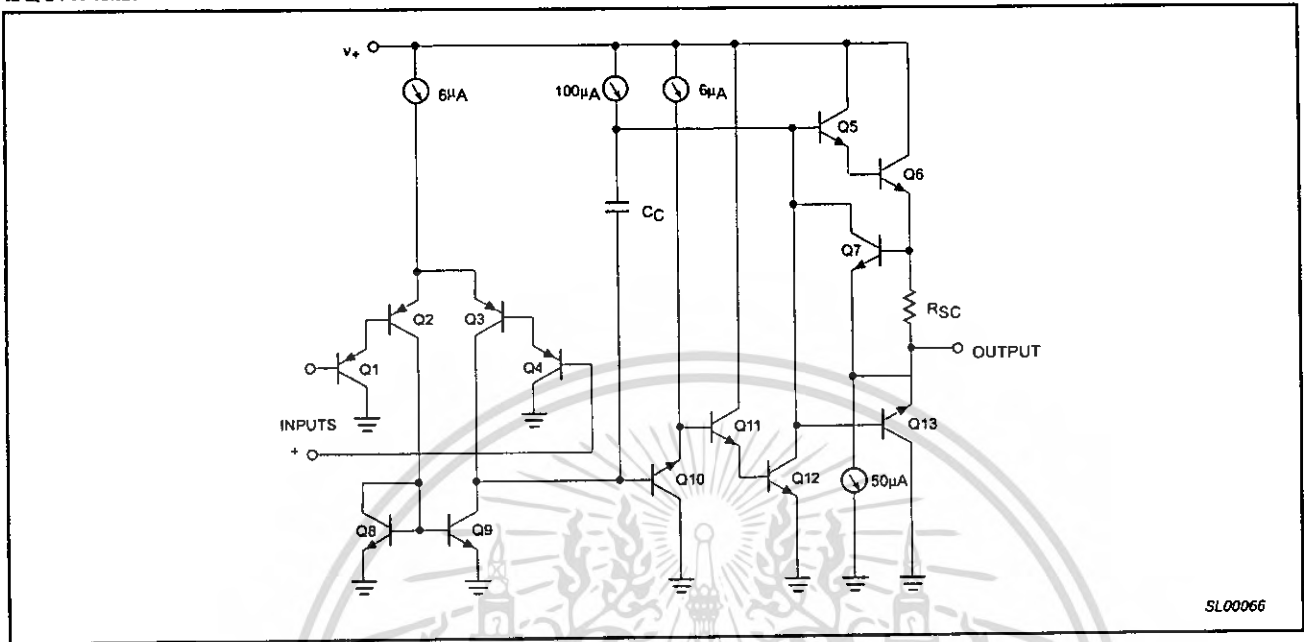
NOTES:

- V_O = 1.4V_{DC}, R_S=0Ω 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.

Low power quad op amps

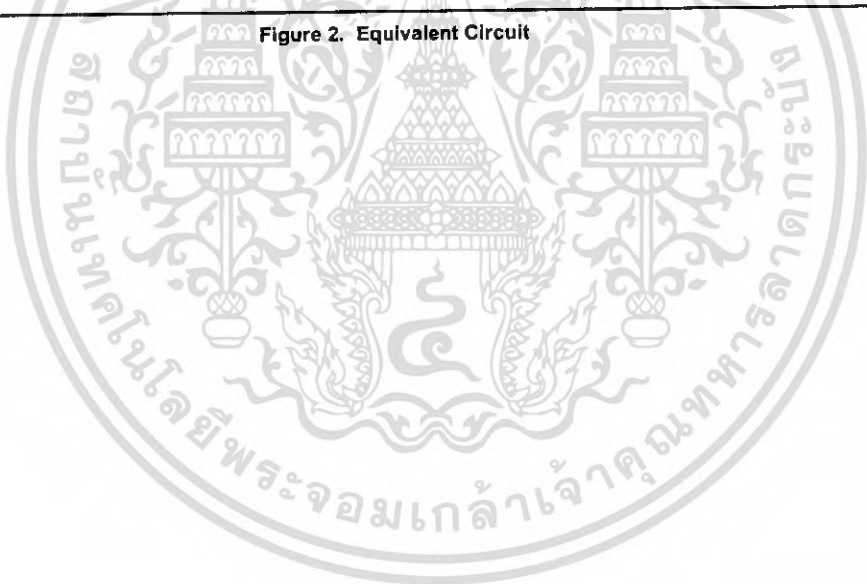
LM124/224/324/324A/ SA534/LM2902

EQUIVALENT CIRCUIT



SL00066

Figure 2. Equivalent Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low power quad op amps

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

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

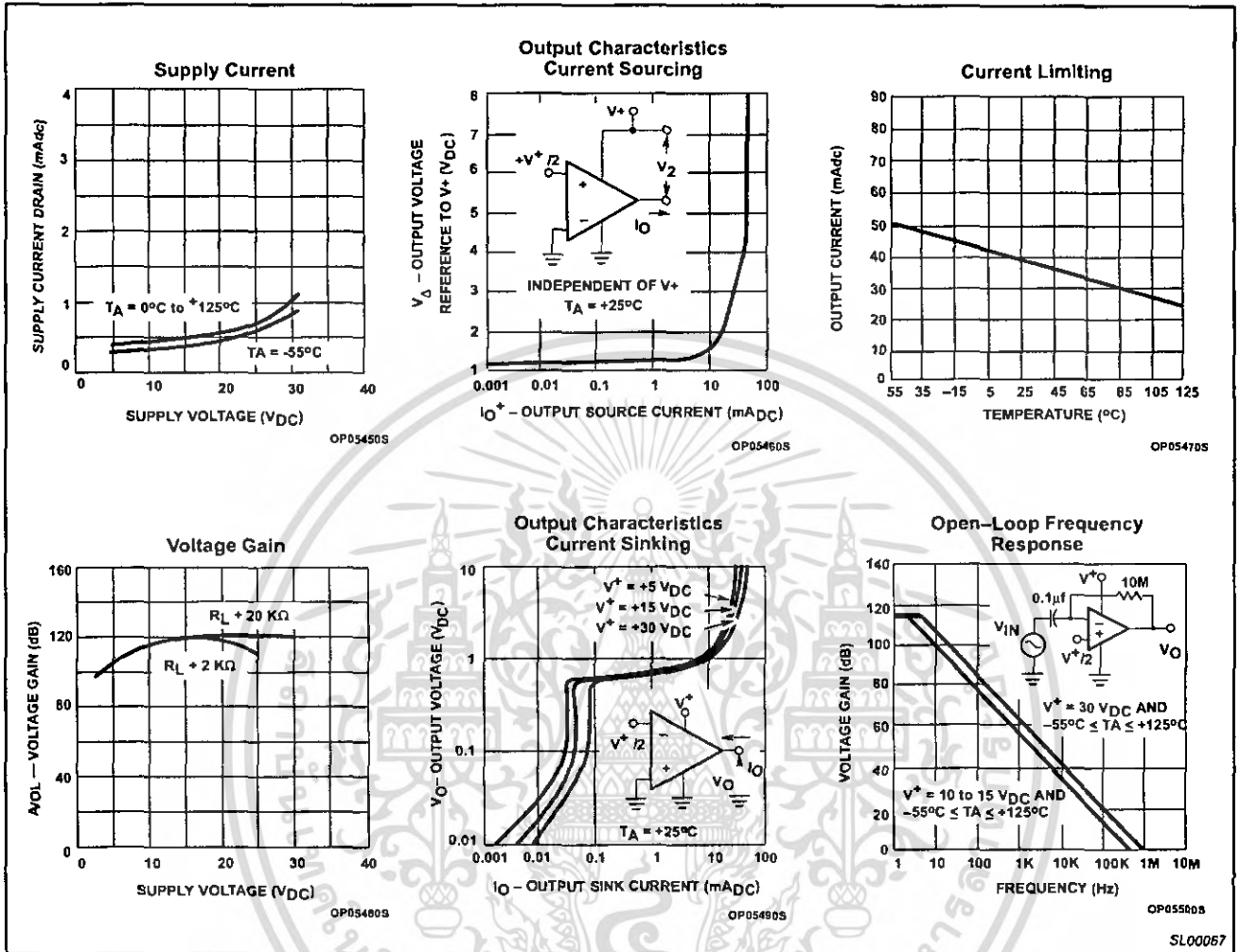


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Low power quad op amps

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

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

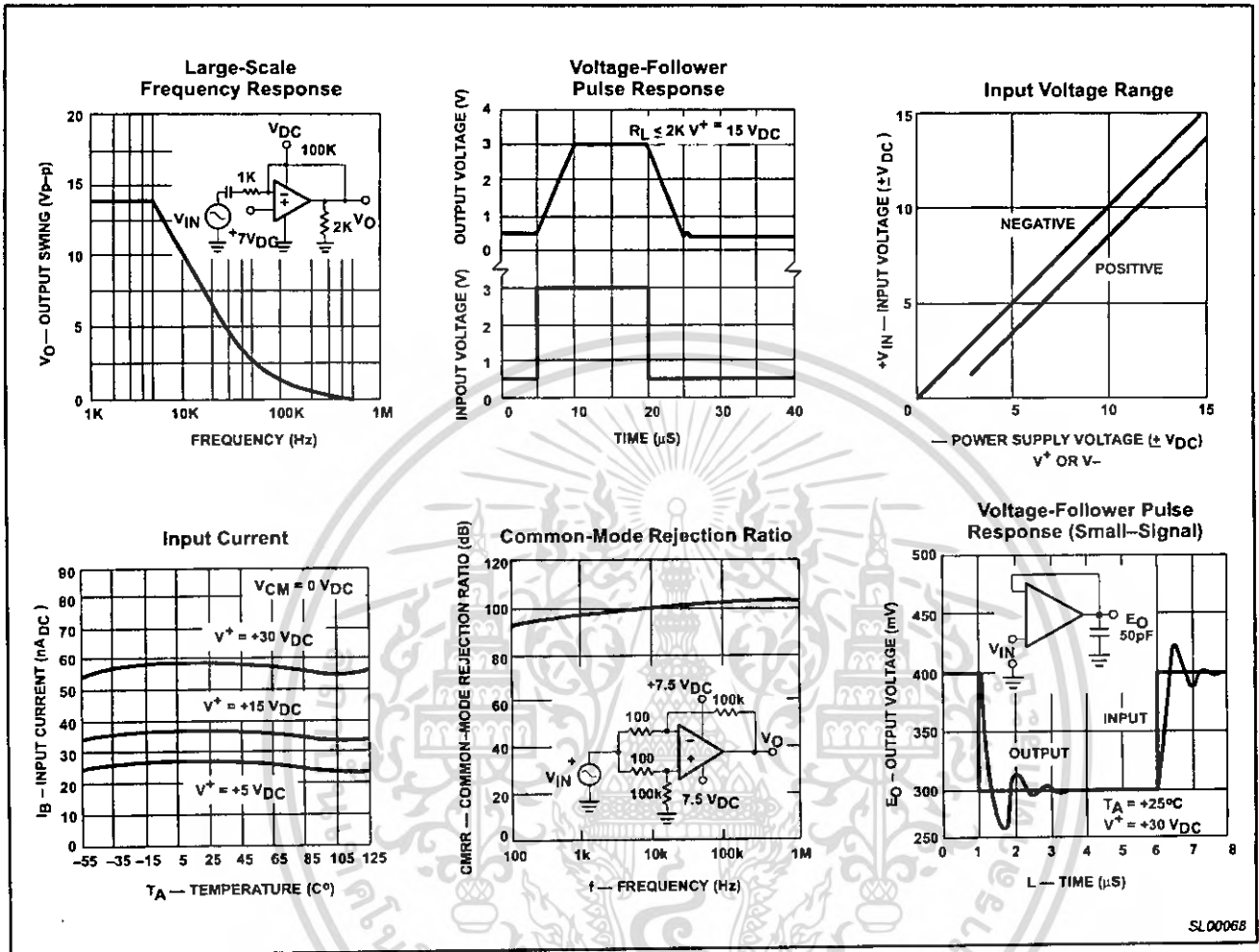


Figure 4. Typical Performance Characteristics (cont.)

TYPICAL APPLICATIONS

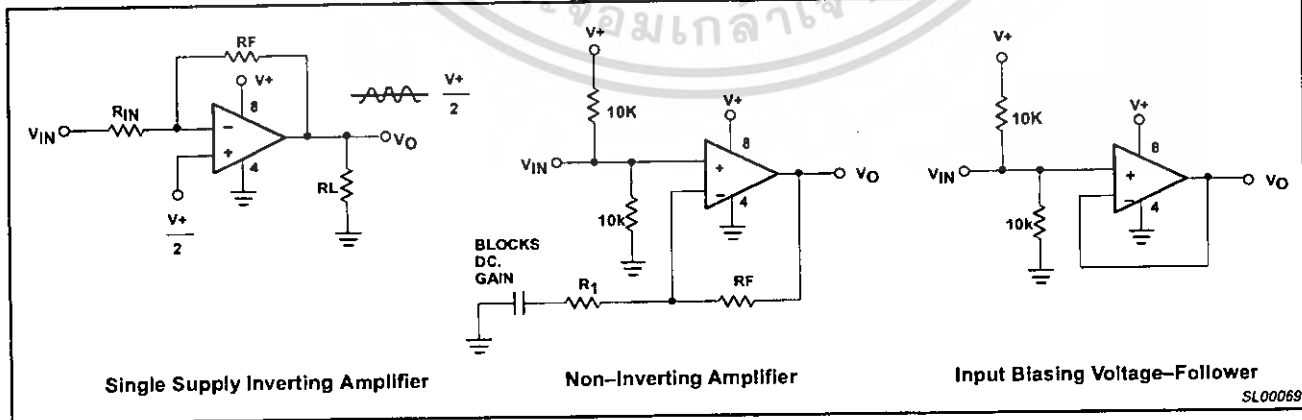


Figure 5. Typical Applications

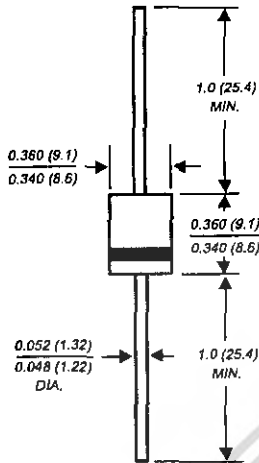
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

all ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOLS	P600A	P600B	P600D	P600G	P600J	P600K	P600M	UNITS
Maximum repetitive peak reverse voltage	VRRM	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS voltage	VRMS	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC blocking voltage	VDC	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum average forward current at TA=60°C, 0.375" (9.5mm) lead length (FIG 1) TA=60°C, 0.125" (3.18mm) lead length (FIG 2)	I(AV)	6.0 22.0						Amps	
Peak forward surge current 1.3ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	IFSM	400.0						Amps	
Maximum instantaneous forward voltage at: 6.0A 100A	VF	0.90 1.30						1.0 1.4	Volts
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage	IR	5.0 1.0						µA mA	
Typical junction capacitance (NOTE 1)	CJ	150.0						pF	
Typical reverse recovery time (NOTE 2)	trr	2.5						µS	
Typical thermal resistance (NOTE 3)	RθJA RθJL	20.0 4.0						°C/W	
Operating junction and storage temperature range	TJ, TSTG	-50 to +150						°C	

- NOTES:
- 1) Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0 Volts
 - 2) Reverse recovery time conditions: IF=0.5A, IR=1.0A, tr=0.25A
 - 3) 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

 GENERAL SEMICONDUCTOR®

10/12/98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES P600A THRU P600M

FIG. 1 - MAXIMUM FORWARD CURRENT DERATING CURRENT

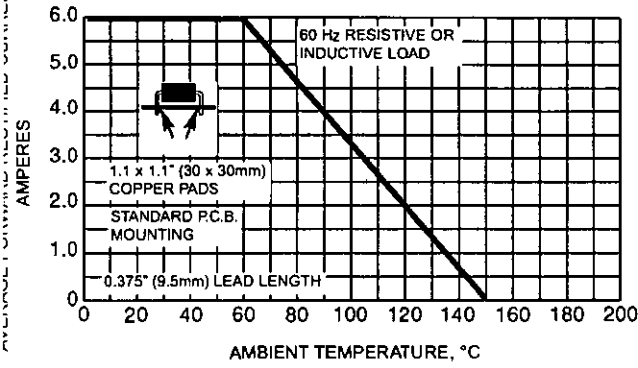


FIG. 2 - MAXIMUM FORWARD CURRENT DERATING CURVE

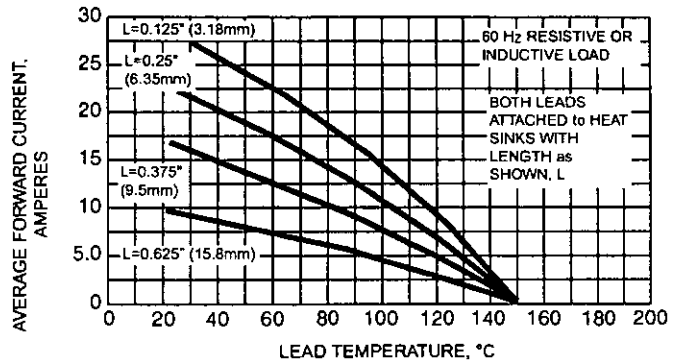


FIG. 3 - MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK FORWARD SURGE CURRENT

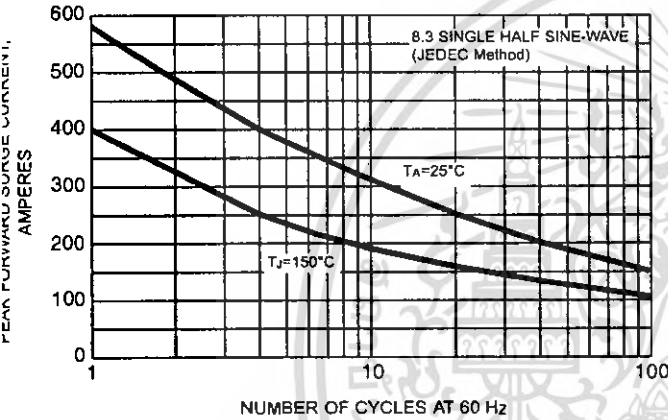


FIG. 4 - TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

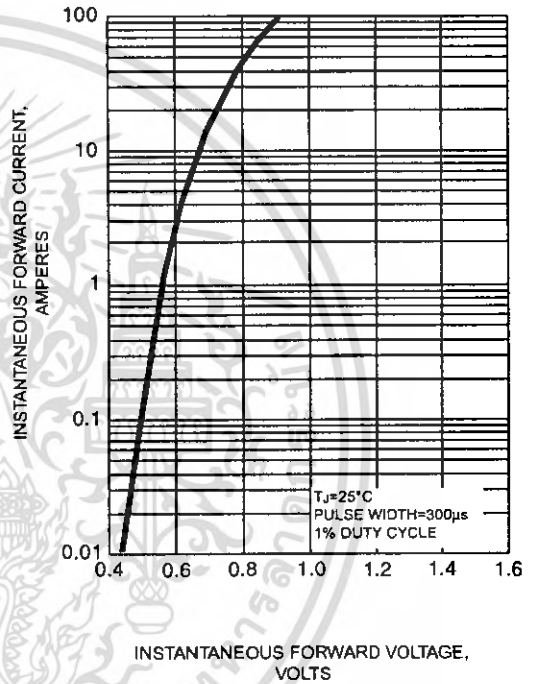


FIG. 5 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTIC

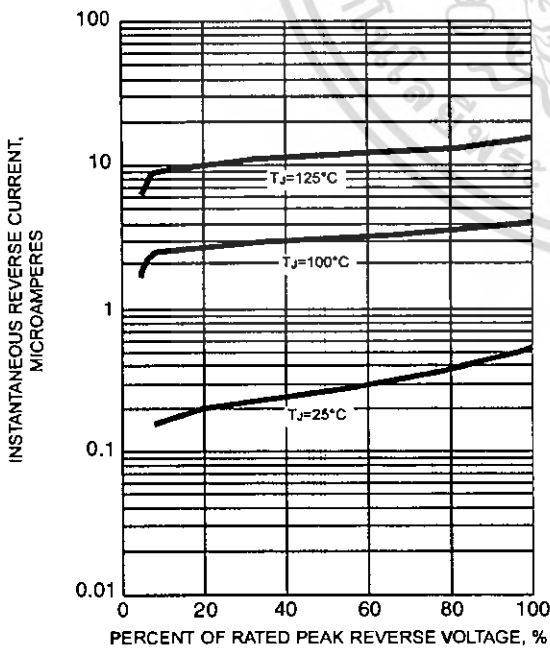
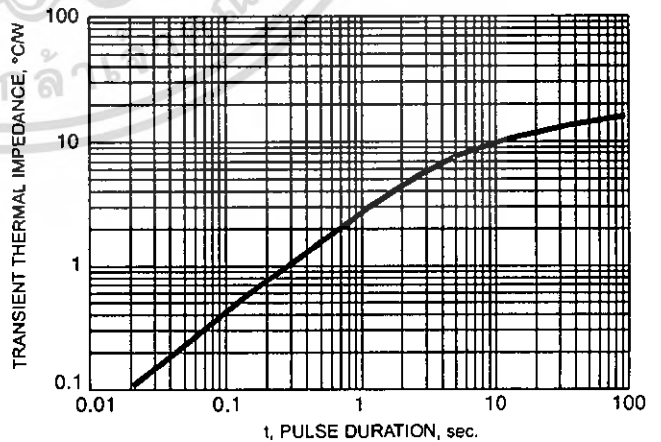


FIG. 6 - TYPICAL TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE



GENERAL SEMICONDUCTOR®

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

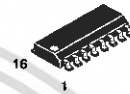
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

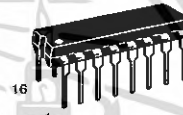
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation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

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



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



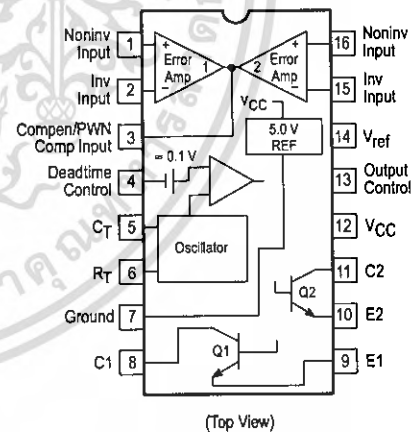
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

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

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.

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.

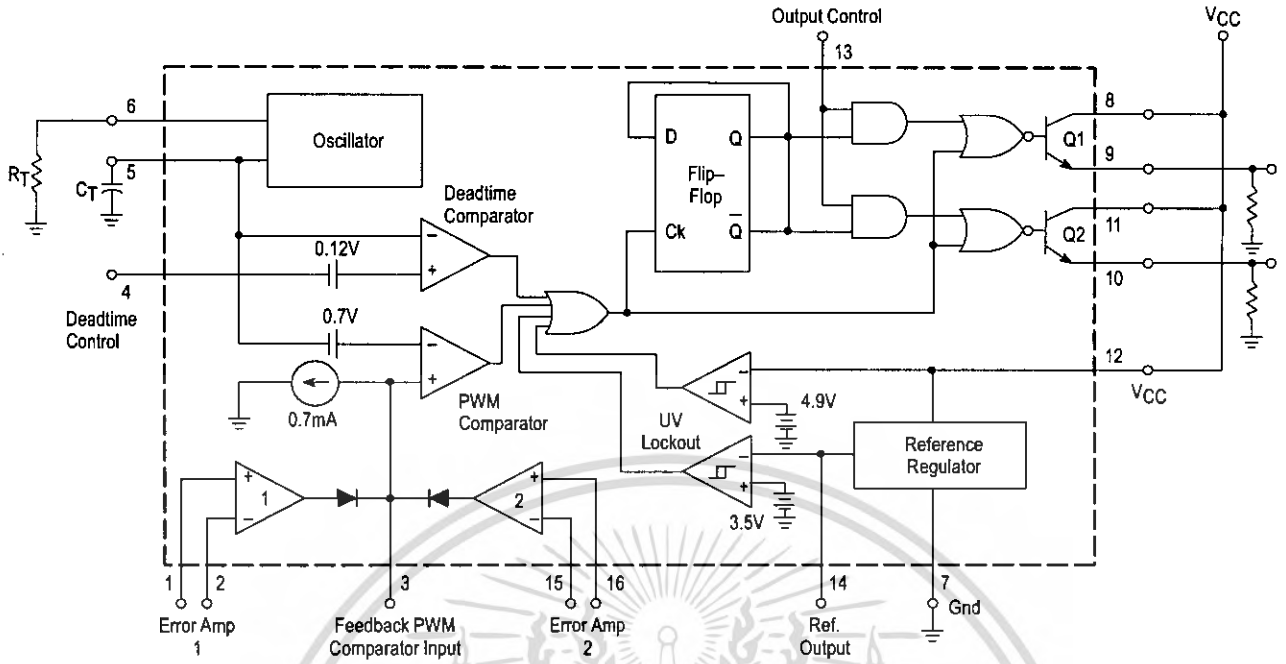
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	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_{-}	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	50	%
		–	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	–	2.8	3.3	V
		0	–	–	
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	10	mA
		–	7.0	15	
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, σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

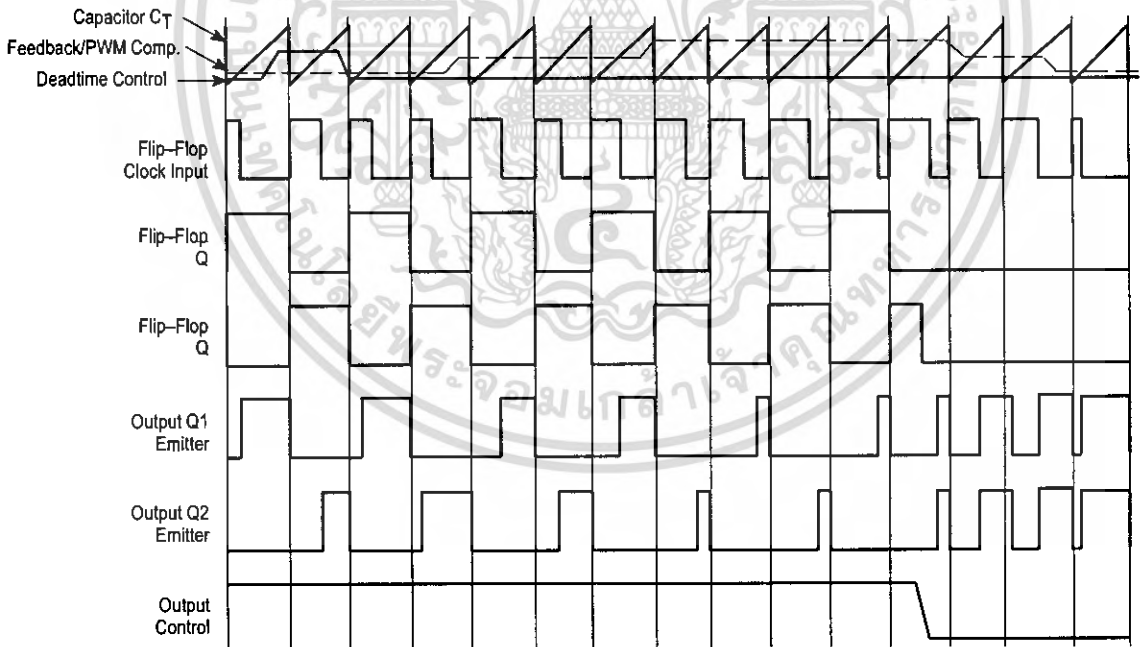
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



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

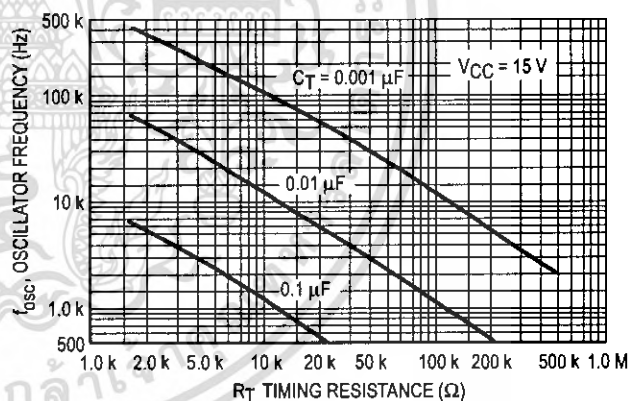


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

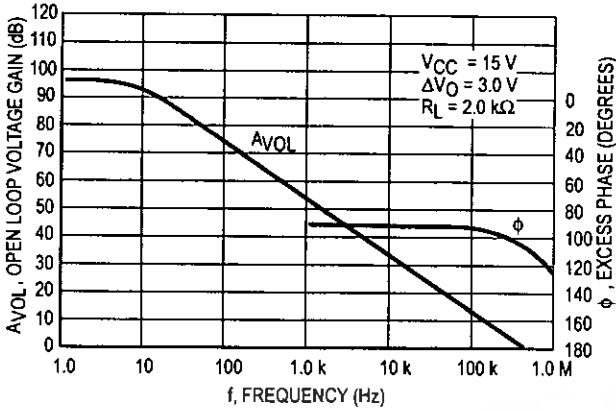


Figure 5. Percent Detime versus Oscillator Frequency

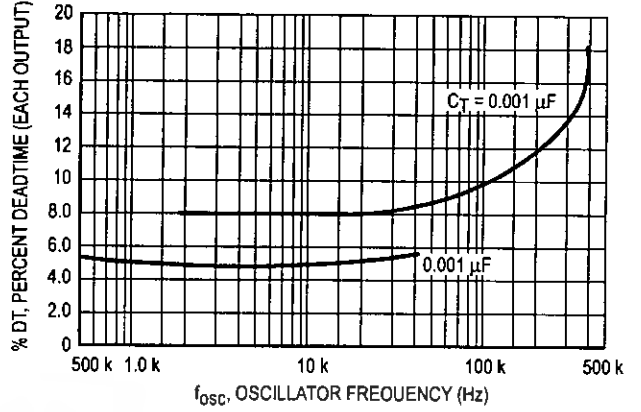


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Detime Control Voltage

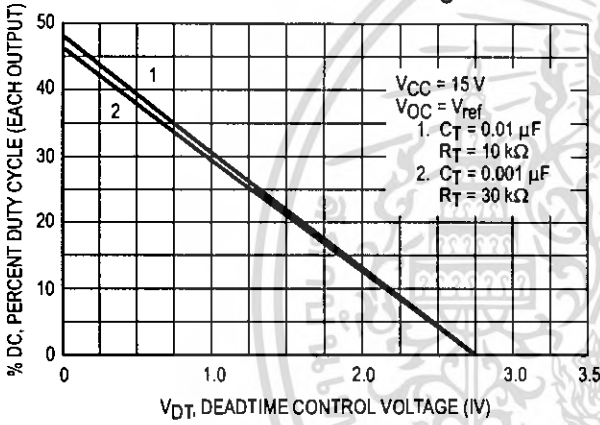


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

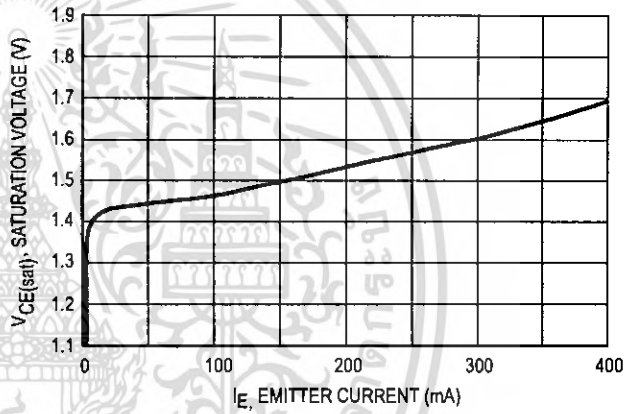


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

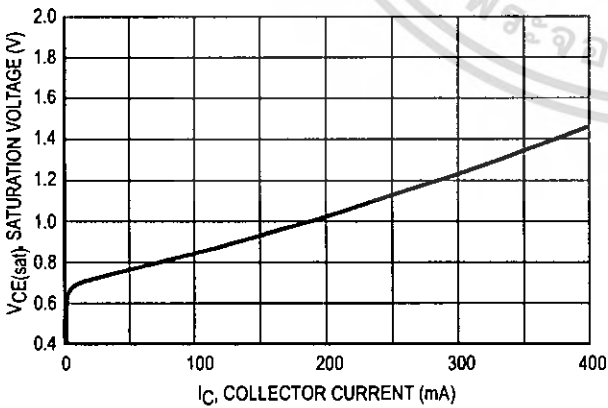


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

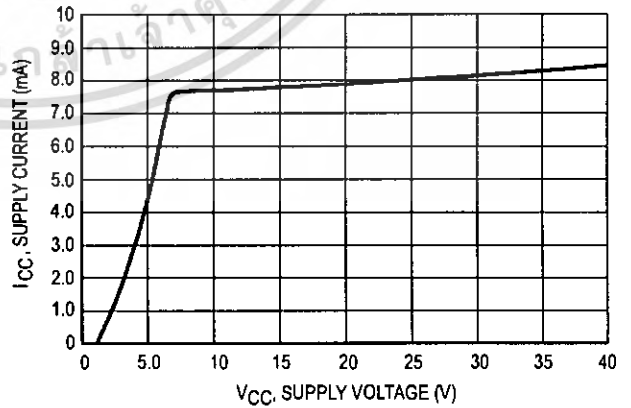


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

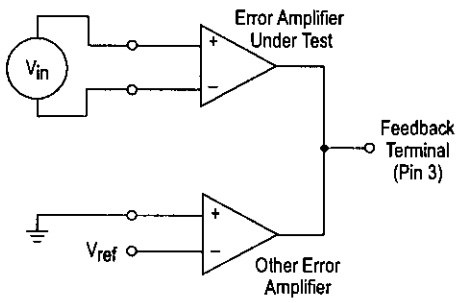


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

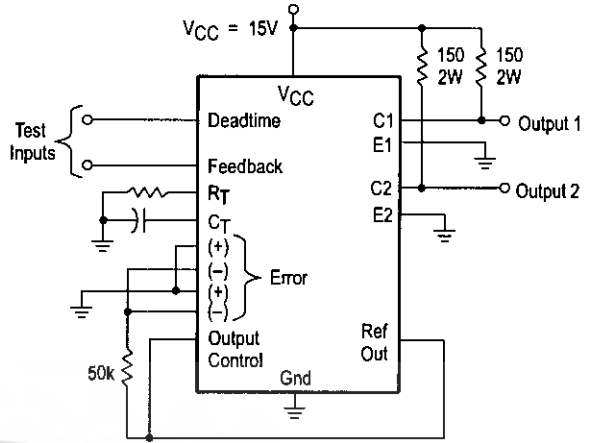


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

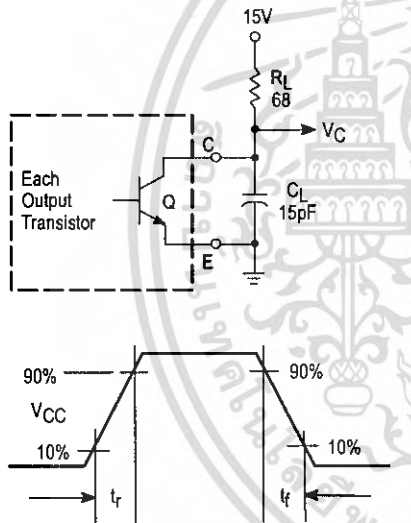


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

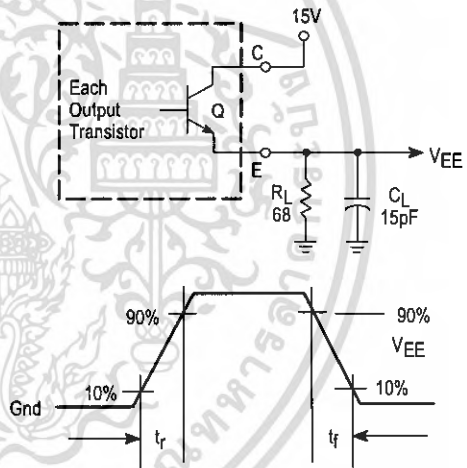


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

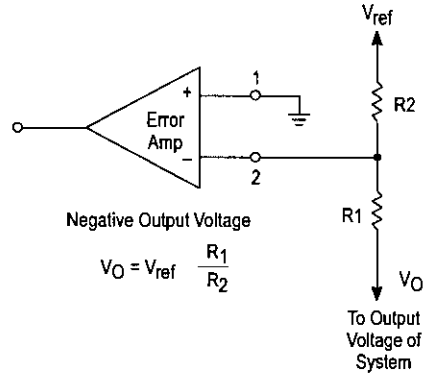
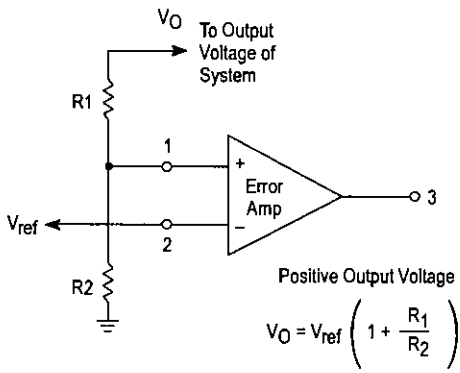


Figure 15. Deadtime Control Circuit

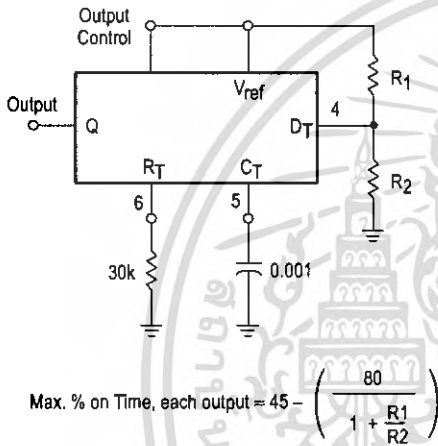


Figure 16. Soft-Start Circuit

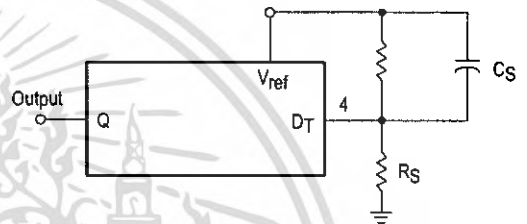
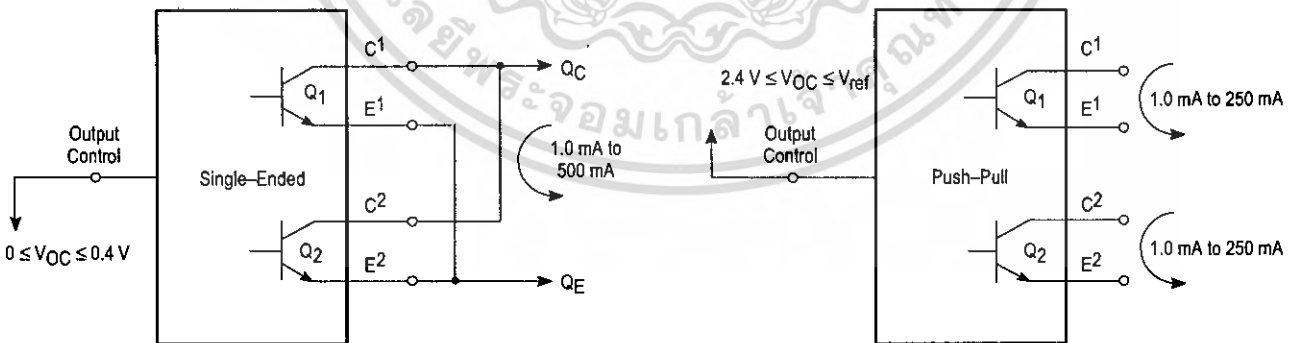


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

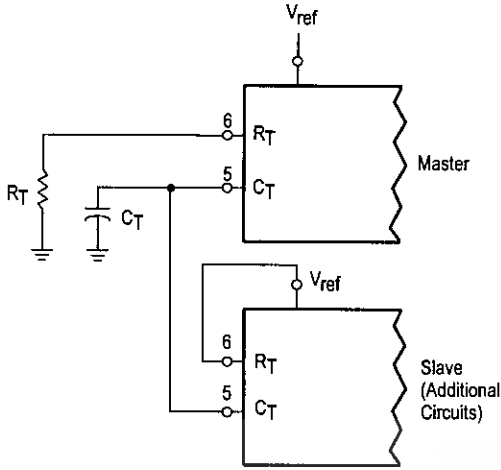


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

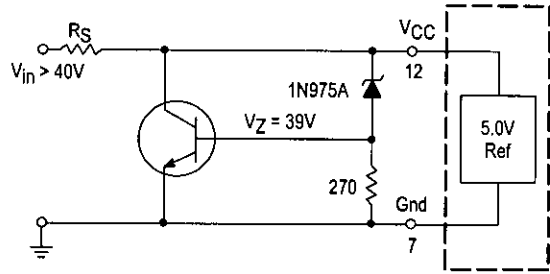
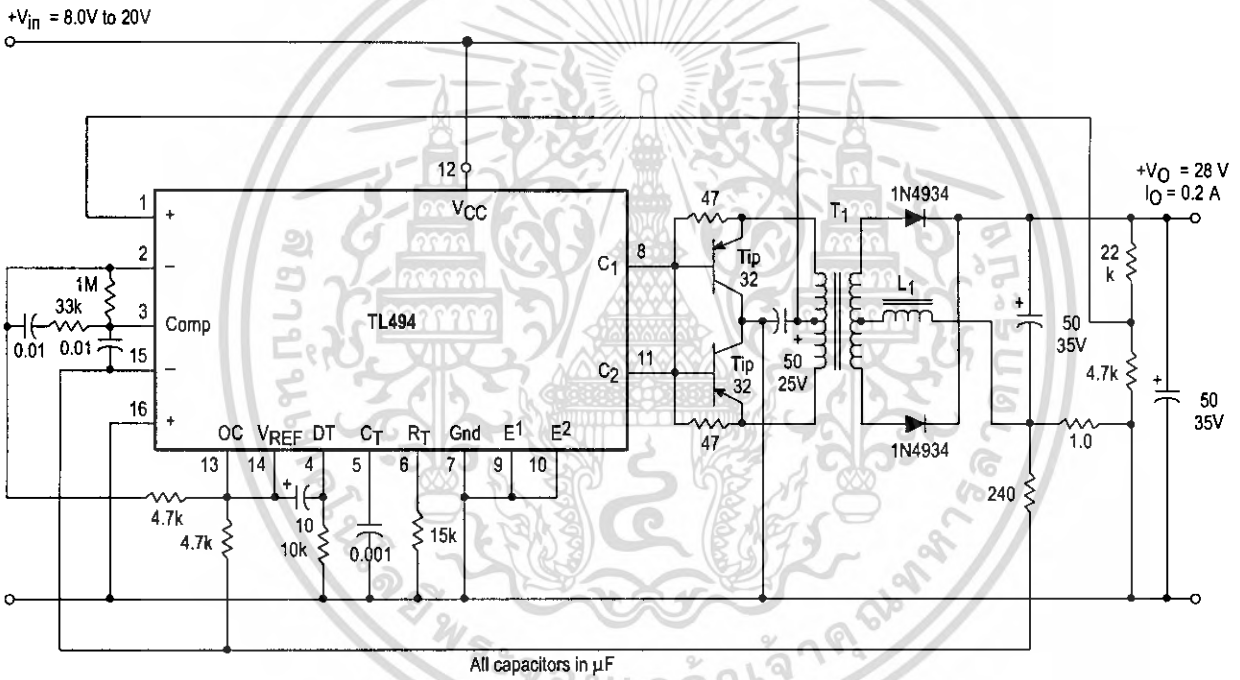


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

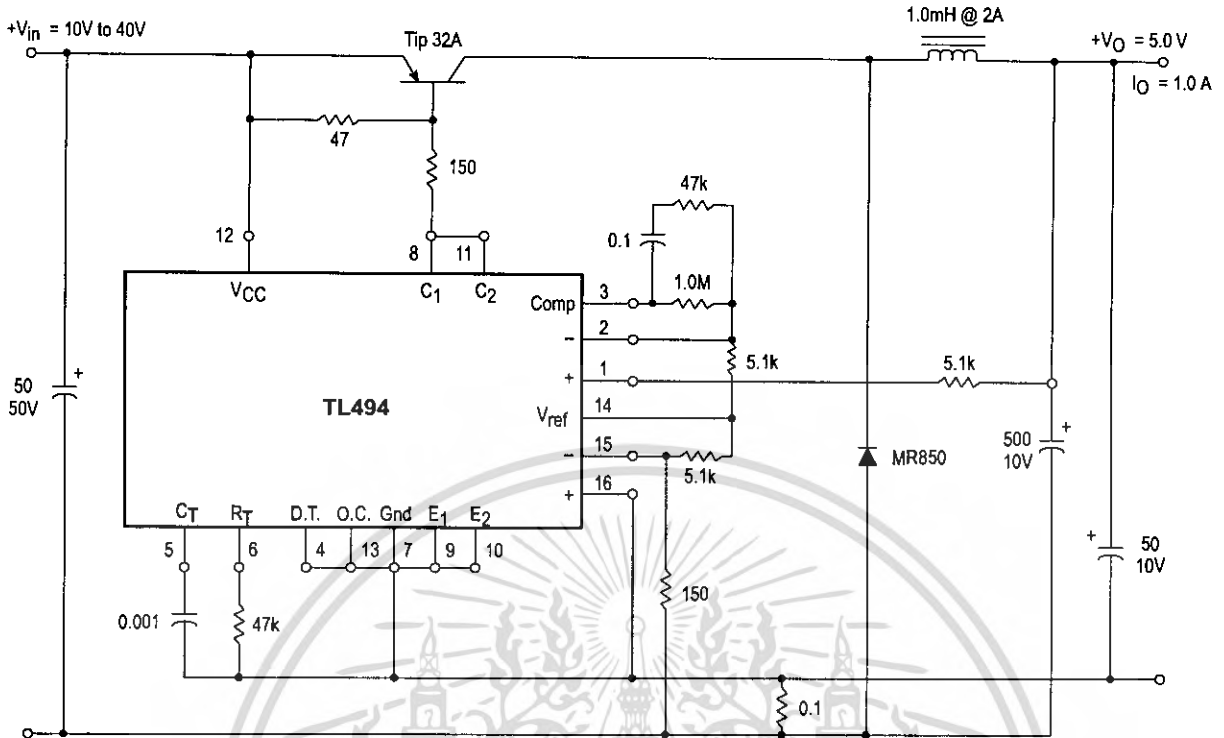


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter



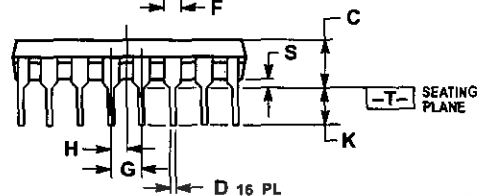
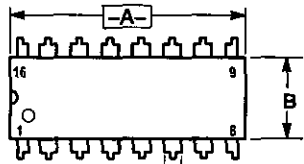
Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

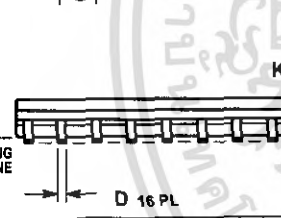
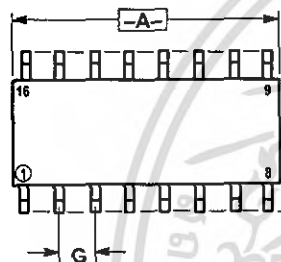


\oplus 0.25 (0.010) (M) T A (M)

- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.285	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16) ISSUE J




\oplus 0.25 (0.010) (M) T B (S) A (S)

- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

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

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

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

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



TL494/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้