

แหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟ

SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE OVENS



โดย
นายคณิต คอนทอง
นายจารึก ธรรมจง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42638
วัน, เดือน, ปี - 5 ส.ย. 2545

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

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

แหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟ
SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE OVENS

โดย

นายคณิต คอนทอง รหัสประจำตัว 41013206

นายจารึก ธรรมจง รหัสประจำตัว 41013207



อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟ

ผู้จัดทำ

1. นายคณิต คอนทอง
2. นายจาร์ก ธรรมจง

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟ

SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE OVENS

นายคณิต คอนทอง รหัสประจำตัว 41013206

นายจารึก ธรรมจง รหัสประจำตัว 41013207

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้วพร้อมที่จะทำการสอบได้



(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟ

นายคณิต คอนทอง
นายจารึก ธรรมจง
รศ. สมศักดิ์ เจียรศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอการประยุกต์การออกแบบและการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งสำหรับเตาอบไมโครเวฟ โดยต้องจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงและไฟฟ้ากระแสสูงให้กับตัวแมกเนตรอน โดยแรงดันที่ใช้มีค่า 3500 โวลต์ และกระแสคงที่ 10 แอมแปร์

เนื่องจากแหล่งจ่ายเดิมที่ตัวเตาอบไมโครเวฟนั้นเป็นหม้อแปลงซึ่งมีการสูญเสียสูง หากเปลี่ยนมาใช้วงจรสวิตชิ่งเป็นแหล่งจ่ายจะช่วยลดค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นได้

แหล่งจ่ายแรงดันสูง มีหลักการการทำงาน คือ ขั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับมาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส ต่อมานำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์โดยเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาร์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ โดยมีไอซี TL 494 เป็นตัวควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์เฟต ส่วนวงจรเอาต์พุตจะเป็นวงจรรีโซแนนซ์แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่รีโซแนนซ์ที่ปรับ

ในส่วนของแหล่งจ่ายกระแสสูงจะมีลักษณะการทำงานที่คล้ายกัน แต่ในส่วนของวงจรรีโซแนนซ์นั้น เราเปลี่ยนจากหม้อแปลงสเต็ป-อัพ เป็นหม้อแปลงสเต็ป-ดาวน์ และใช้หม้อแปลงแบบมีเซ็นเตอร์แท็ป เพื่อทำให้ขดลวดขดม้วนนั้นมีกระแสที่เพิ่มสูงขึ้น เพื่อให้ได้กระแส 10 แอมแปร์

SWITCHING POWER SUPPLY FOR MICROWAVE OVEN

Kanit Donthong

Jarerg Tummajong

Somsak Cheasirikun Adviser

ABSTRACT

This paper presents the application, designed and operation of switching power supply for microwave oven. Switching power supply generates high voltage and high current for magnetron. In this case uses voltage 3500 volt and constant current 10 ampere.

For power supply in microwave oven is transformer that may high loss. So use switching power supply for independence supply can decrease loss value apply.

Initially the rectifier and filter circuit transform an alternating voltage 220 volt 50 Hz to 311 volts DC. The direct current will then be converted to high frequency pulse by the power MOSFET as a part of half-bridge converter. TL 494 is used to control switching for the entire frequency and pulse width range. Output voltage composes of a resonance circuit and the output voltage varies with the adjusted resonant frequency.

The high current power supply have operate same the high voltage power supply. But resonant circuit will change from step up transformer to be step down transformer with center tap. For up current to 10 Amps.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	4
2.1 หลักการเบื้องต้น	4
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	5
2.3 วงจรควบคุม	9
2.4 วงจรขับ	13
2.5 วงจรสับเบอร์	17
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	20
บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง	27
3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	27
3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	29
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมารีและขดเซคคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	35
3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	36
3.5 ผลของการนำกระแสแต่เพียงที่ผิวของทองแดง	37
3.6 ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด	38
บทที่ 4 วงจรรีไซเคิล	41
4.1 วงจรรีไซเคิลอนุกรม	41
4.2 วงจรรีไซเคิลขนาน	43
บทที่ 5 หลักการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง	46
5.1 การทำงานของวงจร	46
5.2 การออกแบบวงจร	46
บทที่ 6 หลักการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง	51
6.1 หลักการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง	51
6.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	51
บทที่ 7 ผลการทดลอง	55
7.1 ขั้นตอนการทดลองวัดค่าแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิง	55
7.2 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิง	55
7.3 ขั้นตอนวัดค่าแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง	56
7.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายกระแสสูง	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8 สรุปผลการทดลอง	57
8.1 สรุปผลการทดลอง	57
8.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น	57



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง ก็คือ แหล่งจ่ายไฟประเภทหนึ่งคล้าย ๆ กับ เครื่องจ่ายไฟทั่ว ๆ ไปต่างกันที่มีขนาดกระทัดรัดกว่า เพราะไม่ต้องใช้หม้อแปลงและประสิทธิภาพ ดีกว่า โดยความเป็นจริงแล้ว สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนทางวงจรและความยุ่งยากในการสร้างและประกอบน้อยกว่า เนื่องจากการพัฒนาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต และวงจรควบคุมมีขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสูงขึ้นเรื่อย ๆ จนทำให้วงจรพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ ซึ่งเป็นวงจรหลักและใช้งานมาเป็นเวลานานแล้วยังคงสามารถนำมาใช้ได้ยังมีประสิทธิภาพ

กล่าวคือสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และยังสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันตรงค่าต่ำ เพื่อใช้งานในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากรวมถึงประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

ในขณะที่เดียวกันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบาเริ่มมีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานสูงและมีขนาดเล็กด้วย แนวโน้มการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้งานจึงมีแนวโน้มที่สูงขึ้นตามไปด้วย

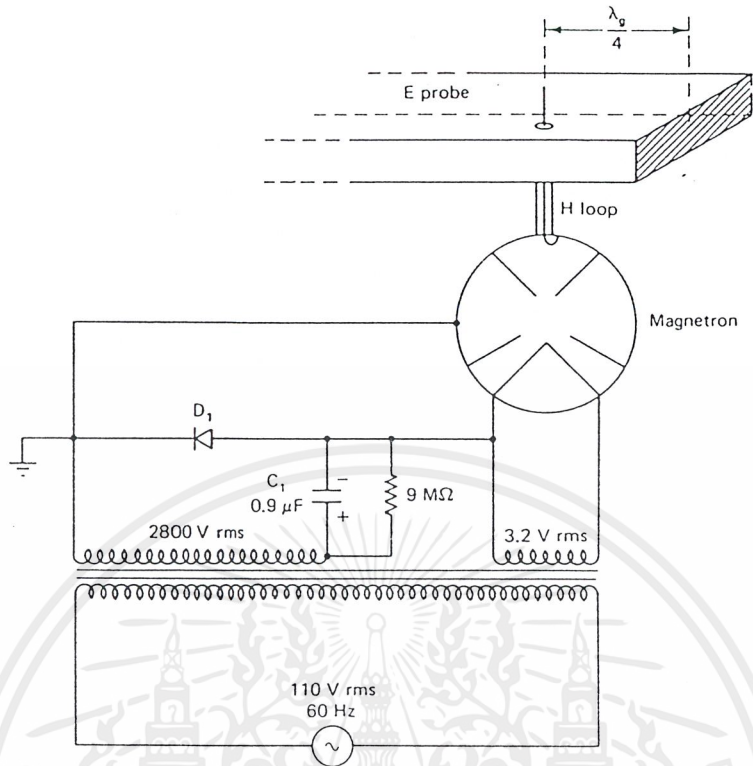
สำหรับ โครงการงานแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิงเป็นการนำหลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่มีการทำงาน คือ เปลี่ยนแรงดันสูง 220 โวลต์ มาทำการเรกติไฟร์และผ่านวงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงเพื่อแปลงกลับมาเป็นไฟสลับที่มีความถี่สูง โดยแรงดันไฟสลับความถี่สูงจะมีเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีไอซี TL 494 เป็นตัวทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์เฟต ทั้งยังมีการป้อนแรงดันกลับซึ่งโดยคุณสมบัติของไอซี TL 494 นี้เองจะทำการให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ มีการเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันหรือกระแสที่ป้อนกลับมาก็ผลทำให้สัญญาณเอาท์พุทที่ออกจากไอซี TL 494 ที่ไปควบคุม

ส่วนของคอนเวอร์เตอร์จะทำให้มีความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ส่วนวงจรด้านเอาต์พุตจะใช้วงจรรีโซแนนซ์ LC ที่ต่อกันแบบผสม เพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ ส่วนการกำหนดแรงดันเอาต์พุตจะสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความถี่รีโซแนนซ์ ซึ่งตรงค่าความถี่รีโซแนนซ์ของวงจรจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันที่สูงที่สุด ถ้าหากว่าที่ความถี่ที่ต่ำหรือสูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์จะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าความถี่รีโซแนนซ์ ซึ่งแรงดันส่วนนี้จะส่งไปให้ขดลวดของหม้อแปลงเอาต์พุตทางด้านขดลวดปฐมภูมิ จากการควบคุมของไอซี TL 494 ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันได้ตามที่เราต้องการ และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนขดลวดทางด้านทุติยภูมิให้มีจำนวนรอบเพิ่มมากขึ้นเราก็จะได้แรงดันที่ขาออก (เอาต์พุตของวงจร) มีค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วยตามจำนวนรอบของขดลวด เป็นค่าแรงดันสูงที่ได้ออกมาซึ่งเป็นค่าแรงดันที่เราต้องการและจะทำการผ่านวงจรฟิลเตอร์ให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง

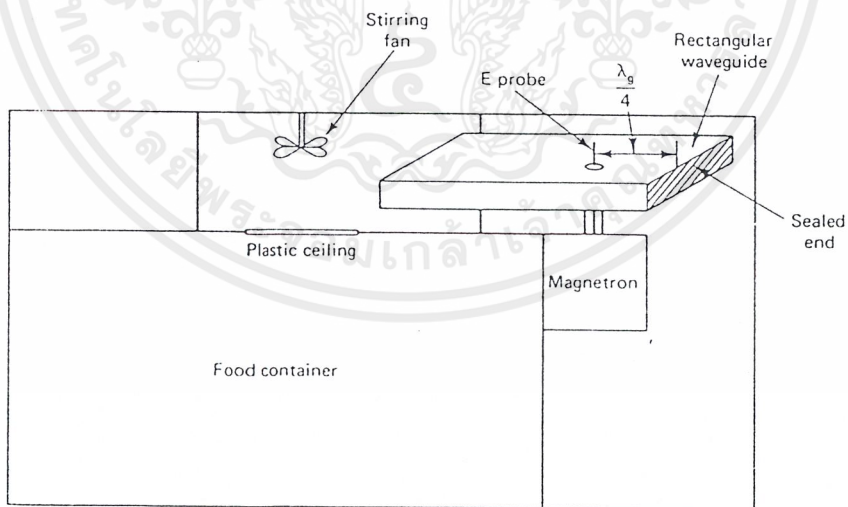
สำหรับแรงดันสูงที่สามารถผลิตได้จากวงจรข้างต้น ซึ่งในขั้นต่อไปจะทำการปรับปรุงให้มีขนาดสูงขึ้นเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟต่อไป ซึ่งแหล่งจ่ายไฟสำหรับเตาอบไมโครเวฟนั้นจะต้องใช้แรงดันไฟฟ้าที่มีค่าสูงมากและต้องเป็นแรงดันกระแสตรงกับแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่มีค่าสูง ป้อนให้กับแมกเนตรอนซึ่งอยู่ภายในเตาอบไมโครเวฟจึงจะสามารถทำงานได้

เตาอบไมโครเวฟนั้นเป็นการประยุกต์คลื่นไมโครเวฟนำมาใช้งานอย่างหนึ่ง โดยมีการจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงและกระแสไฟฟ้าที่สูงให้กับตัวแมกเนตรอน ซึ่งตัวแมกเนตรอนนี้โดยทั่วไปจะผลิตความถี่ที่ 2.45 MHz จากรูปที่ 1.1 จะเห็นได้ว่าการจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงให้กับตัวแมกเนตรอนโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวเพิ่มค่าแรงดันไฟฟ้าเพื่อให้ได้ไฟฟ้าแรงดันสูง เนื่องจากการใช้หม้อแปลงเป็นตัวเพิ่มแรงดันไฟฟ้า ดังที่ทราบกันโดยทั่วไปจะเกิดการสูญเสียไปอย่างมาก ทำให้สิ้นเปลืองพลังงาน ในโครงการนี้จึงได้นำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาประยุกต์สร้างเป็นแหล่งจ่ายให้กับเตาอบไมโครเวฟแทน โดยจะการจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงและกระแสไฟฟ้าที่สูงให้กับตัวแมกเนตรอน

จากรูปที่ 1.2 เป็นรูปแสดงหลักการของเตาอบไมโครเวฟ ซึ่งมีการทำงานคือ เมื่อแมกเนตรอนผลิตคลื่นความถี่ RF ออกมาจนเกิดการรีโซแนนซ์กับควิตีในตัวแมกเนตรอนแล้ว ก็จะส่งผ่านคลื่นไมโครเวฟนี้ผ่าน H-Loop คลื่นจะผ่านไปตามเวฟไกด์และเข้าสู่ห้องบรรจุอาหาร เมื่อคลื่นเข้าสู่ห้องบรรจุอาหารแล้วจะเกิดการสะท้อนไปมาภายในห้อง เนื่องจากในห้องนี้มีการออกแบบและซีลด์โดยวัสดุที่สามารถสะท้อนคลื่นได้ดี คลื่นไมโครเวฟภายในห้องบรรจุอาหารจะรีโซแนนซ์กับน้ำในอาหาร ทำให้เกิดความร้อนภายในตัวอาหารเองทำให้อาหารสุก ซึ่งเป็นหลักการเบื้องต้นของเตาอบไมโครเวฟในปัจจุบัน



รูปที่ 1.1 รูปแสดงการต่อแหล่งจ่ายไฟให้กับตัวแมกเนตรอน



รูปที่ 1.2 รูปแสดงหลักการเบื้องต้นของเตาอบไมโครเวฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

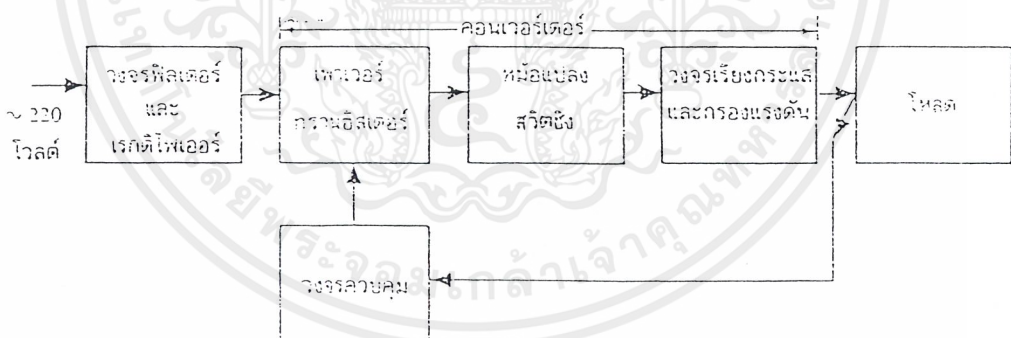
บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไปและจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิร์ต จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซ์เพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การหุงทำแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

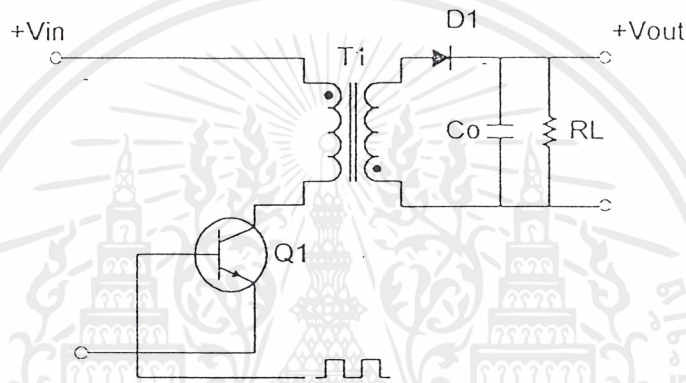
นอกจากนี้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่น ๆ อีก เช่น วงจรกรอง RFI วงจรป้องกันไฟกระชาก วงจรกำเนิดกระแส วงจรป้องกันแรงดันเอาต์พุตเกิน ฯลฯ ในตอนนี้จะกล่าวถึงหลักการทฤษฎีและการออกแบบใช้งาน รวมทั้งการเลือกใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ ในภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ให้เหมาะสม สำหรับการทำงานของภาคเอาต์พุต ทำงานลักษณะของรีโชนนท์โดย

สามารถปรับความถี่เพื่อให้ได้แรงดันหรือกระแสตามที่ต้องการ โดยการต่อรีโซแนนซ์สามารถ
 ต่อได้หลายวิธี สำหรับ โครงานนี้ใช้ CL แบบผสมเพื่อได้แรงดันสูงสุด ตามที่ต้องการ

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูง
 ลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับ
 ลักษณะการจับ วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดัง
 รายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

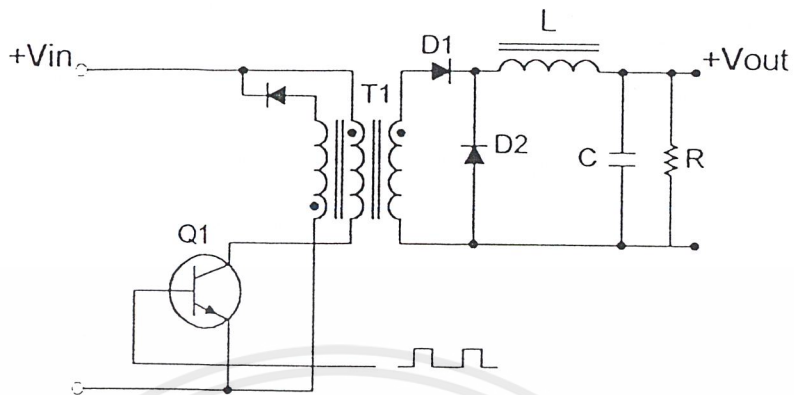


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะ
 เป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เปลี่ยนที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1
 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1
 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอส กลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อ
 แปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขด
 ปฐมภูมิและทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อ
 แปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์
 พูท Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อิน
 พูท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่
 เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมี
 ราคาถูก

2.2.2 ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

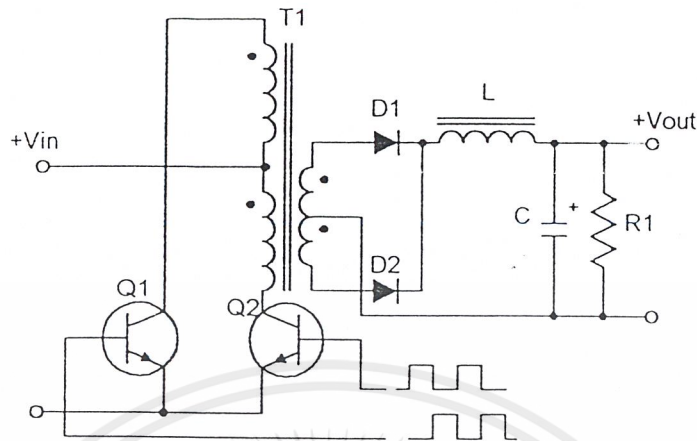


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัว ทำให้มีการกลับชั่วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

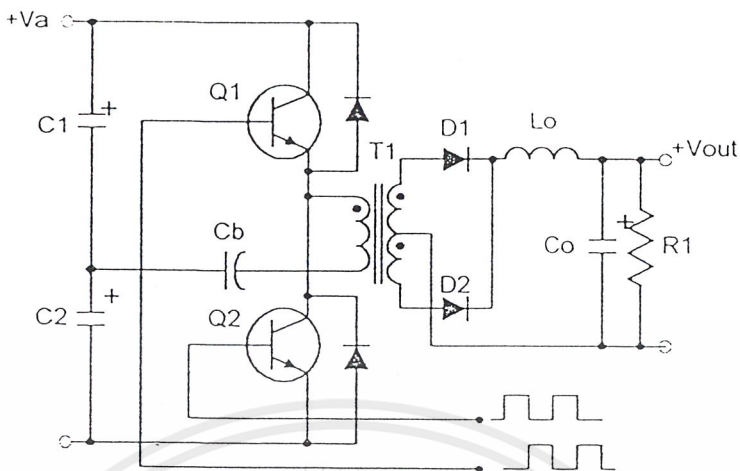


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

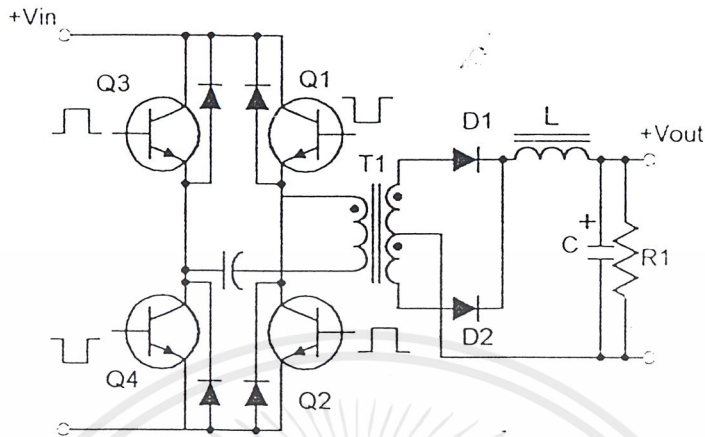


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันกับฟูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน วงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสเหนี่ยวนำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

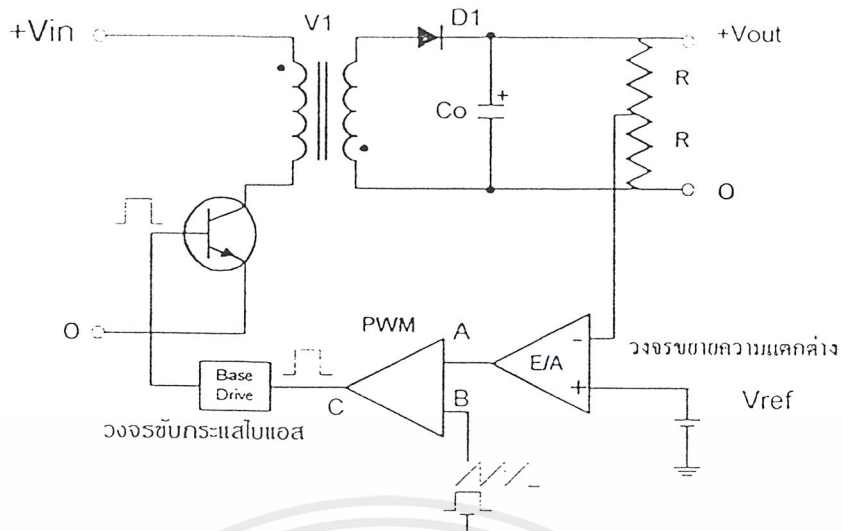
จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

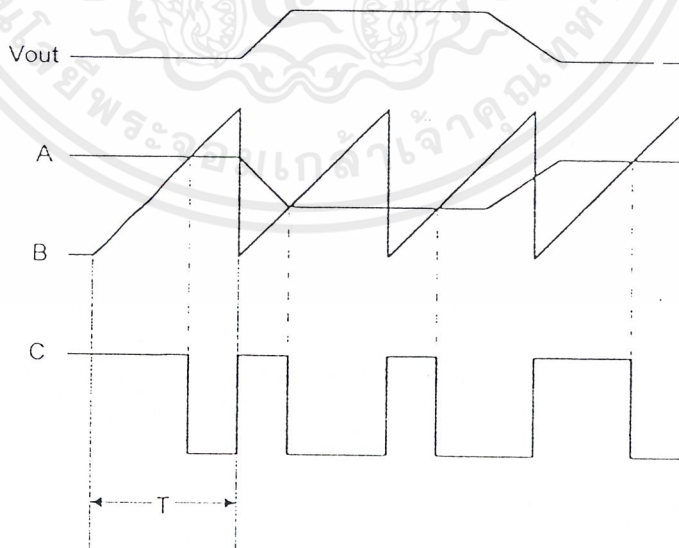
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมคควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรถักชีพัดที่มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรถักชีพัดที่มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี่เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



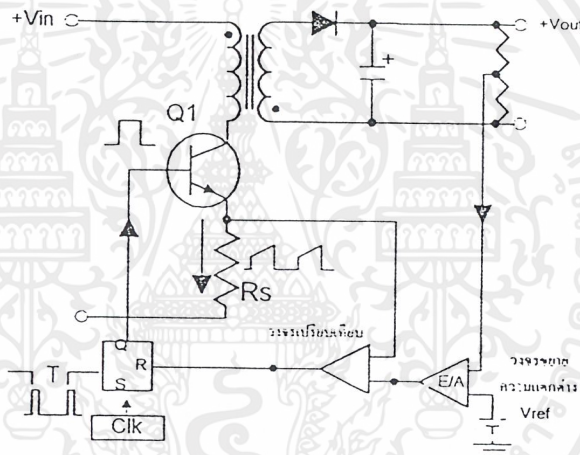
รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรถยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรถวลุมใน โหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรถวลุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.10 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรถวลุมในโหมดควบคุมกระแส

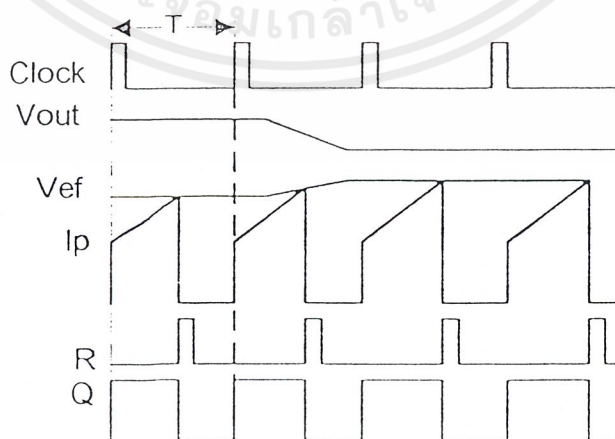
เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูป 2.10 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรถวลุมด้วยการตัดวงจรถยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่ วงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันคกร่วม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และ ไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่คกร่วมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10 (ข)



รูปที่ 2.10 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีขีดดีกว่า วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสไหลลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขบปจุมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

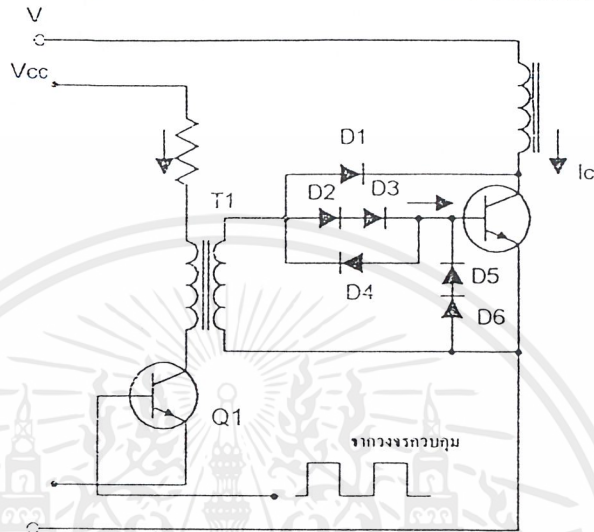
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นทำค้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้อานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

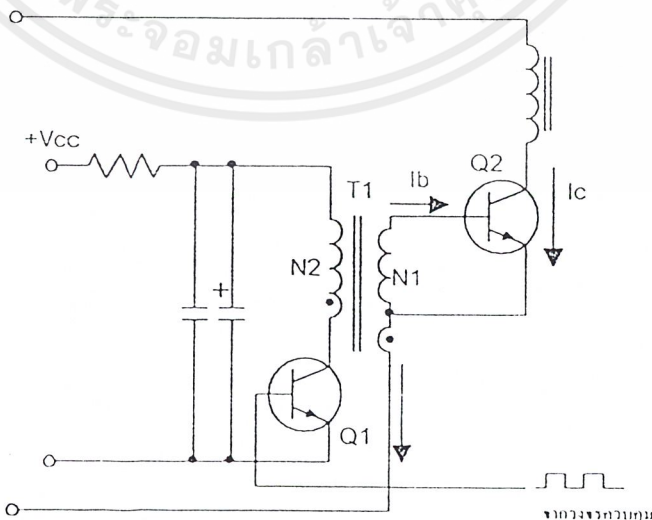
2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว

การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 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 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมปี

2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมปีที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

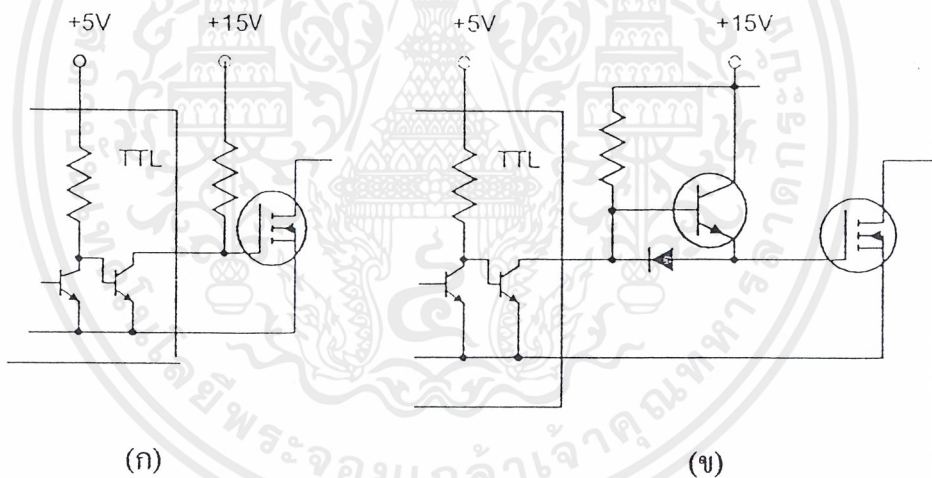
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมีเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



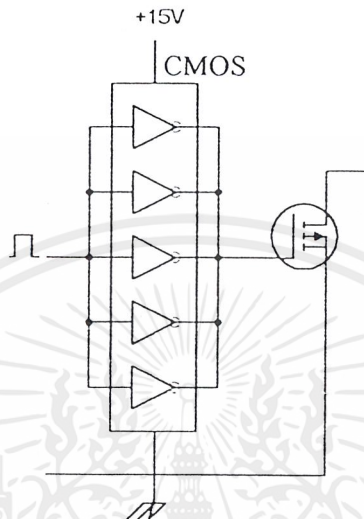
รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลัฟ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลัฟ รีซิสเตอร์

รูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่ม

ทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

2.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

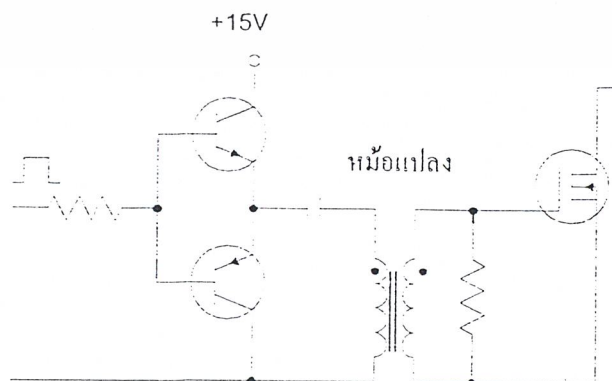


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์รี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมทั้งก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

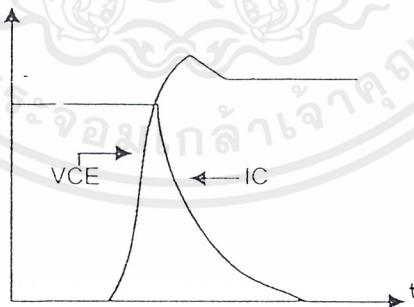
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

2.5 วงจรสับเบอ์

วงจรสับเบอ์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอ์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอ์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจร RCD สับเบอ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

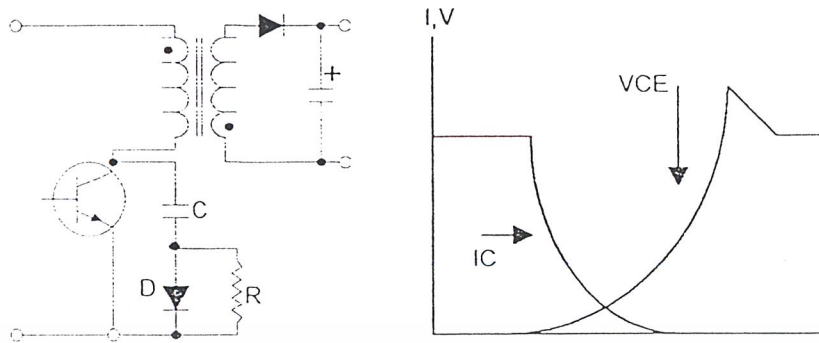
2.5.1 วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอ์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอ์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วงหุคนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ช่วงเริ่มหุคนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหุคนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

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

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

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

เมื่อ	I_p	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{in}	คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
	t_{on}	คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	t_{off}	คือ ช่วงเวลาหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

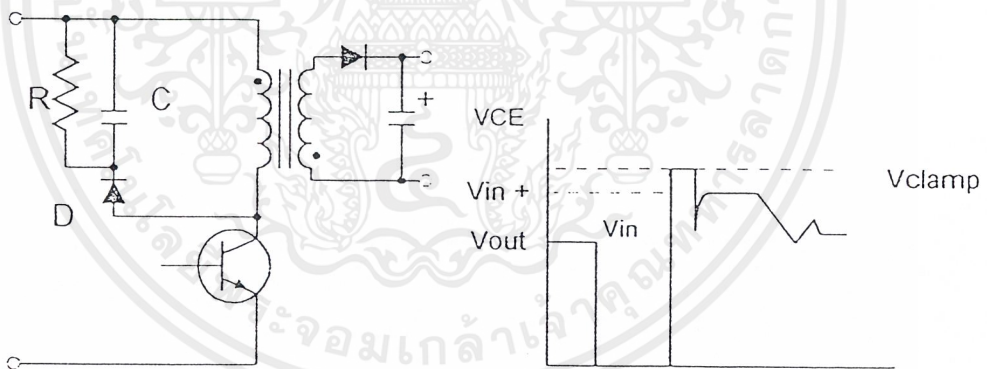
การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่กิดมาจากการทำงานเกินพิกัด ปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอ์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสับเบอร์นี้ทำงาน โดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กอินเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_e^2 = \frac{1}{2}LiI_p^2 \quad (2.6)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน Vceo-Vclamp ดังนั้น

$$C = \frac{LiI_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
 Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 Vceo คือ อัตราทนแรงดันคิกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 Vclamp คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

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

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)LiI_p^2\right]}{T} \quad (2.9)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะเปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลา คืบตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาคืบตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืบตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืบตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

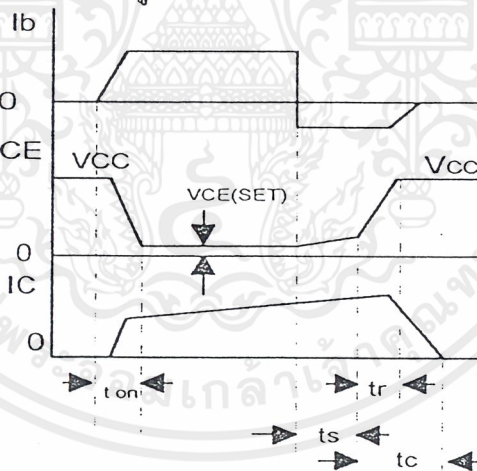
ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อเสียอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาสูงกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมิตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ (V_{ce}) จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูปข้างล่าง กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา 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_r (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา t_r+t_f จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสที่นี้อาจประมาณได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5V_{cc}I_{pkt}C}{T} \quad (2.10)$$

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

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จาก ไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพวงหรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

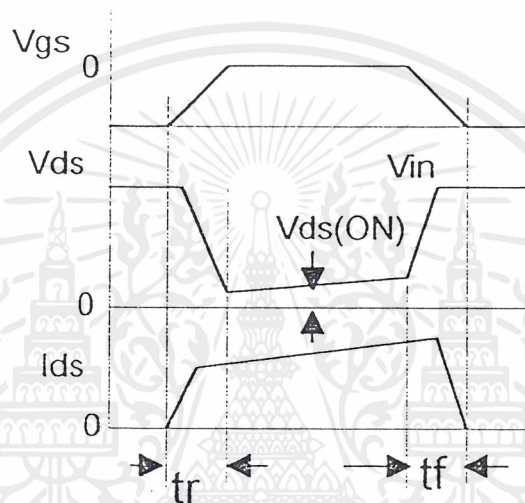
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_d จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (2.11)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} \times V_{in.tr}}{T} \quad (2.12)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.5 I_{pk(off)} \times V_{in.tr}}{T} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

$$P_C = I_{D_{rms}}^2 \times R_{Dson}(T_j) \quad (2.14)$$

- เมื่อ P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- $I_{D_{rms}}$ คือ ค่ากระแส rms $R_{Dson}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

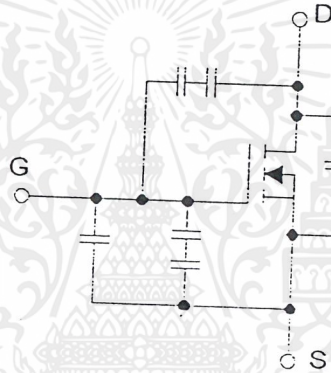
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรจับเพาเวอร์มอสเฟต

การจับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการจับกระแสไบแอสไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การจับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าค่านอินพุท (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 2.21

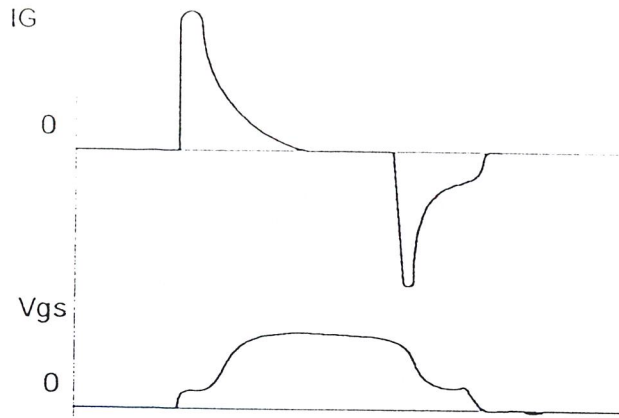


รูปที่ 2.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูป

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

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

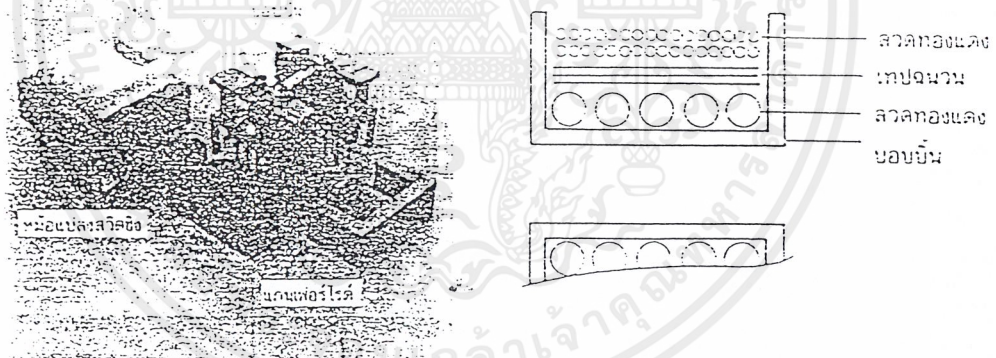
บทที่ 3

หม้อแปลงสวิตชิง

ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้อธิบายไว้โดยละเอียดในบทนี้

3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปที่ 3.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบอบบอบบิ้น

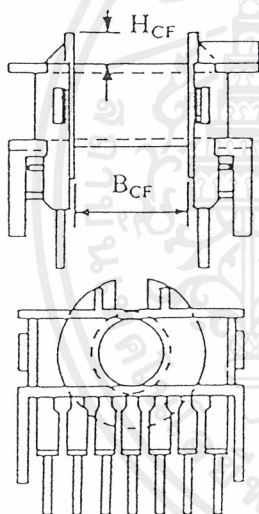
3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจูดซึมตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง

3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในฉนวนต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

3.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อน ได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการถัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 3.2 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 3.2



CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
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 = พื้นที่ช่องพันขดลวด

B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

l_w = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

ETD

Bobbin

รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC

3.1.3 ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้ง ไพรมารี่ และเซคันดารี ของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นฉนวนระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตจิ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟปฐมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จุดขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตจิ่งเป็นหลัก

3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตจิ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น IEEE,ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบกันได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 3.3

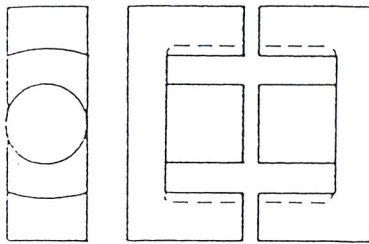
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตจิ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง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

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM,PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

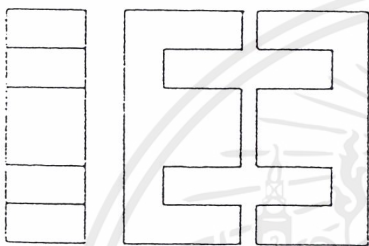
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีการละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



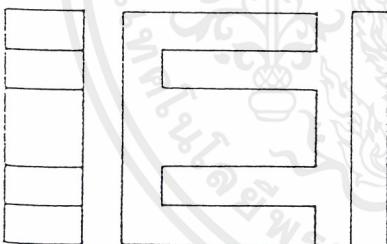
ETD

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



EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EE 20/20/5	0.51	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



EI

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.55	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

A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น

V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

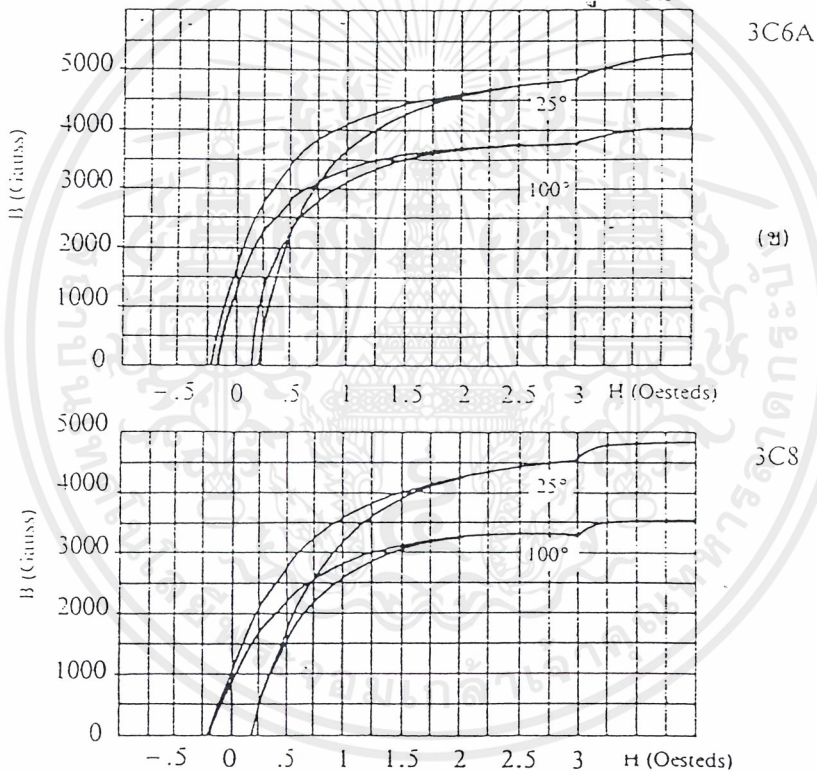
รูปที่ 3.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

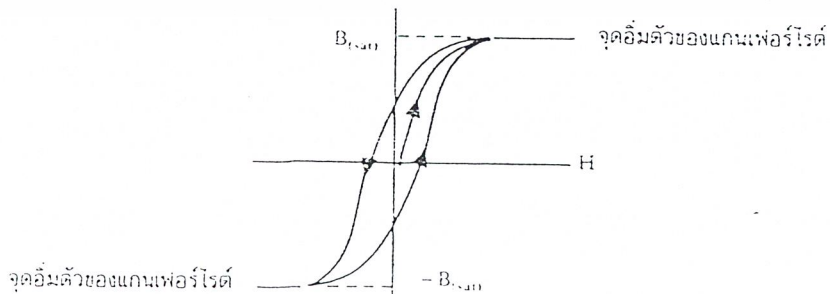
3.2.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส(Hysteresis Curve)

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

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซิกบนและซิกล่าง ปกติผู้ผลิตจะใช้กราฟในซิกบนมาเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตช์ 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 เป็น เกาส์
	V	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขด ไพรมารี เป็น โวลท์
	N_p	คือ ค่าจำนวนรอบของขด ไพรมารี เป็น รอบ
	A_c	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ตารางเซนติเมตร
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขด ไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิมตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

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

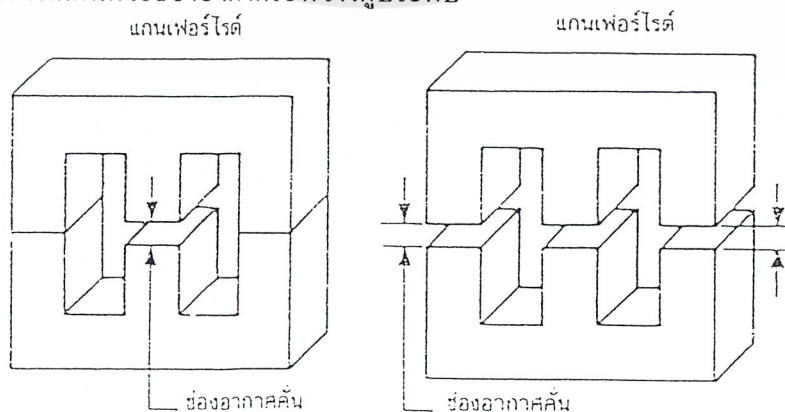
3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w)

3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิมตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

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



รูปที่ 3.6 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การค้นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประภสามารถทำได้ง่ายกว่าการค้นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคันที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประภ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคันที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือจัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคันตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การค้นช่องอากาศระหว่างคู่ประภ ความหนาของแผ่นฉนวนคันที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคันที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคันที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

3.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโซลิด

หม้อแปลงสวิตซ์สำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุทโซลิด จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุทโซลิด พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

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

โดยที่	I_g	คือ ระยะห่างช่องอากาศคันแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร
	A_e	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
	$B_{(max)}$	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็น เทสลา
	L	คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุทโซลิด เป็น เฮนรี่
	$I_{p(pk)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็น แอมป์

ค่าของ $B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคัน I_g หรือ โดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_e เพิ่ม

ขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตซ์ิ่งและเอาต์พุท ไซค์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (3.3)

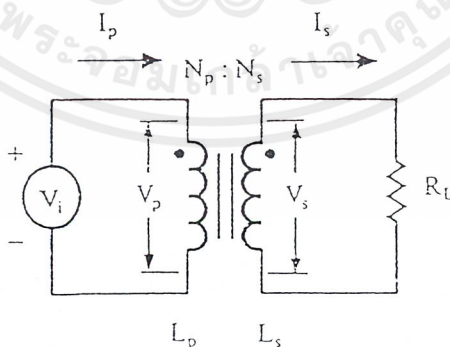
$$N = \frac{B_{\max} \cdot l_g}{0.4\pi \cdot I_p(pk)} \quad (3.3)$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาต์พุท ไซค์

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้นรวม ถึงการสูญเสียที่เกิดในขดลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุท ไซค์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์ิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 3.7 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

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

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

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

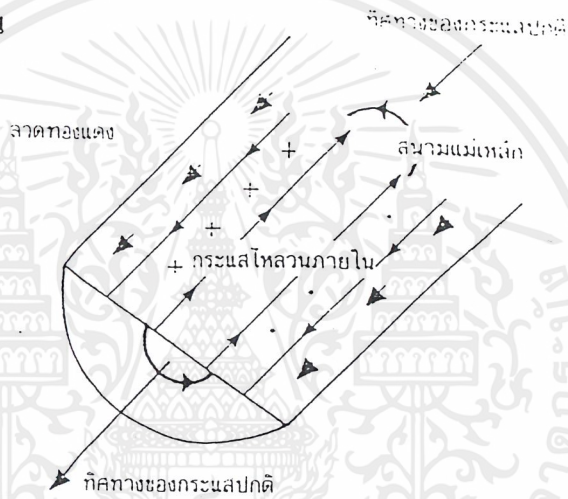
3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์จะใช้ขดลวดทองแดงอาบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตช์ กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

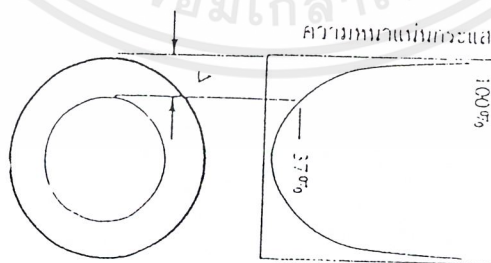
3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่นี้ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบ ๆ ตัวมันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 3.8

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง



รูปที่ 3.9 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 อกซาซี ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

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

เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

3.6 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability, μ (มีว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้อีกกล่าวต่อไป

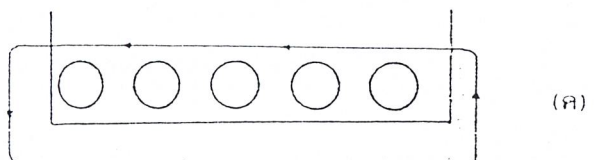
รูปที่ 3.10 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก μ ของแกนมีค่าสูงมากดังรูปที่ 3.10 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



(ก)



(ข)

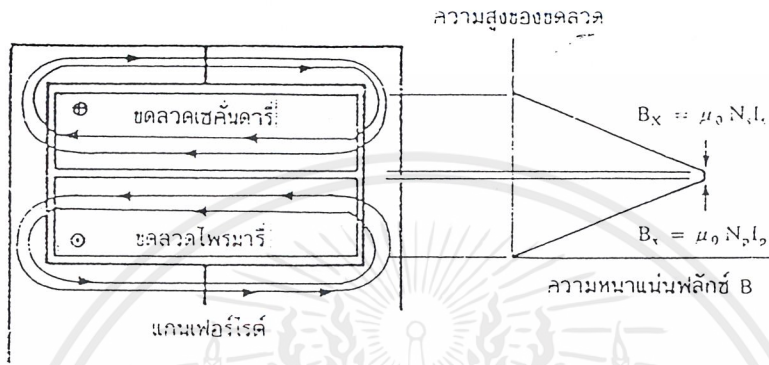


(ค)

รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์

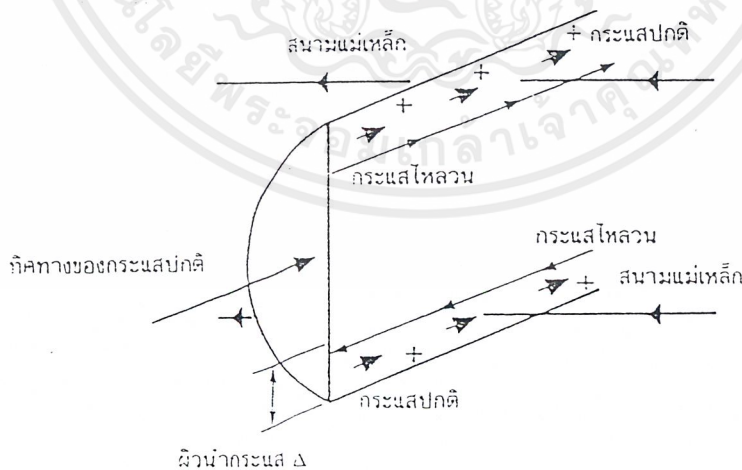
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 3.11 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลขึ้นในลวดทองแดง



รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในหม้อแปลง สวิตซ์ ซึ่งโดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

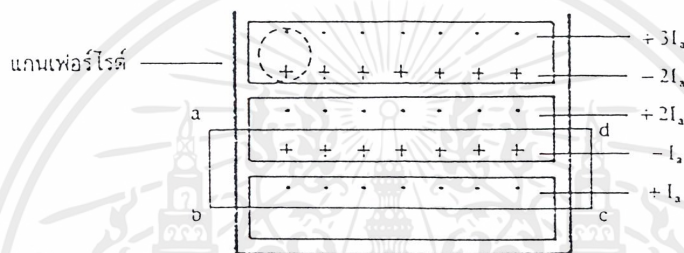
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดในวงในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสน้ำของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยังมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 3.13 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางกลางของลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ $+I_s$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสที่ผิวด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวนำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (mHd) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมามีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_s$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_s$ และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_s$ ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_s$ และค่ากระแสที่ผิวด้านบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

บทที่ 4

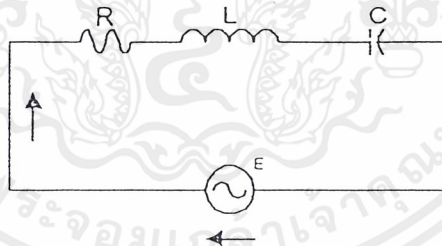
วงจรรีโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรรีโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดัน ที่จ่ายให้แก่วงจรนั่นเอง ดังนั้นในขณะที่เกิดรีโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์เทียบเท่ากับในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอกแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแส กับแรงดันเกิดอินเฟสกันดังนั้นจึงทำให้พาวเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือยูนิต

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

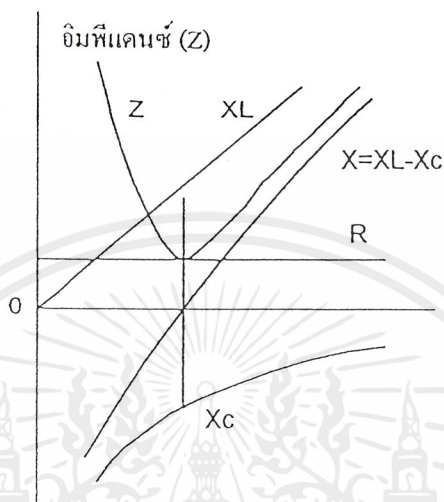
เมื่อเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้ $X = 0$ นั่นคือ $\omega L = 1/\omega C$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$ หรือ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

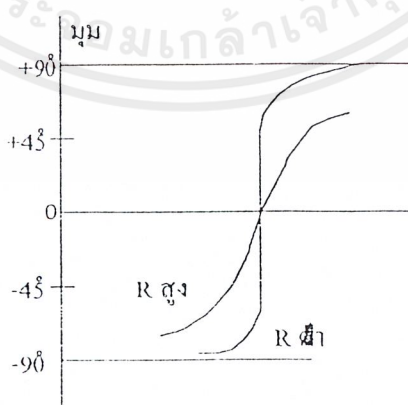
จะได้

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



รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z

ในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์ โดยพล็อตโน้ตฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าอินดักติฟรีแอกแตนซ์ จะเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

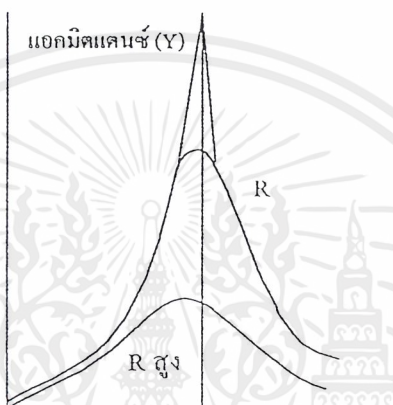


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_L จะมีค่ามากกว่าค่าของ X_c และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและจะมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่ามากกว่าความถี่ ω_r มาก ๆ



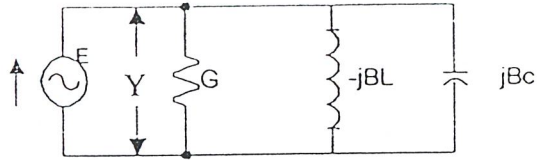
รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิตแตนซ์

ส่วนในรูปที่ 4.4 เป็นกราฟของแอดมิตแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ ω เช่นเดียวกันแต่เนื่องจาก $I = EY$ ดังนั้นกราฟของแอดมิตแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ ω ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะเกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่ ω_r และที่ความต้านทานมีค่าต่ำกระแสจะไหลมากขึ้นด้วยและกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่ $R = 0$ ส่วนมุมของแอดมิตแตนซ์นั้น ในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้ แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามรูปที่ 4.3

4.2 วงจรรีโซแนนซ์

การพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

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



รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

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

เมื่อวงจรเกิดสถานะรีโซแนนซ์จะได้ $B = 0$ นั่นคือ $\omega c = 1/\omega L$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

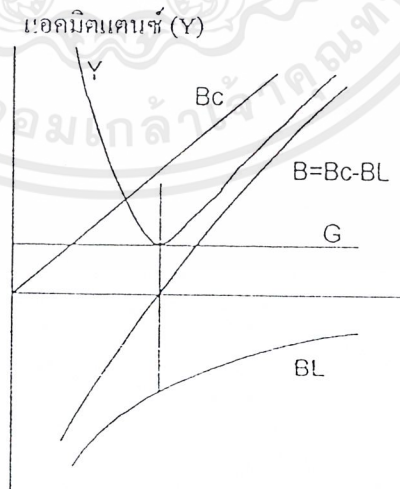
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \tag{4.5}$$

จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.6}$$

นั่นคือความถี่รีโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความอนุกรมคือมีค่าเท่ากับ

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

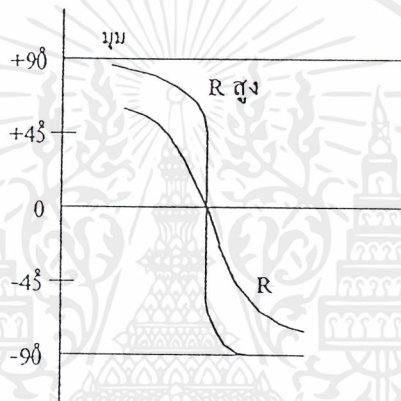


รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมิตแดนซ์ Y พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ G, B_c และ B_L โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าคาปาซิทีฟแซเฟแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินดักตีฟ ในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้แอดมิตแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรมีน้อยที่สุด

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ B_L จะมากกว่าค่าของ B_c จึงเท่ากับให้มุมของแอดมิตแดนซ์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นมุมของอิมพีแดนซ์จึงมีค่าเป็นบวกและมีค่าประมาณ $+90^\circ$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์ดังแสดงให้เห็นในรูป 4.7



รูปที่ 4.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ B_c จะมากกว่าค่าของ B_L จึงทำให้มุมของอิมพีแดนซ์ Z มีค่าเป็นลบและมันจะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่ ω เปลี่ยนไปสำหรับวงจรที่มีความต้านทานสูง

บทที่ 5

หลักการการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง

5.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร จากวงจรในภาค คอนเวอร์เตอร์แรงดันที่เข้ามา ไม่ว่าจะเป็น 110 V 50 Hz หรือ 220 V 50 Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริดจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ และยังทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กลับเพาเวอร์มอสเฟต ทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 k เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วย ซึ่งตกรวมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทำงาน ตามที่วงจรควบคุม

วงจรควบคุม อาศัย ไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส โดยที่ไอซี TL494 เป็นวงจร PWM ผลิตความถี่เอาท์พุท ออกมายังขา 8 และ 11 และจะมีค่าของ DEAD TIME ซึ่งขา 8 และ 11 จะเป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1k เพื่อให้แรงดันมากพอที่ผ่านเข้าไปยังไอซี 4049 เพื่อทำการขยายกระแสและต่อไปยังมอสเฟต IRF 9540 และ IRF 450 ขยายต่อและส่งไปยังหม้อแปลงเพื่อขับปลั๊กสัญญาณ ส่งต่อไปยังมอสเฟตซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การขับเคลื่อนจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกลับขากเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท

วงจรป้องกันมีทั้งการป้องกันกลับแรงดันและกระแส โดยที่การป้องกันกลับแรงดันจะต่อร่วมอยู่กับการป้องกันกระแสโดยจะเปรียบเทียบกัน การป้องกันกระแสจะใช้หม้อแปลง (T2) ดึงแรงดันจากเอาท์พุทมาทำการแปลงเป็นไฟตรงก่อนที่จะมาเปรียบเทียบกัน โดยใช้ไอซี LM324

วงจรเอาท์พุทเป็น หม้อแปลงแรงดันสูงต่อกลับวงจรรีโซแนนซ์เพื่อที่จะควบคุมแรงดันได้ โดยปรับความถี่ที่วงจรควบคุม

5.2 การออกแบบวงจร

5.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์การทำงานของวงจรกำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุท แรงดันตกรวมตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุทเพาเวอร์มอสเฟต (Q1 และ Q2) จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา และพัลส์ที่ได้

จากวงจรควบคุมซึ่งจะทำให้ได้แรงดันไฟสูงความถี่สูงตามที่ต้องการเพื่อส่งต่อไปยังภาคเอาต์พุทรีโซแนนซ์ต่อไป

5.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจากไอซี LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับมา ทำให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของไอซี TL494 เป็นวงจร PWM ซึ่งความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุทพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T ดังสมการที่ 5.1 คาบเวลาการทำงานที่ออกจากขา 5 และขา 6 ของไอซี TL494 กำหนดได้จาก (การต่อ R_T และ C_T ดูได้จากภาคผนวก)

$$T = (R_T C_T) / 1.1 \quad (5.1)$$

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเมื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 – 3.3 โวลต์เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL494 ซึ่งในโครงการนี้การกำหนดความกว้างพัลส์จะสัมพันธ์กับค่าเวลาเมื่อ โดยความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน VR 10k จาก JP5 กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จากไอซี LM324 ซึ่งจะให้ไฟลบเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี TL494 เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์หรือได้ความถี่ตามต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไปควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์

5.2.3 วงจรควบคุมกระแส

วงจรควบคุมกระแสจากรูปที่ 4.1 ควบคุมโดยการใช้หม้อแปลง T2 เป็นตัวป้อนกลับและทำการแปลงแรงดันให้เรียบ เพื่อส่งผ่านไปยังไอซี LM324 ทำการขยายและส่งต่อไปยัง ไอซี 494 เพื่อควบคุมความถี่ให้คงที่ต่อไป

5.2.4 วงจรเอาต์พุทรีโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุทรีโซแนนซ์ที่ใช้ใน โครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมดังรูปที่ 5.2 ซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุท สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วนของวงจรเอาต์พุทรีโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุทสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (5.2)

$$f_o = \frac{\sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{C_1 * L_1 * L_2}}}{2\pi} \quad (5.2)$$

จากวงจร

$$L_1 = 6.2 \text{ mH}$$

$$L_2 = 0.5 \text{ mH}$$

$$C_1 = 0.1 \mu\text{H}$$

เพราะฉะนั้น

$$f_o = \frac{\sqrt{\frac{(6.2\text{mH} + 0.5\text{mH})}{(0.1\mu\text{H} * 6.2\text{mH} * 0.5\text{mH})}}}{2\pi}$$

$$= 30 \text{ kHz}$$

ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 30 kHz



รูปที่ 5.2 วงจรเอาต์พุทรีโชนั้นของวงจรแหล่งจ่ายแรงดันสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

หลักการทํางานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง

6.1 หลักการทํางานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง

การทํางานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะแบ่งออกเป็นสองส่วนด้วยกัน คือส่วนของเพาเวอร์สวิตชิ่ง ซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสแตตส์ฟริคค์ และในส่วนของวงจรควบคุม จะประกอบด้วย วงจรป้อนกลับเช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง เพียงแต่ในส่วนของวงจรรีโชนแนนท์นั้น เราเปลี่ยนจากหม้อแปลงสเต็ป-อัพ เป็นหม้อแปลงสเต็ป-ดาวน์ และใช้หม้อแปลงแบบมีเซ็นเตอร์แท็ป เพื่อทำให้ขดลวดขดขั้วนั้นมีกระแสที่เพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นจำเป็นที่จะต้องออกแบบคุณลักษณะต่างๆของหม้อแปลงความถี่สูงและภาควงจรรีโชนแนนท์ใหม่

6.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง(High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C3 ที่มีพื้นที่หน้าตัดของแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัว (Best) ประมาณ 3300 เกาส์ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3000เกาส์ คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = (V_p \times 10^8) / (K \times f \times B_{max} \times A_e)$$

โดยที่ N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ(รอบ)

V_p คือค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด(โวลต์)

K คือค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

f คือค่าความถี่(เฮิรต์)

A_e คือพื้นที่หน้าตัดของแกน(ตารางเซนติเมตร)

แทนค่า

$$N_p = (150)(10^8) / (4)(27 \times 10^3)(3000)(0.784 \times 3)$$

$$= 19.6$$

เพราะฉะนั้นจะใช้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 20 รอบ ขนาดของเส้นลวดที่พันจะใช้ลวดทองแดงเบอร์ 24 มีพื้นที่ผิวประมาณ 10 เส้นที่ขดปฐมภูมิ และ 20 เส้นที่ขดทุติยภูมิ

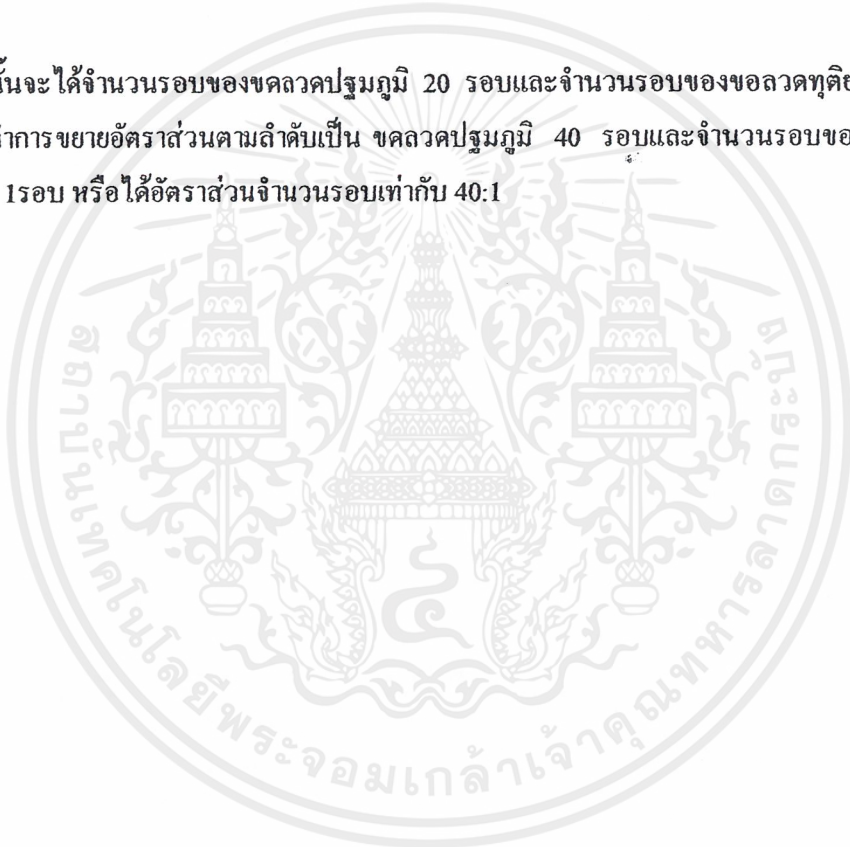
สำหรับการคำนวณจำนวนรอบของขดลวดทางด้านเอาท์พุทจะใช้ความสัมพันธ์ดังข้างล่างนี้

$$N_s V_p = N_p V_s$$

แทนค่า

$$N_s = (20)(3) / 150 = 0.4$$

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 20 รอบ และจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 0.4 รอบ จึงทำการขยายอัตราส่วนตามลำดับเป็น ขดลวดปฐมภูมิ 40 รอบ และจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 1 รอบ หรือได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 40:1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 วงจรเอทพุทรีโซแนนซ์ของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

ผลการทดลอง

7.1 ขั้นตอนการทดลองวัดค่าแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิดจิ่ง

1. นำวงจรที่สร้างตามรูปที่ 5.1 และ 5.2 มาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณ ไคร์ฟมอสเฟต)

ที่ค่า 40.98 kHz (ความถี่รีโซแนนซ์)

2. นำโหลดค่า 2.5 k Ω 10ตัว ต่ออนุกรมกันที่เอาต์พุทของวงจร

3. ใช้มิเตอร์ทำการวัดค่าแรงดันที่ตกคร่อม โหลดตัวใดตัวหนึ่ง และอ่านค่าแรงดันที่ได้

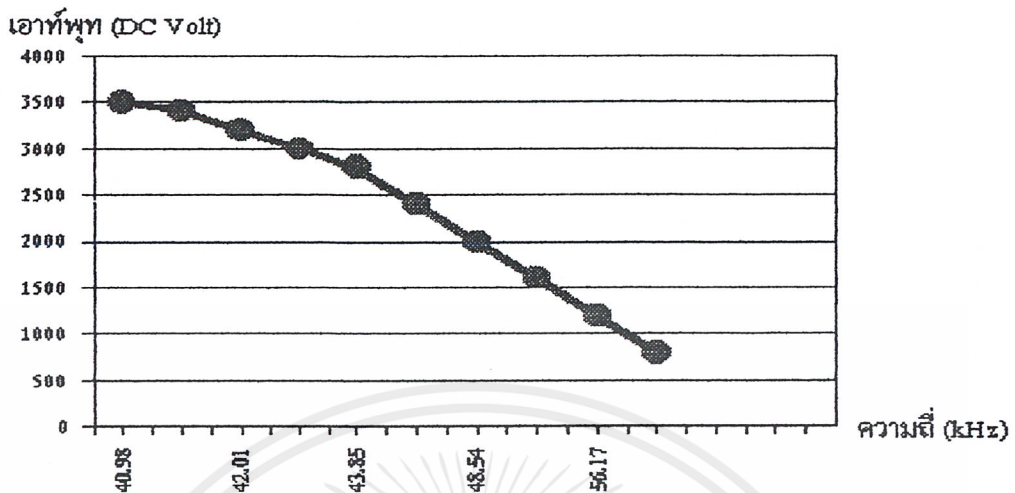
4. เปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับที่ความถี่ความถี่ปรับค่าได้ เป็นค่าต่างๆของสัญญาณ ไคร์ฟ

5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 และข้อ 3

7.2 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิดจิ่ง

ความถี่ (kHz)	เอาต์พุท (V)	เอาต์พุท (mA)
40.98	3500	140
41.32	3400	136
42.01	3200	128
43.10	3000	120
43.85	2800	112
45.87	2400	96
48.54	2000	80
53.19	1600	64
56.17	1200	48
70.42	800	32

หมายเหตุ วัดค่าโดยใช้โหลด 25k Ω



รูปที่ 7.1 กราฟแสดงผลการทดลอง

7.3 ขั้นตอนการทดลองวัดค่าแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง

จากวงจรที่สร้างตามรูปที่ 6.1 และ 6.2 นำโหลดค่าต่าง ๆ มาต่อที่เอ๊าท์พุทวัดค่าแรงดันตกคร่อมโหลดแล้วคำนวณหากระแสเทียบกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าจากเตาอบไมโครเวฟ

7.4 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟกระแสสูง

โหลด (Ω)	วงจร		เตาอบไมโครเวฟ	
	โวลท์	แอมแปร์	โวลท์	แอมแปร์
ไม่มีโหลด	4	-	2.8	-
1.7	3.7	2.17	2.8	1.64
0.33	2.1	6.34	2.4	7.27
0.28	1.9	7.78	2.4	8.57
0.25	1.8	8.2	2.3	9.2
0.22	1.8	9.18	2.2	10
0.1428	1	12	2.2	15.40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปผลการทดลอง

8.1 สรุปผลการทดลอง

เมื่อนำแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงและแหล่งจ่ายไฟกระแสสูงป้อนให้กับเตาอบ ไมโครเวฟนั้น เตาอบไมโครเวฟสามารถทำงานได้จริง ที่แรงดันไฟ 4200 V และ ที่แหล่งจ่ายกระแสจ่ายได้ ประมาณ 8 A ก็ยังสามารถทำงานได้แล้ว โดยทดลองด้วยการต้มน้ำให้เดือด จากการทดลองพบว่าหากเราเพิ่มค่าแรงดันและกระแสก็จะยังทำให้สามารถต้มน้ำให้เดือดได้ในเวลาที่รวดเร็วยิ่งขึ้น แต่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนั้น ร้อนเพิ่มมากขึ้นจนเกิดความเสียหายได้

ส่วนสำคัญส่วนหนึ่งก็คือการทำงานของวงจรมีการป้อนแรงดันกลับไปให้ไอซี TL494 ซึ่งป้อนไปยังขา 6 เพื่อทำการปรับความถี่เป็นผลทำให้แรงดันเปลี่ยนแปลงไปด้วย โครงงานนี้ภาคเอาต์พุตรีโซแนนซ์ที่มีประโยชน์มากในการที่จะให้ได้พลังงานสูง และยังสามารถควบคุมแรงดันได้ซึ่งจะใช้ป้อนให้กับตัวแมกเนตรอน

โครงงานนี้เป็นโครงงานที่เกี่ยวกับการประยุกต์ใช้วงจรสวิตชิ่งในการทำเป็นแหล่งจ่ายไฟแทนแหล่งจ่ายไฟแบบเดิมที่เป็นหม้อแปลง ซึ่งเป็นการประยุกต์ในลักษณะหนึ่งของหลายๆแบบ ซึ่งโครงงานนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานอื่นๆได้

8.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น

เนื่องจากการวัดค่าแรงดันและกระแสจากตัวแหล่งจ่ายเตาอบไมโครเวฟเดิมนั้นมีความยุ่งยากในการวัดมาก อีกทั้งเมื่อทำการทดลองจำเป็นจะต้องทำอย่างระมัดระวังเพื่อป้องกันการรั่วซึมของคลื่นไมโครเวฟ ซึ่งเป็นอันตรายและต้องระมัดระวังในการเดินสายภายในอย่างมากเพื่อป้องกันการลัดวงจร ทำให้เกิดความยุ่งยากในการทำการทดลอง

ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟกระแสสูงนั้นมีปัญหาในด้านการพันหม้อแปลงขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ เนื่องจากต้องควบคุมให้ได้แรงดันที่ถูกต้องตามต้องการจึงต้องใช้ความพยายามในการทำอย่างสูง

จากการทดลองและทำโครงงานชิ้นนี้ ทำให้ได้ทราบถึงการทำงานร่วมกันเป็นกลุ่ม ช่วยเหลือซึ่งกันและกัน อีกทั้งได้รับความรู้ใหม่ๆจากการทำงาน ตลอดระยะเวลาในการทำงานได้พบอุปสรรคและปัญหาค้างๆมากมาย ซึ่งได้รับความช่วยเหลือและคำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษาช่วยให้งานสำเร็จลุล่วงไปได้ ซึ่งต้องขอขอบพระคุณอย่างสูง

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์ที่ให้คำแนะนำคำปรึกษาและเสนอแนะแนวทางการศึกษา แนวทางแก้ไขปัญหาและข้อบกพร่องต่าง ๆ อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อวัสดุอุปกรณ์ต่าง ๆ

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนด้านทุนทรัพย์ และให้กำลังใจทางการศึกษา ตลอดมาจนถึงปัจจุบัน

ขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ เป็นกำลังใจ กำลังกาย เสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ แซ่คั้น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” ,บริษัทเอลเทคไทย จำกัด,2521
2. Victor F. Veley, “Modern Microwave Technology” ,Prentice-Hall INC. ,1987



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 แสดงแผ่นข้อมูลของสายที่ใช้พันหม้อแปลง

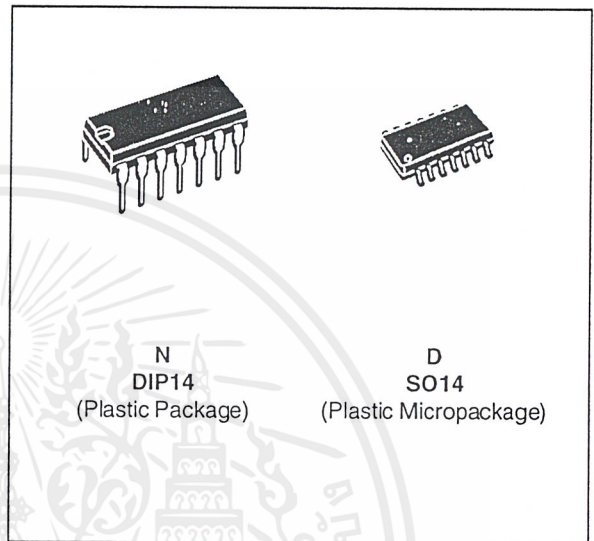
AWC	Diameter over		Nominal Corcioar Mil arec	Resistance Per 1000 ft	Current Copacity in	
	Nnsulation (inches)				Milliamperes Based on 1000 c.m.JA	AWC
	Min	Mas.				
8	0.1300	0.1330	16510	0.6281	16510	8
9	0.1660	0.1990	13090	0.7925	13090	9
10	0.1040	0.1060	10380	0.9955	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.585	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	1110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	8280	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.385	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.045	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.20	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	125	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	103.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOW POWER QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE GAIN BANDWIDTH / 1.3MHz
- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 375µA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 3mV max.
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE :
SINGLE SUPPLY : +3V TO +30V
DUAL SUPPLIES : ±1.5V TO ±15V
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- ESD INTERNAL PROTECTION : 2kV



DESCRIPTION

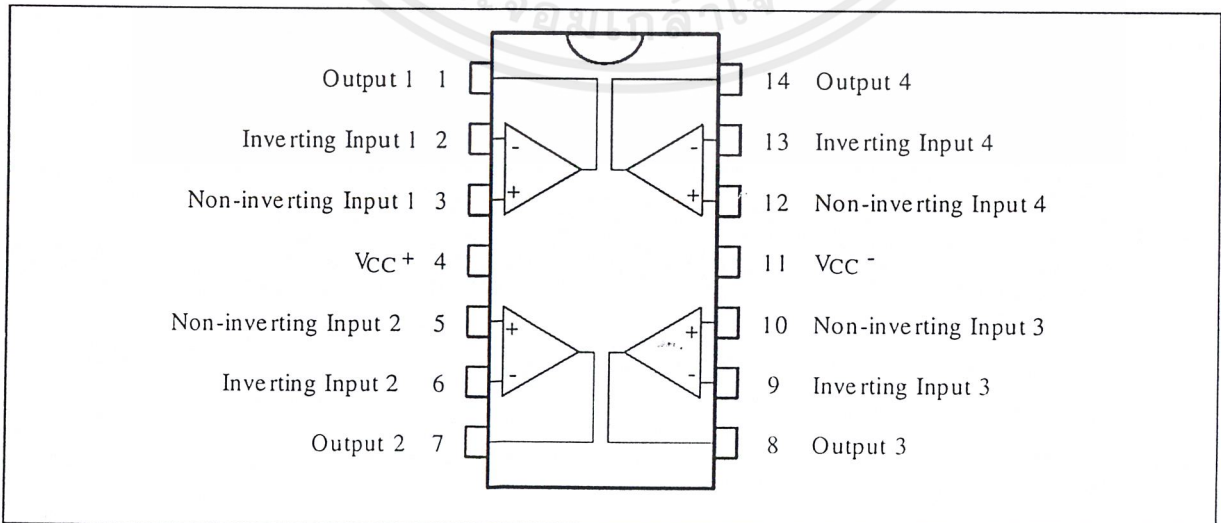
These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers. They operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

All the pins are protected against electrostatic discharges up to 2000V (as a consequence, the input voltages must not exceed the magnitude of V_{cc}^+ or V_{cc}^- .)

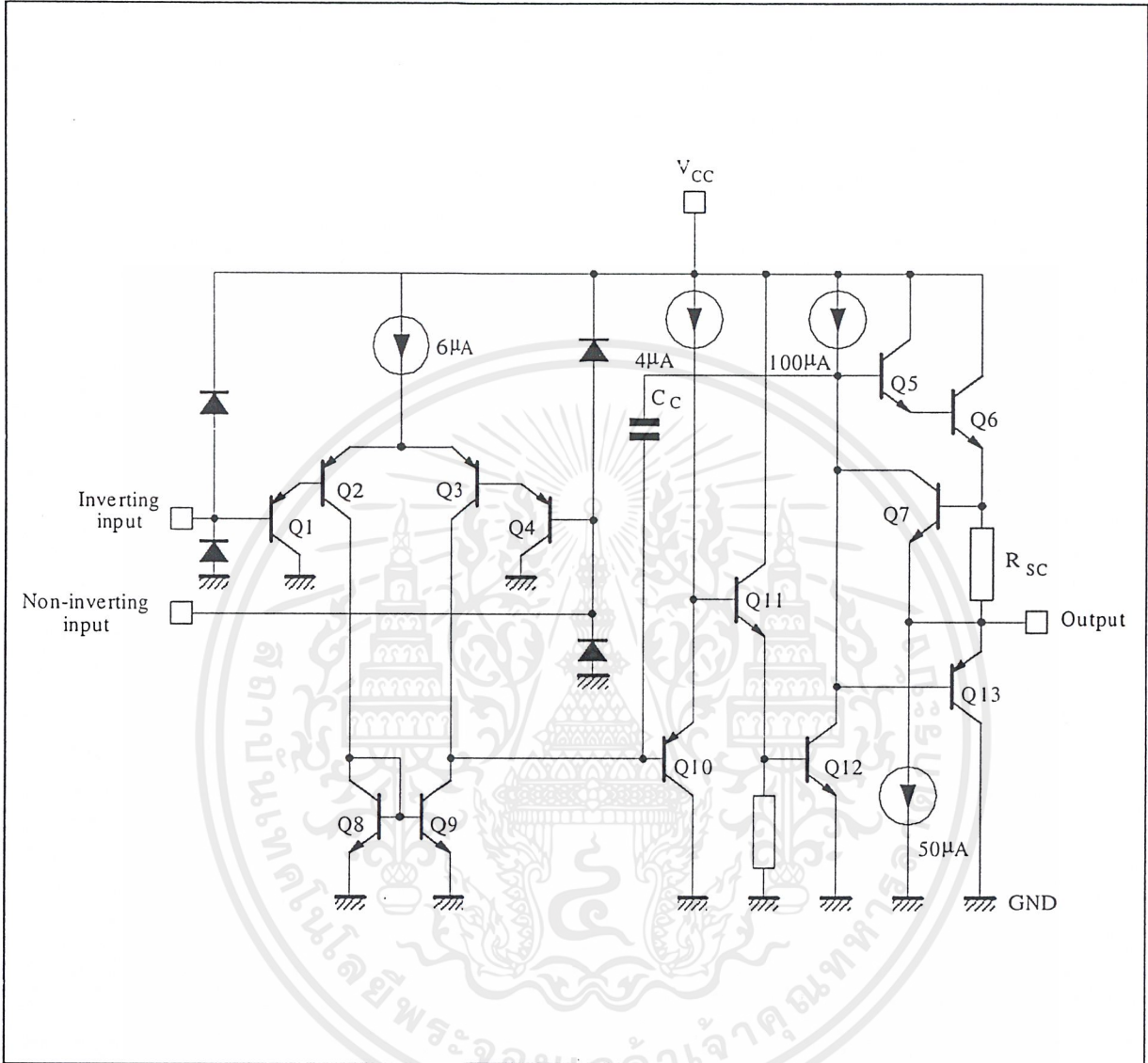
ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LM124A	-55°C, +125°C	•	•
LM224A	-40°C, +105°C	•	•
LM324A	0°C, +70°C	•	•
Example : LM224AN			

PIN CONNECTIONS (top view)



SCHEMATIC DIAGRAM (1/4 LM124A)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM124A	LM224A	LM324A	Unit
V_{cc}	Supply Voltage		± 16 or 32		V
V_i	Input Voltage		-0.3 to +32		V
V_{id}	Differential Input Voltage - (*)	+32	+32	+32	V
P_{tot}	Power Dissipation	500	500	500	mW
	N Suffix	400	400	400	mW
	D Suffix	-	-	-	-
-	Output Short-circuit Duration - (note 1)	Infinite			
I_{in}	Input Current - (note 6)	50	50	50	mA
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	$^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	$^{\circ}C$

(*) - Either or both input voltages must not exceed the magnitude of V_{cc}^+ or V_{cc}^- .

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = \text{Ground}$, $V_O = 1.4V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

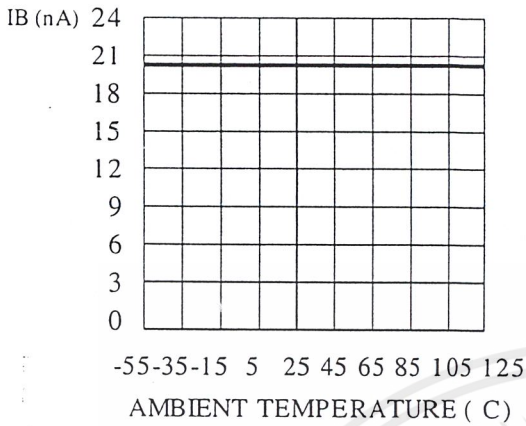
Symbol	Parameter	LM124A - LM224A - LM324A			Unit	
		Min.	Typ.	Max.		
V_{io}	Input Offset Voltage (note 3) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		2	3 5	mV	
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		2	20 40	nA	
I_{ib}	Input Bias Current (note 2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		20	100 200	nA	
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($V_{CC}^+ = +15V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 1.4V$ to $11.4V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	50 25	100		V/mV	
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) ($V_{CC}^+ = 5V$ to $30V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	65 65	110		dB	
I_{CC}	Supply Current, all Amp, no load $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		$V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$	0.7 1.2 0.8 1.5	1.2 3 1.2 3	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = +30V$) - (note 4) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	V	
CMR	Common-mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	70 60	80		dB	
I_{source}	Output Current Source ($V_{id} = +1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$	20	40	70	mA	
I_{sink}	Output Sink Current ($V_{id} = -1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$ $V_{CC} = +15V$, $V_O = +0.2V$	10 12	20 50		mA μA	

(continued)

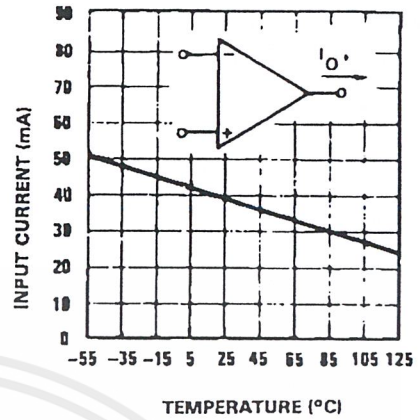
V_{OH}	High Level Output Voltage ($V_{CC} = +30V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \quad T_{amb} \quad T_{max.}$ $R_L = 2k\Omega$ $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \quad T_{amb} \quad T_{max.}$ $R_L = 10k\Omega$ ($V_{CC} = +5V, R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \quad T_{amb} \quad T_{max.}$	26 26 27 27	27 28		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage ($R_L = 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \quad T_{amb} \quad T_{max.}$		5	20 20	mV
SR	Slew Rate ($V_{CC} = 15V, V_I = 0.5$ to $3V,$ $R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF,$ unity gain)		0.4		V/ μ s
GBP	Gain Bandwidth Product ($V_{CC} = 30V$ $f = 100kHz, V_{in} = 10mV$ $R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$)		1.3		MHz
THD	Total Harmonic Distortion ($f = 1kHz, A_v = 20dB, R_L = 2k\Omega, V_O = 2V_{pp}$ $C_L = 100pF, V_{CC} = 30V$)		0.015		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage ($f = 1kHz, R_s = 100\Omega, V_{CC} = 30V$)		40		$\frac{nV}{Hz}$
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		7	30	$\mu V/^{\circ}C$
DI_{io}	Input Offset Current Drift		10	200	$pA/^{\circ}C$
V_{O1}/V_{O2}	Channel Separation (note 5) 1kHz f 20kHz		120		dB

1. Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating if $V_{CC} > 15V$. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
2. The direction of the input current is out of the IC. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
3. $V_o = 1.4V, R_s = 0\Omega, 5V < V_{CC} < 30V, 0 < V_{ic} < V_{CC} - 1.5V$
4. The input common-mode voltage of 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 $V_{CC} - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32V without damage.
5. Due to the 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 capacitance increases at higher frequencies.
6. This input current only exists when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diodes clamps. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the IC chip. this transistor action can cause the output voltages of the Op-amps to go to the V_{CC} voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration than an input is driven negative.
This is not destructive and normal output will set up again for input voltage higher than -0.3V.

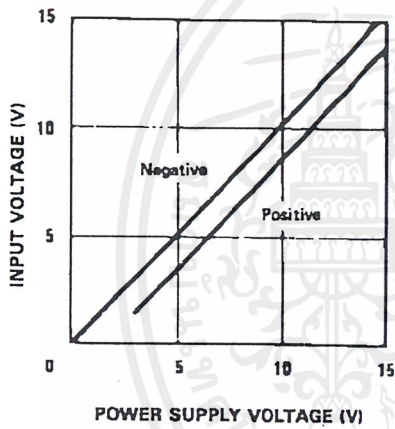
INPUT BIAS CURRENT
versus AMBIENT TEMPERATURE



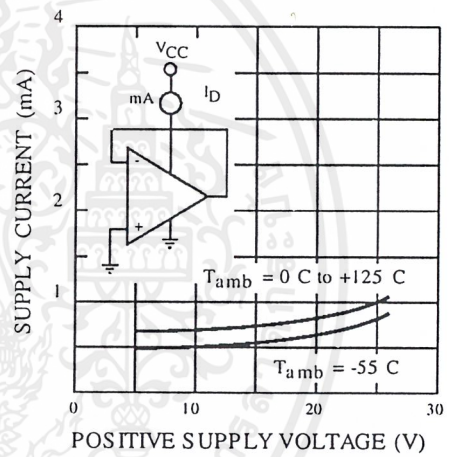
CURRENT LIMITING (Note 8)



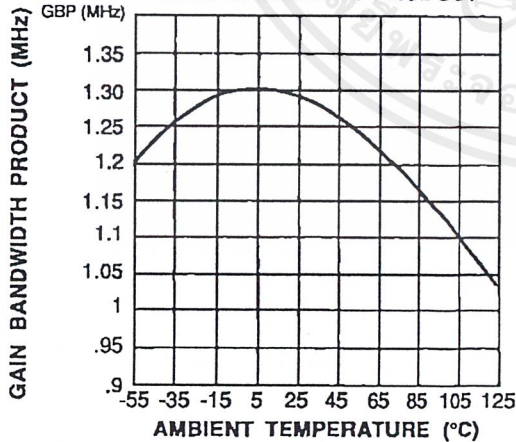
INPUT VOLTAGE RANGE



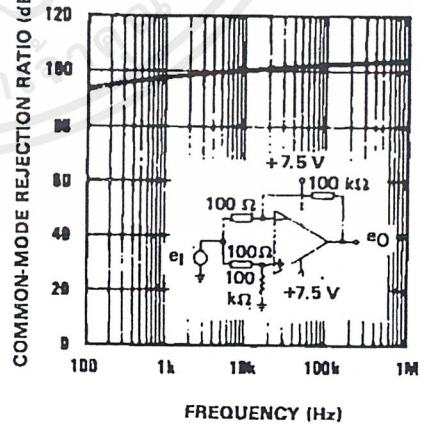
SUPPLY CURRENT



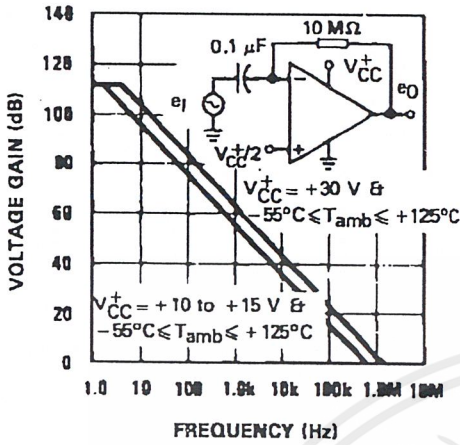
GAIN BANDWIDTH PRODUCT



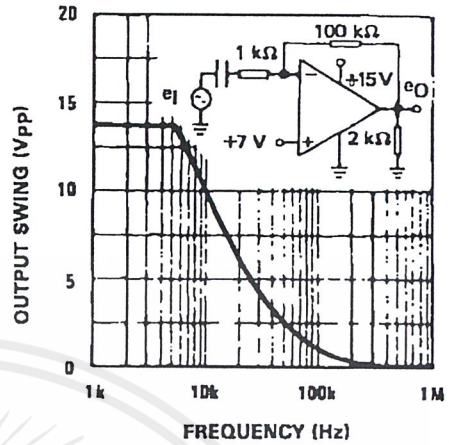
COMMON-MODE REJECTION RATIO



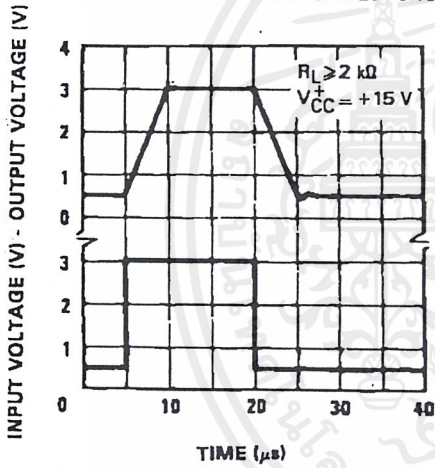
OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE



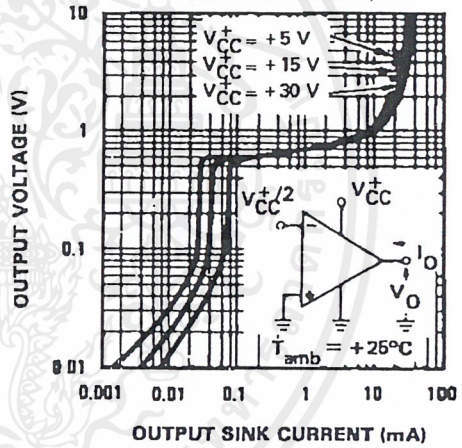
LARGE SIGNAL FREQUENCY RESPONSE



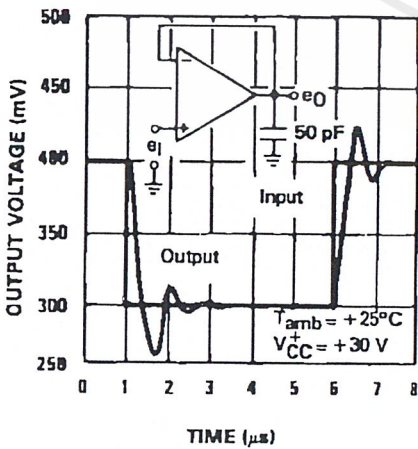
VOLTAGE FOLLOWER PULSE RESPONSE



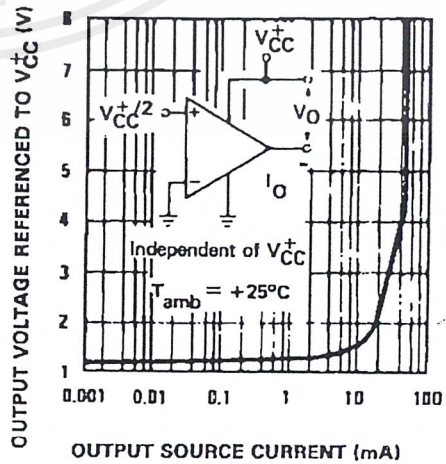
OUTPUT CHARACTERISTICS (CURRENT SINKING)

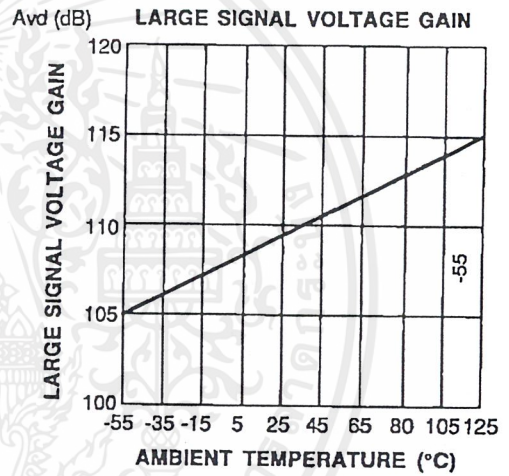
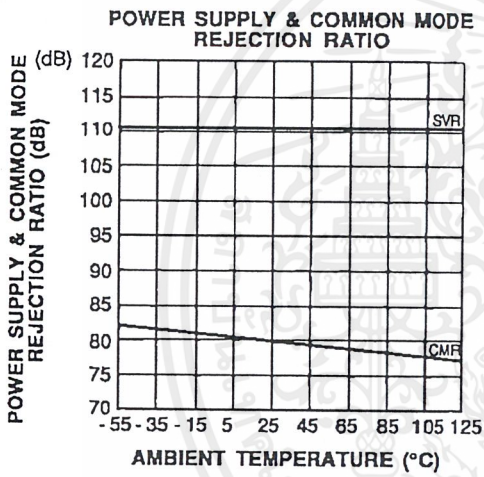
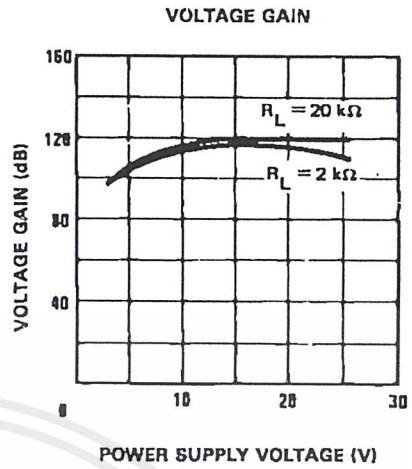
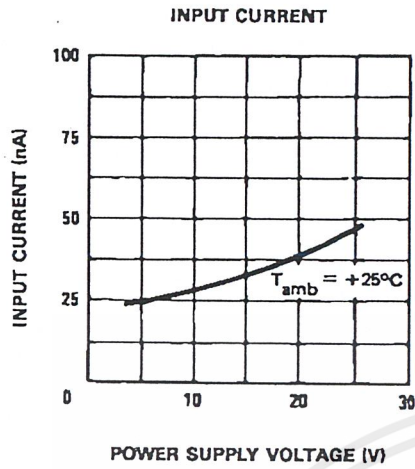


VOLTAGE FOLLOWER PULSE RESPONSE (SMALL SIGNAL)

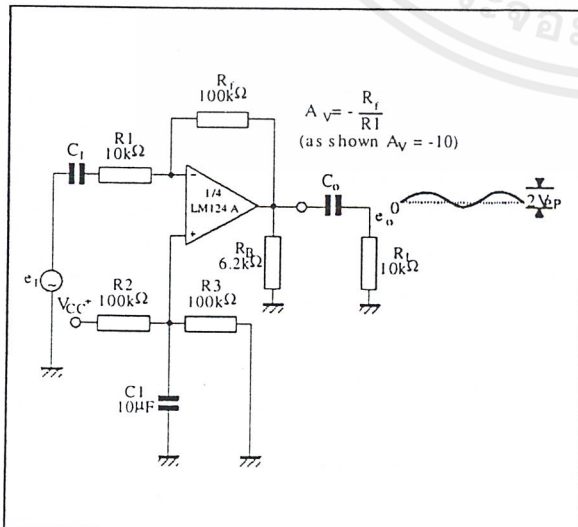


OUTPUT CHARACTERISTICS (CURRENT SOURCING)

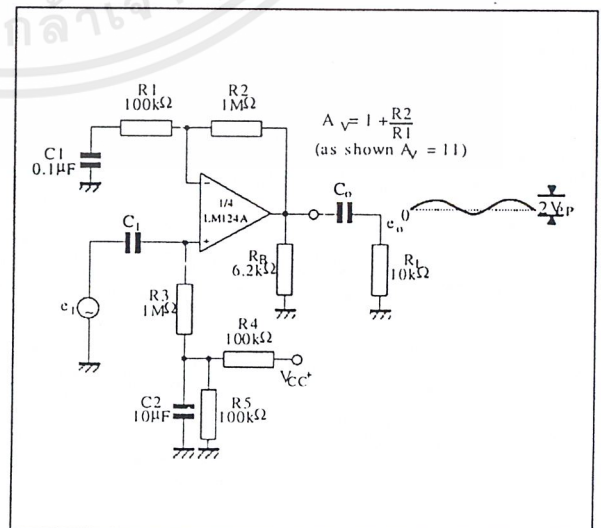




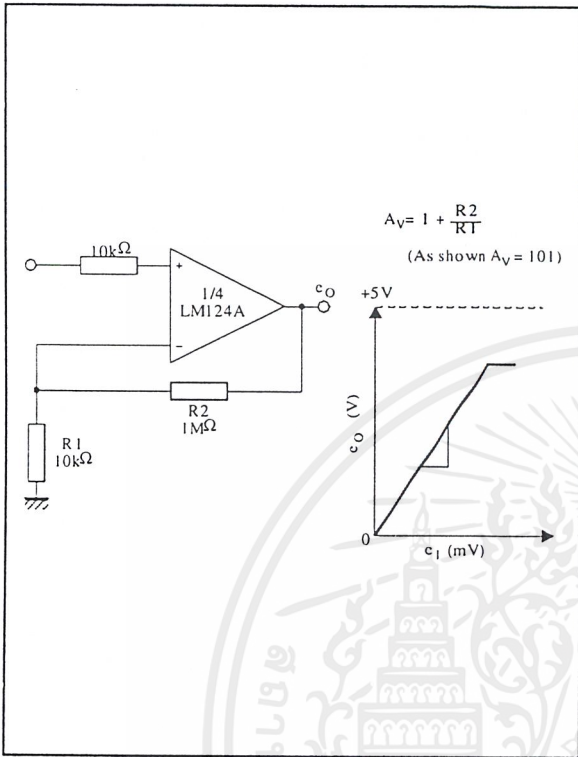
AC COUPLED INVERTING AMPLIFIER



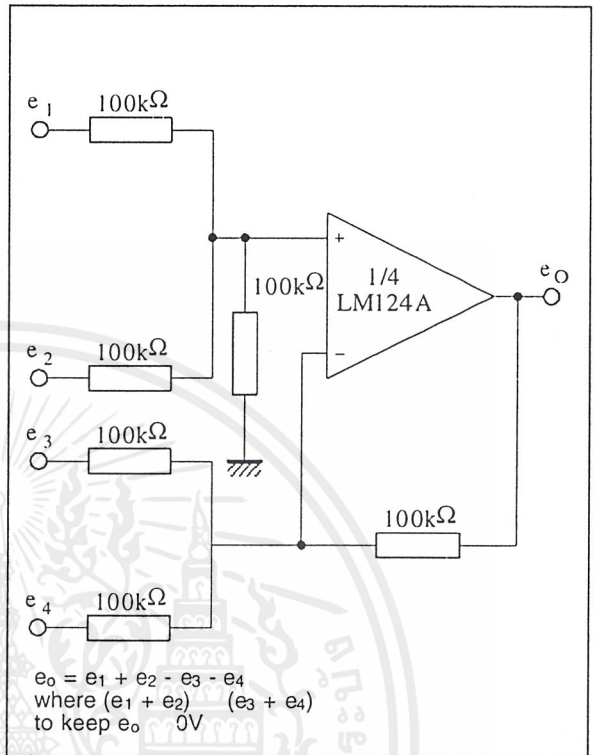
AC COUPLED NON-INVERTING AMPLIFIER



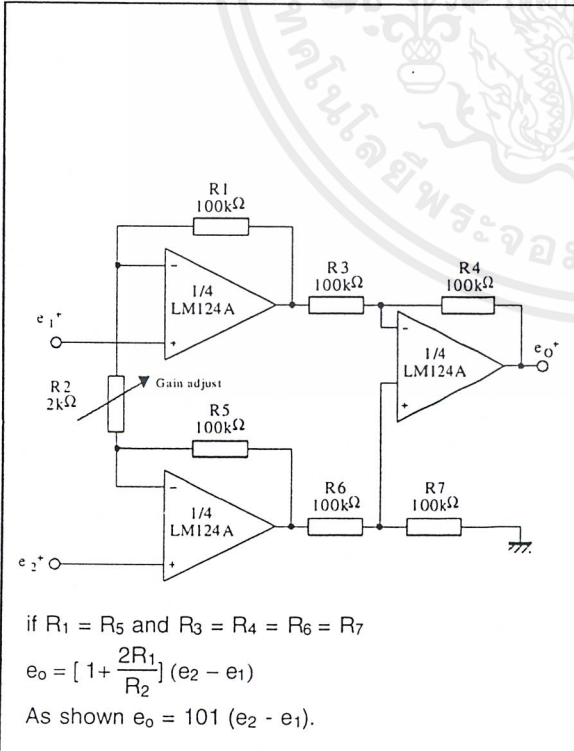
NON-INVERTING DC GAIN



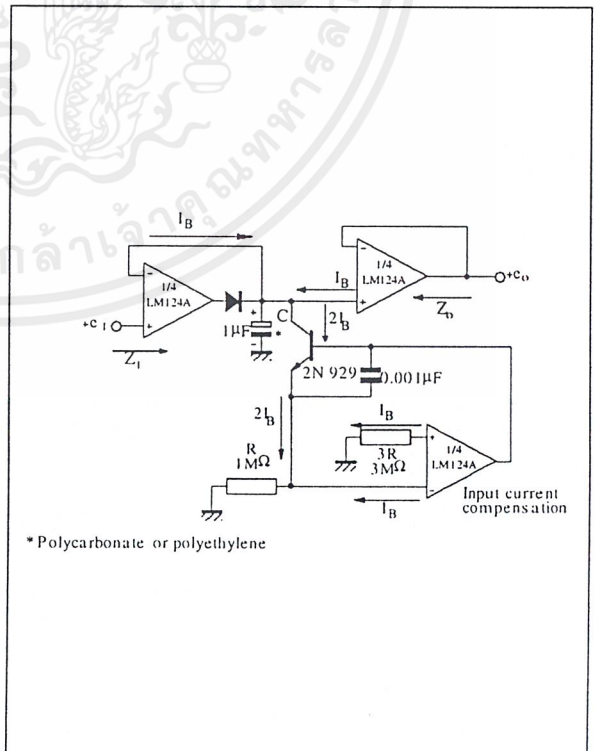
DC SUMMING AMPLIFIER



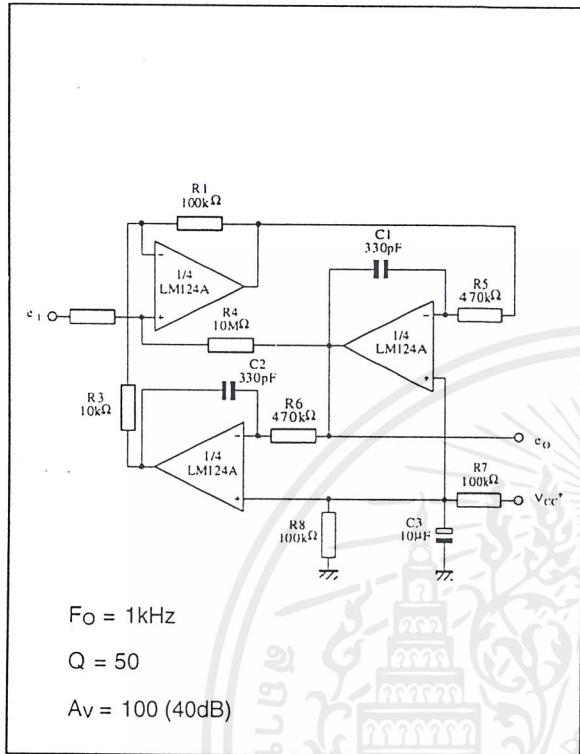
HIGH INPUT Z ADJUSTABLE GAIN DC INSTRUMENTATION AMPLIFIER



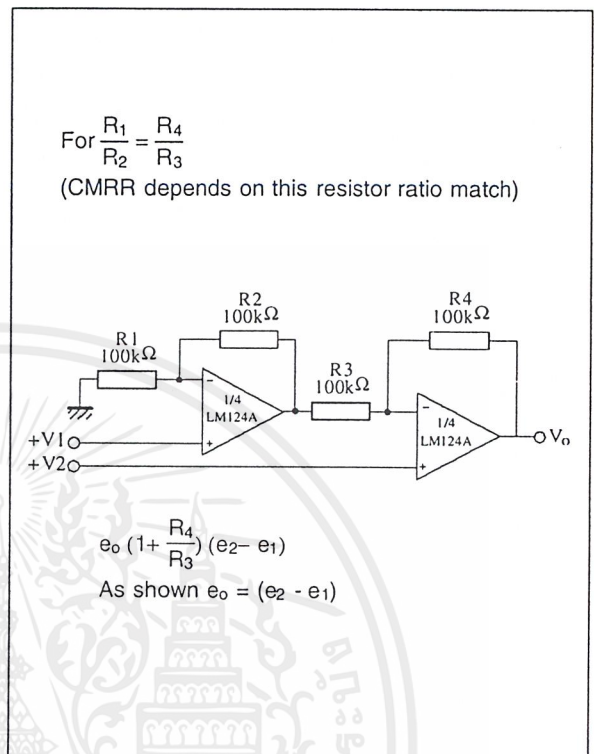
LOW DRIFT PEAK DETECTOR



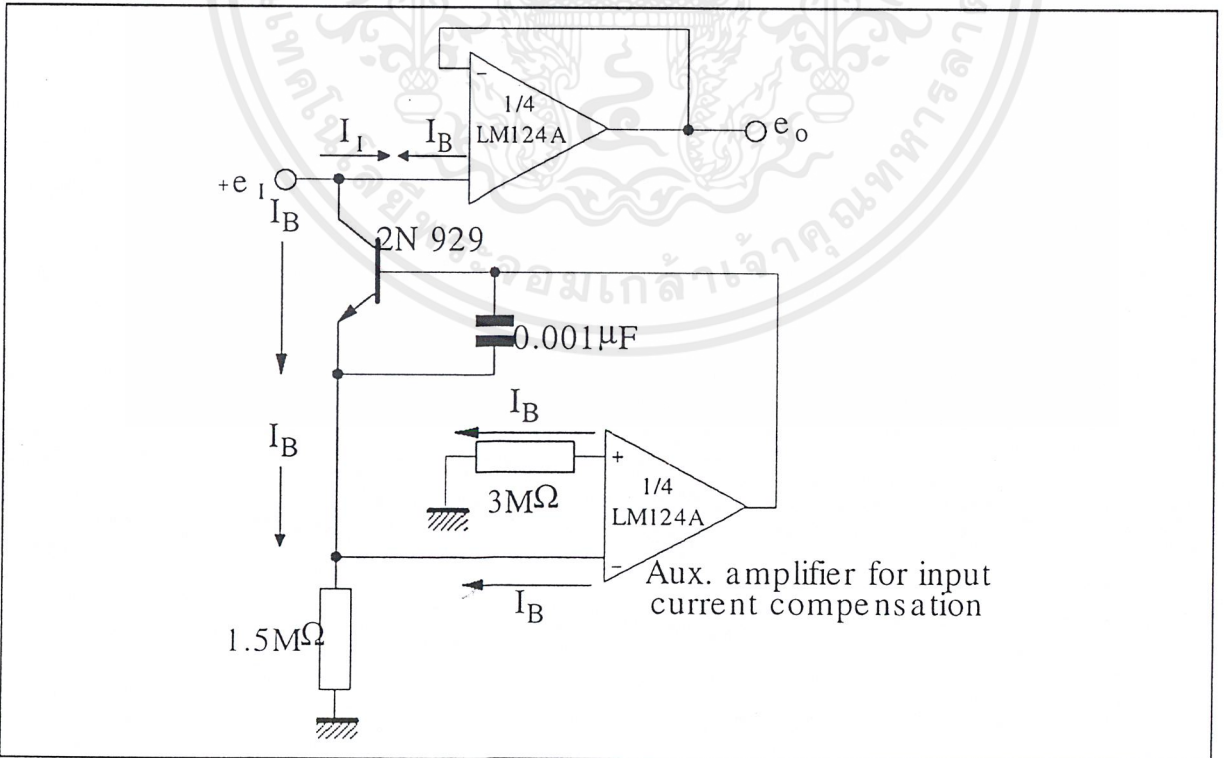
ACTIVER BANDPASS FILTER



HIGH INPUT Z, DC DIFFERENTIAL AMPLIFIER



USING SYMMETRICAL AMPLIFIERS TO REDUCE INPUT CURRENT (GENERAL CONCEPT)



- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 375μA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 2mV

- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE :
SINGLE SUPPLY : +3V to +30V
DUAL SUPPLIES : 1.5V to 15V

** Standard Linear Ics Macromodels, 1993.

** CONNECTIONS :

- * 1 INVERTING INPUT
- * 2 NON-INVERTING INPUT
- * 3 OUTPUT
- * 4 POSITIVE POWER SUPPLY
- * 5 NEGATIVE POWER SUPPLY

.SUBCKT LM124 1 3 2 4 5 (analog)

.MODEL MDTH D IS=1E-8 KF=3.104131E-15
CJO=10F

* INPUT STAGE

CIP 2 5 1.000000E-12
CIN 1 5 1.000000E-12
EIP 10 5 2 5 1
EIN 16 5 1 5 1
RIP 10 11 2.600000E+01
RIN 15 16 2.600000E+01
RIS 11 15 2.003862E+02
DIP 11 12 MDTH 400E-12
DIN 15 14 MDTH 400E-12
VOFP 12 13 DC 0
VOFN 13 14 DC 0
IPOL 13 5 1.000000E-05
CPS 11 15 3.783376E-09
DINN 17 13 MDTH 400E-12
VIN 17 5 0.000000E+00

DINR 15 18 MDTH 400E-12

VIP 4 18 2.000000E+00

FCP 4 5 VOFP 3.400000E+01

FCN 5 4 VOFN 3.400000E+01

FIBP 2 5 VOFN 2.000000E-03

FIBN 5 1 VOFP 2.000000E-03

* AMPLIFYING STAGE

FIP 5 19 VOFP 3.600000E+02

FIN 5 19 VOFN 3.600000E+02

RG1 19 5 3.652997E+06

RG2 19 4 3.652997E+06

CC 19 5 6.000000E-09

DOPM 19 22 MDTH 400E-12

DONM 21 19 MDTH 400E-12

HOPM 22 28 VOUT 7.500000E+03

VIPM 28 4 1.500000E+02

HONM 21 27 VOUT 7.500000E+03

VINM 5 27 1.500000E+02

EOUT 26 23 19 5 1

VOUT 23 5 0

ROUT 26 3 20

COUT 3 5 1.000000E-12

DOP 19 25 MDTH 400E-12

VOP 4 25 2.242230E+00

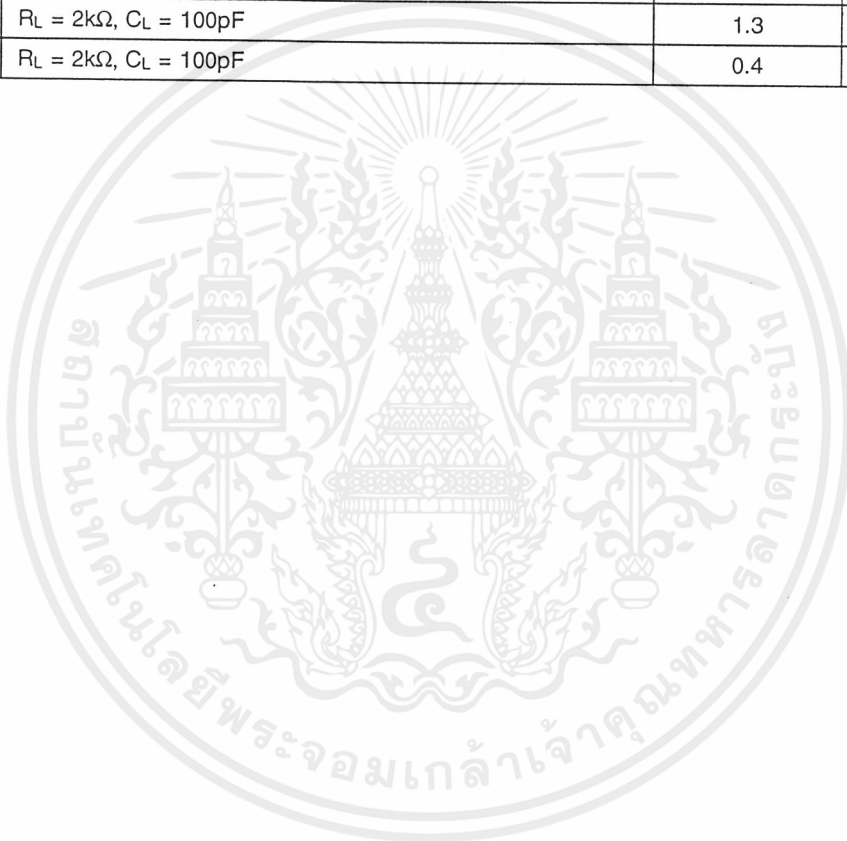
DON 24 19 MDTH 400E-12

VON 24 5 7.922301E-01

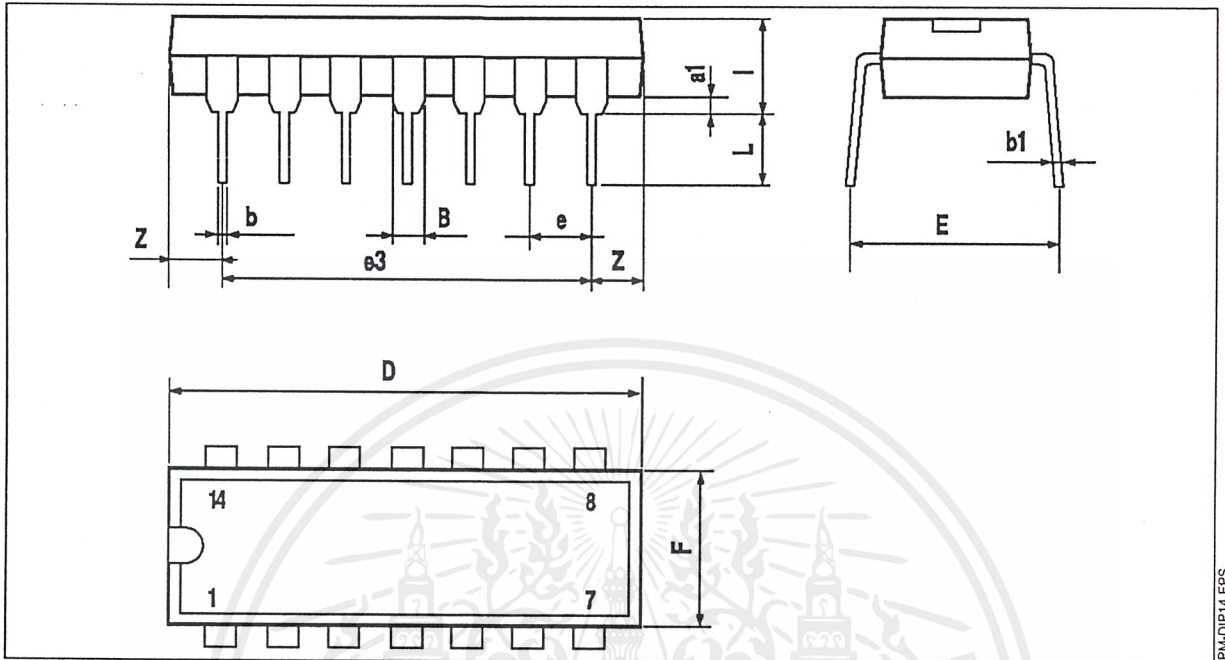
.ENDS

$V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = 0V$, $T_{amb} = 25^\circ C$ (unless otherwise specified)

V_{io}		0	mV
A_{vd}	$R_L = 2k\Omega$	100	V/mV
I_{CC}	No load, per operator	350	μA
V_{icm}		-15 to +13.5	V
V_{OH}	$R_L = 2k\Omega$ ($V_{CC}^+ = 15V$)	+13.5	V
V_{OL}	$R_L = 10k\Omega$	5	mV
I_{OS}	$V_O = +2V$, $V_{CC} = +15V$	+40	mA
GBP	$R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$	1.3	MHz
SR	$R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$	0.4	V/ μs



14 PINS - PLASTIC DIP

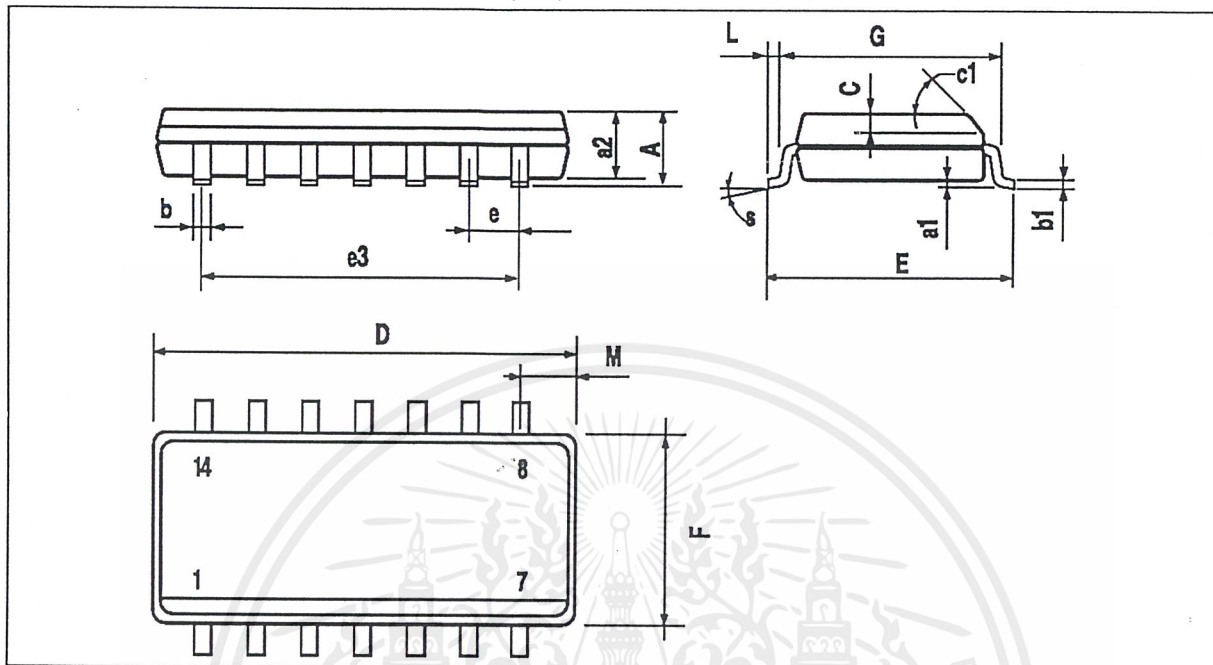


PM-DIP14.EPS

a1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
i			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100

DIP14.TBL

14 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



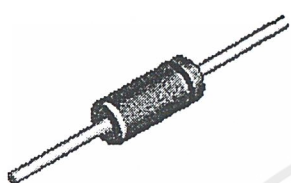
PM-SO14.EPS

A			1.75			0.069
a1	0.1		0.2	0.004		0.008
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1			45° (typ.)			
D	8.55		8.75	0.336		0.334
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		7.62			0.300	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.68			0.027
S			8° (max.)			

SO14.TBL

ORDER CODE :

1N/FDLL 914/A/B / 916/A/B / 4148 / 4448



DO-35



LL-34

THE PLACEMENT OF THE EXPANSION GAP
HAS NO RELATIONSHIP TO THE LOCATION
OF THE CATHODE TERMINAL

COLOR BAND MARKING

DEVICE	1ST BAND	2ND BAND
FDLL914	BLACK	BROWN
FDLL914A	BLACK	GRAY
FDLL914B	BROWN	BLACK
FDLL916	BLACK	RED
FDLL916A	BLACK	WHITE
FDLL916B	BROWN	BROWN
FDLL4148	BLACK	BROWN
FDLL4448	BROWN	BLACK

High Conductance Fast Diode

Sourced from Process D3.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
W_{IV}	Working Inverse Voltage	75	V
I_o	Average Rectified Current	200	mA
I_F	DC Forward Current	300	mA
i_F	Recurrent Peak Forward Current	400	mA
$i_{F(surge)}$	Peak Forward Surge Current Pulse width = 1.0 second Pulse width = 1.0 microsecond	1.0	A
		4.0	A
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
T_J	Operating Junction Temperature	175	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max	Units
		1N/FDLL 914/A/B / 4148 / 4448	
P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	500	mW
		3.33	mW/°C
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	300	°C/W

High Conductance Fast Diode

(continued)

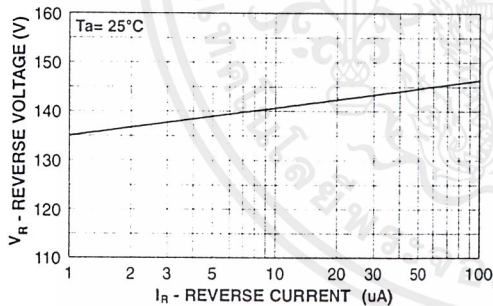
Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

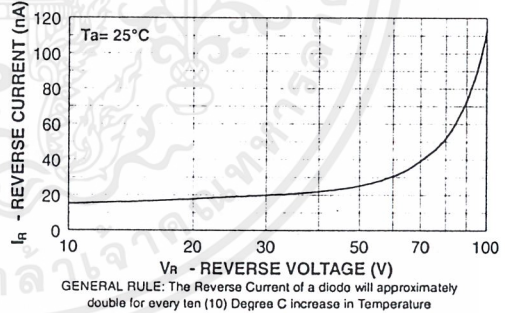
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
BV	Breakdown Voltage	$I_R = 100 \mu\text{A}$	100		V
		$I_R = 5.0 \mu\text{A}$	75		V
IR	Reverse Current	$V_R = 20 \text{ V}$		25	nA
		$V_R = 20 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$		50	μA
		$V_R = 75 \text{ V}$		5.0	μA
VF	Forward Voltage	1N914B / 4448 $I_F = 5.0 \text{ mA}$	620	720	mV
		1N916B $I_F = 5.0 \text{ mA}$	630	730	mV
		1N914 / 916 / 4148 $I_F = 10 \text{ mA}$		1.0	V
		1N914A / 916A $I_F = 20 \text{ mA}$		1.0	V
		1N916B $I_F = 30 \text{ mA}$		1.0	V
		1N914B / 4448 $I_F = 100 \text{ mA}$		1.0	V
CO	Diode Capacitance	$V_R = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		2.0	pF
		$V_R = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		4.0	pF
TRR	Reverse Recovery Time	$I_F = 10 \text{ mA}, V_R = 6.0 \text{ V (60 mA)},$ $I_{rr} = 1.0 \text{ mA}, R_L = 100 \Omega$		4.0	nS

Typical Characteristics

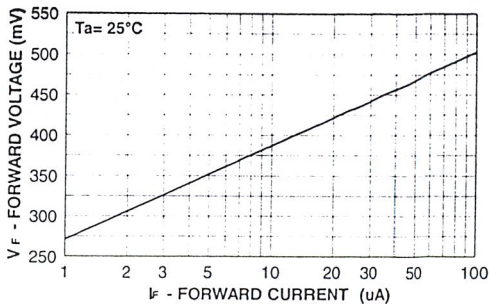
REVERSE VOLTAGE vs REVERSE CURRENT
BV - 1.0 to 100 μA



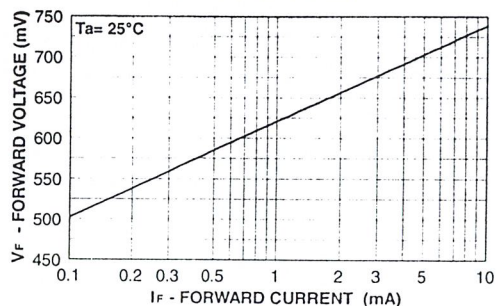
REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE
IR - 10 to 100 V



FORWARD VOLTAGE vs FORWARD CURRENT
VF - 1 to 100 μA



FORWARD VOLTAGE vs FORWARD CURRENT
VF - 0.1 to 100 mA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

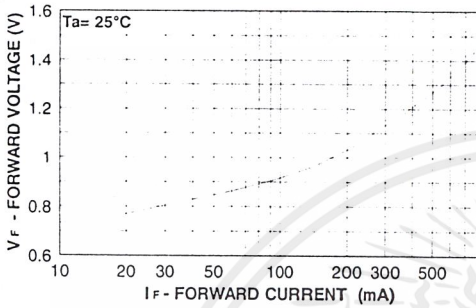
High Conductance Fast Diode

(continued)

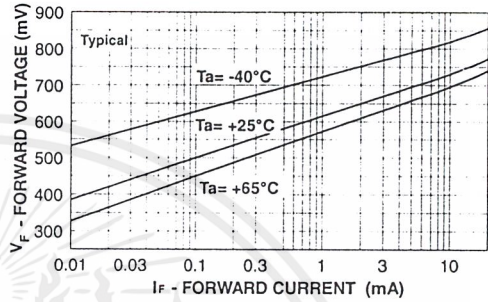
1N/FD/L 914/A/B / 916/A/B / 4148 / 4448

Typical Characteristics (continued)

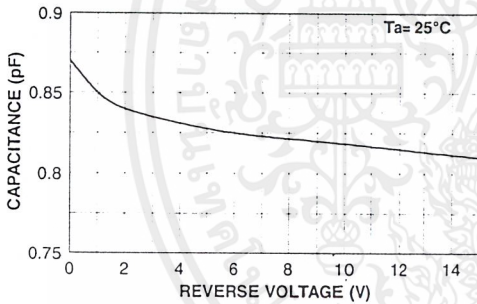
FORWARD VOLTAGE vs FORWARD CURRENT
VF - 10 to 800 mA



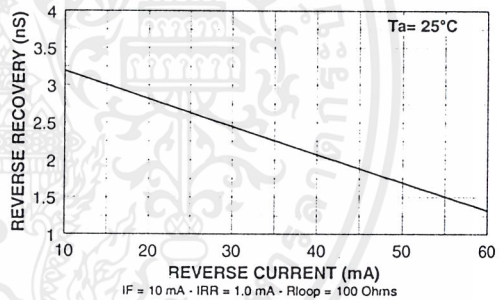
VF - 0.01 - 20 mA (-40 to +65 Deg C)
FORWARD VOLTAGE vs
AMBIENT TEMPERATURE



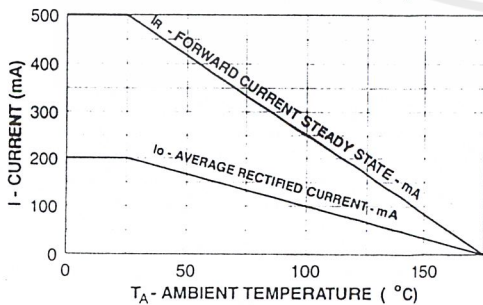
CAPACITANCE vs REVERSE VOLTAGE
VR = 0.0 to 15 V



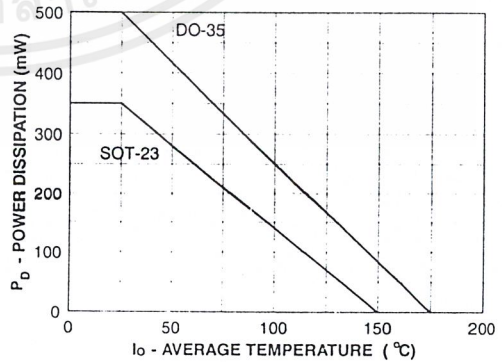
REVERSE RECOVERY TIME vs
REVERSE CURRENT



Average Rectified Current (I_o) &
Forward Current (I_f) versus
Ambient Temperature (T_A)



POWER DERATING CURVE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE ^x ™	ISOPLANAR™
CoolFET™	MICROWIRE™
CROSSVOLT™	POP™
E ² CMOS™	PowerTrench™
FACT™	QST™
FACT Quiet Series™	Quiet Series™
FAST®	SuperSOT™-3
FAST _r ™	SuperSOT™-6
GTO™	SuperSOT™-8
HiSeC™	TinyLogic™

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6A, 100V, 0.540 Ohm, N-Channel Power MOSFET

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

Formerly developmental type TA17441.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF510	TO-220AB	IRF510

NOTE: When ordering, include the entire part number.

Features

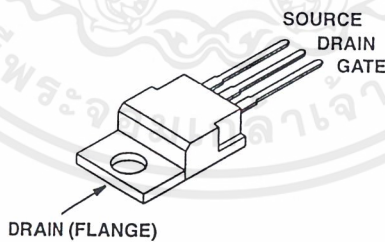
- 5.6A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.540\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC TO-220AB



IRF510

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

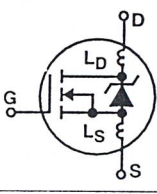
	IRF510	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	100 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	100 V
Continuous Drain Current	I_D	5.6 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	4 A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	20 A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation	P_D	43 W
Linear Derating Factor		0.29 $\text{W}/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	19 mJ
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to 175 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	T_L	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	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:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ 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}	$V_{GS} = 0\text{V}, I_D = 250\mu\text{A}$, (Figure 10)	100	-	-	V	
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V	
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 95\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA	
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 7)	5.6	-	-	A	
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 3.4\text{A}$ (Figures 8, 9)	-	0.4	0.54	Ω	
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{GS} = 50\text{V}, I_D = 3.4\text{A}$ (Figure 12)	1.3	2.0	-	S	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$I_D = 5.6\text{A}, R_{GS} = 24\Omega, V_{DD} = 50\text{V}, R_L = 9\Omega,$ $V_{DS} = 50\text{V}, V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature	-	8	12	ns	
Rise Time	t_r		-	25	63	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	15	7	ns	
Fall Time	t_f		-	12	59	ns	
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 5.6\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS},$ $I_{G(\text{REF})} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14) Gate charge is essentially independent of operating temperature.	-	5.0	30	nC	
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	2.0	-	nC	
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	3.0	-	nC	
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0\text{V}, V_{DS} = 25\text{V}, f = 1.0\text{MHz}$ (Figure 11)	-	135	-	pF	
Output Capacitance	C_{OSS}		-	80	-	pF	
Reverse-Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	20	-	pF	
Internal Drain Inductance	L_D	Measured From the Contact Screw On Tab To Center of Die	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Devices Inductances 	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) From Package to Center of Die		-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured From The Source Lead, 6mm (0.25in) From Header to Source Bonding Pad		-	7.5	-	nH
Junction to Case	$R_{\theta JC}$			-	-	3.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	80	$^\circ\text{C}/\text{W}$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้ง Intersil มิได้รับผิดชอบต่อเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

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	-	-	5.6	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	20	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	2.5	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	4.6	96	200	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	0.17	0.4	0.83	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 25\text{V}$, start $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 910\mu\text{H}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 5.6\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

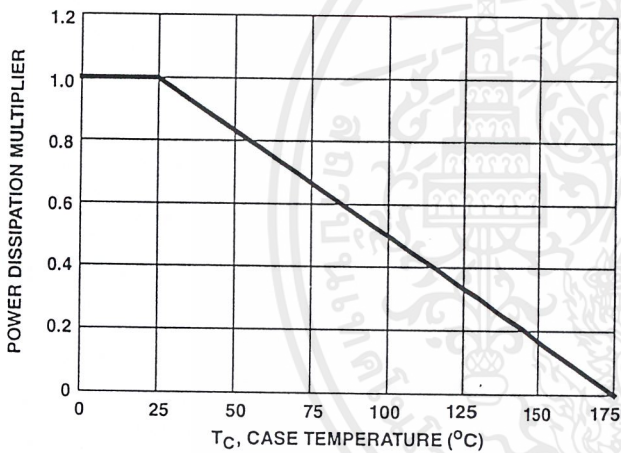


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

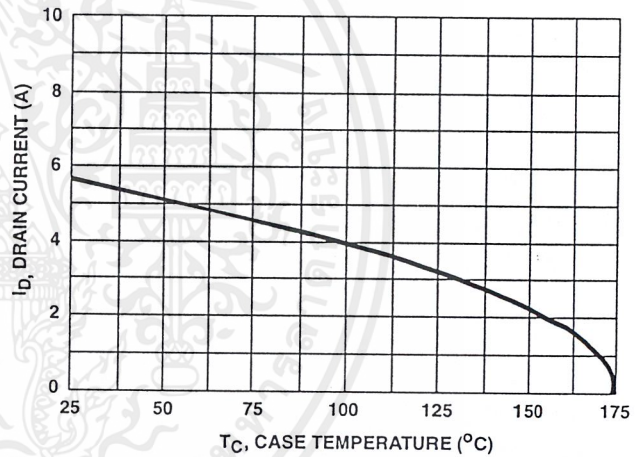


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

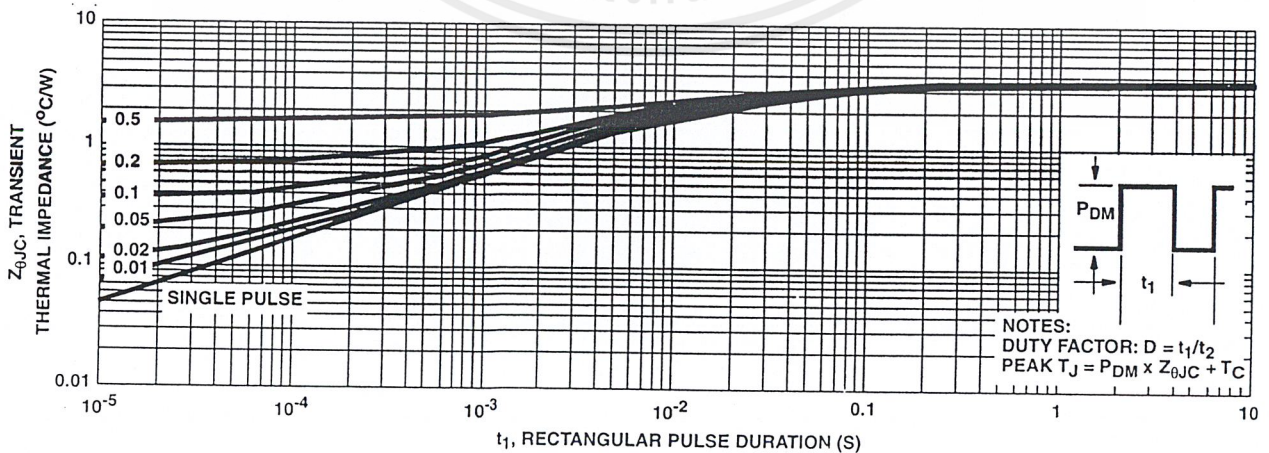


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

(Continued)

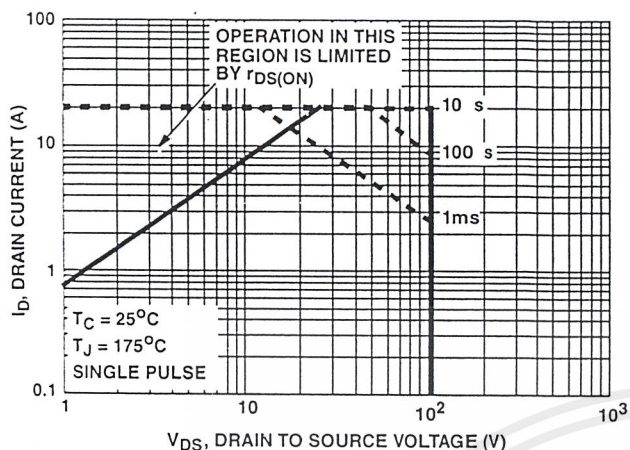


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

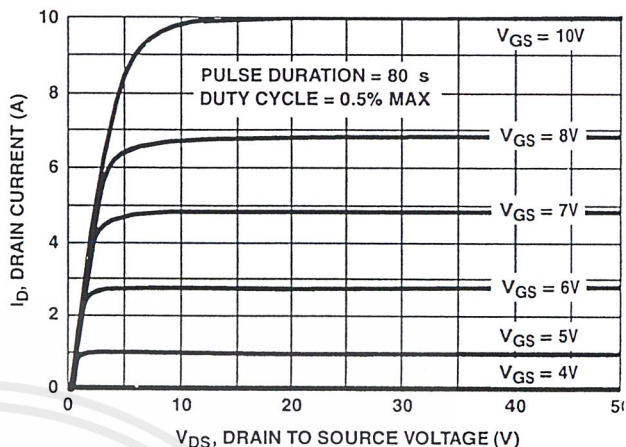


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

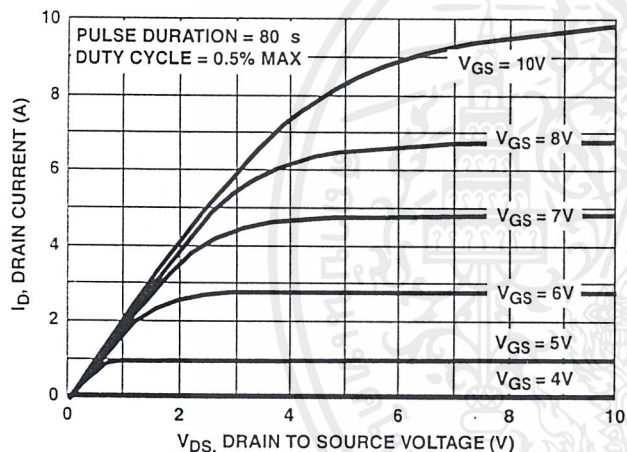


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

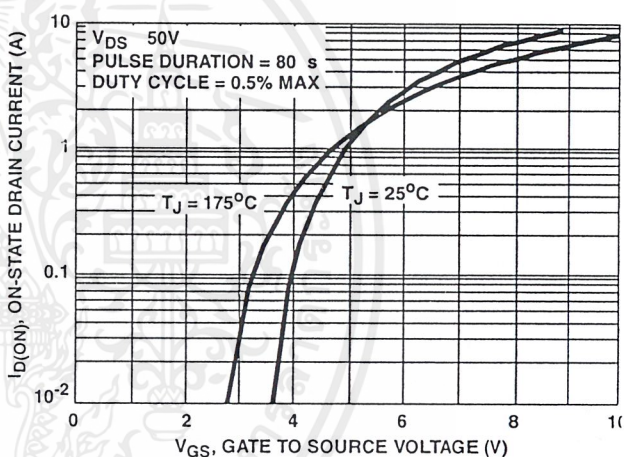


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

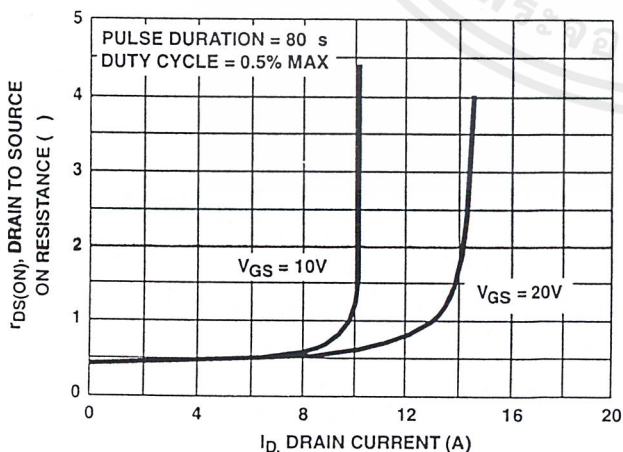


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

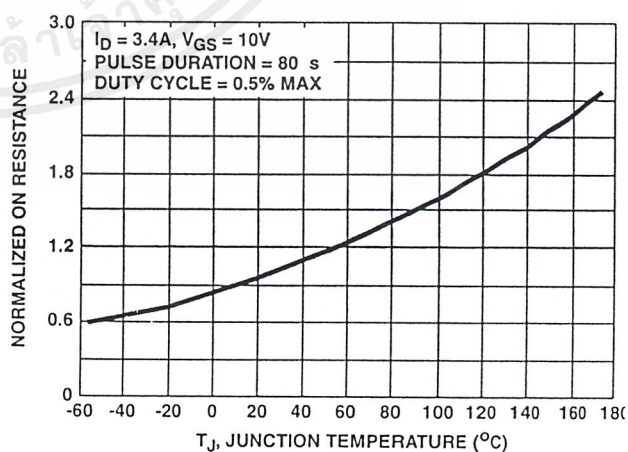


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

(Continued)

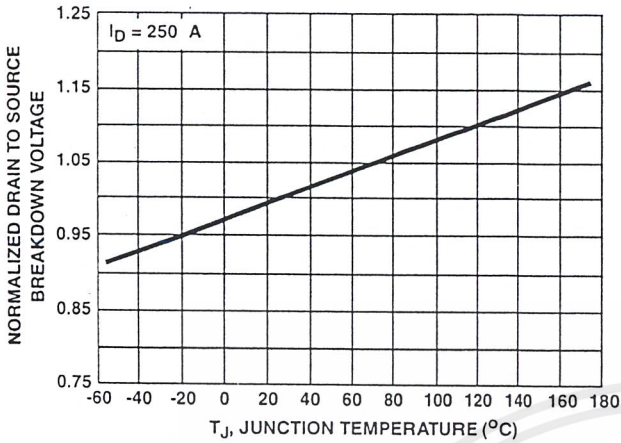


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

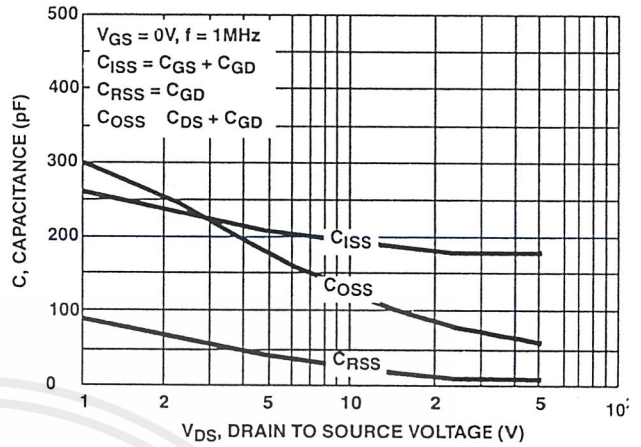


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

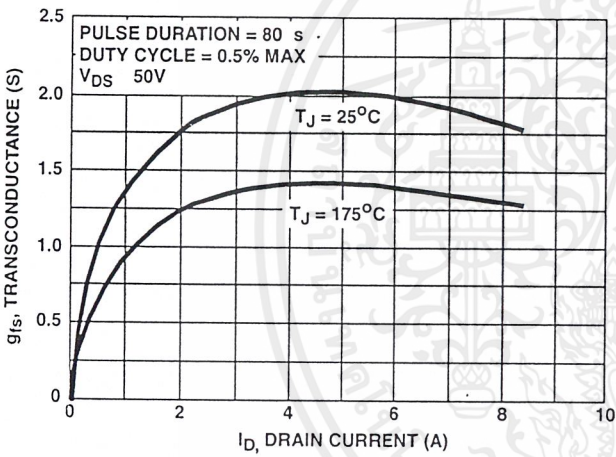


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

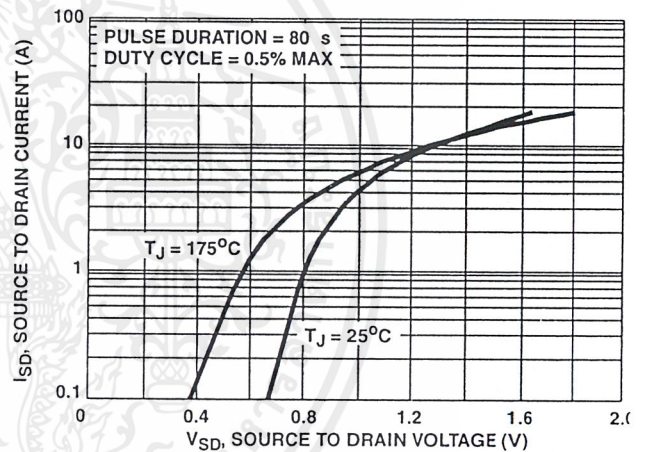


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

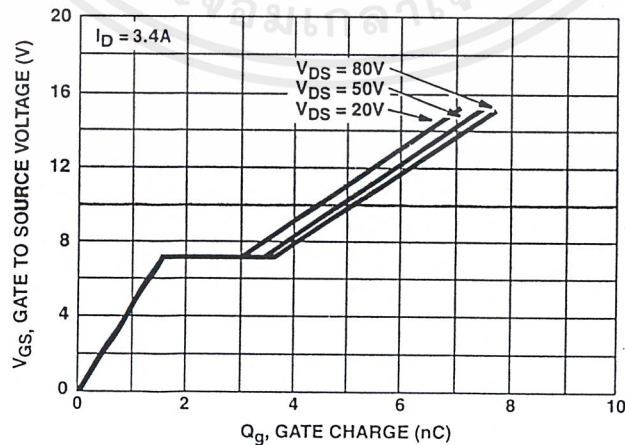


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

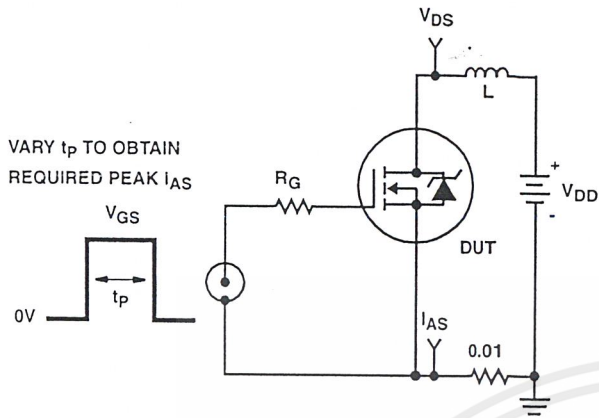


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

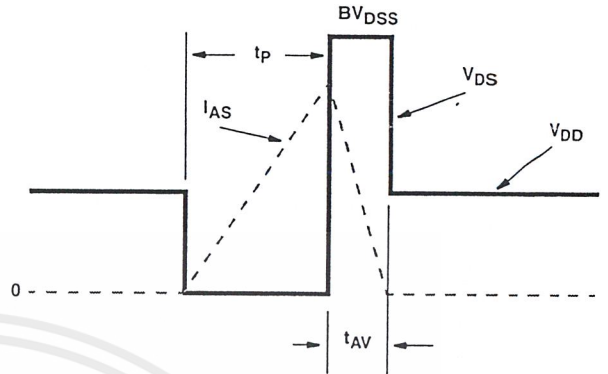


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

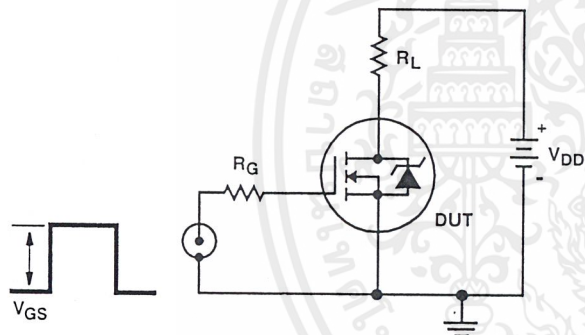


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

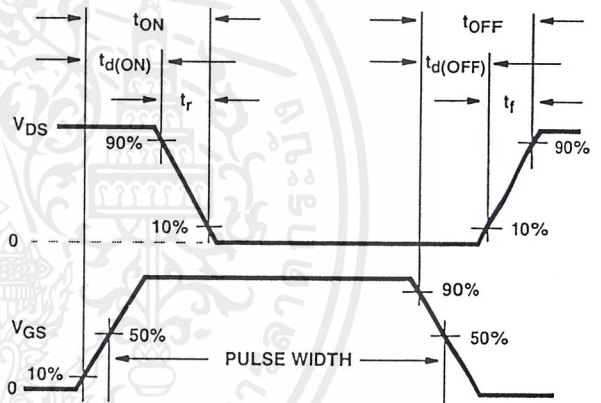


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

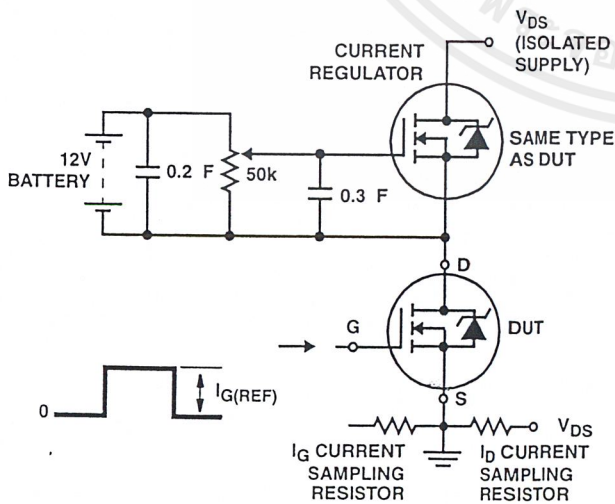


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

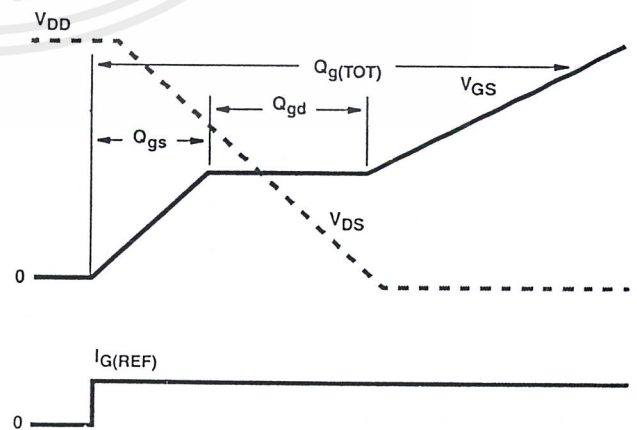


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORM



ISO9000

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.

<http://www.intersil.com>

NORTH AMERICA

EUROPE

ASIA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ⁷ **intersil** ที่ทั้งหมดให้เหตุผลและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

Formerly Developmental Type TA17521.

Ordering Information

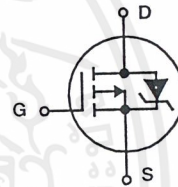
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF9540	TO-220AB	IRF9540
RF1S9540SM	TO-263AB	RF1S9540

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

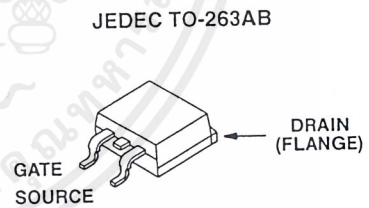
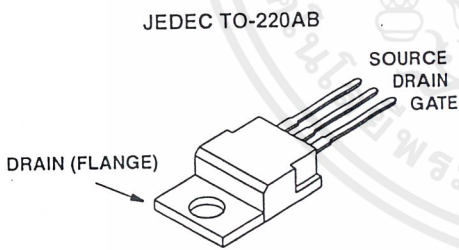
Features

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

Symbol



Packaging



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น 4-15

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper ESD Handling Procedure
<http://www.intersil.com> or 407-727-9207 | Copyright © Intersil Corporation

T_C = 25°C, Unless Otherwise Specified

Drain to Source Voltage (Note 1)	V _{DS}	-100	V
Drain to Gate Voltage (R _{GS} = 20kΩ) (Note 1)	V _{DGR}	-100	V
Continuous Drain Current	I _D	-19	A
T _C = 100°C	I _D	-12	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I _{DM}	-76	A
Gate to Source Voltage	V _{GS}	±20	V
Maximum Power Dissipation (Figure 1)	P _D	150	W
Linear Derating Factor (Figure 1)		1	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E _{AS}	960	mJ
Operating and Storage Temperature	T _J , T _{STG}	-55 to 175	°C
Maximum Temperature for Soldering			
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T _L	300	°C
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T _{pkg}	260	°C

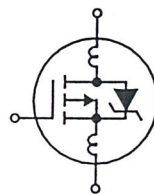
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. T_J = 25°C to 150°C.

T_C = 25°C, Unless Otherwise Specified

Drain to Source Breakdown Voltage	BV _{DSS}	I _D = -250μA, V _{GS} = 0V (Figure 10)	-100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	V _{GS(TH)}	V _{GS} = V _{DS} , I _D = -250μA	-2	-	-4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I _{DSS}	V _{DS} = Rated BV _{DSS} , V _{GS} = 0V	-	-	-25	μA
		V _{DS} = 0.8 x Rated BV _{DSS} , V _{GS} = 0V, T _C = 125°C	-	-	-250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	I _{D(ON)}	V _{DS} > I _{D(ON)} x r _{DS(ON)} MAX, V _{GS} = -10V	-19	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I _{GSS}	V _{GS} = ±20V	-	-	±100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	r _{DS(ON)}	I _D = -10A, V _{GS} = -10V (Figures 8, 9)	-	0.150	0.200	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g _{fs}	V _{DS} > I _{D(ON)} x r _{DS(ON)} MAX, I _D = -6A (Figure 12)	5	7	-	S
Turn-On Delay Time	t _{d(ON)}	V _{DD} = -50V, I _D ≈ 19A, R _G = 9.1Ω, R _L = 2.3Ω, V _{GS} = -10V, (Figures 17, 18)	-	16	20	ns
Rise Time	t _r	MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	65	100	ns
Turn-Off Delay Time	t _{d(OFF)}		-	47	70	ns
Fall Time	t _f		-	28	70	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	Q _{g(TOT)}	V _{GS} = -10V, I _D = -19A, V _{DS} = 0.8 x Rated BV _{DSS} , I _{g(REF)} = -1.5mA (Figures 14, 19, 20)	-	70	90	nC
Gate to Source Charge	Q _{gs}	Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	14	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q _{gd}		-	56	-	nC
Input Capacitance	C _{ISS}		V _{DS} = -25V, V _{GS} = 0V, f = 1MHz (Figure 11)	-	1100	-
Output Capacitance	C _{OSS}		-	550	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C _{RSS}		-	250	-	pF
Internal Drain Inductance	L _D	Measured From the Contact Screw on Tab to the Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to the Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L _S	Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) From Package to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}		-	-	1	°C/W
Thermal Resistance Junction to Ambient	R _{θJA}	Typical Socket Mount	-	-	62.5	°C/W

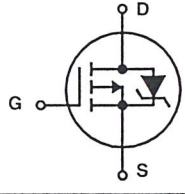


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

IRF9540, RF1S9540SM

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral 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

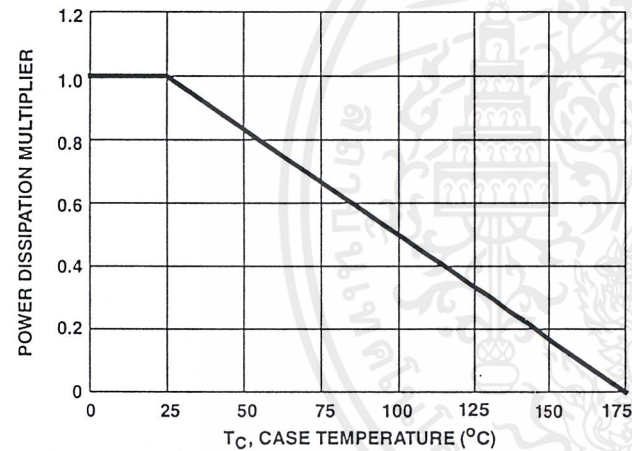


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

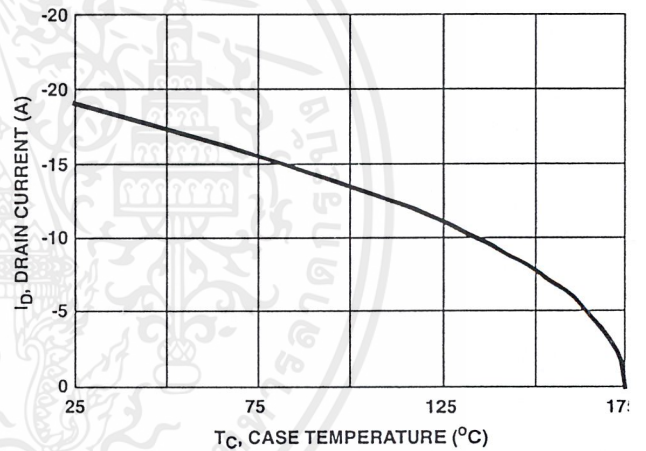


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

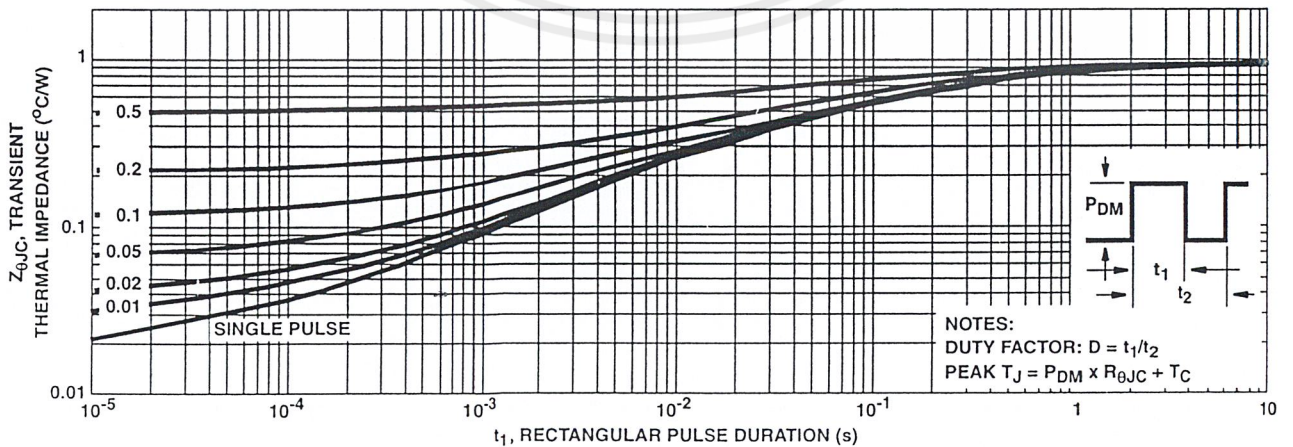


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

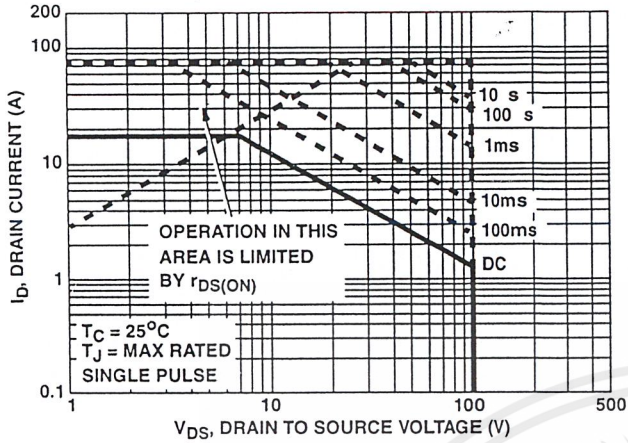


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

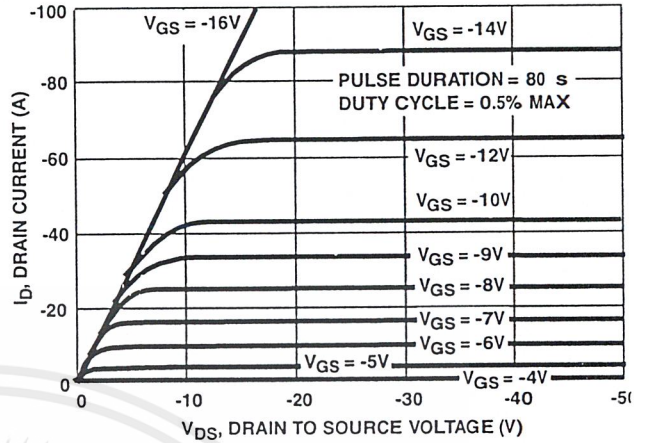


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

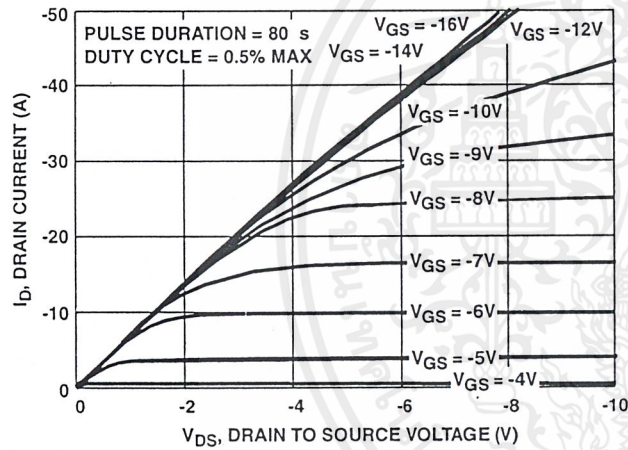


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

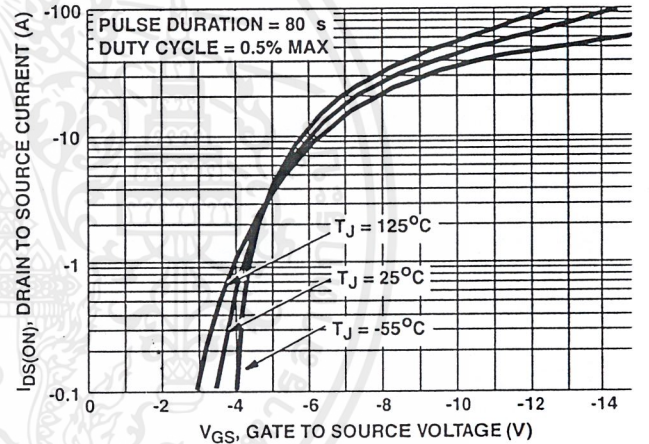


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

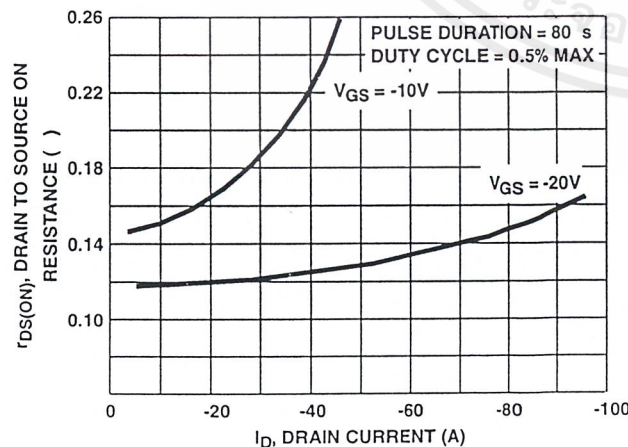


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

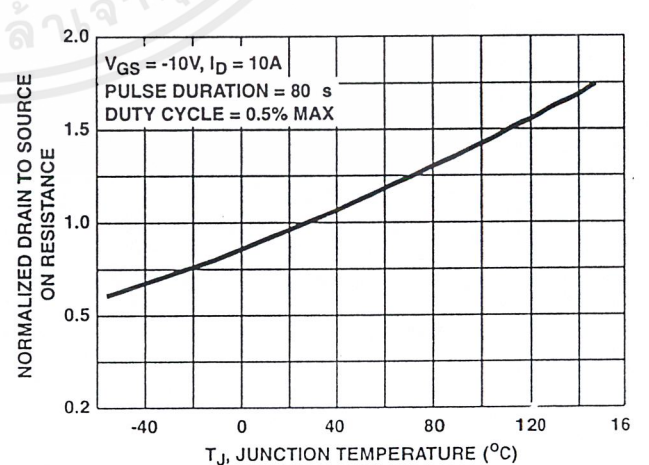


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

NOTE: Heating effect of 2 s pulse is minimal.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

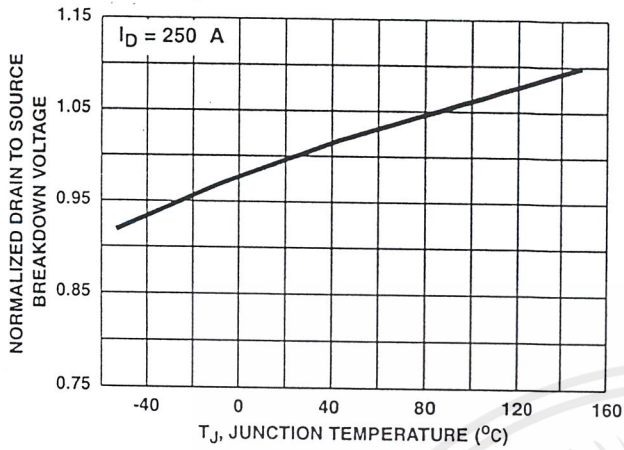


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

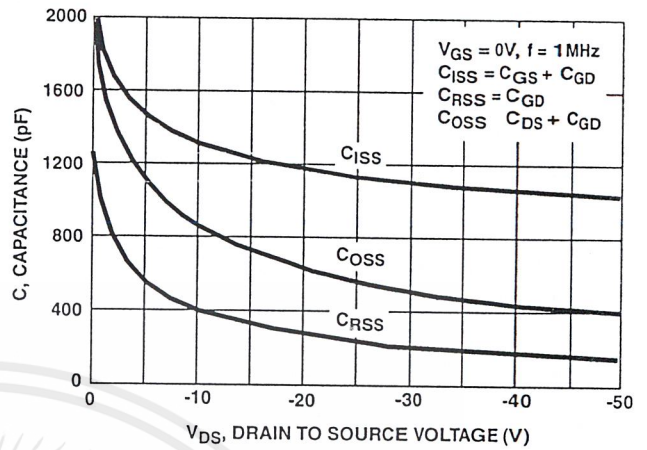


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

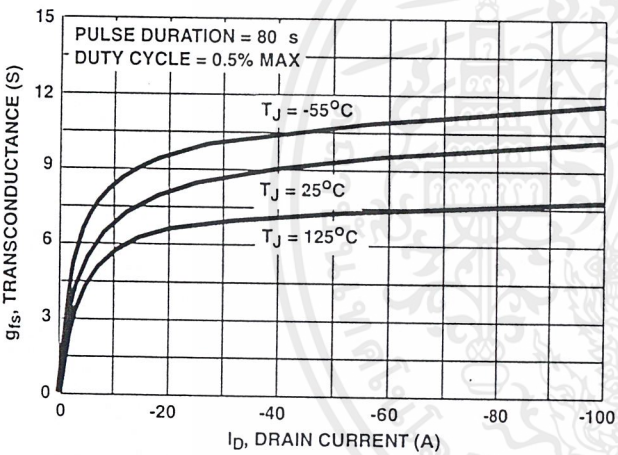


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

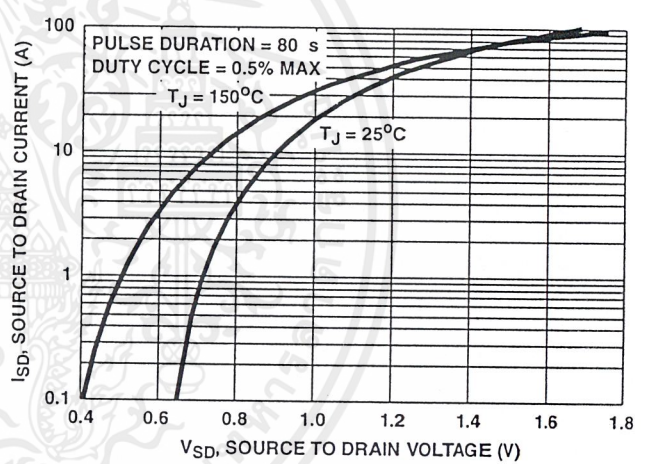


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

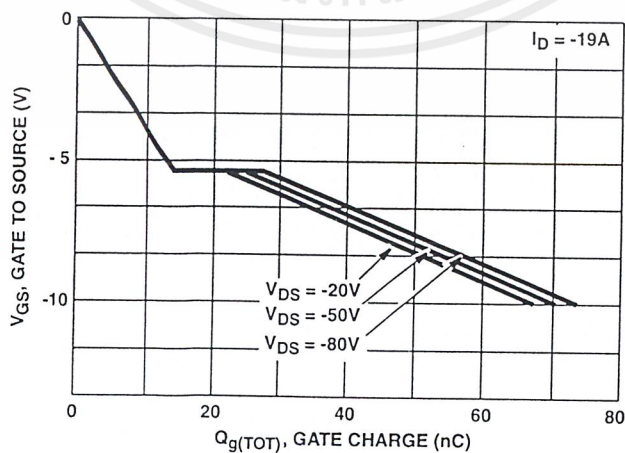


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

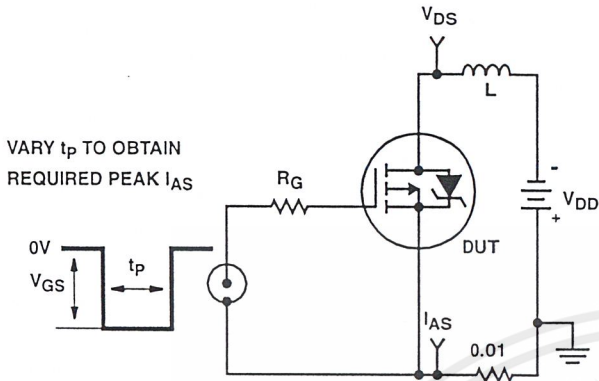


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

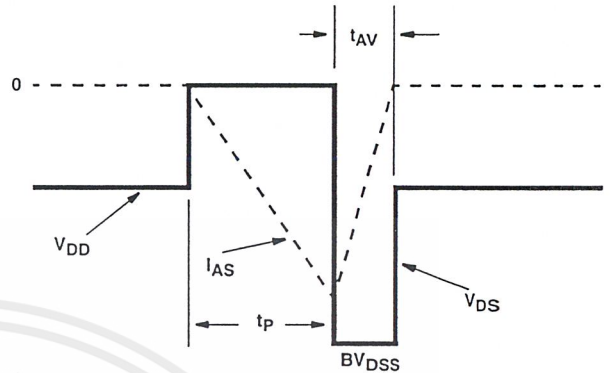


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

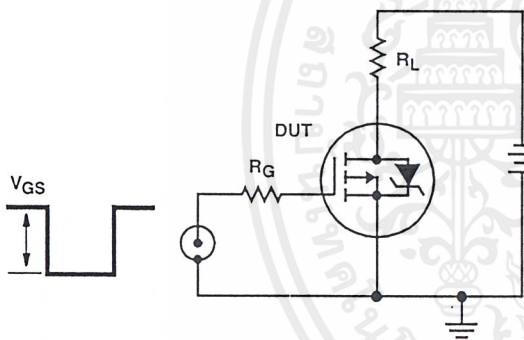


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

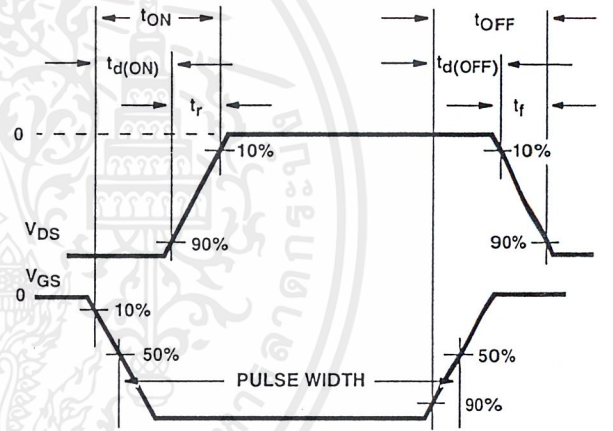


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

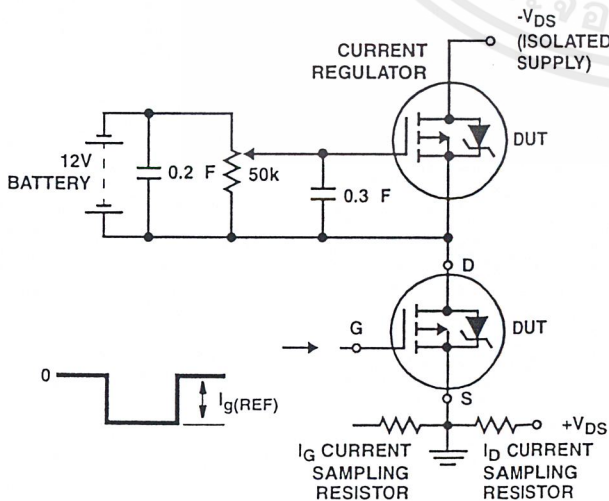


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

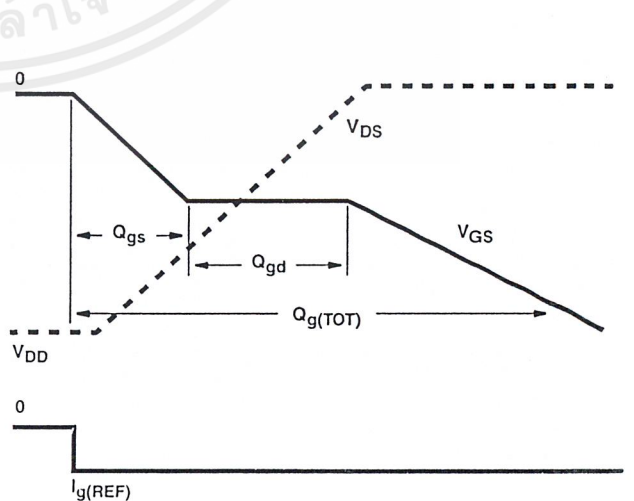


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS



All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under _____ 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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

4-21  ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น  ขอสงวนสิทธิ์ในข้อกำหนดและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

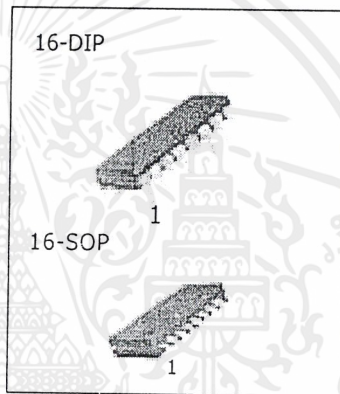
SMPS Controller

Features

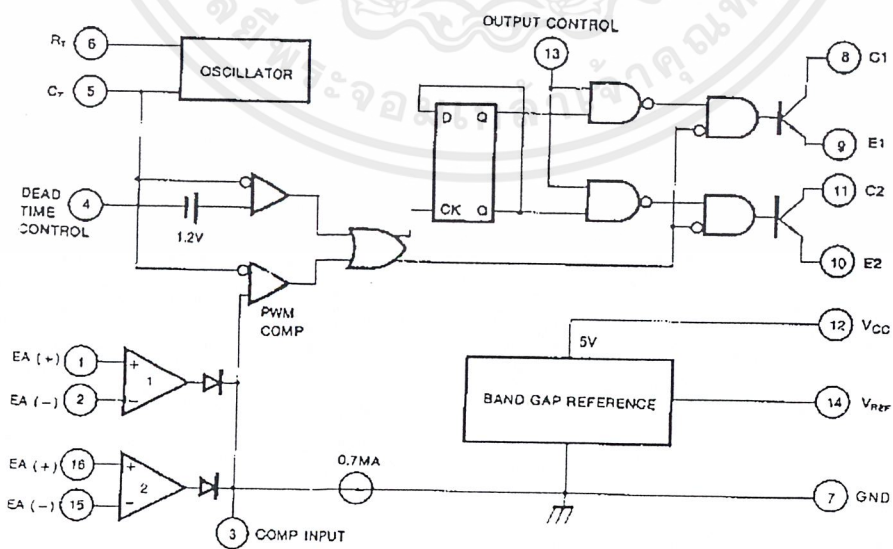
- Internal regulator provides a stable 5V reference supply trimmed to 5%
- Uncommitted output TR for 200mA sink or source current
- Output control for push-pull or single-ended operation
- Variable duty cycle by dead time control (pin 4) Complete PWM control circuit
- On-chip oscillator with master or slave operation
- Internal circuit prohibits double pulse at either output

Description

The TL494 is used for the control circuit of the PWM switching regulator. The TL494 consists of 5V reference voltage circuit, two error amplifiers, flip flop, an output control circuit, a PWM comparator, a dead time comparator and an oscillator. This device can be operated in the switching frequency of 1 KHz to 300 KHz.



Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	4 2	V
Collector Supply Voltage	V _C	4 2	V
Output Current	I _O	2 5 0	mA
Amplifier Input Voltage	V _{IN}	V _{CC} + 0	3 V
Power Dissipation (T _A = 25°C)	P _D	1 (TL494CN) 0.9 (TL494CD)	W
Operating Temperature Range	T _{OPR}	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 ~ +150	°C



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

2 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics

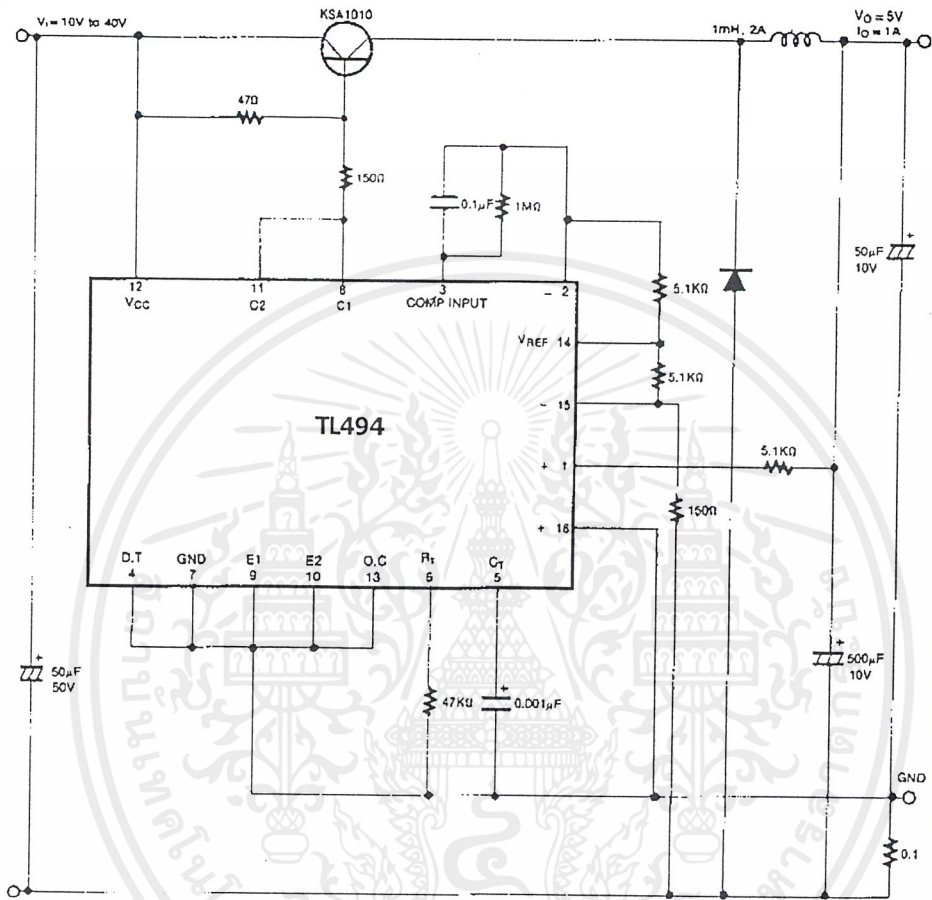
($V_{CC} = 20V$, $f = 10KHz$, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$, unless otherwise specified)

Parameters	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
REFERENCE SECTION						
Reference Output Voltage	V_{REF}	$I_{REF} = 1\text{ mA}$	4.755	5.05	5.25	V
Line Regulation	ΔV_{REF}	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	-	2.0	2.5	mV
Temperature Coefficient of V_{REF}	$\Delta V_{REF}/\Delta T$	$T = 0^\circ C$ to $70^\circ C$	-0.010	0.03	-	%/ $^\circ C$
Load Regulation	ΔV_{REF}	$I_{REF} = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$	-	1.0	1.5	mV
Short-Circuit Output Current	I_{SC}	$V_{REF} = 0\text{ V}$	103	55	0	mA
OSCILLATOR SECTION						
Oscillation Frequency	f	$C_T = 0.01\mu F$, $R_T = 12K\Omega$	-	10	-	KHz
Frequency Change with Temperature	$\Delta f/\Delta T$	$T = 0.01\mu F$, $R_T = 12K\Omega$	-	-	-	%
DEAD TIME CONTROL SECTION						
Input Bias Current	I_{BIAS}	$V_{CC} = 15V$, $0V \leq V_4 \leq 5.25\text{ V}$	-	2.0	10	μA
Maximum Duty Cycle	$D(\text{MAX})$	$V_{CC} = 15V$, $V_4 = 0V$ $O.C\ Pin = V_{REF}$	4	5	-	%
Input Threshold Voltage	V_{ITH}	Zero Duty Cycle	-	3.0	3.3	V
		Max. Duty Cycle	0	-	-	
ERROR AMP SECTION						
Input Offset Voltage	V_{IO}	$V_3 = 2.5\text{ V}$	-	2.0	10	mV
Input Offset Current	I_{IO}	$V_3 = 2.5\text{ V}$	-	25	250	mA
Input Bias Current	I_{BIAS}	$V_3 = 2.5\text{ V}$	0.2	1.0	-	μA
Common Mode Input Voltage	V_{CM}	$7V \leq V_{CC} \leq 40\text{ V}$	-	0.3	-	V_{CC}
Open-Loop Voltage Gain	G_{VO}	$0.5V \leq V_3 \leq 3.5\text{ V}$	70	95	-	dB
Unit-Gain Bandwidth	f_{BW}	-	-	650	-	KHz
PWM COMPARATOR SECTION						
Input Threshold Voltage	V_{ITH}	Zero Duty Cycle	-	4.4	5	V
Input Sink Current	I_{SINK}	$V_3 = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7	-	mA
OUTPUT SECTION						
Output Saturation Voltage Common Emitter	$V_{CE(\text{SAT})}$	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$	-	1.1	1.3	V
Common Collector	$V_{CC(\text{SAT})}$	$V_C = 15V$, $I_E = -200\text{ mA}$	-	1.5	2.5	
Collector Off-State Current	$I_C(\text{OFF})$	$V_{CC} = 40V$, $V_{CE} = 40\text{ V}$	-	2	100	μA
Emitter Off-State Current	$I_E(\text{OFF})$	$V_{CC} = V_C = 40V$, $V_E = 0$	-	-	100	
TOTAL DEVICE						
Supply Current	I_{CC}	$Pin\ 6 = V_{REF}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$	-	6	10	mA
OUTPUT SWITCHING CHARACTERISTIC						
Rise Time	t_r	-	-	-	-	ns
Common Emitter	-	-	-	100	200	
Common Collector	-	-	-	100	200	
Fall Time	t_f	-	-	-	-	ns
Common Emitter	-	-	-	25	100	
Common Collector	-	-	-	40	100	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Application

Pulse Width Modulated Step-down Converter

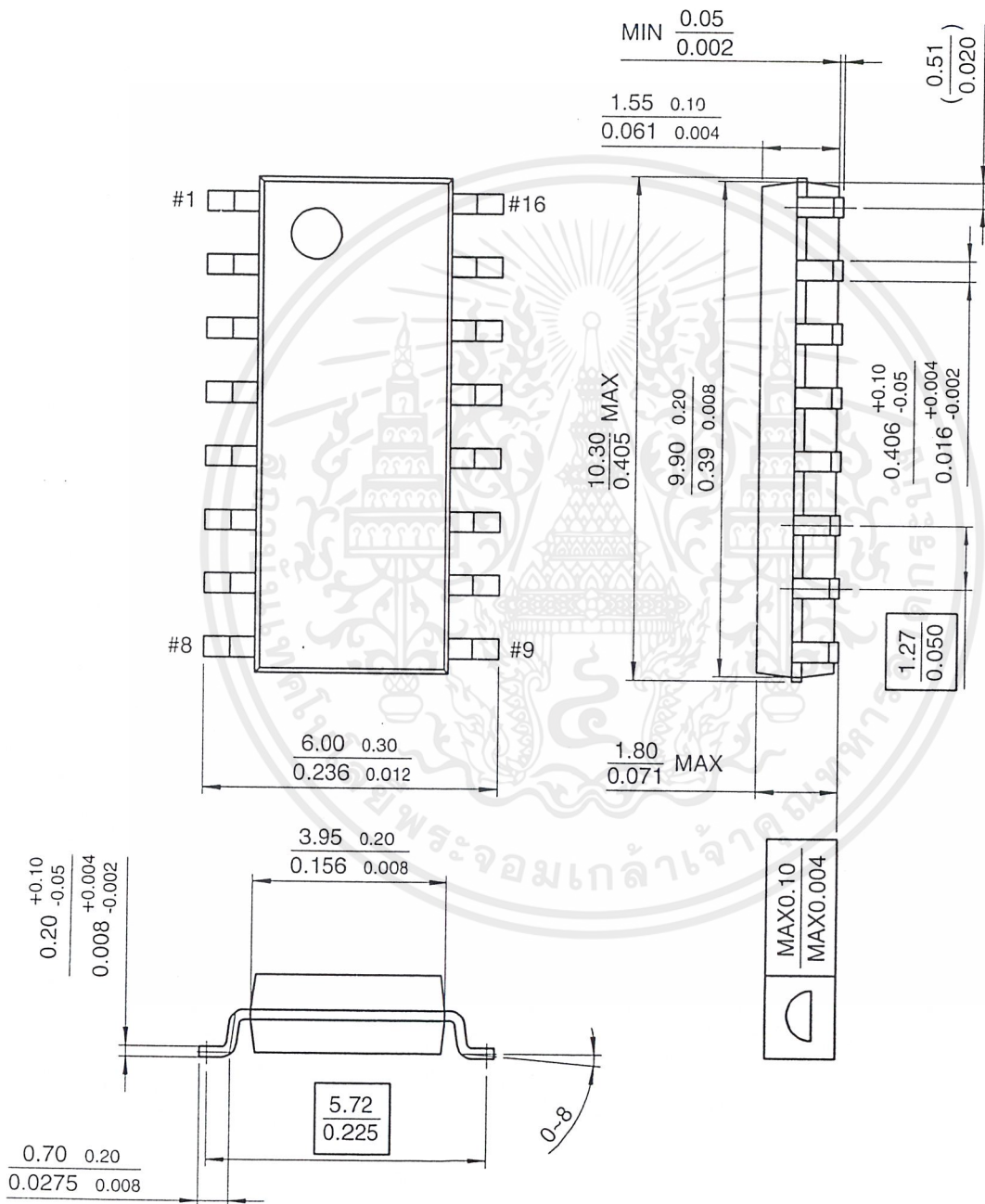


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Mechanical Dimensions (Continued)

Package

16-SOP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
TL494CN	6 DIP	0 ~ +70 C
TL494CD	6 SOP	

