



2539

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง
SWITCHING POWER SUPPLY



โดย
นายสุชาติ สิ้นประจักษ์ผล รหัส 36014497
นายสุทธิพงษ์ จัตตุพรพงษ์ รหัส 36014499
นายสุรเชษฐ ชัยเพชร รหัส 36014512

วัน เดือน ปี 30 ก.ย. 2541
เลขทะเบียน C38213
เลขเรียกหนังสือ 139233 ส481ต.

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ. พิชิต ถ้ายอง

ปริญญาโทปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

ผู้จัดทำ

1. นายสุชาติ สิ้นประจักษ์ผล

2. นายสุทธิพงษ์ จัตตุพรพงษ์

3. นายสุรเชษฐ ชัยเพชร

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. พิชิต ถ้ายอง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่ง

นายสุชาติ สิ้นประจักษ์ผล
นายสุทธิพงษ์ จัตตุพรพงษ์
นายสุรเชษฐ์ ชัยเพชร
ผศ. พิชิต ถ้ายอง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาค่าพารามิเตอร์ที่มีผลที่สำคัญต่อการส่งผ่านพลังงานในวงจรแม่เหล็กของหม้อแปลงความถี่สูงในอุปกรณ์สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งได้แก่ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก , ความถี่ โดยการสร้างชุดทดลองเป็นแบบฮาล์ฟ-บริดคอนเวอร์เตอร์ ที่มีพิกัดกำลัง 500 วัตต์ แรงดัน 25 โวลต์ กระแสสูงสุด 20 แอมแปร์ และ เปรอร์เซนต์เรกูเลชัน เป็น 0.1 ผลที่ได้จากการทดลองสามารถใช้เป็นประโยชน์ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งเป็นส่วนประกอบที่สำคัญในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง ให้ได้พิกัดกำลัง และประสิทธิภาพสูง

SWITCHING POWER SUPPLY

Suchart Sinprajackpol

Sutthipong Jattupornpong

Surachet Chaipetch

Asst.Prof.Pichit Lumyong Advisor

1996

ABSTRACT

This thesis presents about parameters (flux density , frequency) which have effect on energy transfer in magnetic circuit of high frequency transformer in switching power supply. The experiment set , half - bridge converter is built for testing that has output power about 500 watt , output voltage 25 volt , load current 20 ampere . Voltage regulation is 0.1 % and efficiency is about 70 - 80 % . The results of the experiments that set values of parameters can use for designing high frequency transformer in switching power supply which has high rated power and high efficiency.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
2.1 ส่วนประกอบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
2.2 ฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
2.3 ตัวเก็บประจุบล็อกจาก	11
2.4 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D ₃ และ D ₄	13
2.5 ค่าเวลาเพื่อ t_b สำหรับฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	14
2.6 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	15
บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง	16
3.1 การสะสมพลังงานในวงจรแม่เหล็ก	16
3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกไซ	20
3.3 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)	21
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารี และ ขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	22
บทที่ 4 เพาเวอร์มอสเฟต	24
4.1 กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	24
4.2 เงื่อนไขของวงจรขั้วมอสเฟต	26
4.3 ค่าความจุไฟฟ้าค่านอินพุต (Input Capacitance)	26
4.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	27
4.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	30
4.6 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS	32
4.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	32
4.8 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต	33
4.9 วงจรสับเบอร์	35

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การสร้างและการทดลอง	40
อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	40
วงจรที่ใช้ในการทดลอง	41
การทดลองที่ 1	46
การทดลองที่ 2	51
บทที่ 6 สรุปผลและวิจารณ์	64
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
รูปที่ 2.2 แสดงการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์	3
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบค คอนเวอร์เตอร์	5
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอว์เวิร์ค คอนเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพื้นฐานของ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.9(ก) แสดงวงจรเมื่อ Q1 นำกระแส	10
รูปที่ 2.9(ข) แสดงวงจรเมื่อ Q2 นำกระแส	11
รูปที่ 2.10(ก) แสดงการ ไม่สมมาตรของฟลักซ์	12
รูปที่ 2.10(ข) ต่อตัวเก็บประจุลึอกกิ่ง	12
รูปที่ 2.11 แสดงการเกิดความลาดของแรงดันเมื่อต่อตัวเก็บประจุ	13
รูปที่ 3.1 วงจรแม่เหล็กและ วงจรไฟฟ้า	16
รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ I	17
รูปที่ 3.3 แสดงการคั่นช่องอากาศ	22
รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	23
รูปที่ 4.1 ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะเริ่มและหยุดนำกระแส	25
รูปที่ 4.2 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ในเพาเวอร์มอสเฟต	26
รูปที่ 4.3 ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตขณะนำกระแส	27
รูปที่ 4.4 แสดงตัวอย่าง ของ Gate Charge Chart	28
รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกต	29
รูปที่ 4.6 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL และพูลอัพริซิสเตอร์	30
รูปที่ 4.7 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อเพิ่มความเร็วขณะเริ่มนำกระแส	31
รูปที่ 4.8 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อเพิ่มความเร็วขณะเริ่มและหยุด กระแส	31
รูปที่ 4.9 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS โดยตรง	32
รูปที่ 4.10 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย หม้อแปลง	33

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.11 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกส์พล็อตภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	34
รูปที่ 4.12 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกส์พล็อตภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	35
รูปที่ 4.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันขณะเริ่มหยุดนำกระแส	36
รูปที่ 4.14 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแส	36
รูปที่ 4.15 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน	38
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรควบคุมสร้างสัญญาณ	41
รูปที่ 5.2 แสดงฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	42
รูปที่ 5.3 แสดงวงจรขับมอสเฟต	42
รูปที่ 5.4 สัญญาณพัลส์ที่ขา 9 , 10 ของ TL 494	43
รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณของวงจรขับมอสเฟตตัวที่ 1 และ 2	44
รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณขา drain to source	44
รูปที่ 5.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมขด ไพรมารี่	45
รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อม โหลดทางเอาต์พุต	45
รูปที่ 5.9 แสดงรูปวงจรวัดซึ่งเพาเวอร์ชิฟหลาย	46
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน V_p และ V_s	46
รูปที่ 5.11 แสดงวงจรการทดลองที่ 1	48
รูปที่ 5.12 แสดงวงจรแม่เหล็ก	51
รูปที่ 5.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ I ที่เป็นแบบลิเนียร์	51
รูปที่ 5.14 แสดงวงจรการทดลองที่ 2	53

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 1	49
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2	55
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)	56
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)	57
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)	58
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)	59
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)	60
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)	61
ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)	62



บทที่ 1

บทนำ

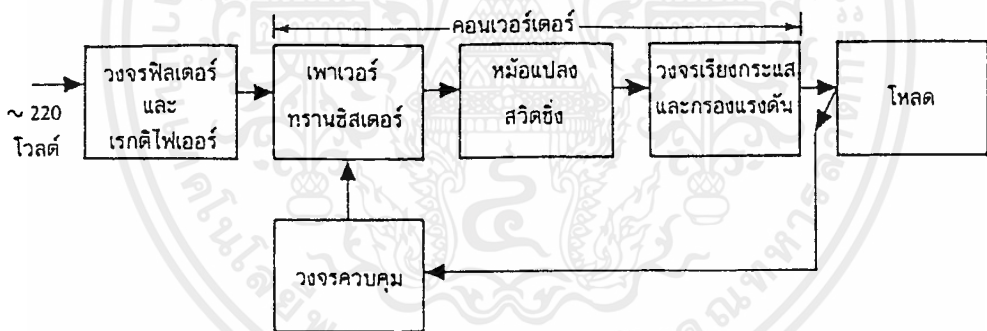
เนื่องจากในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟมีการใช้งานอย่างแพร่หลายทั้งในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กจนถึงงานในโรงงานอุตสาหกรรมขนาดใหญ่ แต่เนื่องจากข้อจำกัดทางขนาดและประสิทธิภาพของ เพาเวอร์ซัพพลายแบบลิเนียร์ ที่ใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ (50 Hz) ซึ่งมีขนาดใหญ่ และมีประสิทธิภาพต่ำ จึงได้มีการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง (SWITCHING POWER SUPPLY) ขึ้นมา แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งนี้ใช้หม้อแปลงความถี่สูงในการเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้า หม้อแปลงความถี่สูงมีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับหม้อแปลงความถี่ต่ำที่พิกัดกำลังเดียวกัน ซึ่งทำให้แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งเป็นที่นิยมใช้กัน โดยทั่วไป



บทที่ 2

หลักการทํางานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะรับแรงดันกระแสสลับ 220 โวลต์ ที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ เข้ามาทางด้านอินพุตและผ่านวงจร RFI ฟิวเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟกระแสตรงโดยวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ หลังจากนั้นวงจรเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์จะทำการตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆโดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ด้วยความถี่สูง จากนั้นจะผ่านไปยังหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อลดทอนแรงดันลงให้ได้ตามต้องการ ทางด้านเอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสโดยใช้ไดโอดที่มีความเร็วในการทำงานสูง หลังจากนั้นจะผ่านไปยังวงจรกรองแรงดันเพื่อกรองแรงดันให้เรียบเสถียรก่อนที่จะจ่ายให้แก่โหลดได้ นอกจากนี้ยังสามารถคงค่าแรงดันขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้โดยมีการป้อนค่าแรงดันเอาต์พุตกลับมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทํางานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งทำให้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

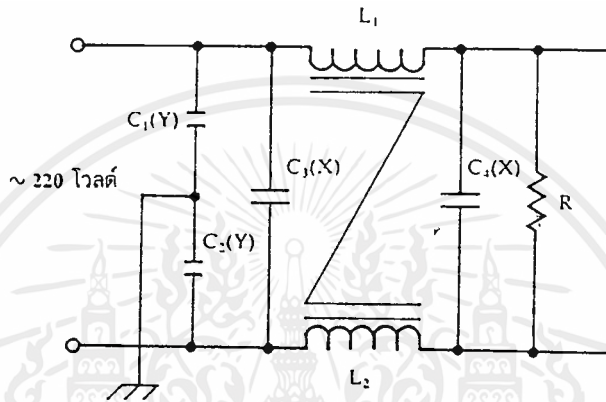
2.1 ส่วนประกอบของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

2.1.1 วงจร RFI ฟิวเตอร์

เนื่องจากการทํางานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะมีการทํางานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใดที่ค่ากระแสสูงๆ ดังนั้นจึงก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กและวิทยุ (EMI / RFI) ซึ่งจะไปรบกวนการทํางานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆเช่น โทรทัศน์ วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องมือวัดคอมพิวเตอร์ ระบบควบคุมและระบบสื่อสารต่างๆ ดังนั้นจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์ เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอกให้อยู่ในระดับที่ต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ วิธีหนึ่งที่จะช่วยลดสัญญาณรบกวน RFI ก็คือการต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ โดยการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งประกอบด้วยวงจร RFI ฟิลเตอร์

การกำหนดค่าต่างของอุปกรณ์ในวงจร ต้องให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรต้องมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่การทำงานของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ตัวต้านทาน R ที่ต่ออยู่ในวงจรมีไว้เพื่อให้ตัวเก็บประจุชนิด X สามารถคายประจุทิ้งได้ โดยตามมาตรฐานความปลอดภัยทั่วไปกำหนดว่า ถ้าค่าของตัวเก็บประจุชนิด X มีขนาดตั้งแต่ 0.1 ไมโครฟารัดขึ้นไป ตัวต้านทาน R ควรมียค่าเท่ากับ $R = t / 2.21C$ โดย t มีค่าเท่ากับ 1 วินาที และ C คือค่าผลรวมของตัวเก็บประจุชนิด X ในวงจรฟิลเตอร์มีหน่วยเป็นฟารัด ประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนของวงจร LC ฟิลเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์อินพุตของฟิลเตอร์กับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ และความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตของฟิลเตอร์กับอิมพีแดนซ์อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ โดยถ้าค่าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์มีมาก อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน RFI จะเป็นไปได้มากด้วยซึ่งปกติคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำส่วนแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับมักมีค่าอิมพีแดนซ์สูงดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RFI ฟิลเตอร์ที่อินพุตต้องมีค่า

อิมพีแดนซ์ต่ำๆ และเอาที่พุดของวงจร RFI ฟิลเตอร์ต้องมีค่าอิมพีแดนซ์สูง การต่อ C1 (Y) และ C2 (Y) ที่ด้านอินพุตของวงจรจะทำให้อินพุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าต่ำ ส่วน L1 และ L2 จะทำให้เอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าสูง C(X) ที่ต่ออยู่ในวงจรจะมีผลช่วยลดทรานเซียนต์ โดย C1 (X) จะช่วยลดทรานเซียนซ์ที่เกิดในสายไฟสลับไม่ให้ผ่านเข้าหาคอนเวอร์เตอร์ ส่วน C2(X) จะช่วยลดทรานเซียนซ์ที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ไม่ให้ผ่านไปยังสายไฟสลับได้

2.1.2 คอนเวอร์เตอร์

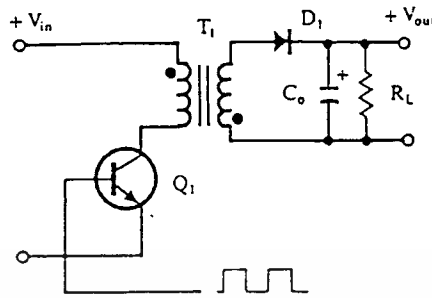
คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนที่สำคัญส่วนหนึ่ง ซึ่งคอนเวอร์เตอร์มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวางวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นควรมีข้อพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

- ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
- ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
- ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- การรักษาระดับแรงดันในคอนเวอร์เตอร์ที่เอาต์พุตมีหลายค่าแรงดัน
- การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI / EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบโดยเราอาจจะแบ่งออกได้เป็น 5 แบบ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
2. ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์
3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

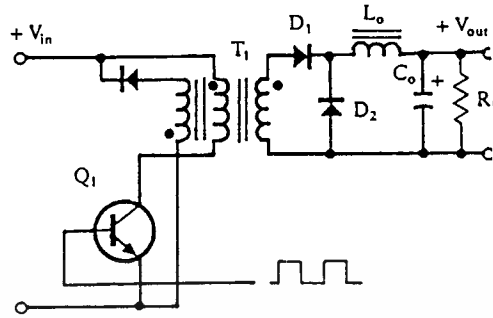


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลงจะกำหนดให้ขดไพรมารีและขดเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นใน ขณะที่ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยัง โหลด จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงแทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กจะยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไพรมารีและเซคันดารี ไดโอด D_1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพรมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารีและมีกระแสไหลผ่านไดโอด ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุตและโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI / EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2. ฟอว์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์

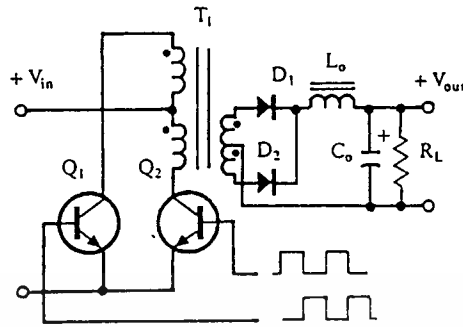


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลงในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดให้ขดไพรมารีและขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอส ตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ที่ตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลในขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_o จะยุบตัวทำให้มีการกลับชั่วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ก็จะถูกไบแอสตรง L_o จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D_2 ออกไปยังโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

3. พุช - พูล คอนเวอร์เตอร์

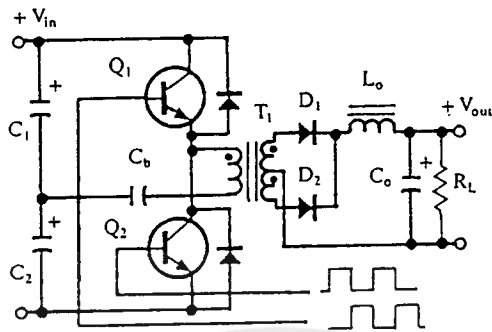


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพื้นฐานของพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์ เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตามในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบการควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.5 Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส Q_2 จะเริ่มนำกระแส D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจะมีกระแสต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

4. ฮาล์ฟ - บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

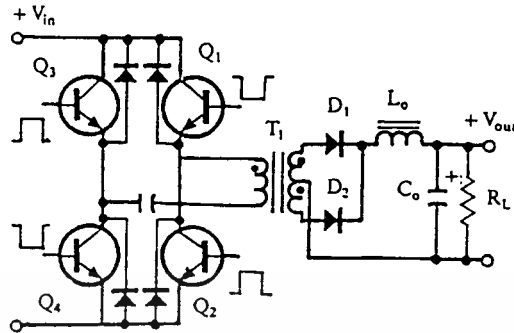


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ - บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับ พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ - บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ คือ ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้งสามแบบที่ได้กล่าวมาข้างต้น และสวิตการเกิดไม่สมมาตรพลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้มีลักษณะเช่นเดียวกับการทำงานของพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟโรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ ฮาล์ฟ - บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

5. ฟูล - บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์



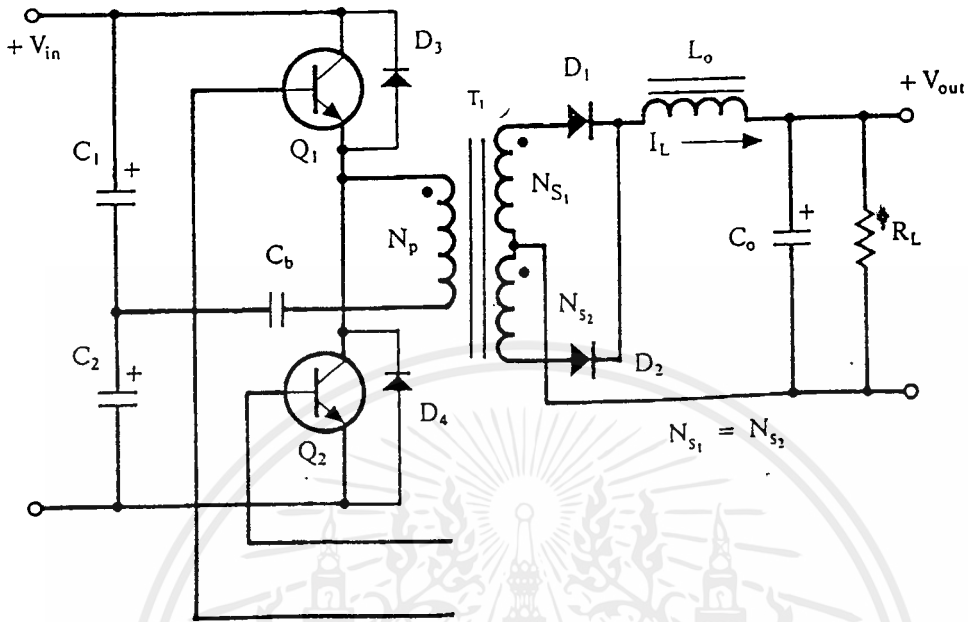
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดสี่ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับ ฮาล์ฟ - บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์คือ ขณะทำงานที่ขดไพรมารีจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล - บริดจ์เป็นหลัก

2.2 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

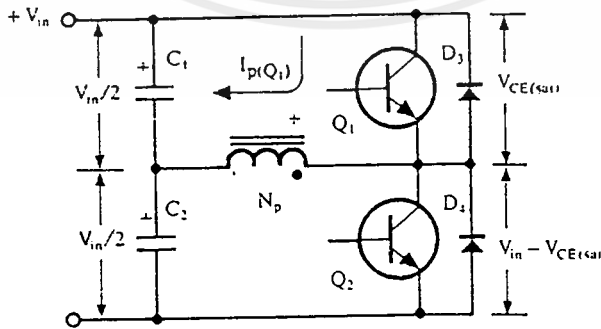
อาจกล่าวได้ว่าฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half - Bridge - Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล - บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจัดวางวงจรของฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจร มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาซื้อได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆเมื่อใช้กับระบบแรงดันสูงๆ เช่น แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ลงได้มาก รวมทั้ง ฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

2.2.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

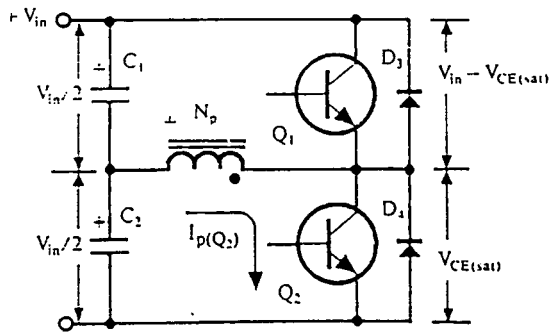


รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันและต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากันและเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตัวละครึ่งคาบเวลา เช่นเดียวกับพุ่ม - พูล คอนเวอร์เตอร์ และเพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_b ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไฟรอบ N_p ที่ต่ออยู่กับ C_b นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.9 (ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

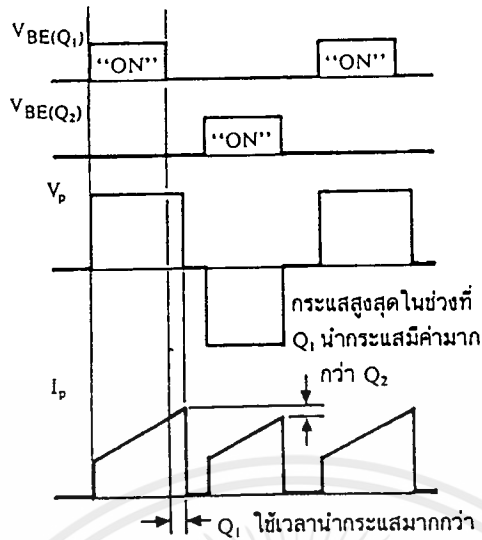


รูปที่ 2.9 (ข) ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

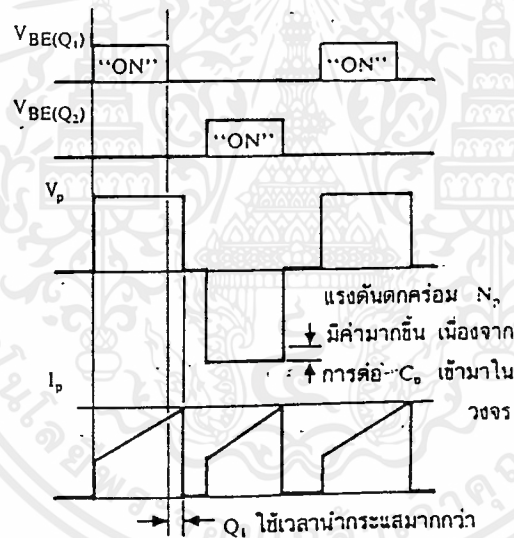
เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{C1} - V_{CE(sat)}$ หรือ มีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแสและ Q_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี N_p ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5 - 1 โวลต์ ดังนั้น จะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น

2.3 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b มีหน้าที่คือป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติ การต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้ได้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริงๆ นั้นทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น



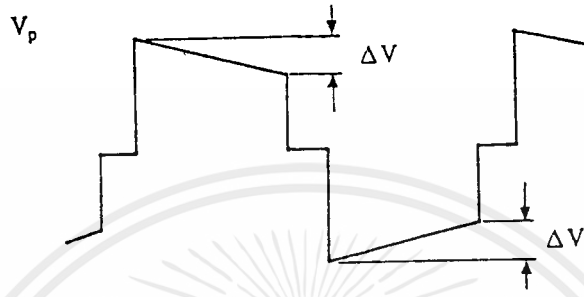
รูปที่ 2.10 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 นำกระแสมากกว่า Q_2



รูปที่ 2.10 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลีดคั้ง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรของฟลักซ์

การต่อตัวเก็บประจุลีดคั้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไฟโรมารี่ ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วย เป็นผลทำให้มีประจุค้างเหลือใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อม C_b นั้นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุค้างเหลือใน C_b ดังนั้นเมื่อ

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มทำงาน แรงดันตกค้างใน Cb จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น ส่วนการทำงานของ Cb ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C1 และ C2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะของการเกิดความลาดขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุลึกลับเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลึกลับ Cb คั้นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาดขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม Cb นั้นเอง และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า Cb ให้มีค่าเหมาะสมเพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ Cb อาจทำได้ดังนี้ คือ

$$C_b = I_{p(pk)} (0.4T) / \Delta V \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

- เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี
- ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20 % ของ $V_{in} / 2$)
- T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

2.4 คอมมิวเตตติ้งไดโอด DS และ D4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่ามีไดโอด D_3 และ D_4 ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตติงไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่สองประการคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตติงไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปคเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟโพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติงไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่กอลเลคเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟโพรมารีและลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกันเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตติงไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยสองเท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

2.5 ค่าเวลาเพื่อ t_b สำหรับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ค่าเวลาเพื่อ t_b เพื่อจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นสิ่งที่สำคัญมากในวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าการต่อกันอยู่ในวงจรของ Q_1 และ Q_2 นั้น ถ้าหาก Q_1 และ Q_2 นำกระแสพร้อมๆกัน จะเกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตทันทีซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์อื่นๆในวงจรได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ Q_1 และ Q_2 จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเพื่อ t_b โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ดังนั้น

$$t_{ON(max)} = 0.4T \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

2.6 วงจรควบคุมสำหรับสวิทซ์িংเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลา นำกระแส (ton) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจึงนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลา นำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ โดยเราสามารถใช่วงจรควบคุมได้หลายแบบ เช่น การใช้ IC เบอร์ TL 494

2.6.1 การควบคุมโดยใช้ไอซี เบอร์ TL 494 ในการควบคุม

ไอซีเบอร์ TL 494 ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อคงค่าแรงดันให้ได้ค่าตามต้องการ โดยสามารถดูโครงสร้างภายในแสดงไว้ในภาคผนวก ซึ่งเราสามารถกำหนดค่าความถี่ที่ต้องการ และสามารถกำหนดค่าของคาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ โดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = R_T * C_T / 1.1 \dots\dots\dots (2.3)$$

2.6.2 การทำงานของไอซี เบอร์ TL 494

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณพื้นเลี้ยงที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างทั้งสองตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip -Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณพื้นเลี้ยงมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนั้นสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงอินพุตคอมมอนโมด ตั้งแต่ -0.3 จนถึง ($V_{cc} - 2$) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในสถานะ “ High ” (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

บทที่ 3

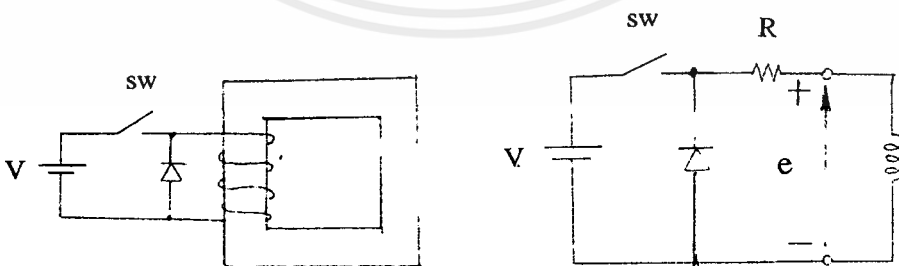
หม้อแปลงสวิตซ์

หม้อแปลงสวิตซ์ (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ในการออกแบบสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษาทุกรูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆของหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดของแกนเฟอร์ไรต์และขนาดของลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้าเพื่อกำหนดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งในการทำงาน

3.1 การสะสมของพลังงานในวงจรแม่เหล็ก

ในการออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งจำเป็นต้องศึกษาการสะสมพลังงานในวงจรแม่เหล็ก กล่าวคือจะออกแบบอย่างไรให้หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งสามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพสูงสุด รวมไปถึงปัจจัยต่างๆที่มีผลในการสะสมพลังงาน โดยจะกล่าวถึงทฤษฎีและสมการที่อธิบายถึงความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆที่มีผลต่อการถ่ายเทพลังงานของวงจรแม่เหล็ก ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งได้

ในวงจรแม่เหล็กเมื่อทำการป้อนแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf) จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก และถ้าทำการตัดต่อไฟที่ป้อนให้กับวงจรแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กจะเกิดการยุบตัวลงตัดขดลวดทำให้เกิดการเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้าในทิศทางตรงกันข้ามเพื่อทำให้กระแสต่อเนื่องซึ่งเป็นปรากฏการณ์ของการจ่ายพลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรแม่เหล็กออกมาภายนอกตามที่แสดงดังรูป



รูปที่ 3.1 วงจรแม่เหล็กและวงจรไฟฟ้า

เมื่อทำการปิดสวิตซ์เพื่อจ่ายไฟเข้ากับขดลวด จะมีกระแสไหลเข้าในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กขึ้น จากกฎของฟาราเดย์ สามารถหาศักดาไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ (e)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้จาก

$$e = d\lambda/dt \dots\dots\dots (3.1)$$

เมื่อ λ คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องขดลวด มีหน่วยเป็น Wb.t ซึ่งทิศทางของกระแสไฟฟ้าจะทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าตกคร่อมที่สอดคล้องกับกฎของเคอชอฟ โดยที่ตัวเหนี่ยวนำจะต้านการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ซึ่งสามารถหาค่ากำลังป้อนเข้าขดลวดได้จาก

$$p = i.e \dots\dots\dots (3.2)$$

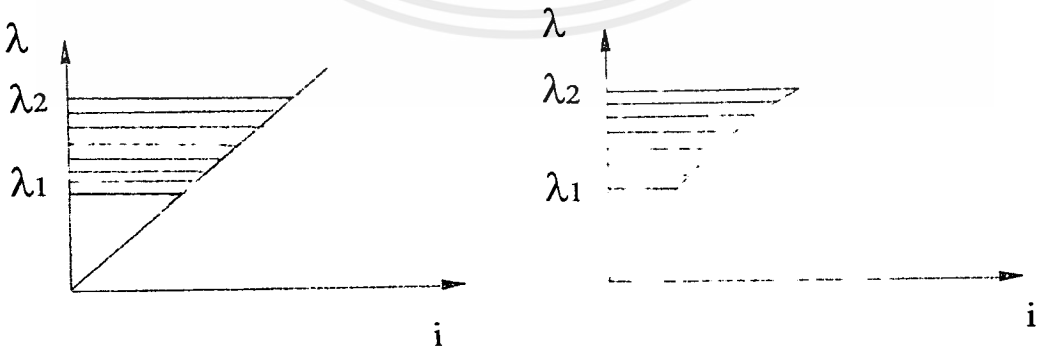
$$= i d\lambda/dt \dots\dots\dots (3.3)$$

และสามารถหาค่าพลังงานที่สะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็ก (energy storage in magnetic field : W_{fld}) ได้จาก

$$\begin{aligned} W_{fld} &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} p. dt \\ &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} i.d\lambda \dots\dots\dots (3.4) \end{aligned}$$

เมื่อ W_{fld} เป็นพลังงานที่สะสมเพิ่มขึ้น เมื่อค่าของเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวข้องเพิ่มขึ้นจาก λ_1 เป็น λ_2 มีหน่วยเป็น จูล

โดยค่าของพลังงานสะสมเพิ่มขึ้น W_{fld} แสดงเป็นพื้นที่แรเงาในกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ i ในวงจรแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ i มีทั้งแบบวงจรแม่เหล็กเชิงเส้นและไม่เชิงเส้น



รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ i (ก) แบบวงจรแม่เหล็กเชิงเส้น และ (ข) แบบวงจรแม่เหล็กไม่เชิงเส้น

ซึ่งในวงจรแม่เหล็กที่ไม่มีช่องอากาศ เช่น วงจรแม่เหล็กของหม้อแปลงจะมีความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ i เป็นแบบไม่เชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 3.2 (ข) แต่อาจนำมาใช้ในการคำนวณเป็นแบบเชิงเส้นได้ ถ้าช่วงที่ใช้งานมีความสัมพันธ์เชิงเส้น ส่วนวงจรแม่เหล็กที่เป็นแบบเชิงเส้นโดยทั่วไปจะมีช่องอากาศ เพราะค่าความต้านทานแม่เหล็กของช่องอากาศจะมีค่ามากกว่าแกนเหล็กมากๆ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ i เป็นแบบเชิงเส้น แต่ก็มีช่วงจำกัดการใช้งานต้องไม่ถึงจุดที่อิ่มตัวของแกนเหล็ก เพราะจะมีผลให้ความต้านทานของแกนเหล็กมีค่าสูงขึ้น

เมื่อวงจรแม่เหล็กมีความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ i เป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์เป็น

$$\lambda = Li \quad \text{..... (3.5)}$$

$$i = \lambda/L \quad \text{..... (3.6)}$$

นำค่า i จากสมการที่ (3.6) แทนลงในสมการที่ (3.4)

$$\begin{aligned} w_{fld} &= \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \lambda/L \, d\lambda \\ &= (\lambda_2^2 - \lambda_1^2) / 2L \quad \text{..... (3.7)} \end{aligned}$$

ถ้าต้องการหาพลังงานที่สะสมในรูปสนามแม่เหล็กที่ค่า λ ใดๆ สามารถหาได้เมื่อกำหนดให้ $\lambda_1 = 0$ และแทนค่า λ_2 จะได้ว่า

$$w_{fld} = 1/2 (\lambda^2/L) \quad \text{..... (3.8)}$$

$$= 1/2 Li^2 \quad \text{..... (3.9)}$$

w_{fld} เป็น พลังงานที่สะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นจูล ที่ค่า λ ใดๆ หรือที่ i ใดๆ เมื่อวงจรแม่เหล็กมีความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ i เป็นแบบเชิงเส้น

จากกฎความถาวรของพลังงาน (The principle of energy conservation) กล่าวว่า “พลังงานไม่สามารถสร้างหรือทำลายมัน เพียงสามารถเปลี่ยนรูปของพลังงาน” ดังนั้น พลังงานที่ได้รับจากแหล่งจ่ายทางไฟฟ้า = พลังงานที่ส่งออก + พลังงานที่สะสมเพิ่มขึ้นในรูปของสนามแม่เหล็ก + พลังงานที่เปลี่ยนรูปเป็นความร้อน

เราสามารถหาความหนาแน่นของพลังงานที่สะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็ก (Energy Density of Magnetic Field) ที่อยู่ในรูปของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ได้ดังนี้



$$\text{energy density of magnetic field} = W_{fld} / (A_m * l_m) \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

$$= (1/2) (\lambda / (L(x_0) A_m * l_m))$$

$$= (1/2) (\lambda_i / (A_m * l_m))$$

$$= (1/2) (N \Phi_i / (A_m * l_m))$$

$$= (1/2) B * H$$

$$= (1/2) (B^2 / \mu_0) \quad \dots\dots\dots (3.11)$$

หน่วยของความหนาแน่นของพลังงานที่สะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็กเป็น J/m^3 เมื่อกำหนดให้

A_m เป็น พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กโดยเฉลี่ย มีหน่วยเป็น เมตร² (m^2)

l_m เป็น ความยาวของแกนเหล็กโดยเฉลี่ย มีหน่วยเป็น เมตร (m)

ดังนั้นในการทดสอบหาพลังงานที่ส่งผ่านวงจรแม่เหล็ก โดยกำหนดให้พลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรแม่เหล็กถูกส่งผ่านออกจากวงจรทั้งหมดในหนึ่งวงรอบและคิดปริมาตรของช่องอากาศ จะได้ว่าพลังงานที่ส่งผ่านออกจากวงจรแม่เหล็กในหนึ่งวงรอบ มีค่า

$$W = (1/2) (B^2 / \mu_0) * \text{Volume} \quad \dots\dots\dots (3.12)$$

$$= (B^2 / 2 \mu_0) * A * 2g \quad \dots\dots\dots (3.13)$$

เมื่อ A เป็น พื้นที่หน้าตัดของแกน เมตร² (m^2)

g เป็น ระยะช่องอากาศ เมตร (m)

เมื่อทำการป้อนสัญญาณสวิตซ์ซึ่งความถี่ f ดังนั้นเราสามารถหาค่ากำลังส่งผ่านหรือพลังงานส่งผ่านทั้งหมดในเวลา 1 วินาที ได้ดังนี้

$$P = (B^2 / \mu_0) * A * g * f \quad \dots\dots\dots (3.14)$$

เมื่อ f เป็น ความถี่สวิตซ์ซึ่ง (Hz)

จากสมการที่ (3.14) จะเห็นได้ว่า เมื่อเพิ่มความถี่สวิตซ์ซึ่งจะมีผลทำให้กำลังส่งผ่านมีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย เมื่อความเข้มสนามแม่เหล็กคงที่

3.2 แกนเฟอร์ไรต์ และการเลือกใช้

3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่รูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI , EE , ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงจรรอบรอบได้

แกนแบบ POT นั้นจะใช้หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI / RFI ต่ำ เนื่องจากรูปทรงของมันป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างน้อย จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่ เมื่อหม้อต้องการกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้มากสำหรับหม้อแปลงที่ต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI , EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวกขึ้น แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวน EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันด้วย ถึงแม้ว่าจะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มา กับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์แสดงไว้เสมอ ข้อมูลที่สำคัญและควรจะทำให้ความเข้าใจไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hyteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core loss)

3.2.3 การคำนวณค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี และขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = (V \cdot t) \cdot 10^3 / (N_p \cdot A_e) \quad \dots \dots \dots (3.15)$$

- เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
- V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี เป็นโวลต์

N_p	คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
A_e	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดไพรมารีลดลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ขดลวดทองแดงที่มีขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงขึ้น

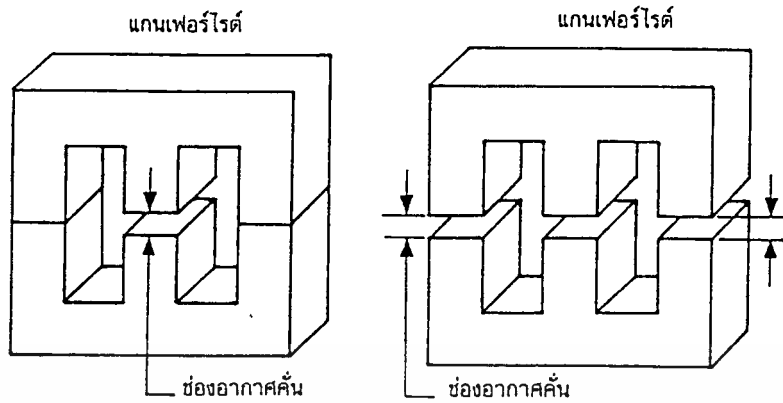
อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆแทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึงสองประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

3.3 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นเดียวกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI , ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้สองลักษณะ ดังในรูปที่ 3.3 คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 3.3 แสดงการคั่นช่องอากาศ (ก) การคั่นที่แกนกลาง (ข) การคั่นระหว่างคู่

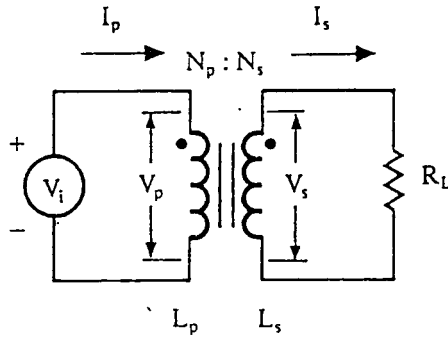
ประกบ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ สามารถทำได้ง่ายกว่า การคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์ หรือซัดเกลตาแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนที่คั่นที่ใช้มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารี เป็นไปตามทฤษฎีของหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นจะเป็นไป ดังนี้

$$V_p / V_s = N_p / N_s = I_s / I_p \dots\dots\dots (3.16)$$



รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$N_p / N_s = \sqrt{L_p / L_s} \dots\dots\dots (3.17)$$

- เมื่อ
- Np คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
 - Ns คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
 - Vp คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี
 - Vs คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดเซคันดารี
 - Lp คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
 - Ls คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
 - Ip คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
 - Is คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

มีข้อสังเกตคือ ค่าแรงดัน Vp เป็นค่าแรงดันตกคร่อมไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลง เนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต Vi โดยค่า Vp จะเป็นไปตามสมการที่ (3.18)

$$V_p = N_p * A_e (dB / dt) * 10^{-8} \dots\dots\dots (3.18)$$

และค่า Vp ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า Vi แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก (dB / dt) จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม Vp จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 4

เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึง ประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ดีที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตาม ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้น

4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

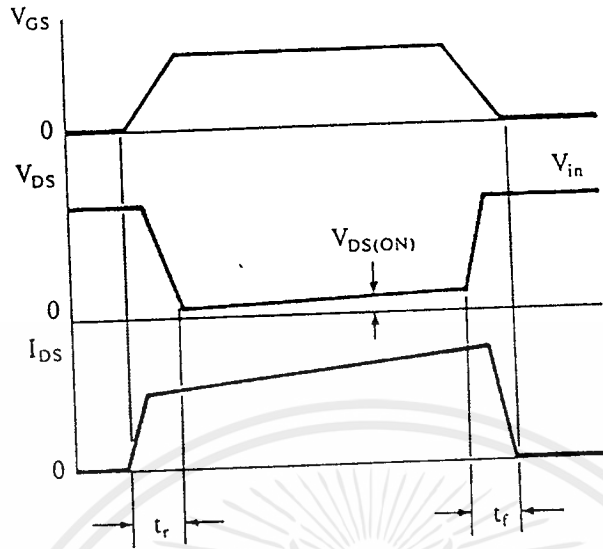
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต จะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานในที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้น ค่ากำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

$$P_{SW(on)} = (0.5I_{PK(on)} * V_{in} * t_r) / T \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

$$P_{SW(off)} = (0.5I_{PK(off)} * V_{in} * t_f) / T \quad \dots\dots\dots (4.3)$$



รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

$$P_C = I_{Dms}^2 * R_{DSON}(T_j) \dots\dots\dots (4.4)$$

- เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- $I_{PK(off)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- I_{dms} คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
- $R_{DSON}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสในค่าชิตของผู้ผลิตส่วนใหญ่มีกระบวนมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน t_{ON} และ t_C เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

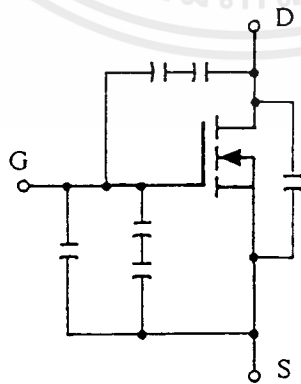
4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันชิตเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส เป็นอันดับแรกเสียก่อน

4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

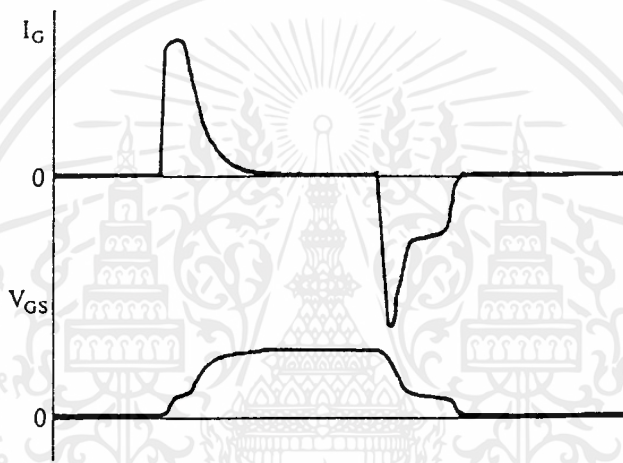
เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังรูปที่



รูปที่ 4.2 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูปที่ 4.3

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



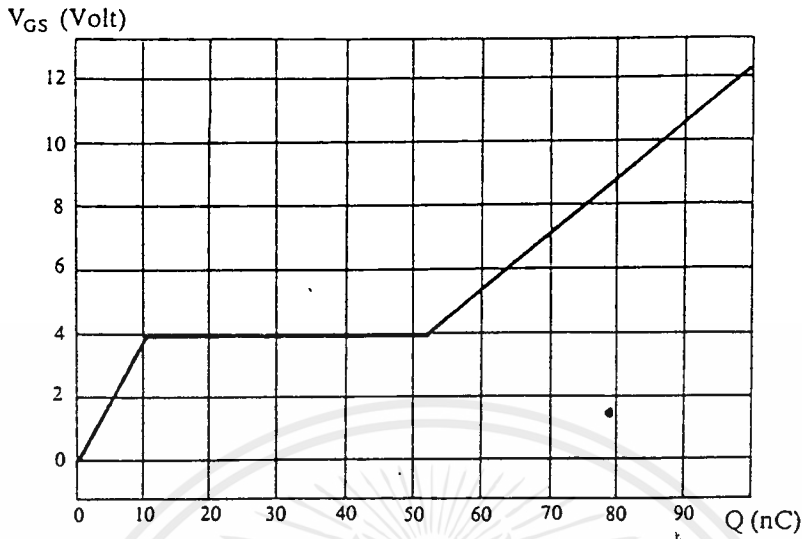
รูปที่ 4.3 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

4.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในตารางชิตด้วย (รูปที่ 4.4) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์-มอสเฟต

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_0 \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) $t_2 \rightarrow t_3$

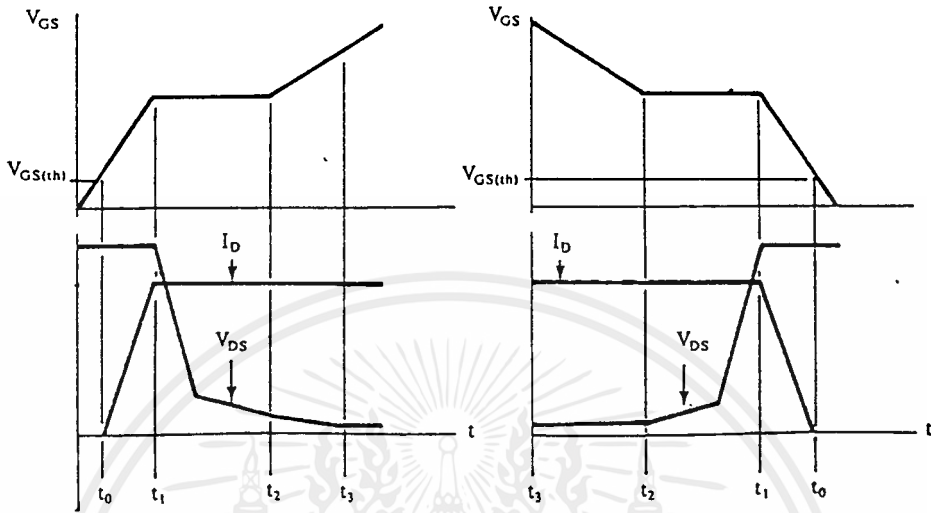


รูปที่ 4.4 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มซาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนถึงเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นผลเสีย

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อซาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3

การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการซาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อ (ก) การเริ่มนำกระแส และ (ข) เมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

จากกราฟในรูปที่ 4.4 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \dots\dots\dots (4.5)$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์
 I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ซาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์

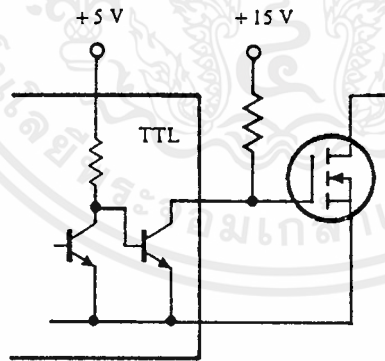
หมายเหตุ กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากดาต้าชีต ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับซาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart ซึ่งจะไม่บอกกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตาม ถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการ (4.5) ก็นับได้ว่าใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

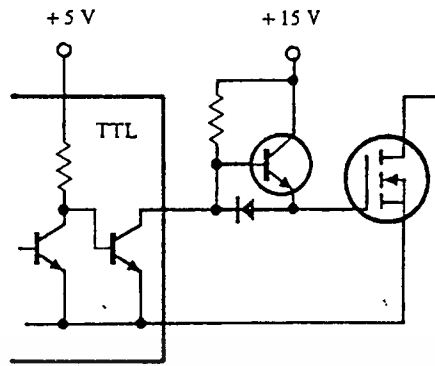
4.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตและทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

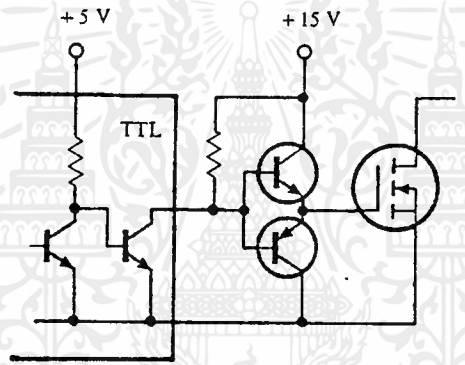
รูปที่ 4.6 แสดงการต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล์อัพฟริชิตเตอร์เข้าช่วย จะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น อย่างไรก็ตาม ความเร็วขณะเริ่มนำกระแายังคงมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแยังคงถูกจำกัดด้วยพูล์อัพฟริชิตเตอร์



รูปที่ 4.6 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และพูล์อัพฟริชิตเตอร์



รูปที่ 4.7 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจรรูปที่ 4.6 เพื่อเพิ่มความเร็วขณะเริ่มนำกระแส



รูปที่ 4.8 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก 1 ตัวในวงจรรูป 4.7 เพื่อเพิ่มความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสด้วย

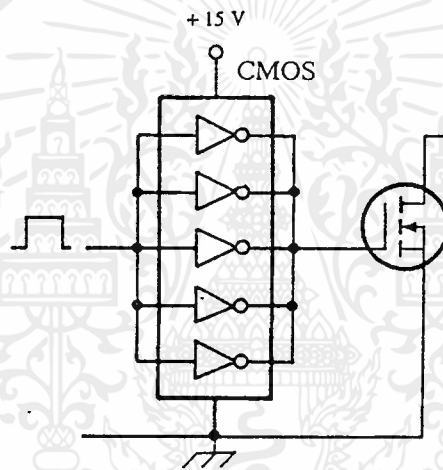
การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาดังในรูปที่ 4.7 ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกิดเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ดังรูปที่ 4.8 ก็จะทำให้ความเร็วในขณะหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น เบอร์ 2N 2222A และเบอร์ 2N 2907 ก็สามารถทำให้วงจรขับจ่ายและรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์ ซึ่งนับว่าเพียงพอแล้ว

4.6 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐาน เช่น ตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูปที่ 4.9 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไป得更เร็วขึ้นด้วย

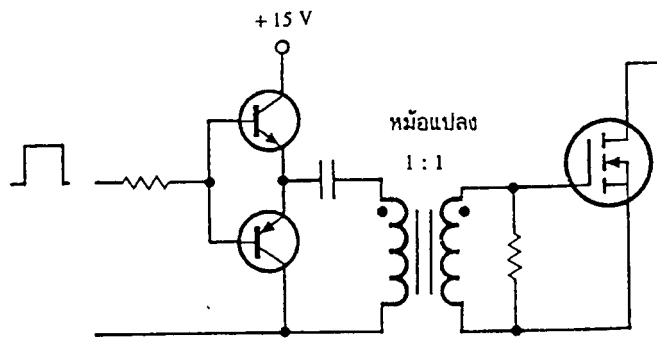


รูปที่ 4.9 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

4.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่าง จะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงฟัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงตัวอย่างการจัดวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานกระแสด้วยหม้อแปลง

4.8 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

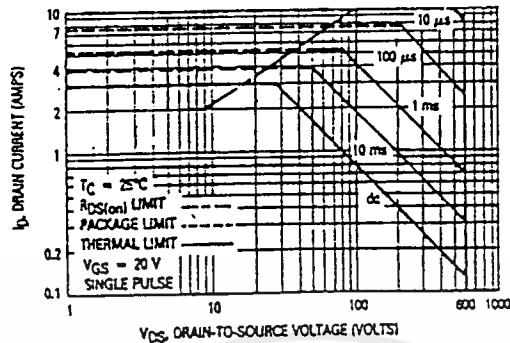
สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตการเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้นเพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากกรณีไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสจะไหลมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะเกิดการพังเสียหายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเอง

พิสัยปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดที่พิสัยปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain - Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)

4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)



รูปที่ 4.11 แสดงตัวอย่างกราฟฟิวด์ปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

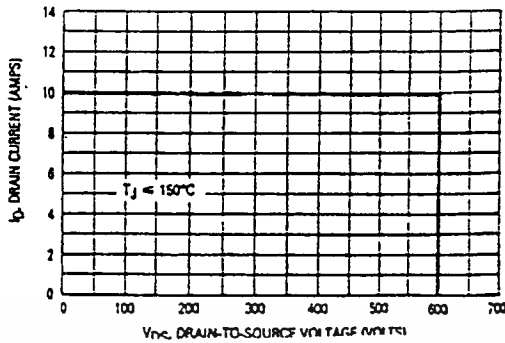
(ที่มา : Motorola)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต แสดงไว้ในรูปที่ 4.11 และเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกฟิวด์ของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญ และผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมถึงป้องกันการเกิดเงื่อนไขที่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเกิดพังเสียหายได้ขณะทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วย

ฟิวด์ปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็นกราฟแสดงฟิวด์กระแสและแรงดันใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาฟิวด์ปลอดภัยทั้งในช่วงเริ่มจะนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างกราฟ SSOA ที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.12 และเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้วจะเห็นได้ว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่า และขีดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสเดรน I_D สูงสุดเท่านั้น



รูปที่ 4.12 แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย SSOA ของเพาเวอร์ MOSFET

(ที่มา : Motorola)

4.10 วงจร snubber

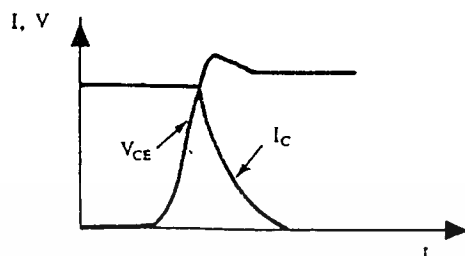
วงจร snubber (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และ วงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD snubber

วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

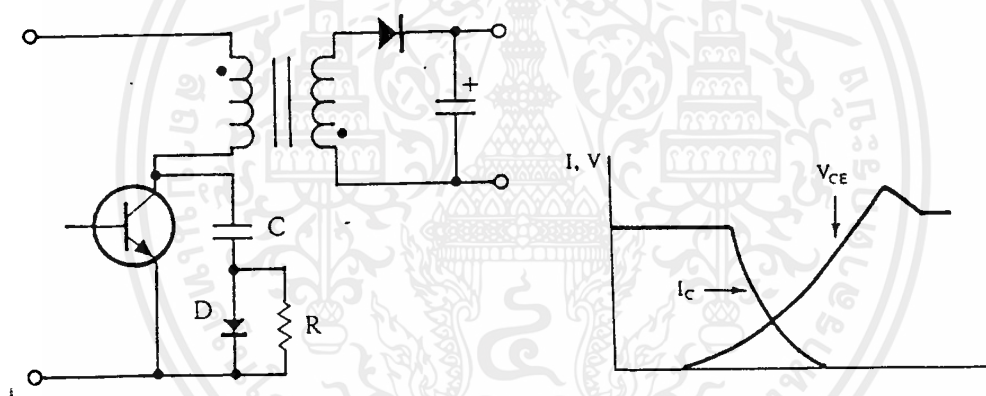
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังงานสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแสก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั่น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 4.13 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เมื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะช่วยให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจรสับเบอโรอาจทำได้ดังในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.13 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 4.14 แสดงการต่อวงจรสับเบอโรช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD สับเบอโรช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้ คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจรสับเบอโรทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้เกิดแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้า C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไป เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C = I_{p(PK)} * t_{OFF} / 2V_{in} \dots\dots\dots (4.6)$$

$$R_1 = t_{ON(min)} / 2*3 C_1 \dots\dots\dots (4.7)$$

- เมื่อ $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์
- t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

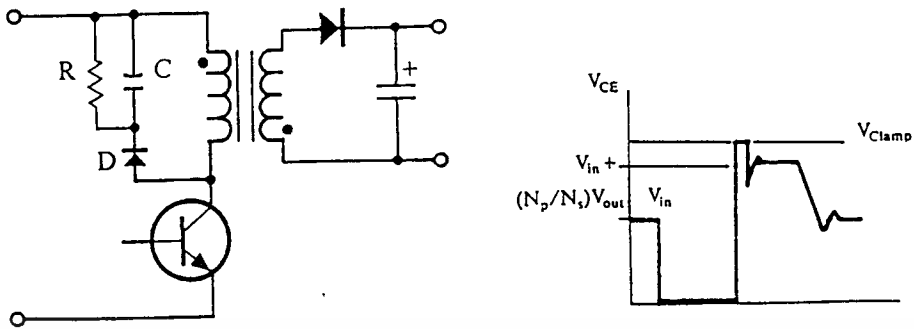
$$P_D = C_1(2 V_{in})^2 / 2T \quad (\text{วัตต์}) \dots\dots\dots (4.8)$$

- เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การต่อวงจร RCD สับเบอร์ดเพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 แสดงการต่อสับเบอร์ทอนกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ทอนกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดขึ้นจึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C_1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอร์ทอนกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C_1 แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C_1 V_C^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{p(PK)}^2 / (V_{CEO} - V_{clamp})^2 \quad \dots\dots\dots (4.9)$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{CEO} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = L_1 I_{p(PK)}^2 / (V_{CEO} - V_{clamp})^2 \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

เมื่อ L_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟรรมารี (leakage inductance)

$I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CE0} คือ อัตราหนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำ

กระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R_1 = t_{OFF(min)} / 2 * 3C_1 \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

กำลังงานสูญเสียใน R_1 จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = (1/2 L_1 I_{p(PK)}^2) / T \quad (\text{วัตต์}) \quad \dots\dots\dots (4.13)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

บทที่ 5 การสร้างและการทดลอง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรทดลอง

ส่วนที่เป็นอินพุต

1. หม้อแปลงปรับค่าได้ (variac)
2. ไดโอดในส่วนวงจรเรกติไฟร์ (Diode Bridge Rectifier)
3. ซีฟิลเตอร์ (C-filter) ขนาด 3800 ไมโครฟารัด 2 ตัว
4. ค่าความต้านทาน กระเบื้อง

ส่วนวงจรขับ และ วงจรสวิตซ์ซิ่ง

1. มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) เบอร์ IRFP 450
2. R-C สนับเบอร์
3. ออปโต-ไอโซเลเตอร์ เบอร์ TIP 817
4. ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N2222 , 2N2907
5. ไอซี TTL เบอร์ 4050B , 74LS06
6. ค่า ความต้านทาน และ คาปาซิเตอร์ ค่าต่าง ๆ

ส่วนหม้อแปลงความถี่สูง

1. แกนเฟอร์ไรต์ ชนิด EE55/55A EE80/76
2. ลวดพันหม้อแปลง SWG 22
3. R-C สนับเบอร์

ส่วนวงจรเอาต์พุต

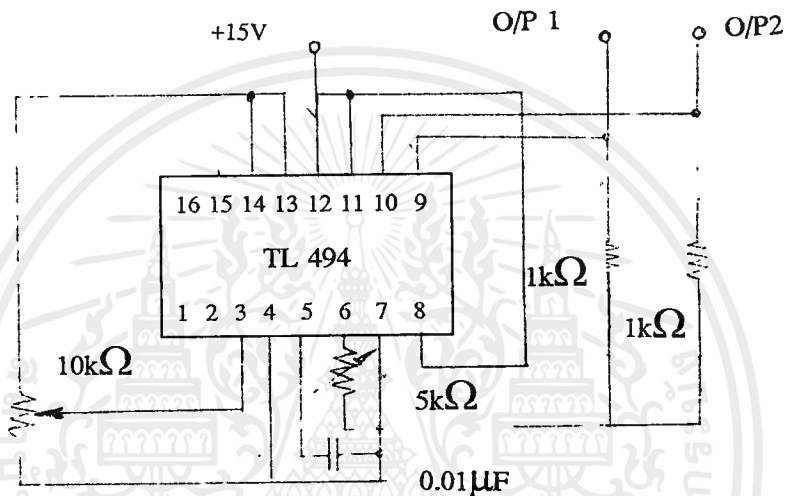
1. ไดโอดกำลัง
2. คาปาซิเตอร์ ฟิลเตอร์
3. ตัวเหนี่ยวนำ
4. โหลด ความต้านทาน

ส่วนวงจรควบคุม

1. ไอซี เบอร์ TL-494
2. ค่า ความต้านทาน และ คาปาซิเตอร์ ค่าต่าง ๆ

วงจรที่ใช้ในการทดลอง

ส่วนของวงจรควบคุม TL 494

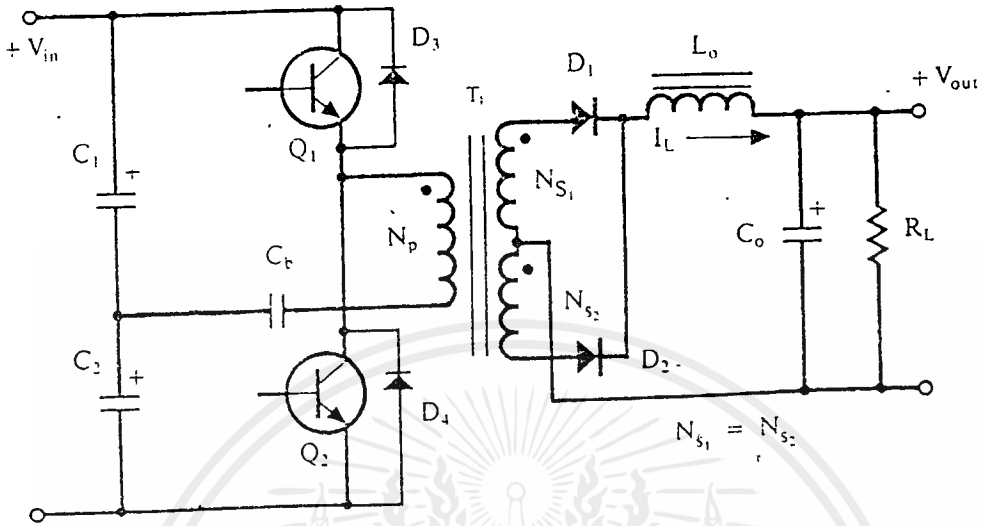


รูปที่ 5.1 แสดงวงจรควบคุมสร้างสัญญาณ

การทดลองโดยการสร้างวงจรโดย TL 494

ในการต่อวงจรการทำงานของ TL 494 เป็นการต่อเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ เพื่อให้เป็นสัญญาณขับมอเตอร์ ที่ความถี่ 50 kHz ซึ่งในการทดลอง ต้องการที่จะปรับ ความกว้างของสัญญาณพัลส์ได้โดยอิสระ จึงต่อค่าความต้านทานปรับค่าได้ เข้าไปในวงจรของสัญญาณป้อนกลับ อีกทั้งวงจรนี้สามารถ ปรับความถี่ได้โดยค่า ความต้านทานปรับค่าได้ จึงทำให้สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างอิสระ เพื่อสามารถทำการทดลองได้ ซึ่งรูปของวงจรดูได้จากรูปด้านบน

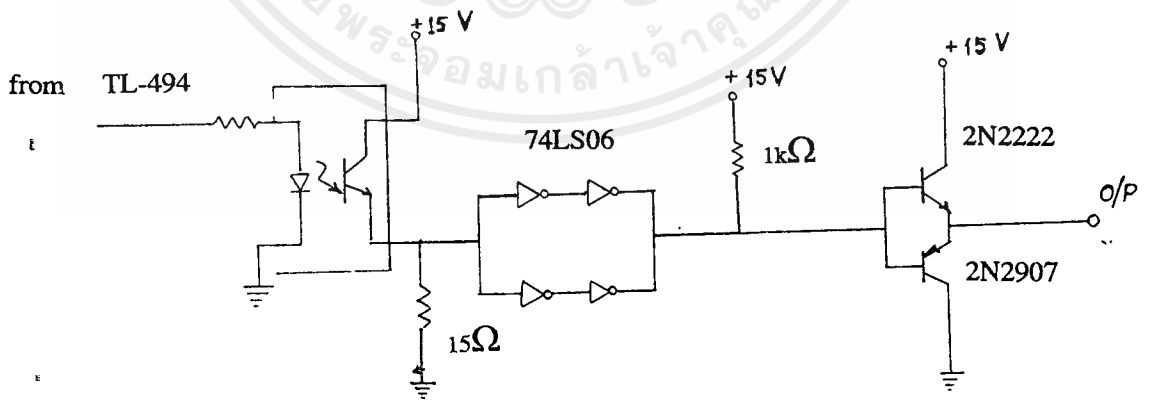
ส่วนของวงจรกำลัง



รูปที่ 5.2 แสดง ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

การสร้างวงจรกำลัง

การสร้างวงจรกำลังที่ใช้ในการทดลองจะสร้างเป็นแบบ วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไป ซึ่งแสดงดังรูป ส่วนของวงจรขับ



รูปที่ 5.3 แสดงวงจรขับมอสเฟต

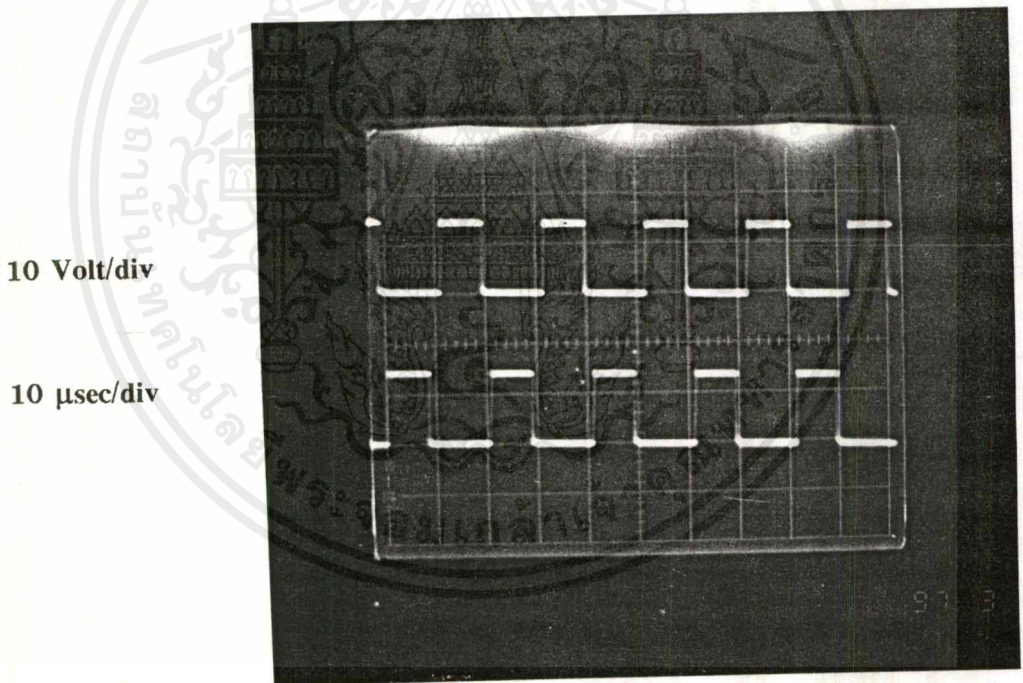
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรรีบ

วงจรรีบจะรับสัญญาณซึ่งได้มาจาก TL 494 แล้วมาทำการแยกสัญญาณ โดยใช้ ออปโต ไอ- โชนิเตอร์ เพื่อแยกกรวดค้ของวงจร แล้วใช้ ไอซี TTL เบอร์ 74LS06 เพื่อขยายสัญญาณให้ได้อวลต์ที่ไ้ข้บมอสเฟตที่เหมาะสม ซึ่งการไ้ข้วงจรรีบชนิดนี้จะต้องไ้ช้ชุดไฟเลี้ยงจ่ายให้ ออปโต แยกเป็นอิสระอีก 2 ชุด แต่จะทำให้ได้สัญญาณข้บที่สวຍงาม และ สมบูรณ์

รูปสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุม วงจรรีบ วงจรสวิชข้ข้ง และเอาต์พุท

1. รูปสัญญาณ จากการต่อ C สร้างความถี่ ค่า .01 ไมโครฟารัด และค่าความต้านทานปรับค่าได้ในวงจร TL 494 ซึ่งวัดค่าสัญญาณที่ขา 9 และ 10 จะได้สัญญาณพัลส์ค้ข้งรูป (ไ้ Duty cycle 0.4T)

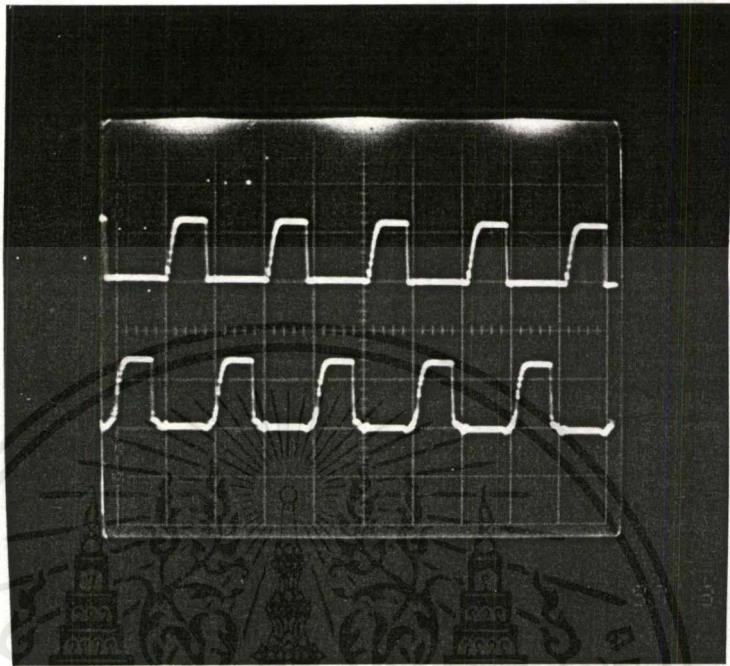


รูปที่ 5.4 สัญญาณพัลส์ที่ข้บที่ขา 9,10 ของ TL 494

2. รูปสัญญาณ ที่ได้จากวงจรขับ ที่จะนำไปขับมอสเฟต ตัวที่ 1 และ 2 ที่สลับกันทำงาน

10 Volt/div

10 μ sec/div

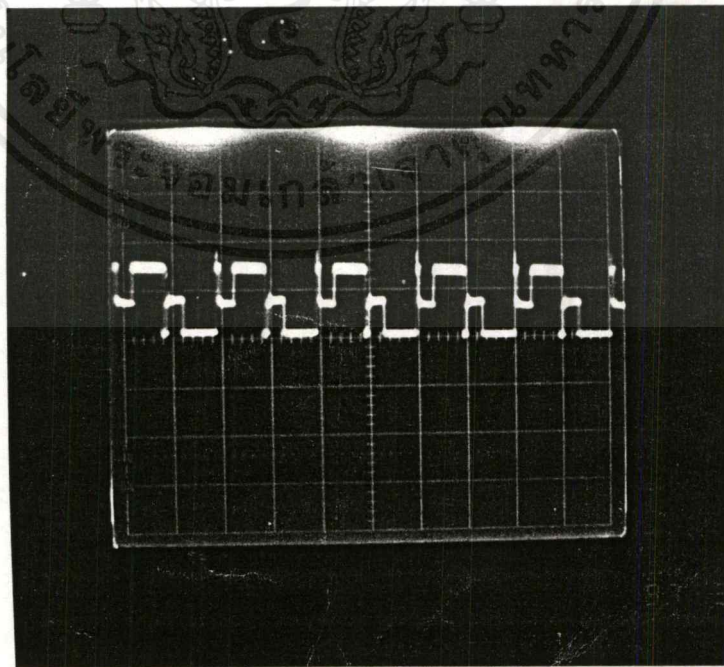


รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณของวงจรขับมอสเฟต ตัวที่ 1 และ 2

3. สัญญาณขา drain to source ของ มอสเฟต ที่แรงดันอินพุต 220 โวลต์

100Volt/div

10 μ sec/div



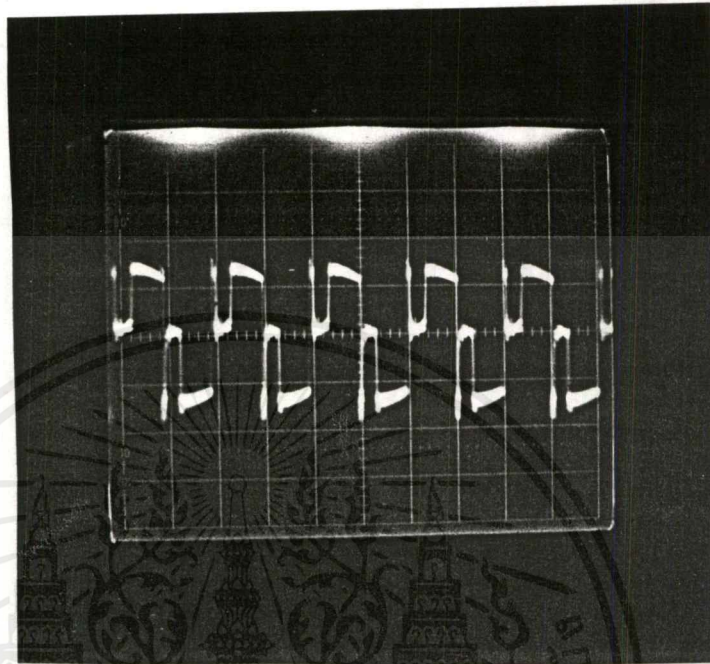
รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณขา drain to source ของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. รูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีของหม้อแปลงความถี่สูงที่แรงดันอินพุต 220 โวลต์

100 Volt/div

10 μ sec/div

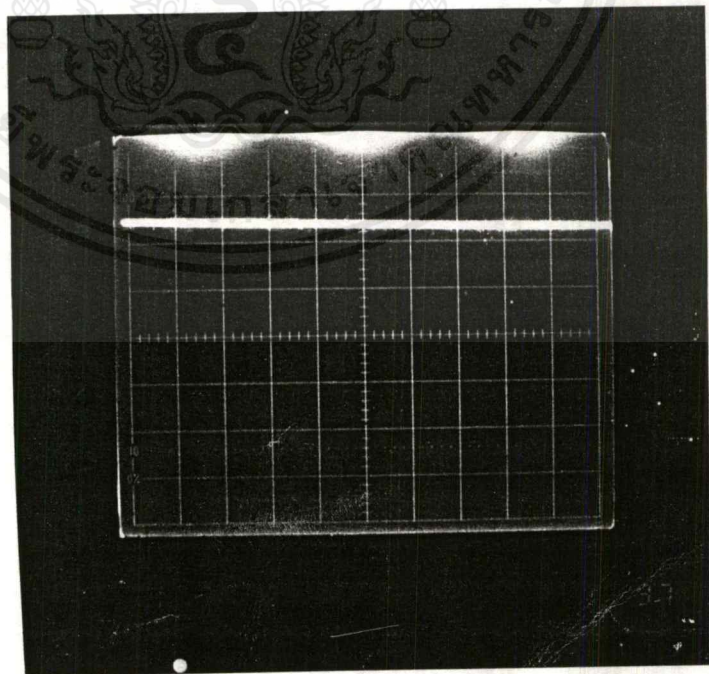


รูปที่ 5.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี

5. รูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลด ความต้านทาน เมื่อต่อ L-C ฟิลเตอร์

10 Volt/div

10 μ sec/div



รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมโหลดทางด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

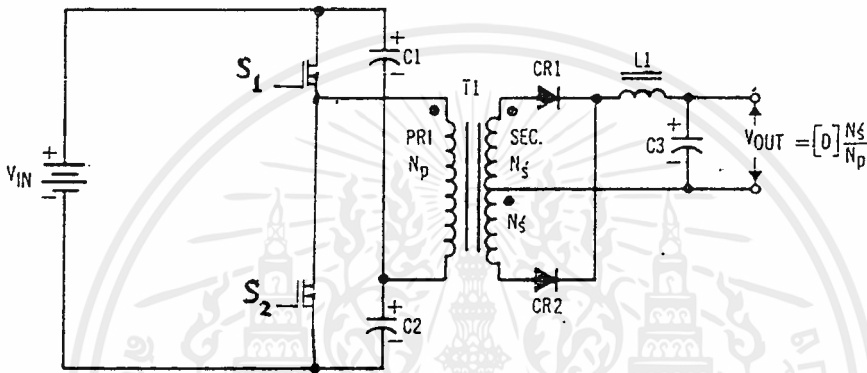
การทดลองที่ 1

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาการส่งผ่านพลังงาน โดยใช้ช่วงเวลาในการนำกระแสที่ค่าต่าง ๆ กัน

ทฤษฎี

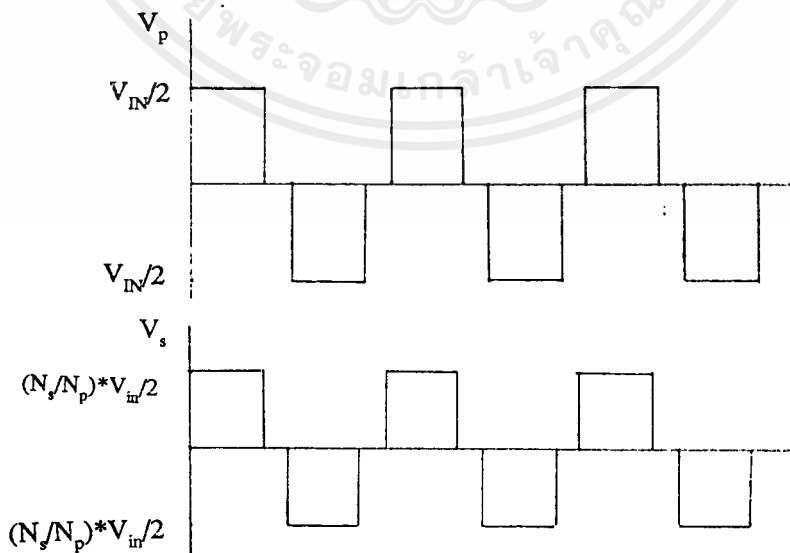
ในการทำงานของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย เราสามารถทำการแปลงแรงดันจากสูงไปต่ำ โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูง พิจารณารูป



รูปที่ 5.9 แสดงรูปวงจรสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ถ้า S_1 และ S_2 สลับกันทำงานโดยปิดวงจร เป็นเวลา t_{on} และเปิดวงจรเป็นเวลา t_{off} เราจะได้ว่าคาบเวลาการทำงาน ของ S_1 และ S_2 เป็น $T = t_{on} + t_{off}$ และจะได้

กราฟของแรงดัน V_p และ V_s อันเกิดจากการทำงานของ S_1 และ S_2



รูปที่ 5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน V_p และ V_s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ ระหว่าง ขดปฐมภูมิ กับ ขดทุติยภูมิ ของหม้อแปลง

$$V_p/V_s = N_p/N_s = I_p/I_s$$

$$V_s = N_s/N_p(V_p)$$

$$= N_s/N_p(V_{in})$$

เมื่อผ่านวงจร Rectifier ด้าน Output ของหม้อแปลงแล้ว จะได้ว่า

$$V_{out} = V_s * t_{on}/(t_{on} + t_{off})$$

$$= N_s/N_p(V_{in}/2)(t_{on}/T)$$

$$= D(N_s/N_p)(V_{in}/2)$$

เมื่อ D : คือ ช่วงระยะเวลาในการนำกระแสในหนึ่งคาบ (Duty Cycle)

เพราะฉะนั้นจะเห็นว่าค่า ดีวตี้ ไซเคิล มีผลต่อค่าแรงดันเอาต์พุต และ กระแส ซึ่งก็จะมีผลต่อการส่งผ่านพลังงาน ในวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ ชัฟฟลาย โดยที่

$$P_{out} = V_{out} * I_{dc}$$

และ

$$P_{in} = V_{ac} * I_{ac} * \cos\phi$$

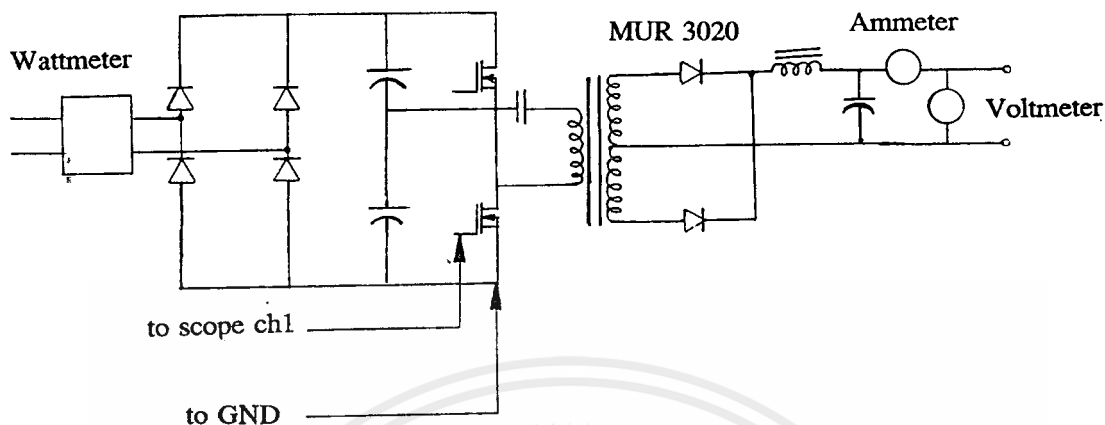
ดังนั้น

$$\% \text{ eff} = (P_{out}/P_{in}) * 100$$

เครื่องมือในการทดลอง

- | | | |
|----------------------------------|---|-----|
| 1. หม้อแปลงปรับค่าได้ (Variat) | 1 | ชุด |
| 2. วงจรการทดลองแบบฮาล์ฟบริดจ์ | 1 | ชุด |
| 3. ออสซิลโลสโคป พร้อม สายโพรป | 1 | ชุด |
| 4. วัตต์มิเตอร์ กระแสสลับ | 1 | ตัว |
| 5. โวลต์มิเตอร์ กระแสตรง | 1 | ตัว |
| 6. แอมมิเตอร์ กระแสสลับ | 1 | ตัว |
| 7. แอมมิเตอร์ กระแสตรง | 1 | ตัว |
| 8. โหลด ค่าความต้านทาน ค่าต่าง ๆ | 1 | ชุด |

รูปวงจรการทดลองแบบฮาล์ฟบริดจ์



รูปที่ 5.11 แสดงวงจรการทดลองที่ 1

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อ โหลด ความต้านทาน 1.2 โอห์ม
2. ต่อ Variac เข้าในวงจรด้าน อินพุต ของวงจรการทดลอง
3. ตั้งช่องว่างอากาศเท่ากับ 0.15 มิลลิเมตร
4. ตั้งความถี่ของสัญญาณขับ มอสเฟต ที่ 50 กิโลเฮิร์ต
5. ตั้งค่าเวลานำกระแสเป็นเวลา 40 % ของคาบการทำงานโดยดูจาก ออสซิลโลสโคป
6. ค่อย ๆ ปรับแรงดันด้านปฐมภูมิให้มีค่าเท่ากับ 220 โวลต์
7. บันทึกค่า เพาเวอร์ อินพุต ที่ได้จากวัตต์มิเตอร์
8. บันทึกค่า แรงดันเอาต์พุต และกระแสเอาต์พุต จากโวลต์มิเตอร์ และ แอมมิเตอร์ ตามลำดับ

ลำดับ

9. ทำการทดลองซ้ำตั้งแต่ ข้อ 5 - 8 ใหม่ โดยการเปลี่ยนช่วงเวลาในการนำกระแสลดลงครั้งละ 5% ของคาบการทำงาน จนเวลาในการนำกระแสมีค่า เท่ากับ 0
10. บันทึกผลการทดลองและคำนวณหาค่า เพาเวอร์ เอาต์พุต และค่า ประสิทธิภาพ
11. สรุป และ บันทึกผลการทดลอง

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 1

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.15 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 13 / 3.5$$

$$\text{Load (R)} = 1.2 \ \Omega$$

Vin(Volt)	Iin(A)	Pin (Watt)	ton (μS)	Vout(Volt)	Iout (A)	Pout(Watt)	% efficiency
220	4.82	645	8	24	20	480	74.4
220	3.65	470	7	20	16.8	336	71.5
220	2.91	360	6	17	14.3	243	67.5
220	2.33	280	5	14.5	12	174	62.1
220	1.52	180	4	11	9.2	101	56.2
220	0.96	115	3	8	7	56	48.7
220	0.54	60	2	5	4	20	33.3
220	0.28	35	1	2	2	4	11.43
220	0.21	25	0	0	0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลองและวิเคราะห์

1. จากการทดลอง จะเห็นได้ว่าช่วงเวลากำหนดการนำกระแสมีผลต่อค่าแรงดันเอาต์พุต โดยที่ช่วงเวลากำหนดการนำกระแสลดลง จะทำให้ ค่าแรงดันเอาต์พุตมีแนวโน้มลดลงด้วย ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ได้กล่าวมาข้างต้นคือ

$$V_{out} = (N_s/N_p)(V_{in}/2)*D$$

2. ในการปรับลดช่วงเวลากำหนดการนำกระแส มีผลทำให้กระแสลดต่ำลงไปด้วย เป็นผลเนื่องมาจากช่วงเวลาในการนำกระแสน้อยลง จึงส่งผลให้กำลังเอาต์พุต มีค่าลดลงไปด้วย

ดังนั้น ในการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่กำลังไม่เกินพิกัด จะใช้การปรับช่วงเวลากำหนดการนำกระแสโดยการป้อนกลับ



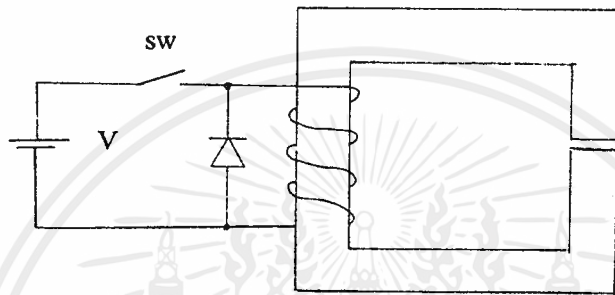
การทดลองที่ 2

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาวงจรแม่เหล็กของหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

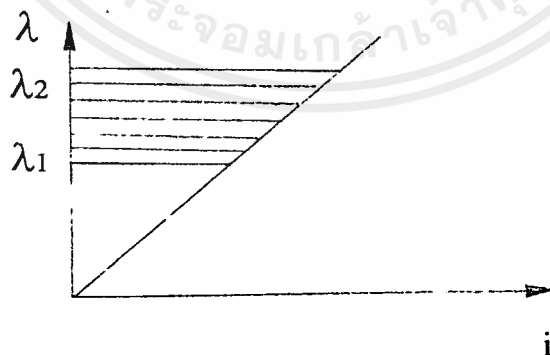
ทฤษฎี

จากรูปวงจรแม่เหล็ก



รูปที่ 5.12 แสดงวงจรแม่เหล็ก

ในวงจรแม่เหล็กเมื่อทำการป้อนแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf) จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก และมีการสะสมพลังงานขึ้น ถ้าในวงจรแม่เหล็กมีช่องว่างอากาศ เราจะได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ I



รูปที่ 5.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ I ที่เป็นแบบ linear

เมื่อ ความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ I เป็นแบบเชิงเส้น ทำให้สามารถพิจารณา พลังงานที่สะสมในสนามแม่เหล็กได้ง่าย และมีความเที่ยงตรง โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{\text{fld}} = (1/2)Li^2$$

เมื่อ W_{fld} : พลังงานสะสมในรูปแบบแม่เหล็ก หน่วยเป็น จูล

L : ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก

I : ค่ากระแส

จากกฎความถาวรของพลังงาน (The Principle of Energy Conservation) จะได้ว่า
พลังงานที่ได้รับจากแหล่งจ่ายทางไฟฟ้า = พลังงานที่ส่งออก

+ พลังงานที่สะสมเพิ่มขึ้นในรูปแบบของสนามแม่เหล็ก

+ พลังงานที่เปลี่ยนรูปเป็นความร้อน

ความหนาแน่นของพลังงานที่สะสมอยู่ในรูปแบบแม่เหล็ก (Energy Density of Magnetic Field) ที่อยู่ในรูปของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ได้คือ

$$\begin{aligned} \text{ความหนาแน่นของพลังงานที่สะสมอยู่ในรูปแบบแม่เหล็ก} &= W_{\text{fld}}/(A_m * l_m) \\ &= 1/2(\lambda/L(x_0))(1/(A_m * l_m)) \\ &= 1/2(\lambda * i)/(A_m * l_m) \\ &= 1/2(N * \phi * i)/(A_m * l_m) \\ &= 1/2(B * H) \\ &= 1/2(B^2)/\mu_0 \end{aligned}$$

หน่วยของความหนาแน่นพลังงานที่สะสมในรูปแบบแม่เหล็กเป็น จูล/ลูกบาศก์เมตร
(J/m^3)

เมื่อ A_m : เป็นพื้นที่หน้าตัด ของแกนเหล็กโดยเฉลี่ย มีหน่วยเป็น ตารางเมตร (m^2)

l_m : เป็นความยาวของแกนเหล็ก โดยเฉลี่ย มีหน่วยเป็น เมตร (m)

ดังนั้น พลังงานที่ส่งผ่านวงจรแม่เหล็ก โดยกำหนดให้พลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรแม่เหล็กถูกส่งผ่านออกจากวงจรทั้งหมด ในหนึ่งวงรอบ และคิดปริมาตรของช่องอากาศ จะได้ว่าพลังงานที่ส่งผ่านออกจากวงจรแม่เหล็กในหนึ่งวงรอบ (W) มีค่า

$$\begin{aligned} W &= 1/2 (B^2/\mu_0) * \text{Volume} \\ &= (B^2/(2\mu_0)) * A * 2g \end{aligned}$$

เมื่อ A : เป็นพื้นที่หน้าตัดแกน มีหน่วย ตารางเมตร

g : ระยะช่องอากาศ

เมื่อทำการป้อนสัญญาณสวิตซ์ ซึ่งความถี่ f เราสามารถหาค่ากำลังส่งผ่าน หรือ พลังงานทั้งหมดในเวลา 1 วินาที ได้ คือ

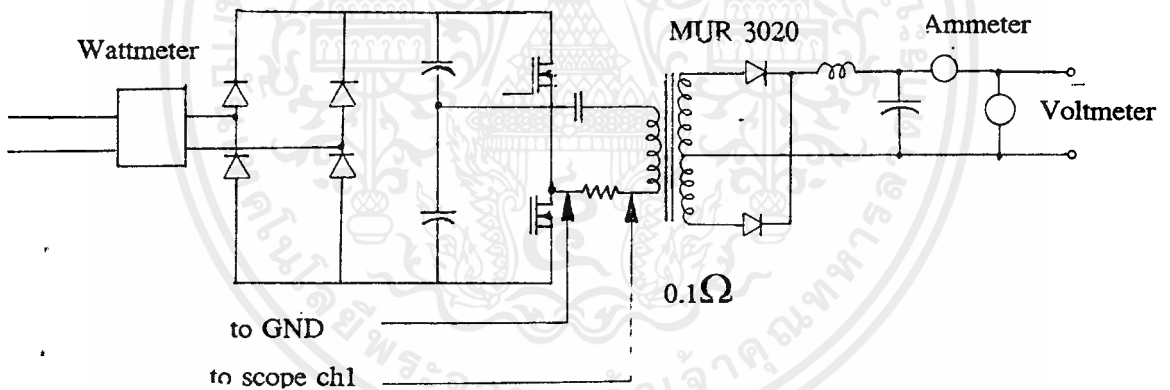
$$P = (B^2/\mu_0) * A * g * f$$

เมื่อ f : คือความถี่ในการสวิตช์ (Hz)

เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- | | |
|---------------------------------|-------|
| 1. Variac | 1 ตัว |
| 2. วงจรทดลองแบบฮาล์ฟบริดจ์ | 1 ชุด |
| 3. ออสซิลโลสโคป และ สายโพรป | 1 ชุด |
| 4. วัดคัมมิเตอร์ กระแสสลับ | 1 ตัว |
| 5. โวลต์มิเตอร์ กระแสตรง | 1 ตัว |
| 6. แอมมิเตอร์ กระแสสลับ | 1 ตัว |
| 7. แอมมิเตอร์ กระแสตรง | 1 ตัว |
| 8. โหลด ค่าความต้านทานค่าต่าง ๆ | 1 ชุด |

รูปแสดงวงจรการทดลองที่ 2



รูปที่ 5.14 แสดงวงจรการทดลองที่ 2

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อ Variac เข้าในวงจรด้านอินพุต
2. ตั้งช่องอากาศของหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง เป็น 0.15 มิลลิเมตร
3. ตั้งความถี่ของสัญญาณขับมอสเฟต 33.33 kHz
4. ตั้งเวลาการนา
5. ต่อ โหลดความต้านทาน 6 โอห์ม
6. ค่อย ๆ ปรับ Variac จนแรงดันด้านปฐมภูมิมีค่าเท่ากับ 220 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. บันทึกค่ากระแสสูงสุดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง โดยวัดโวลต์คร่อม ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับขดปฐมภูมิของหม้อแปลง

8. บันทึกค่า P_{in} , I_{out} และ V_{out} ที่ได้จากการทดลองข้างต้น แล้วบันทึกในตารางบันทึกผล

9. เปลี่ยน โหลดความต้านทาน เป็น 3 , 2 , 1.5 โอห์ม แล้วทำการทดลองตามวิธีการใน ข้อ 6 - ข้อ 8

10. เปลี่ยนความถี่เป็น 50 kHz , 66.66kHz แล้วทำการทดลองตามวิธีการใน ข้อ 5 - ข้อ 9

11. เปลี่ยนขนาดแกนหม้อแปลง เป็น EE80/76 แล้วทำการทดลองตามวิธีการข้อ 5 - ข้อ 10

12. ตั้งค่าช่องว่างอากาศเป็น 0.3 มิลลิเมตร แล้วทำการทดลองตามวิธีการใน ข้อ 3 - ข้อ 10

13. เปลี่ยนจำนวนรอบของหม้อแปลงเป็น $N_p : N_s = 11.1 : 3$ แล้วทำการทดลองตามวิธีการใน ข้อ 2 - ข้อ 11

14. วิธีการคำนวณหาค่าต่าง ๆ ในตาราง

$$\text{จาก } R = l/(\mu_0 * A)$$

$$R = 2g/(\mu_0 * A)$$

$$\text{และจาก } mmf = NI = \phi R$$

$$\text{และ } \phi = BA$$

$$mmf = NI = BAR$$

$$= BA*(2g/\mu_0)$$

$$NI = B*2g$$

$$B = \mu_0 NI/2g$$

เมื่อ I เป็นค่ากระแสสูงสุดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง (แอมแปร์)

g เป็นช่องอากาศ (m)

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2

ferrite EE55/55A

$$f = 33.33 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.15 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 13 / 3.5$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	2.27	295	6.2	36	223.2	7	0.38	75.66
3	220	3.65	475	11.3	34	384.2	7	0.38	80.9
2	220	4.35	575	15.2	30	456	9	0.49	79.3
1.5	220	5.11	630	18.2	27	491.4	12	0.65	78

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.15 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 13 / 3.5$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	2.04	270	5.9	34.5	203.5	6	0.32	75.4
3	220	3.35	435	10.8	32	345.6	7	0.38	79.4
2	220	4.05	490	14	27.5	385	9	0.49	78.6
1.5	220	4.50	575	17.3	26	449.8	10	0.54	78.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)

$$f = 66.66 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.15 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 13 / 3.5$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	1.99	255	5.6	33	184.8	5	0.27	72.5
3	220	2.27	280	8.3	25	207.5	7	0.38	74.1
2	220	2.59	320	10.5	21	220.5	8	0.43	68.9
1.5	220	2.92	380	12.3	20	246	10	0.54	64.7

$$f = 33.33 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.3 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 13 / 3.5$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	2.19	290	6	35.5	213	10	0.27	73.4
3	220	3.84	490	11.4	34	387.6	10	0.27	79.1
2	220	5.27	650	16	32	512	10.5	0.28	78.7
1.5	220	6.03	770	20	30	600	12	0.32	77.9

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)

$f = 50 \text{ kHz}$
 $\text{Gap} = 0.3 \text{ mm}$
 $N_p/N_s = 13 / 3.5$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	2.01	275	5.9	34.5	203.5	8	0.22	74
3	220	3.33	440	10.8	32	345.6	8	0.22	78.5
2	220	4.38	560	15	29.5	442.5	10	0.27	79
1.5	220	5.04	610	17.6	26	457.6	12	0.32	75

$f = 66.66 \text{ kHz}$
 $\text{Gap} = 0.3 \text{ mm}$
 $N_p/N_s = 13 / 3.5$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	1.93	260	5.7	33	188.1	7	0.19	72.3
3	220	2.62	340	9.3	27.5	255.7	9	0.24	75.2
2	220	2.86	365	11.5	22.5	258.8	10	0.27	70.8
1.5	220	3.35	405	13.9	21	259.9	11	0.29	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)

$$f = 33.33 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.15 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 11.1 / 3$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	1.98	280	6	35	210	6	0.28	75
3	220	2.45	340	9.2	27.5	253	9	0.42	74.4
2	220	2.92	385	12	23.5	282	10	0.46	73.2
1.5	220	3.54	445	14.6	21.5	313.9	12	0.56	70.5

$$f = 50 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.15 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 11.1 / 3$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	2.16	295	6.2	36	223.2	7	0.32	75.6
3	220	3.52	465	11.2	33	369.6	8	0.37	79.5
2	220	4.19	535	14.6	28.5	416.1	11	0.51	77.7
1.5	220	4.46	580	17.2	25.5	435.6	12	0.56	75.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)

$$f = 66.66 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.15 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 11.1 / 3$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	1.95	280	6	35	210	7	0.32	75
3	220	2.72	390	10.1	30	303	10	0.46	77.7
2	220	3.22	425	12.6	25	315	11	0.51	74.1
1.5	220	3.96	480	15.3	23	351.9	12	0.56	73.3

$$f = 33.33 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.3 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 11.1 / 3$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	2.59	360	6.3	37.5	236.2	14	0.32	65.6
3	220	4.16	550	11.6	35	406	14	0.32	73.8
2	220	5.68	750	16.9	34	574.6	14	0.32	76.6
1.5	220	6.81	900	21.3	32	681.6	15	0.35	75.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)

$$f_s = 50 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.3 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 11.1 / 3$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	2.34	310	6.2	35.5	218.8	12	0.28	70.6
3	220	3.78	500	11.3	33.5	378.5	12	0.28	75.7
2	220	4.95	665	16	32	512	14	0.32	76.9
1.5	220	6.04	785	20	30	600	15	0.35	76.4

$$f = 66.66 \text{ kHz}$$

$$\text{Gap} = 0.3 \text{ mm}$$

$$N_p/N_s = 11.1 / 3$$

Load (Ω)	Vin (Volt)	Iin (A)	Pin (Watt)	Iout (A)	Vout (Volt)	Pout (Watt)	Ipeak (A)	B (tesla)	%efficiency
6	220	1.98	280	5.9	34	200.6	10	0.23	71.6
3	220	3.19	450	10.8	32	345.6	10	0.23	76.8
2	220	4.32	570	15	29.5	442.5	12	0.28	77.6
1.5	220	4.40	560	16.8	25	420	14	0.32	75

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)

EE80/76

$f = 33.33 \text{ kHz} : \text{Gap} = 0.15 \text{ mm.} : N_p : N_s = 13 : 3.5$

R (Ω)	Vin (volt)	Iin (A)	Pin (watt)	Iout (A)	Vout (volt)	Pout (watt)	Ipeak (A)	%efficiency	Bmax (tesla)
1.5	220	4.38	560	17	25	425	9	75.9	0.4900
2	220	3.81	495	14	28	392	7	79.2	0.3811
3	220	3.25	415	10.5	31.5	330	7	79.7	0.3811
6	220	2.27	300	6	36.5	219	6	73	0.3267

$f = 50 \text{ kHz} : \text{Gap} = 0.15 \text{ mm.} : N_p : N_s = 13 : 3.5$

R (Ω)	Vin (volt)	Iin (A)	Pin (watt)	Iout (A)	Vout (volt)	Pout (watt)	Ipeak (A)	%efficiency	Bmax (tesla)
1.5	220	3.98	510	16	24	384	6	75.3	0.3267
2	220	3.24	435	13	26	338	6	77.7	0.3267
3	220	2.73	355	9.7	28.5	276.5	6	77.8	0.3267
6	220	1.90	255	5.7	34	193.8	5	76	0.2723

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางบันทึกผลการทดลองที่ 2 (ต่อ)

$f = 66.66 \text{ kHz} : \text{Gap} = 0.15 \text{ mm.} : N_p : N_s = 13 : 3.5$

R (Ω)	Vin (volt)	Iin (A)	Pin (watt)	Iout (A)	Vout (volt)	Pout (watt)	Ipeak (A)	%efficiency	Bmax (tesla)
1.5	220	2.62	375	13.6	20	272	7	72.5	0.3812
2	220	2.34	315	10.7	21.5	230	6	73	0.3267
3	220	2.08	270	8	24	192	5	71.1	0.2722
6	220	1.75	220	5.1	31	158.1	3	71.9	0.1633

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลองและวิเคราะห์

1. เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น เป็นผลให้ ค่า B ลดลง ทำให้ P_{out} ซึ่งการทดลองมีแนวโน้มเป็นไปตามกฎของ faraday

$$\begin{aligned} \text{จาก } e &= N/(d\phi/dt) \\ &= NA(dB/dt) \\ \Delta B &= (e \cdot \Delta t)/N \cdot A \end{aligned}$$

ถ้าความถี่เพิ่มขึ้น นั่นก็คือ Δt ลดลง เป็นผลให้ B ลดลงตามสมการที่ได้กล่าวมานี้

2. และจากสมการ

$$P = (B^2/\mu_0) \cdot A \cdot g \cdot f$$

จากสมการจะเห็นได้ว่า ในเทอม B เป็นค่ากำลัง 2 ดังนั้น ค่า B มีผลต่อพลังงานที่ได้ มากกว่าความถี่ ซึ่งเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ ค่า B ต่ำลงเป็นผลให้ กำลังเอาต์พุตที่ได้ลดลงด้วย แต่ถ้าความถี่เพิ่มขึ้น โดยคงที่ค่า B จะทำให้ได้กำลังเอาต์พุตสูงขึ้น

3. ในการทดลองเปลี่ยนขนาด แกนเฟอร์ไรต์ เมื่อเพิ่มขนาดของแกน ซึ่งจะทำให้ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนเพิ่มขึ้น ถ้าขนาดของฟลักซ์แม่เหล็กคงที่ จะทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กลดลง ตามสมการ $B = \phi/A$ และเมื่อความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กลดลงเป็นผลให้ กำลังเอาต์พุต ลดลงตามไปด้วย ซึ่งดูได้จากสมการ ที่ได้กล่าวไว้แล้ว แต่ถ้าต้องการให้ได้กำลังเอาต์พุตสูงขึ้นเมื่อใช้แกนโตขึ้น ทำได้โดยการรักษา ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ อาจทำได้โดยการเพิ่ม ค่าฟลักซ์แม่เหล็ก(ϕ) เป็นต้น

บทที่ 6

สรุปผล และ วิจารณ์

จากการทดลองออกแบบให้สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีพิกัดกำลัง และ มีประสิทธิภาพสูงนั้น ส่วนที่มีความสำคัญส่วนหนึ่งที่จะกล่าวถึง คือ หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง กล่าวคือการส่งผ่านพลังงานในหม้อแปลงนั้น ตัวแปรที่มีผล ต่อการส่งผ่านพลังงานที่สำคัญ คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก และ ความถี่ โดยที่ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กค่อนข้างจะมีผลมากกว่าความถี่ ดังที่ได้เห็นจากการทดลองที่ผ่านมา

นอกจากนี้ ประสิทธิภาพ และ กำลังงานเอาต์พุต ของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ก็จะต้องนำมาพิจารณา ซึ่งมีผลขึ้นอยู่กับความสูญเสียในส่วนต่าง ๆ ของ วงจรสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งรวมไปถึง การสูญเสียใน วงจรเรกติไฟเออร์ , ในแกนหม้อแปลง , ในวงจรสวิตซ์ซึ่ง รวมทั้งวงจรสแน็บเบอร์ของมอสเฟต ก็มีส่วนทำให้เกิดการสูญเสียได้มากเช่นกัน ถ้าออกแบบไม่ดี เพราะถ้าค่าความต้านทานของวงจรสแน็บเบอร์มีค่าต่ำ พลังงานที่สูญเสียในสแน็บเบอร์มีค่าสูง ดังนั้นในการทดลองจึงไม่ใช้วงจรสแน็บเบอร์สำหรับมอสเฟต ซึ่งสามารถทำให้ได้ประสิทธิภาพสูงขึ้นมา แต่ในการสร้างใช้งานจริง วงจรสแน็บเบอร์ก็มีความสำคัญ เพราะเป็นส่วนที่ ป้องกัน และเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ถ่ายเทพลังงานให้กับมอสเฟต ในช่วงที่หยุดนำกระแส จึงจะต้องออกแบบสร้างให้เหมาะสม

ในการออกแบบสร้างเพื่อใช้งานจริง ซึ่งนอกจากจะต้องกำหนด ขนาดกำลังของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายให้เหมาะสม เพราะมีผลต่อประสิทธิภาพในการใช้งาน ถ้าใช้ที่จุดที่ใกล้พิกัดกำลัง จะมีประสิทธิภาพสูง อีกทั้งในการสร้างใช้งานจริงจะต้องมีการทดลองเพื่อหาค่าของอุปกรณ์บางค่า เพื่อให้เหมาะสม เพราะในบางกรณี ค่าที่ได้จากการคำนวณอาจนำมาใช้จริงไม่ได้ หรือไม่เหมาะสม ซึ่งอาจดูได้จากปัจจัยอื่น ๆ ที่ต้องพิจารณามีมาก ดังนั้นในการสร้าง จึงจะต้องศึกษา ทั้งพารามิเตอร์ที่มีผลต่อ การส่งผ่านพลังงาน การสูญเสียในอุปกรณ์ต่าง ๆ อีกทั้งการออกแบบวงจรป้องกัน และวงจรควบคุมที่เหมาะสม ซึ่งถ้ามีการออกแบบได้ดีจะใช้งานได้มีประสิทธิภาพสูง มีประโยชน์ในการใช้งานอย่างมาก และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่าง กว้างขวางอีกด้วย

สรุปส่วนที่ได้ทำในโครงการ

ในการทดลองสร้างโครงการนี้ ได้สร้างชุดทดลอง เพื่อศึกษาการส่งผ่านพลังงานของหม้อแปลงความถี่สูง ในอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งเน้นในการศึกษาค่า พารามิเตอร์ที่มีผลสำคัญ อันได้แก่ ผลของ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก และ ความถี่ โดยได้สร้างชุดทดลอง เป็น สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย แบบ ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ ที่มีพิกัดกำลังได้ 500 วัตต์ 25 โวลต์ และกระแส 20 แอมแปร์ ไม่มีส่วนของวงจรป้อนกลับ เพราะต้องการที่จะดูผลที่เกิดจากการปรับค่าช่วงเวลาในการนำกระแสด้วย โดยการปรับช่วงเวลาในการนำกระแสเป็นเวลาต่าง ๆ กัน อีกทั้งวิธีการในการทดลองเพื่อที่จะเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการศึกษาของหม้อแปลง ทำ โดยการ ใส่ช่องอากาศให้แก่หม้อแปลง เปลี่ยนจำนวนรอบ ไพรมารี เปลี่ยนขนาดของแกน เปลี่ยนขนาดของโทลด์ และ เปลี่ยนค่าความถี่ ค่าต่าง ๆ ดูผล เพื่อจะได้นำมาสรุปว่าค่า ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก และค่าความถี่ มีผลต่อการส่งผ่านพลังงานของหม้อแปลงความถี่สูงอย่างไร ช่วงเวลาในการนำกระแสของมอสเฟตมีผลต่อ แรงดันเอาต์พุต กระแสเอาต์พุต กำลัง และ ประสิทธิภาพอย่างไร และการสร้างสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีปัญหา ในส่วนของวงจรอย่างไรบ้าง

ปัญหาที่พบในการทดลอง

ในการสร้างชุดทดลองปัญหาที่พบได้แก่

1. การส่งเสียงรบกวนของหม้อแปลง เมื่อใช้ทดลองกรณีที่ไม่มีช่องอากาศ แก้ไขโดยการ ใช้ฉนวนชั้นระหว่างแกนทำให้เกิดช่องอากาศ จะช่วยลดการเกิดเสียงได้มาก
2. การคำนวณ R,C สนับเบอร์ไม่สามารถใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ จึงจำเป็นต้องทำการทดลองสุ่มหาค่าที่เหมาะสม
3. ในการทดลอง วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ ค่าของอุปกรณ์ ในวงจรมีความละเอียดมาก อีกทั้งมีความบอบบาง ทำให้ อุปกรณ์ที่ใช้สร้างวงจรควบคุม และ วงจรขับ เสียได้ง่าย
4. มอสเฟตที่ใช้ในวงจรทดลอง มีพิกัดแรงดันต่ำ จึงทำให้เสียได้ง่าย ถ้าเกิดการนำกระแสพร้อมกัน
5. ในกรณีของวงจรควบคุม ถ้าไม่ได้เขียนลายวงจรลงแผ่นปริ้นท์ ทำให้วงจรไม่มี เสถียรภาพในการทำงาน ซึ่งเป็นผลให้เกิดความผิดพลาดได้บ่อย

6. ในการสร้างชุดทดลองเกิดสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง ซึ่งส่วนหนึ่งเป็นผลจากใช้สายไฟยาวเกินไปและพันซ้อนทับกันในวงจร แก้ไขโดยใช้สายไฟให้สั้นที่สุด และพยายามไม่ให้สายไฟพันกัน

ข้อเสนอแนะ

ในการทำโครงการนี้ได้ศึกษาเฉพาะค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อการส่งผ่านพลังงานของหม้อแปลงในอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และการสร้างวงจร สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย แบบ ฮาล์ฟ-บริดจ์ เท่านั้น ในการศึกษาต่อไป ควรจะมีการศึกษาเพิ่มเติมในส่วนของวงจรสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งได้แก่การทำงานของมอสเฟต อีกทั้ง การออกแบบสร้างวงจรป้องกัน และส่วนของวงจรป้อนกลับ ซึ่งจะต้องนำมาพิจารณาในการสร้างจริง อีกด้วย

ข้อเสนอแนะในการสร้างวงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานด้วยความถี่สูง จึงมีสัญญาณรบกวนสูง ดังนั้นจึงควรมีอุปกรณ์ที่ช่วยลดสัญญาณรบกวนประกอบด้วย อีกทั้งในการต่อวงจรควรวางอุปกรณ์ให้เหมาะสม ควรใช้สายไฟให้สั้นที่สุดเพื่อจะได้เกิดสัญญาณรบกวนน้อยที่สุด



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

TL494

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

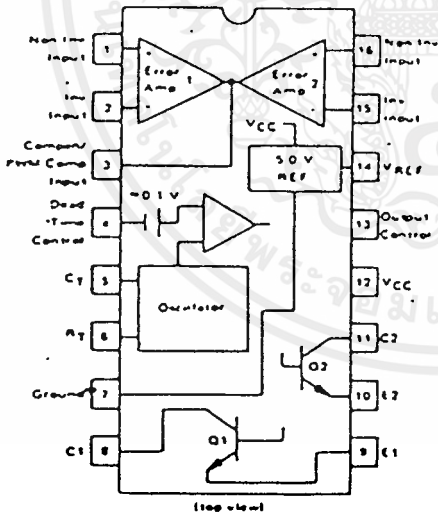
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-10



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08



The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic DIP

TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

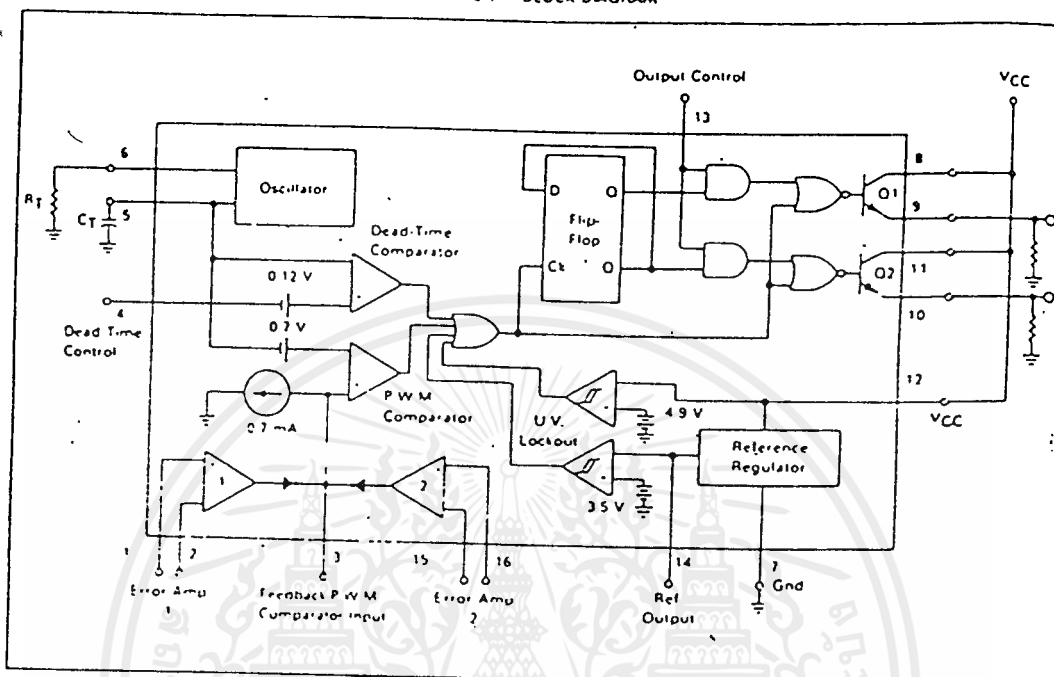
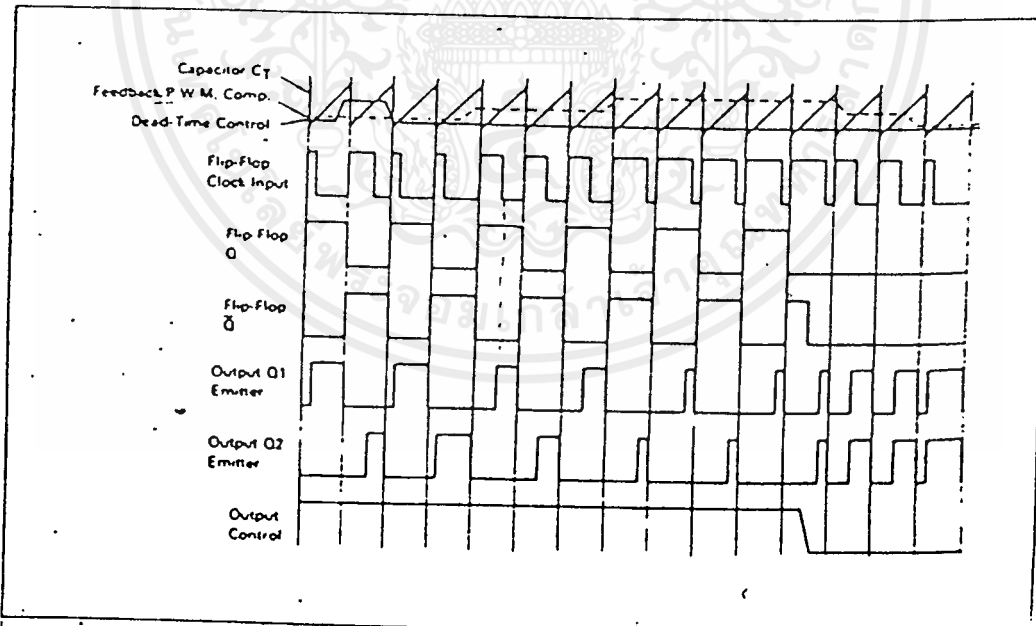


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

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

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

Characteristic	Symbol	TL494CJ			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	20	100	—	20	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	100	—	—	150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$) Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{SAT(IC)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
	$V_{SAT(IE)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} < 0.4\text{ V}$) High State ($V_{OC} = V_{sat}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

ERROR AMPLIFIER SECTIONS

Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	20	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	50	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	0.1	10	μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ($V_O = 3.0\text{ V}$, $V_I = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 20\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 20\ \text{k}\Omega$)	f_c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$, $R_L = 20\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—	deg
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 20\ \text{k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_O	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O^*}	2.0	4.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit	
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	42	42	V	
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	42	42	V	
Collector Output Current (each transistor) (1)	I _{C1} , I _{C2}	500	500	500	mA	
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	0.3 to 42	0.3 to 42	-0.3 to 42	V	
Power Dissipation @ T _A = 45°C	P _D	1000	1000	1000	mW	
Operating Junction Temperature	T _J	Plastic Package	125	125	—	°C
		Ceramic Package	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to 70	25 to 85	55 to 125	°C	
Storage Temperature Range	T _{stg}	Plastic Package	55 to 125	55 to 125	—	°C
		Ceramic Package	-65 to 150	-65 to 150	65 to 150	°C

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T _A	45	50	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V _{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	0.3	—	V _{CC} - 2.0	V
Current into Feedback Terminal	I _{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ unless otherwise noted)
 For typical values T_A = 25°C, for min-max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494CJ			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I _Q = 10 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	2.5	—	2.0	2.5	mV
Load Regulation (I _Q = 10 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	1.5	—	3.0	1.5	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V)	I _{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) unless otherwise noted.
 For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min./max. values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\text{ V}$)	I^-	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0$ to 5.25 V)	I_B (DT)	—	-2.0	-1.0	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σ_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	—	—	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION ---					
Turn-On Threshold (V_{CC} Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($V_{Pin\ 4} = 2.0\text{ V}$) (See Figure 12) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$)	—	—	7.0	—	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n}}$$

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

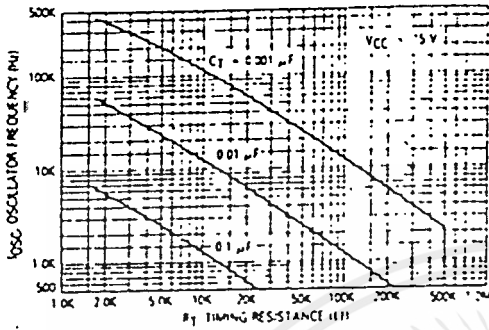


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

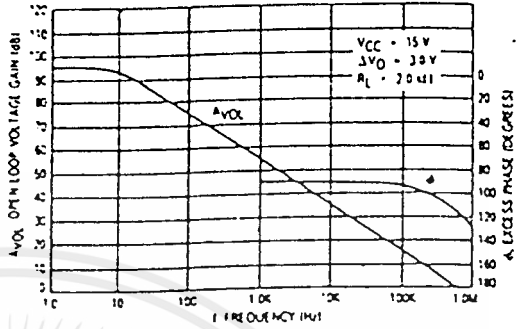


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

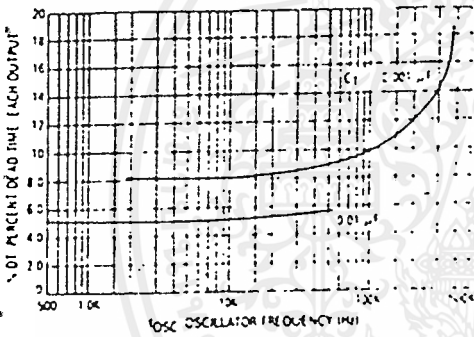


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

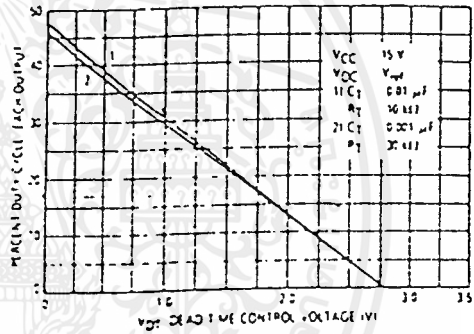


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

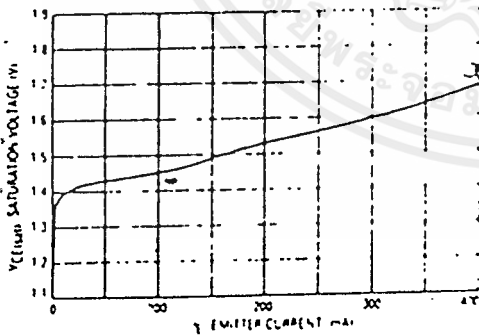
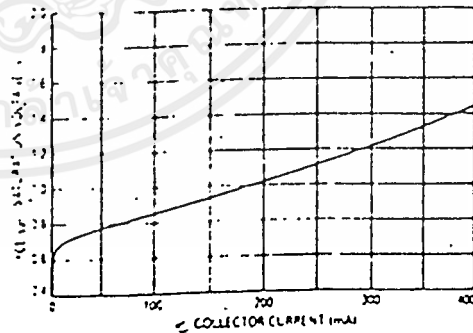


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT
versus SUPPLY VOLTAGE

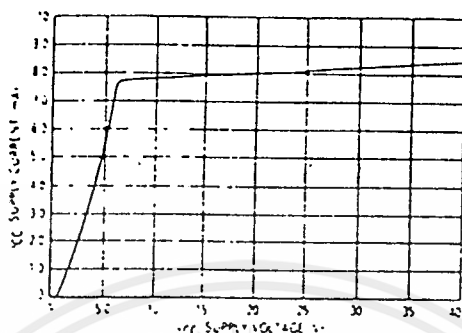


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

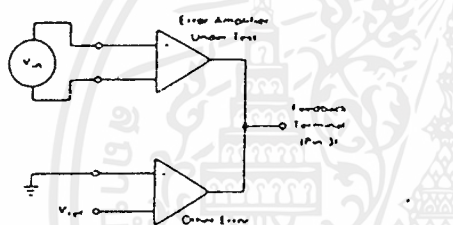


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL
TEST CIRCUIT

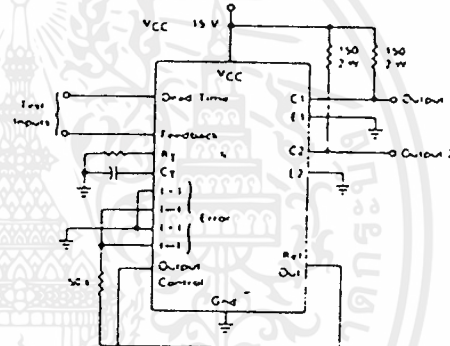


FIGURE 13 — COMMON EMITTER CONFIGURATION
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

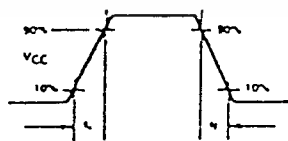
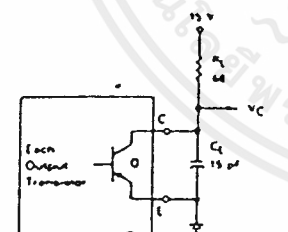
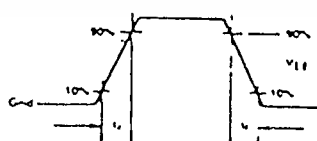
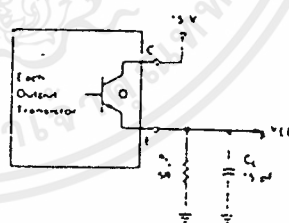


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

FIGURE 15 — ERROR AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

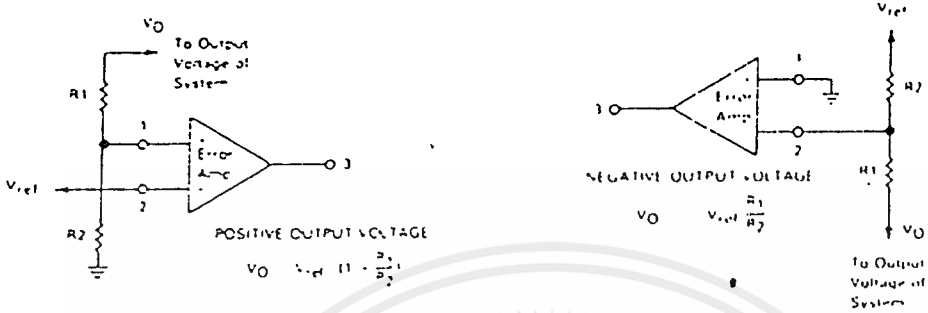


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

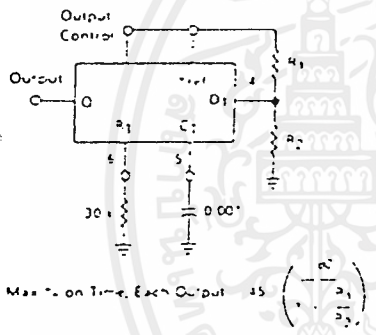


FIGURE 17 — SOFT START CIRCUIT

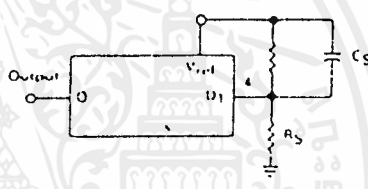
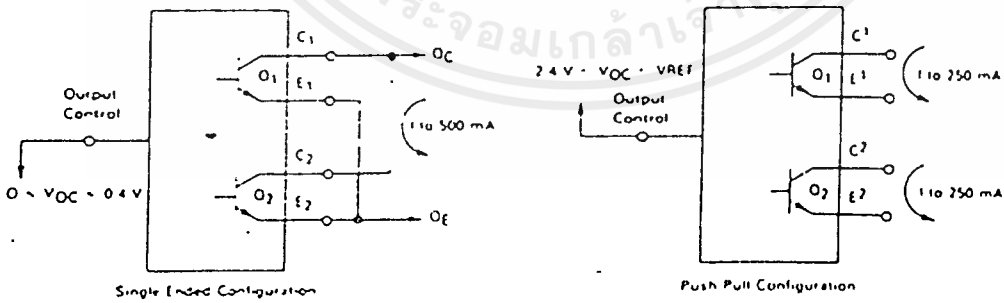


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE ENDED AND PUSH PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450R/451R/452R/453R

N-Channel Power MOSFET
Avalanche Energy Rated*

August 1991

Features

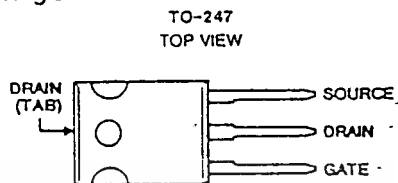
- 12A and 14A, 450V - 500V
- $r_{DS(on)} = 0.4\Omega$ and 0.5Ω
- Single Pulse Avalanche Energy Rated*
- SOA is Power-Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance

Description

The IRFP450, IRFP451, IRFP452, and IRFP453 are n-channel enhancement-mode silicon-gate power field-effect transistors. IRFP450R, IRFP451R, IRFP452R and IRFP453R types are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high-power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

The IRFP types are supplied in the JEDEC TO-247 plastic package.

Package



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE



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

	IRFP450 IRFP450R	IRFP451 IRFP451R	IRFP452 IRFP452R	IRFP453 IRFP453R	UNITS
Drain-Source Voltage (1)	V_{DS} 500	450	500	450	V
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (1)	V_{DGR} 500	450	500	450	V
Continuous Drain Current					
$T_C = +25^\circ\text{C}$	I_D 14	14	12	12	A
$T_C = +100^\circ\text{C}$	I_D 8.8	8.8	7.9	7.9	A
Pulsed Drain Current (3)	I_{DM} 58	56	48	48	A
Gate-Source Voltage	V_{GS} ± 20	± 20	± 20	± 20	V
Maximum Power Dissipation					
$T_C = +25^\circ\text{C}$	P_D 180	180	180	180	W
Linear Derating Factor	1.44	1.44	1.44	1.44	W/ $^\circ\text{C}$
Inductive Current, Clamped	I_{LM} 52	52	48	48	A
(See Figure 14, $L = 700\mu\text{H}$)					
Single Pulse Avalanche Energy Rating (4)	E_{AS}^* 860	860	860	860	mJ
Operating and Storage Junction	T_J, T_{STG} -55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Temperature Range					
Maximum Lead Temperature for Soldering	T_L 300	300	300	300	$^\circ\text{C}$
(0.063" (1.6mm) from case for 10s)					

NOTES:

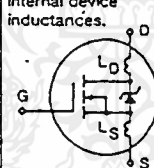
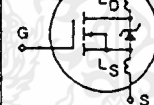
1. $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$.
2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating; Pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5).
*R Suffix Types Only

4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = +25^\circ\text{C}$, $L = 7.9\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, $I_{PEAK} = 14\text{A}$. See Figure 15.

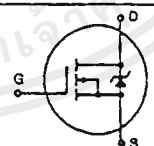
CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Proper IC handling procedures should be followed.
Copyright © Harris Corporation 1991

File Number 2331

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

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Drain-Source Breakdown Voltage IRFP450/452, IRFP450R/452R IRFP451/453, IRFP451R/453R	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$	500 450	-	-	V V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$	2.0	-	4.0	V
Drain-Source Leakage Forward	I_{GSS}	$V_{GS} = 20V$	-	-	500	nA
Drain-Source Leakage Reverse	I_{GSS}	$V_{GS} = -20V$	-	-	-500	nA
Static Gate Voltage Drain Current	I_{OSS}	$V_{DS} = \text{Max Rating}, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = \text{Max Rating} \times 0.8, V_{GS} = 0V,$ $T_J = +125^\circ\text{C}$	-	-	250 1000	μA μA
Static Drain Current (Note 2) IRFP450/451, IRFP450R/451R IRFP452/453, IRFP452R/453R	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON) \text{ Max}}, V_{GS} = 10V$	14 12	-	-	A A
Static Drain-Source On-State Resistance (Note 2) IRFP450/451, IRFP450R/451R IRFP452/453, IRFP452R/453R	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 7.9A$	-	0.3 0.4	0.4 0.5	Ω Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50V, I_D = 7.9A$	9.3	13.8	-	S(V)
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0\text{MHz}$ See Figure 10	-	2000	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	400	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	100	-	pF
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250V, I_D = 14A, R_G = 6.1\Omega$ See Figure 16. (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature.)	-	16	27	ns
Rise Time	t_r		-	45	66	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	68	100	ns
Fall Time	t_f		-	41	60	ns
Total Gate Charge (Gate-Source + Gate-Drain)	Q_g	$V_{GS} = 10V, I_D = 14A, V_{DS} = 0.8V \text{ Max}$ Rating. See Figure 17 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)	-	82	130	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	12	-	nC
Gate-Drain ("Miller") Charge	Q_{gd}		-	42	-	nC
Internal Drain Inductance	L_D	Measured between the contact screw on header that is closer to source and gate pins and center of center of die. 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the source lead, 6mm (0.25") from header and source bonding pad. 	-	12.5	-	nH
Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.70	$^\circ\text{C/W}$
Case-to-Sink	$R_{\theta CS}$	Mounting surface flat, smooth and greased	-	0.10	-	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$

Source Drain Diode Ratings and Characteristics

Continuous Source Current (Body Diode)	I_S	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junc. rectifier. 	-	-	14	A
Pulse Source Current (Body Diode) (Note 3)	I_{SM}		-	-	56	A
Diode Forward Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = +25^\circ\text{C}, I_S = 14A, V_{GS} = 0V$	-	-	1.4	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = +150^\circ\text{C}, I_F = 13A, di/dt = 100A/\mu s$	-	1300	-	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = +150^\circ\text{C}, I_F = 13A, di/dt = 100A/\mu s$	-	7.4	-	μC
Forward Turn-on Time	t_{ON}	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by $L_S + L_D$.	-	-	-	r

NOTES: 1. $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu s$,
Duty Cycle $\leq 2\%$

3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max.
junction temperature. See Transient Thermal
Impedance Curve (Figure 5)

4. $V_{DD} = 50V$, Start $T_J = +25^\circ\text{C}$, $L = 7.9\text{mH}$,
 $R_{GS} = 25\Omega$, $I_{PEAK} = 14A$ (See Figure 15)

Performance Curves (Continued)

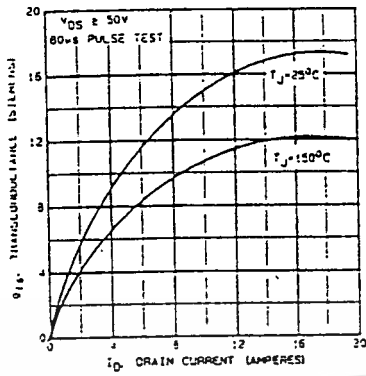


FIGURE 6. TYPICAL TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

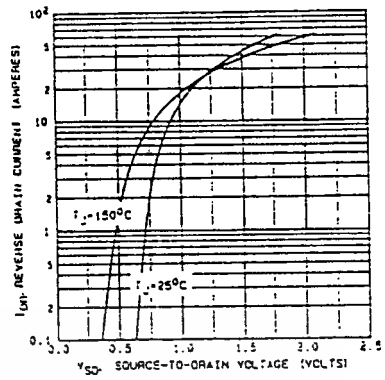


FIGURE 7. TYPICAL SOURCE-DRAIN DIODE FORWARD VOLTAGE

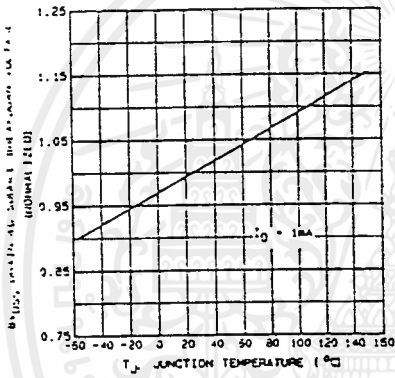


FIGURE 8. BREAKDOWN VOLTAGE vs TEMPERATURE

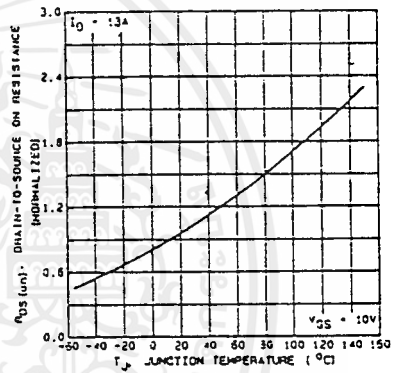


FIGURE 9. NORMALIZED ON-RESISTANCE vs TEMPERATURE

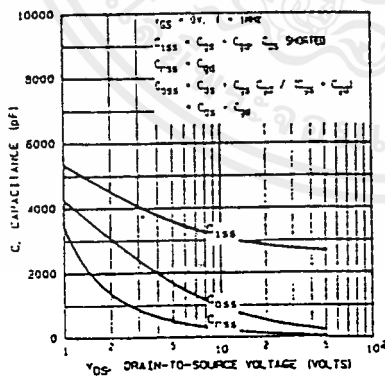


FIGURE 10. TYPICAL CAPACITANCE vs DRAIN-TO-SOURCE VOLTAGE

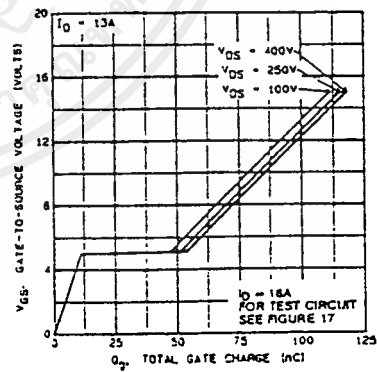


FIGURE 11. TYPICAL GATE CHARGE vs GATE-TO-SOURCE VOLTAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Curves (Continued)

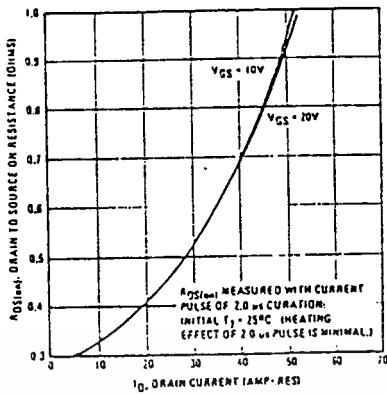


FIGURE 12. TYPICAL ON-RESISTANCE VS. DRAIN CURRENT

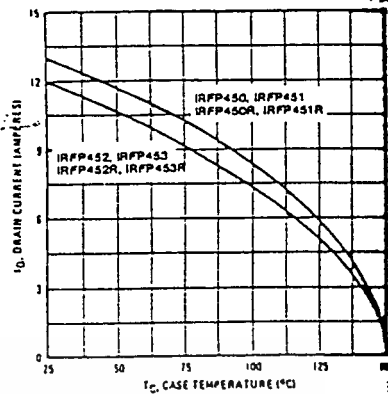


FIGURE 13. MAXIMUM DRAIN CURRENT VS. TEMPERATURE

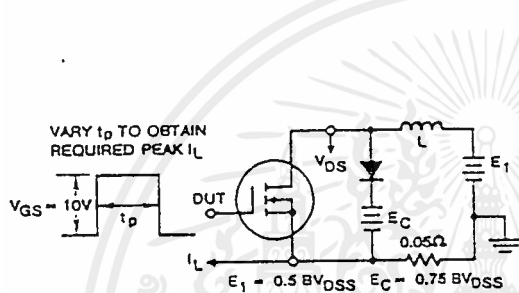


FIGURE 14a. CLAMPED INDUCTIVE TEST CIRCUIT

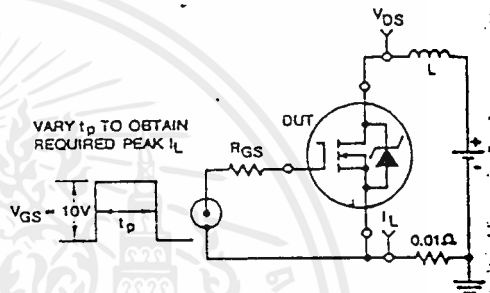


FIGURE 15a. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

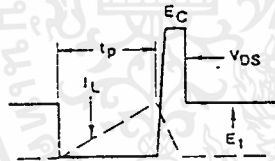


FIGURE 14b. CLAMPED INDUCTIVE WAVEFORMS

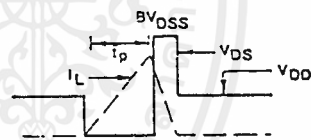


FIGURE 15b. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

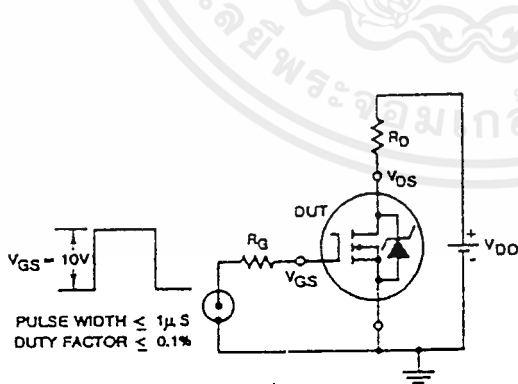


FIGURE 16. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

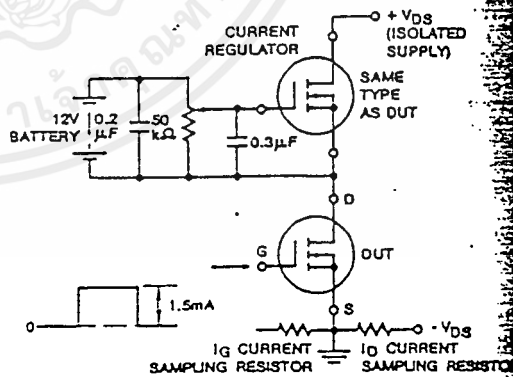


FIGURE 17. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS

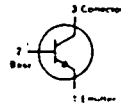
Rating	Symbol	2N2219 2N2222	2N2218A 2N2219A 2N2222A	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	30	40	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CBO}	60	75	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	5.0	6.0	Vdc
Collector Current—Continuous	I _C	800	800	mAdc
Power Device Dissipation T _A = 25°C Dissipate above 25°C	P _D	0.8 4.57	0.4 2.28	Watt mW/°C
Power Device Dissipation T _C = 25°C Dissipate above 25°C	P _D	3.0 17.1	1.2 6.85	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	- 65 to + 200		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	2N2218A 2N2219A	2N2222A	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	219	437.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	58	145.8	°C/W

**2N2218A, 2N2219, A*
2N2222, A***

2N2218, A/2N2219, A
CASE 79-04
TO-39 (TO-205AD)
STYLE 1



A/2N2222, A
CASE 22-03
TO-18 (TO-206AA)
STYLE 1

**GENERAL PURPOSE
TRANSISTORS**
NPN SILICON

* 2N2219A and 2N2222A
are Motorola designated
preferred devices.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mAdc, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	30 40	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 10 μA, I _E = 0)	V _{(BR)CBO}	60 75	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 μA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	5.0 6.0	—	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 60 Vdc, V _{EB(off)} = 3.0 Vdc)	I _{CEX}	—	10	nA
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 50 Vdc, I _E = 0)	I _{CBO}	—	0.01	μA
(V _{CB} = 60 Vdc, I _E = 0)		—	0.01	
(V _{CB} = 50 Vdc, I _E = 0, T _A = 150°C)		—	10	
(V _{CB} = 60 Vdc, I _E = 0, T _A = 150°C)		—	10	
Emitter Cutoff Current (V _{EB} = 3.0 Vdc, I _C = 0)	I _{EBO}	—	10	nA
Base Cutoff Current (V _{CE} = 60 Vdc, V _{EB(off)} = 3.0 Vdc)	I _{BL}	—	20	nA
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (I _C = 0.1 mA, V _{CE} = 10 Vdc)	h _{FE}	20 35	—	—
(I _C = 1.0 mA, V _{CE} = 10 Vdc)		25 50	—	
(I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc(1))		35 75	—	
(I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 Vdc, T _A = -55°C(1))		15 35	—	
(I _C = 150 mA, V _{CE} = 10 Vdc(1))		40 100	120 300	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
$I_C = 150 \text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}(1)$ 2N2218A 2N2219A, 2N2222A		20 50	— —	
$I_C = 500 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}(1)$ 2N2219, 2N2222 2N2218A 2N2219A, 2N2222A		30 25 40	— — —	
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 150 \text{ mAdc}, I_B = 15 \text{ mAdc}$)	VCE(sat)	— —	0.4 0.3	Vdc
($I_C = 500 \text{ mAdc}, I_B = 50 \text{ mAdc}$)		— —	1.6 1.0	
Base-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 150 \text{ mAdc}, I_B = 15 \text{ mAdc}$)	VBE(sat)	0.6 0.6	1.3 1.2	Vdc
($I_C = 500 \text{ mAdc}, I_B = 50 \text{ mAdc}$)		— —	2.6 2.0	

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Current Gain — Bandwidth Product(2) ($I_C = 20 \text{ mAdc}, V_{CE} = 20 \text{ Vdc}, f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	250 300	— —	MHz
Output Capacitance(3) ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{obo}	—	8.0	pf
Input Capacitance(3) ($V_{EB} = 0.5 \text{ Vdc}, I_C = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{ibo}	— —	30 25	pf
Input Impedance ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{ie}	1.0 2.0	3.5 8.0	kohms
($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)		0.2 0.25	1.0 1.25	
Voltage Feedback Ratio ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{re}	— —	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)		— —	2.5 4.0	
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	30 50	150 300	—
($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)		50 75	300 375	
Output Admittance ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{oe}	3.0 5.0	15 35	μmhos
($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)		10 15	100 200	
Collector Base Time Constant ($I_E = 20 \text{ mAdc}, V_{CB} = 20 \text{ Vdc}, f = 31.8 \text{ MHz}$)	$r_b C_c$	—	150	ps
Noise Figure ($I_C = 100 \mu\text{Adc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, R_S = 1.0 \text{ kohm}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	NF	—	4.0	dB
Real Part of Common-Emitter High Frequency Input Impedance ($I_C = 20 \text{ mAdc}, V_{CE} = 20 \text{ Vdc}, f = 300 \text{ MHz}$)	$\text{Re}\{h_{ie}\}$	—	60	Ohms

- (1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$
 (2) f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.
 (3) 2N5581 and 2N5582 are listed C_{cb} and C_{cb} for these conditions and values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) (T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Delay Time	(V _{CC} = 30 Vdc, V _{BE(om)} = -0.5 Vdc, I _C = 150 mA, I _{B1} = 15 mA) (Figure 12)	t _d	—	10	ns
		t _r	—	25	ns
Rise Time	(V _{CC} = 30 Vdc, I _C = 150 mA, I _{B1} = I _{B2} = 15 mA) (Figure 13)	t _s	—	225	ns
		t _f	—	60	ns
Active Region Time Constant	(I _C = 150 mA, V _{CE} = 30 Vdc) (See Figure 11 for 2N2218A, 2N2219A, 2N2221A, 2N2222A)	T _A	—	2.5	ns

FIGURE 1 - NORMALIZED DC CURRENT GAIN

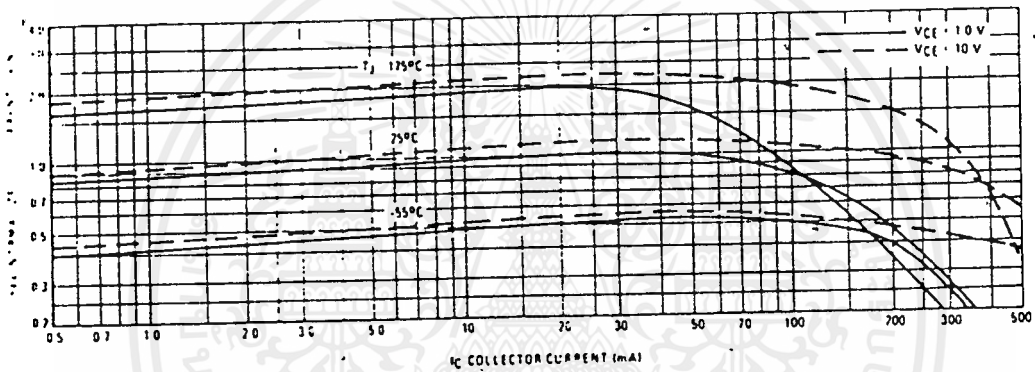
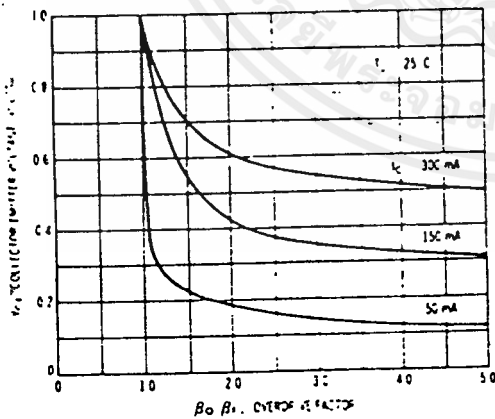


FIGURE 2 - COLLECTOR CHARACTERISTICS IN SATURATION REGION



This graph shows the effect of base current on collector current. β_o (current gain at the edge of saturation) is the current gain of the transistor at 1 volt; and β_f (forced gain) is the ratio of I_c/I_b in a circuit.

[EXAMPLE] For type 2N2219, estimate a base current (I_b) to insure saturation at a temperature of 25°C and a collector current of 150 mA.

Observe that at $I_c = 150$ mA an overdrive factor of at least 2.5 is required to drive the transistor well into the saturation region. From Figure 1 it is seen that h_{FE} @ 1 volt is approximately 0.67 of h_{FE} @ 10 volts. Using the guaranteed minimum gain of 100 @ 150 mA and 10 V, $\beta_f = 62$ and substituting values in the overdrive equation, we find:

$$\frac{\beta_f}{\beta_o} = \frac{h_{FE} @ 10V}{h_{FE} @ 1V} \quad 2.5 = \frac{62}{150/I_b} \quad I_b \approx 6.0 \text{ mA}$$

FIGURE 3 - "ON" VOLTAGES

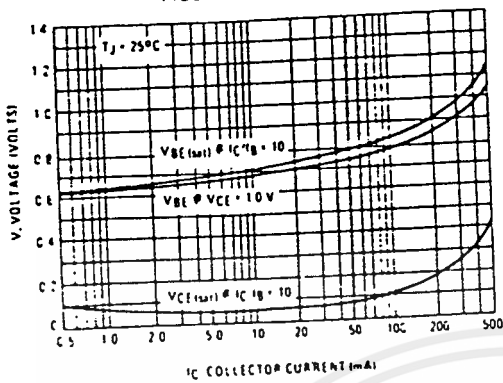
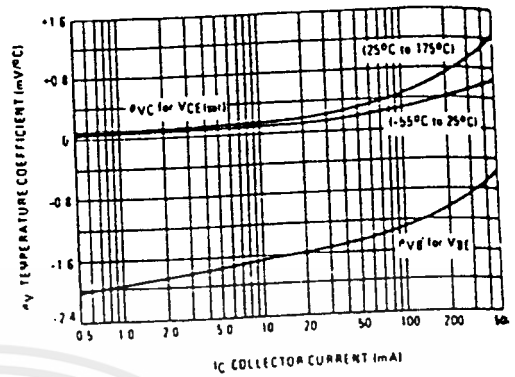


FIGURE 4 - TEMPERATURE COEFFICIENTS



h PARAMETERS

VCE = 10 Vdc, f = 10 kHz, TA = 25°C

This group of graphs illustrates the relationship between h_{ie} and other "h" parameters for this series of transistors. To obtain these curves, a high gain and a low gain unit were selected and the same units were used to develop the correspondingly numbered curves on each graph.

FIGURE 5 - INPUT IMPEDANCE

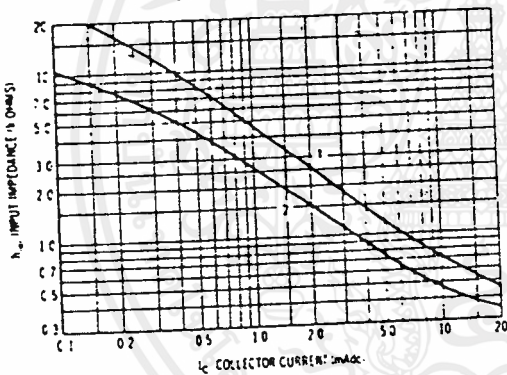


FIGURE 6 - VOLTAGE FEEDBACK RATIO

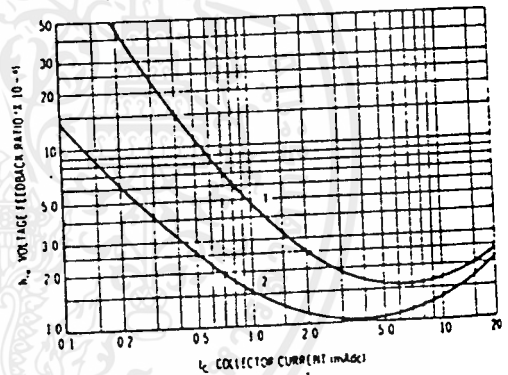


FIGURE 7 - CURRENT GAIN

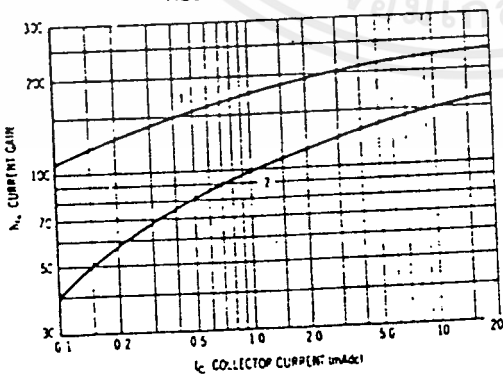
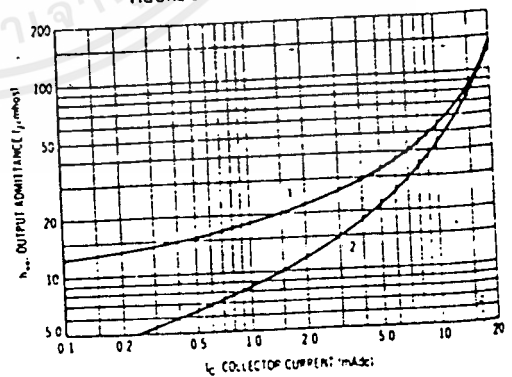


FIGURE 8 - OUTPUT ADMITTANCE



SWITCHING TIME CHARACTERISTICS

FIGURE 9 — TURN-ON TIME

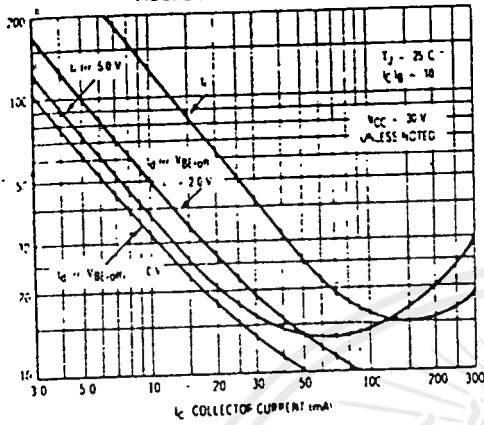


FIGURE 10 — CHARGE DATA

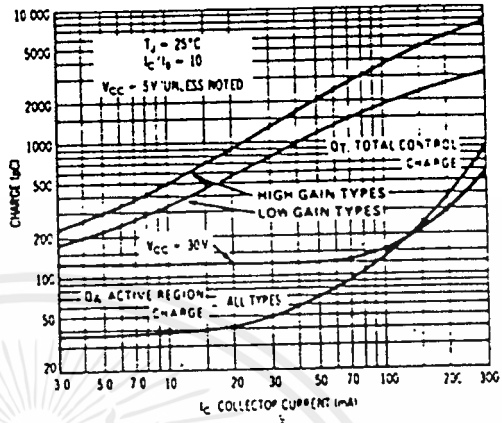


FIGURE 11 — TURN-OFF BEHAVIOR

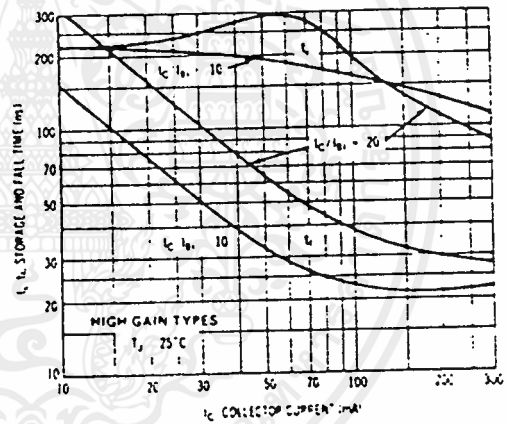
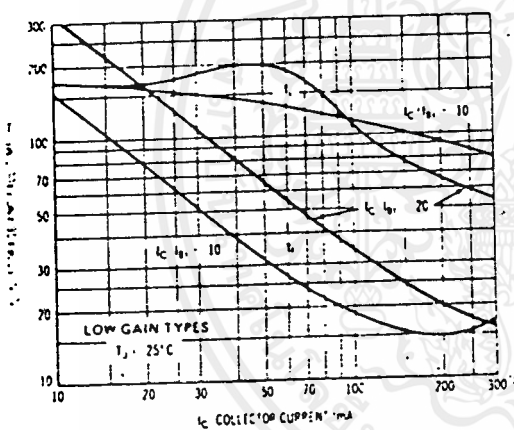


FIGURE 12 — DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

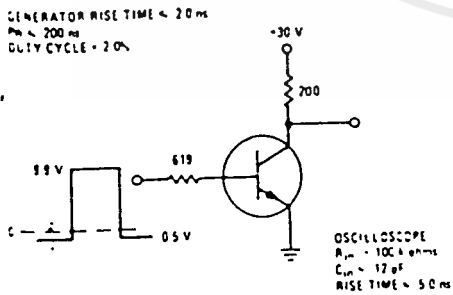
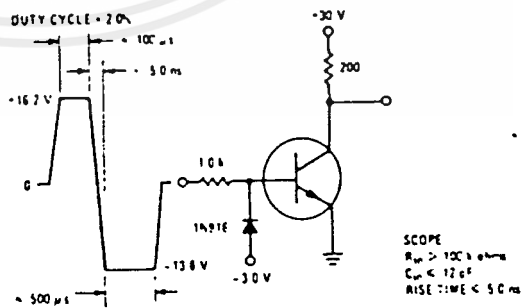


FIGURE 13 — STORAGE TIME AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PNP SILICON ANNULAR HERMETIC TRANSISTORS

... designed for high-speed switching circuits, DC to VHF amplifier applications and complementary circuitry.

- High DC Current Gain Specified — 0.1 to 500 mAdc
- High Current Gain — Bandwidth Product —
 $f_T = 200 \text{ MHz (Min)}$ for $I_C = 50 \text{ mAdc}$
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage —
 $V_{CE(sat)} = 0.4 \text{ Vdc (Max)}$ for $I_C = 150 \text{ mAdc}$
- 2N2904, A thru 2N2907, A Complement to NPN 2N2218, A, 2N2219, A, 2N2221, A, 2N2222, A

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Non-A Suffix	A-Suffix	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	60	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	60		Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0		Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	600		mAdc
		2N2904, A 2N2905, A	2N2906, A 2N2907, A	
Total Device Dissipation for $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	600 3.43	400 2.78	mW mW C
Total Device Dissipation for $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	3.0 17.2	1.2 6.85	Watts mW C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	65 to -200		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max		Unit
		2N2904, A 2N2905, A	2N2906, A 2N2907, A	
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	292	438	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	58	146	$^\circ\text{C/W}$

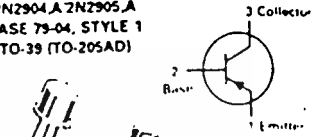
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage(1) ($I_C = -10 \text{ mAdc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	40 60	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = -10 \text{ } \mu\text{Adc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	60	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = -10 \text{ } \mu\text{Adc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	5.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = -30 \text{ Vdc}, V_{EB} = -0.5 \text{ Vdc}$)	I_{CEX}	—	—	50	nAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = -50 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	—	—	0.02 0.01	μAdc
($V_{CB} = -50 \text{ Vdc}, I_E = 0, T_A = 150^\circ\text{C}$)		—	—	20 -10	
Base Current ($V_{CE} = -30 \text{ Vdc}, V_{EB} = -0.5 \text{ Vdc}$)	I_B	—	—	50	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = -0.1 \text{ mAdc}, V_{CE} = -10 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	20 35 40 75	—	—	—
		2N2904, 2N2906 2N2905, 2N2907 2N2904A, 2N2906A 2N2905A, 2N2907A			

(1) Pulse Test. Pulse Width = 300 μs . Duty Cycle = 2.0%

2N2904, A* thru 2N2907, A*

2N2904, A 2N2905, A
CASE 75-04, STYLE 1
TO-39 (TO-205AD)



2N2906, A 2N2907, A
CASE 22-03, STYLE 1
TO-18 (TO-206AA)

GENERAL PURPOSE TRANSISTORS PNP SILICON

*2N2905A and 2N2907A
are Motorola designated
preferred devices.

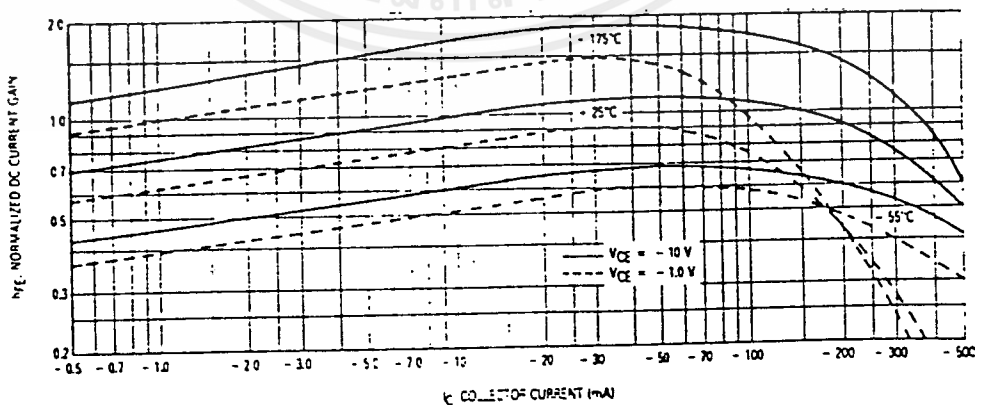
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

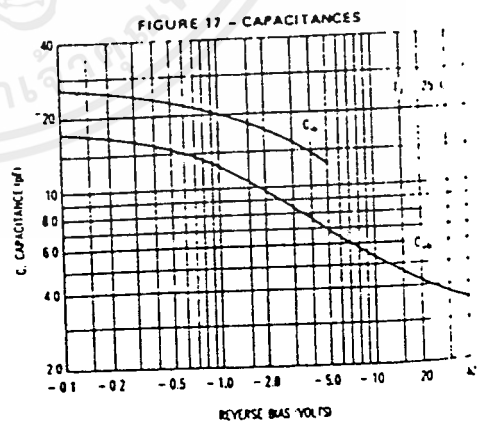
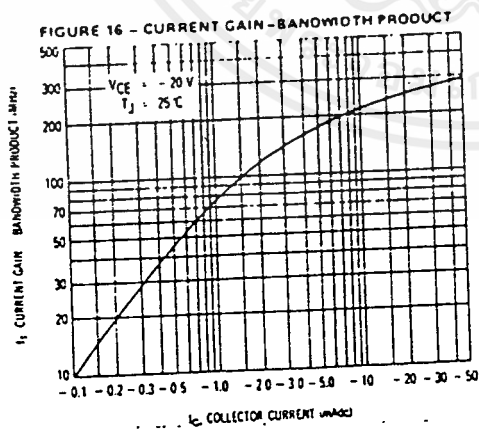
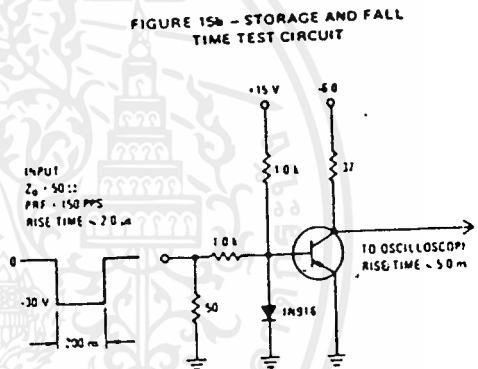
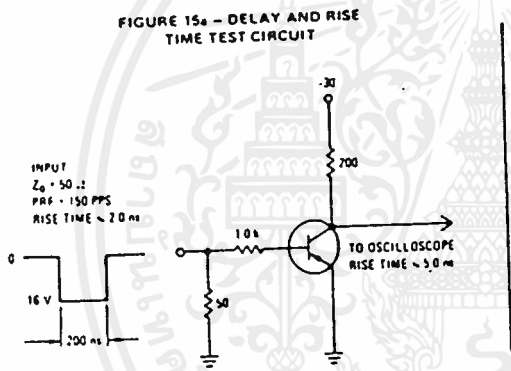
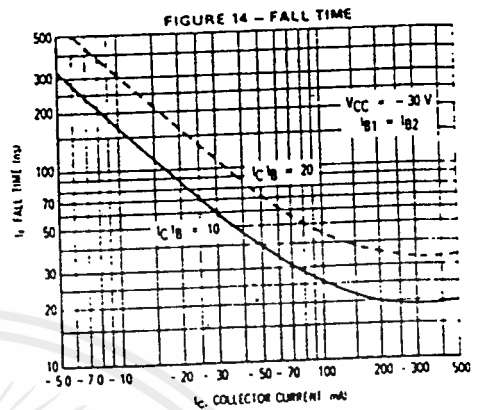
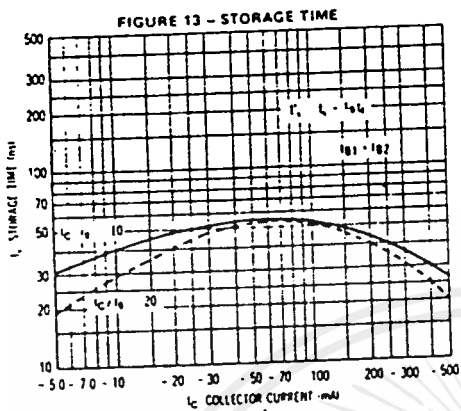
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS (continued)					
DC Current Gain ($I_C = -1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10\text{ Vdc}$)	2N2904, 2N2906 2N2905, 2N2907 2N2904A, 2N2906A 2N2905A, 2N2907A	25	—	—	
		50	—	—	
		40	—	—	
		100	—	—	
$\beta_{IC} - 10\text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10\text{ Vdc}$	2N2904, 2N2906 2N2905, 2N2907 2N2904A, 2N2906A 2N2905A, 2N2907A	35	—	—	
		75	—	—	
		40	—	—	
		100	—	—	
$\beta_{IC} = -150\text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10\text{ Vdc}$ (1)	2N2904A, 2N2906A 2N2905A, 2N2907A	h_{FE} 40	—	120	
		100	—	300	
$\beta_{IC} = -500\text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10\text{ Vdc}$ (1)	2N2904, 2N2906 2N2905, 2N2907 2N2904A, 2N2906A 2N2905A, 2N2907A	20	—	—	
		30	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = -150\text{ mAdc}$, $I_B = -15\text{ mAdc}$) ($I_C = -500\text{ mAdc}$, $I_B = -50\text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	—	-0.4	Vdc
		—	—	-1.6	
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = -150\text{ mAdc}$, $I_B = -15\text{ mAdc}$ (1)) ($I_C = -500\text{ mAdc}$, $I_B = -50\text{ mAdc}$ (1))	$V_{BE(sat)}$	—	—	-1.3	Vdc
		—	—	-2.6	
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain — Bandwidth Product(2) ($I_C = -50\text{ mAdc}$, $V_{CE} = -20\text{ Vdc}$, $f = 100\text{ MHz}$)	f_T	200	—	—	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = -10\text{ Vdc}$, $I_C = 0.1 \times 1.0\text{ MHz}$)	C_{ob}	—	—	8.0	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = -2.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0.1 \times 1.0\text{ MHz}$)	C_{ib}	—	—	30	pF
SWITCHING CHARACTERISTICS					
Turn-On Time	$V_{CC} = -30\text{ Vdc}$, $I_C = -150\text{ mAdc}$, $I_{B1} = -15\text{ mAdc}$ (Figure 15a)	t_{on}	—	26	ns
Delay Time		t_d	—	6.0	
Rise Time		t_r	—	20	
Turn-Off Time	$V_{CC} = -6.0\text{ Vdc}$, $I_C = -150\text{ mAdc}$, $I_{B1} = I_{B2} = -15\text{ mAdc}$ (Figure 15b)	t_{off}	—	70	ns
Storage Time		t_s	—	50	
Fall Time		t_f	—	20	

1 Pulse Test Pulse Width = 300 μs Duty Cycle = 20%
2 f_T is defined as the frequency at which h_{FE} extrapolates to unity

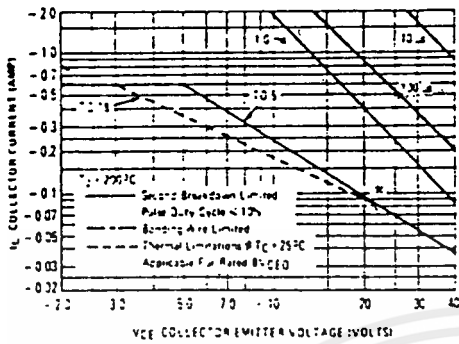
FIGURE 1 — NORMALIZED DC CURRENT GAIN





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 18 - ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREAS

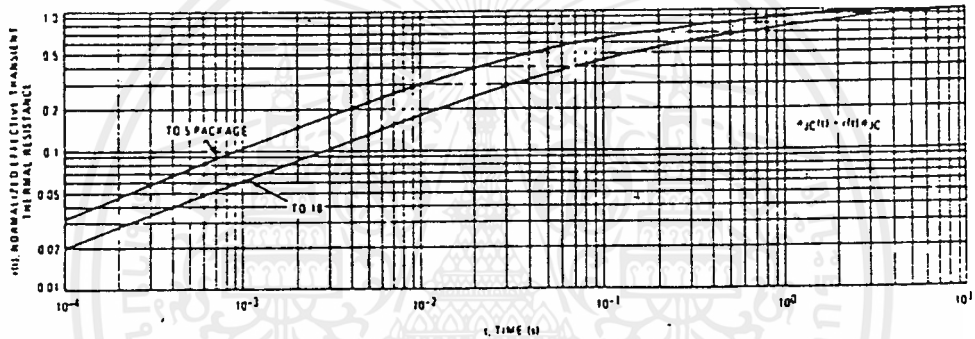


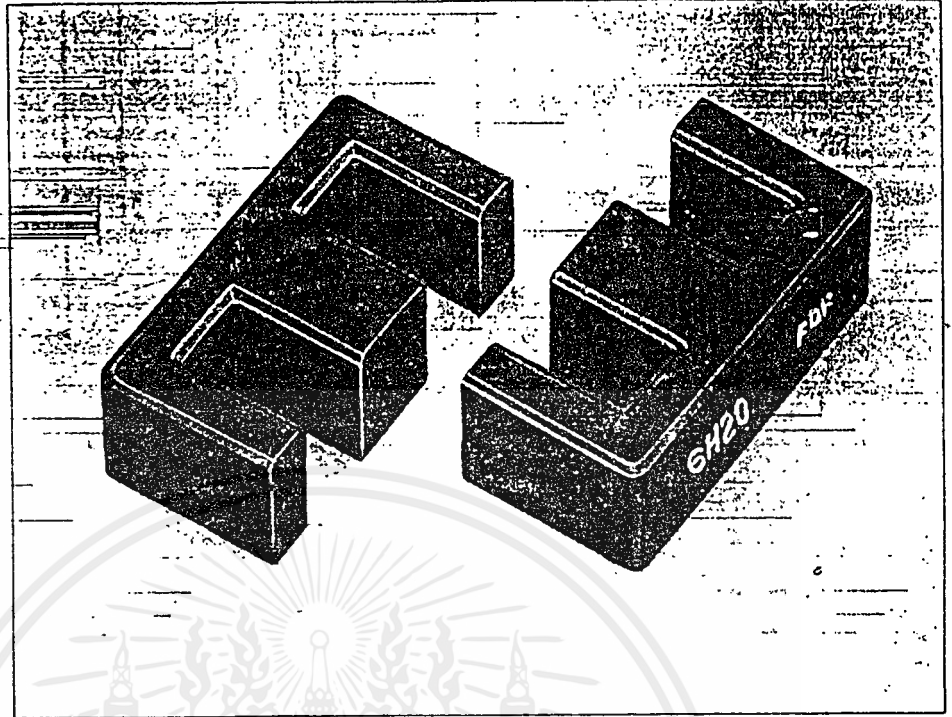
This graph shows the maximum IC-VCE limits of the device both from the standpoint of thermal dissipation (at 25°C case temperature), and secondary breakdown. For case temperatures other than 25°C, the thermal dissipation curve must be modified in accordance with the derating factor in the Maximum Ratings table.

To avoid possible device failure, the collector load line must fall below the limits indicated by the applicable curve. Thus, for certain operating conditions the device is thermally limited, and for others it is limited by secondary breakdown.

For pulse applications, the maximum IC-VCE product indicated by the dc thermal limits can be exceeded. Pulse thermal limits may be calculated by using the transient thermal resistance curve of Figure 19.

FIGURE 19 - THERMAL RESISTANCE





Features

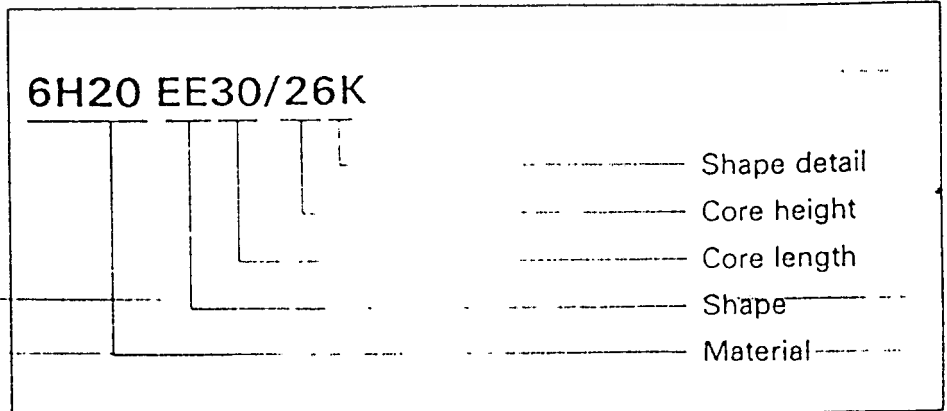
- ① Customers are invited to select the most suitable products from a wide selection of shapes.
- ② Various types of bobbins with pins are available.

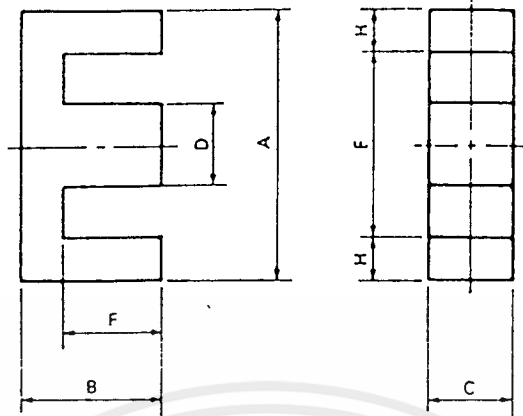
Applications

Switching regulators, choke coils, transformers for strobo use, pulse transformers, etc.

บริษัท ฮาร์واردไทย อินดัสเทรียล จำกัด
 77/162 ซากการลินสาทร ทาวเวอร์ ชั้นที่ 37 เอ. ถนนสุขุมบุรี
 แขวงคลองตันเหนือ เขตคลองสาน กรุงเทพฯ 10600
 โทร. 440-1152-60 แฟกซ์. 440-1165

Designation





Shape code	Dimensions (mm)							General standard
	A	B	C	D	Emin.	F	H	
EE12.6/13	12.6±0.50	6.40±0.10	3.55±0.15	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.70	
EE13/13B	13.0±0.20	6.40±0.10	7.00±0.10	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.90	
EE16/14K	16.0±0.30	7.20±0.10	4.80±0.20	3.80±0.20	11.7	5.20±0.15	2.00	JIS
EE19/16K	19.1±0.30	7.95±0.15	5.00±0.20	4.55±0.15	14.2	5.60±0.10	2.30	JIS
EE19/16Z	19.3±0.32	8.10±0.18	4.76±0.13	4.76±0.08	14.1	5.72±0.13	2.38	
EE22/20	22.0±0.30	10.2±0.20	5.75±0.25	4.25±0.25	17.0	7.70±0.20	2.25	
EE25/19A	25.8±0.40	9.65±0.13	6.35±0.20	6.48±0.13	18.8	6.73±0.25	3.30	
EE25/19Z	25.4±0.38	9.53±0.25	6.35±0.25	6.35±0.13	18.7	6.38±0.17	3.18	JIS
EE25/20	25.0±0.30	10.2±0.20	6.40±0.30	6.40±0.30	18.2	6.65±0.15	3.25	
EE30/26K	30.0±0.50	13.2±0.20	10.7±0.30	10.7±0.30	19.5	8.15±0.15	5.00	JIS
EE30/30	30.0±0.50	14.9±0.25	6.90±0.30	6.90±0.20	19.5	10.2±0.25	5.00	
EE34/28A	34.6±0.45	14.2±0.20	9.27±0.25	9.27±0.25	25.4	9.90±0.25	4.38	
EE40/34B	40.0±0.60	16.8±0.40	11.7±0.40	11.7±0.40	26.8	10.7±0.15	6.35	
EE40/34K	40.0±0.50	17.0±0.30	10.7±0.30	10.7±0.30	27.4	10.3±0.30	6.00	JIS
EE40/35A	40.8±0.55	16.6±0.25	12.4±0.30	12.5±0.30	28.6	10.7±0.28	5.85	
EE40/44	40.1±0.60	22.3±0.30	11.7±0.40	11.7±0.40	27.3	15.2±0.20	6.05	
EE42/42-15W	42.2±0.90	21.0±0.20	15.0±0.30	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
EE42/42-20W	42.2±0.90	21.0±0.20	19.6±0.40	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
EE43/34	42.6±0.85	17.0±0.30	12.6±0.40	12.6±0.30	28.1	10.5±0.30	6.86	
EE47/39A	47.2±0.60	19.6±0.30	15.5±0.40	15.7±0.35	31.8	12.4±0.35	7.44	
EE50/42K	50.0±0.70	21.3±0.30	14.6±0.40	14.6±0.40	34.2	12.8±0.30	7.50	JIS
EE55/55A	55.2±1.10	27.5±0.30	20.7±0.30	17.0±0.30	37.5	18.9±0.40	8.52	JIS
EE56/47A	56.6±0.65	23.6±0.30	18.7±0.45	18.8±0.25	38.1	14.8±0.35	9.02	
EE80/76	80.0±1.00	38.1±0.40	19.8±0.40	19.8±0.40	61.2	28.2±0.30	8.90	

Type code	Magnetic parameter				Center leg area A_c (mm ²)	Minimum cross sectional area A_{min} (mm ²)		Window area A_w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	C_1 (mm ⁻¹)	A_m (mm ²)	ℓ_e (mm)	V_e (mm ³)							
26/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
3/138	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
6/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
9/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
9/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
2/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
5/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
5/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
5/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
10/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
10/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
12/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
12/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
12/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
12/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
12/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
12/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
12/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
12/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
12/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
12/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
12/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
12/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
12/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

Minimum cross sectional area B: Back area C: Center leg area L: Side leg area

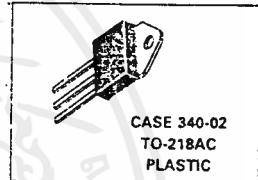
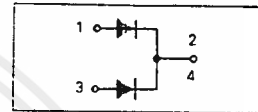
Switchmode Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-218 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Epoxy Meets UL94, V₀ @ 1/8"
- High Temperature Glass Passivated Junction

**MUR3005PT
 thru
 MUR3060PT**

**ULTRAFAST RECTIFIERS
 30 AMPERES
 50-600 VOLTS**



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR								Unit
		3005PT	3010PT	3015PT	3020PT	3030PT	3040PT	3050PT	3060PT	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{VRWM} V _R	50	100	150	200	300	400	500	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V _R) Per Leg Per Device	I _{F(AV)}	15 30 T _C = 150°C						15 30 T _C = 145°C		Amps
Peak Repetitive Forward Current, Per Leg (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz), T _C = 150°C	I _{FRM}	30 T _C = 150°C						30 T _C = 145°C		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz) Per Leg	I _{FSM}	200		150						Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	- 65 to - 175								°C

THERMAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	1.5	°C/W
Junction to Ambient	R _{θJA}	40	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 15 Amps, T _C = 150°C) (I _F = 15 Amps, T _C = 25°C)	V _F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.2 1.5	Volts	
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T _C = 150°C) (Rated dc Voltage, T _C = 25°C)	i _R	500 10			1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time (I _F = 1 Amp, di/dt = 50 Amps/μs)	t _{rr}	35			60	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle < 2%.

MUR3005PT thru MUR3060PT

MUR3005PT, 3010PT, and 3015PT

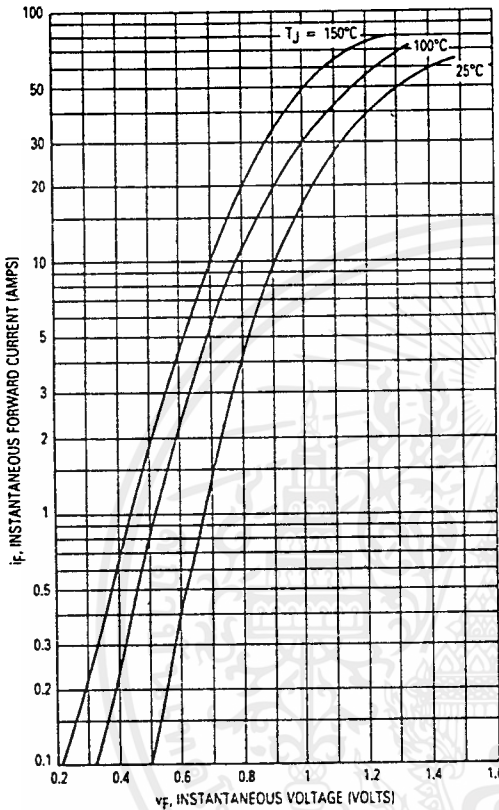
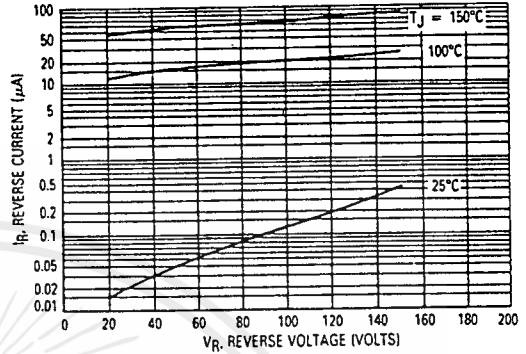


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)*

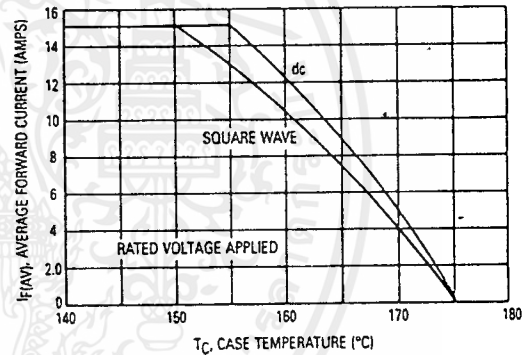


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

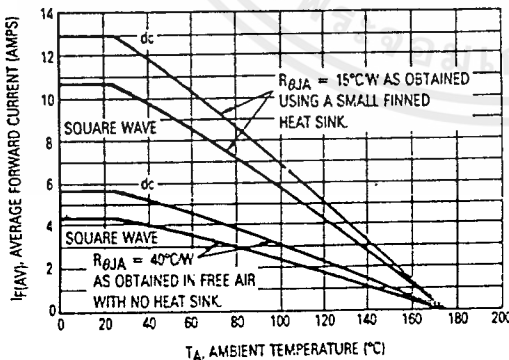


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

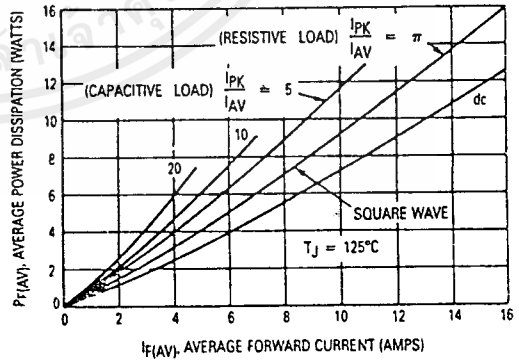


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3005PT thru MUR3060PT

MUR3020PT, 3030PT, and 3040PT

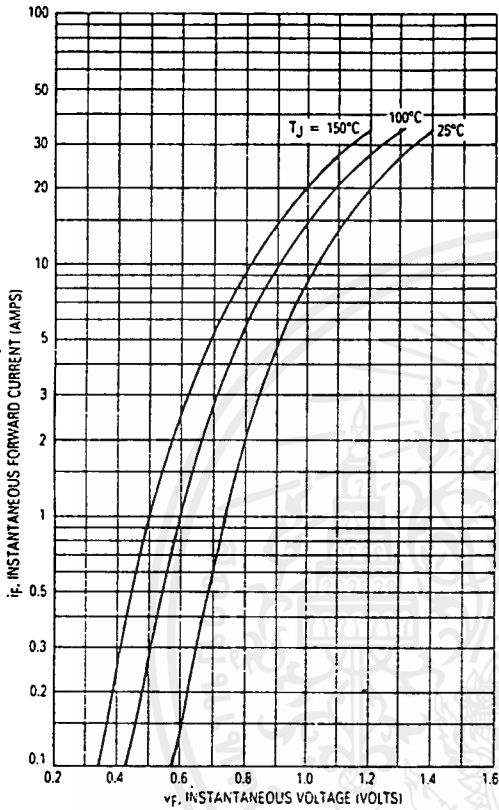
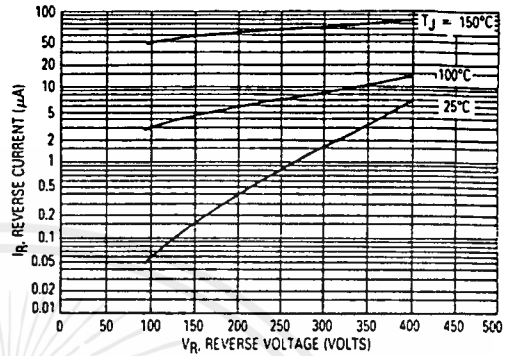


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)*

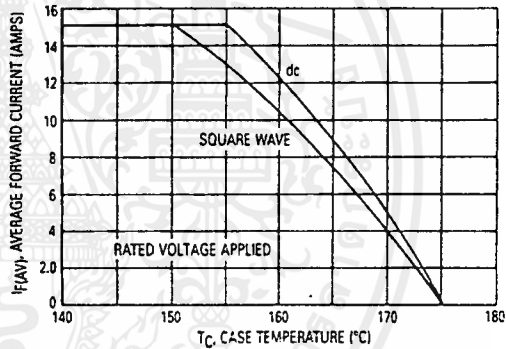


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

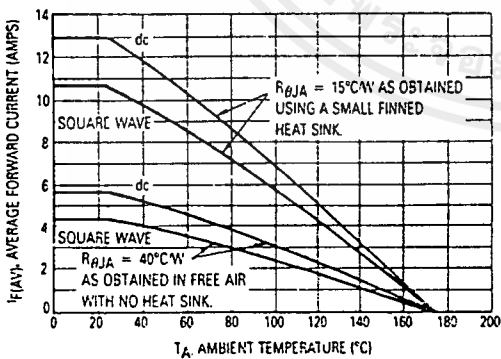


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

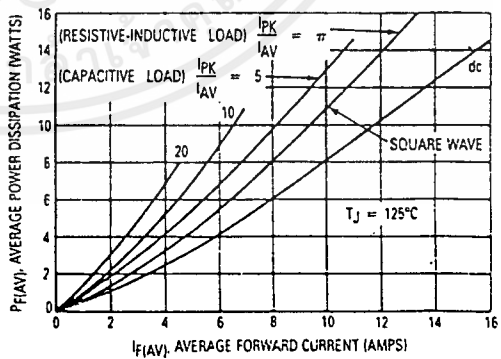


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3005PT thru MUR3060PT

MUR3050PT and MUR3060PT

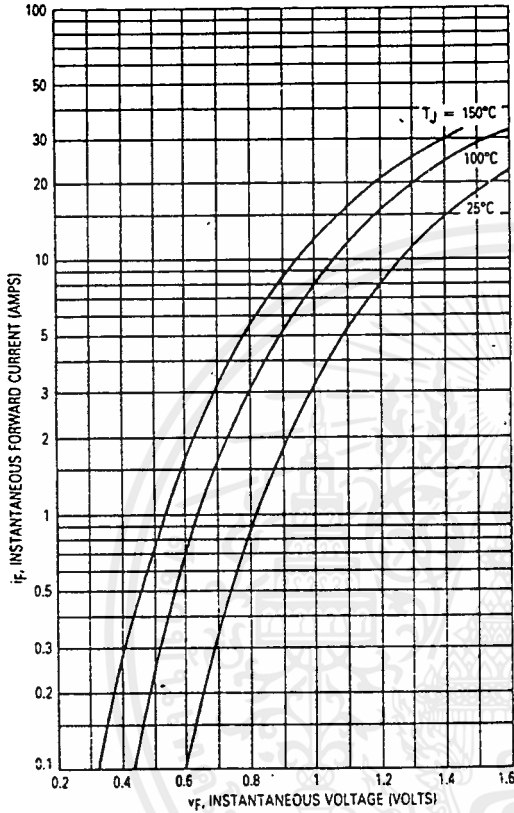
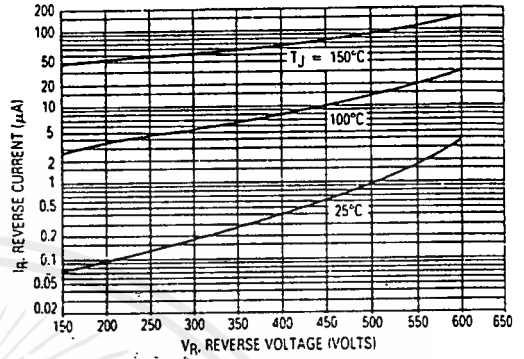


Figure 11. Typical Forward Voltage



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

Figure 12. Typical Reverse Current*

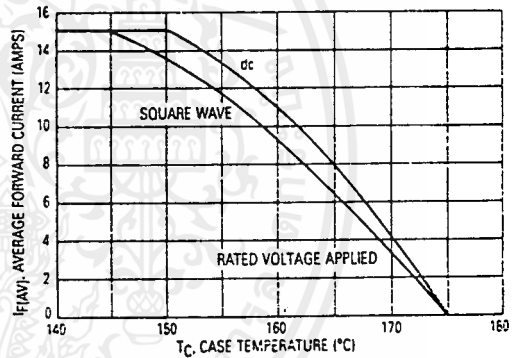


Figure 13. Current Derating, Case

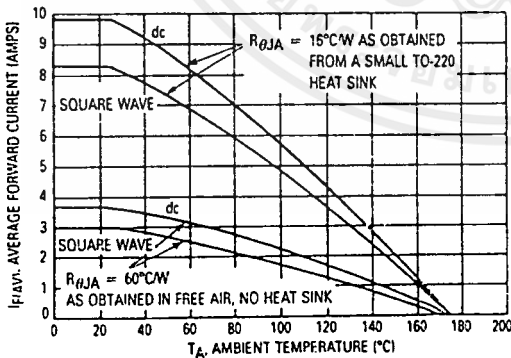


Figure 14. Current Derating, Ambient

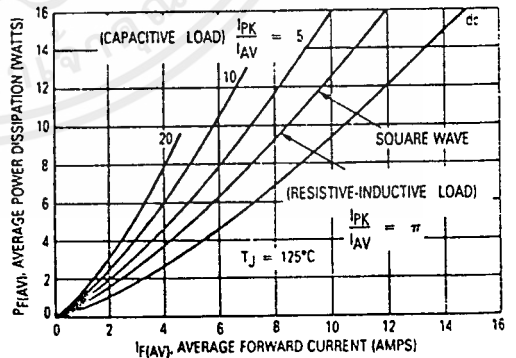


Figure 15. Power Dissipation



MUR3005PT thru MUR3060PT

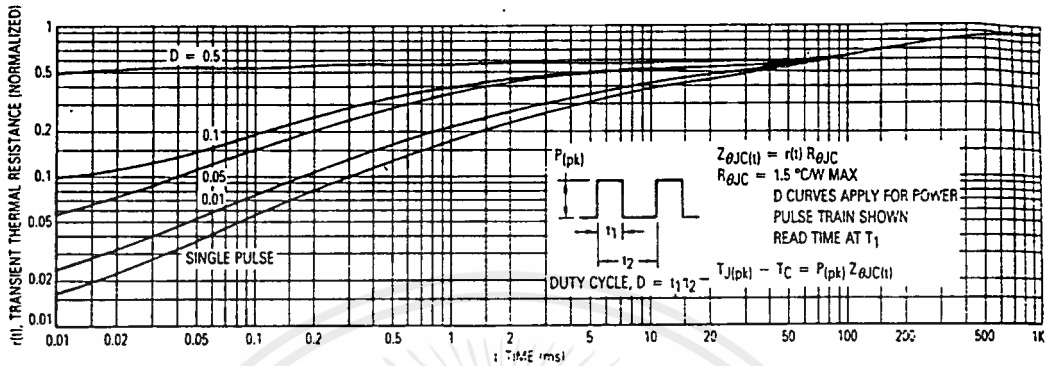


Figure 16. Thermal Response

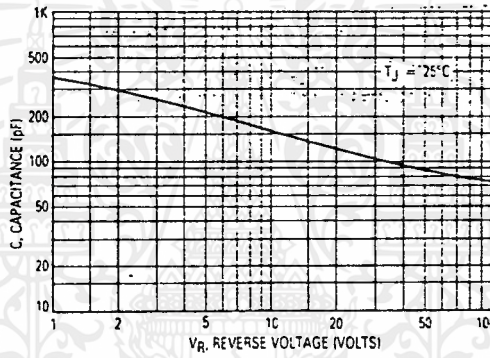


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

OUTLINE DIMENSIONS

The drawing shows a diode with three leads. Dimensions are labeled: A (total height), B (width), C (lead height), D (lead width), E (lead diameter), G (lead length), H (lead diameter), J (lead diameter), K (lead length), L (total height), M (lead length), N (lead length), and Q (lead diameter).

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANS Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION, INCH.

DIM.	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	2.32	21.06	0.890	0.833
B	14.49	15.90	0.610	0.626
C	4.15	5.08	0.165	0.200
D	1.02	1.65	0.040	0.065
E	1.35	1.65	0.053	0.065
G	5.21	5.72	0.205	0.225
H	2.65	2.94	0.104	0.116
J	0.38	0.64	0.015	0.025
K	12.70	15.49	0.500	0.610
L	15.65	18.51	0.625	0.730
N	12.15	12.70	0.480	0.500
Q	4.04	4.22	0.159	0.166

CASE 340-02
TO-218AC
PLASTIC

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้จะไม่สามารถประสบความสำเร็จลงได้ หากขาดผู้มีพระคุณเหล่านี้ จึงขอขอบพระคุณ อาจารย์ พิชิต ถ้ายอง อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ และช่วยเหลือ ค่าใช้จ่ายต่างๆเป็นอย่างดี รวมทั้งขอขอบพระคุณ อ. อนุวัฒน์ , อ.ประภาส ที่ให้คำปรึกษา และ พี่อาร์ต ป.โท ที่ให้คำปรึกษา และกำลังใจ และขอขอบพระคุณ พ่อ และ แม่ ที่ทำให้มีวันนี้ ขอขอบคุณเพื่อนๆ และ น้องๆที่อำนวยความสะดวกในการทำโครงการจนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] พิชิต ถ้ายอง , “ เครื่องจักรกลไฟฟ้า 1 ” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2537
- [2] สุวัฒน์ ดัน , “ เทคนิคและการออกแบบ สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ” บริษัท เอนเทลไทย , 2537
- [3] Hnatek , E.R. , “ Design of Solid State Power Supplies ” , 3rd ed. , Van Nostrand Reinhold , 1998

