

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์
ระบบ SWITCHING OFF - LINE



จัดทำโดย
นาย นิรันดร์ สุดใจ
นาย ศุภฤกษ์ ทองอ่วม

ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 50385

วันเดือนปี 1.3.2547

b.....
f.....

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์
ระบบ SWITCHING OFF – LINE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการเรื่อง เครื่องชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์ระบบสวิตชิงออฟไลน์

CAR BATTERY CHARGER (SWITCHING OFF- LINE)

จัดทำโดย นายนิรันดร์ สุดใจ รหัส 43015212

นายศุภฤกษ์ ทองอ่วม รหัส 43015233

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์ ระบบ สวิตชิงออฟไลน์

ผู้จัดทำ

1. นายนิรันดร์ สุดใจ รหัส 43015212
2. นายศุภฤกษ์ ทองอ่วม รหัส 43015233



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์ ระบบสวิตซ์ออพไลน์

นาย นิรันดร์ สุดใจ

นาย ศุภฤกษ์ ทองอ่วม

ผศ.พลผดุง ผดุงกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

โครงการนี้ ได้อธิบายถึงการทำงานของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ที่ให้แรงดันและกระแสกับแบตเตอรี่ได้อย่างถูกต้อง โดยใช้ความถี่ในการทำงานที่ประมาณ 10 กิโลเฮิร์ต ลักษณะของโครงการประกอบด้วยภาคควบคุม วงจรในการขับเกท และใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ วงจรที่ใช้เป็นวงจร half bridge คอนเวอร์เตอร์ และที่เอาท์พุทต้องทำให้รีโซแนนซ์ โดยการใช่วงจรรองกระแสเพื่อให้กระแสที่เอาท์พุทเรียบและเกิดประสิทธิวิภาพมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CAR BATTERY CHARGER (SWITCHING OFF – LINE)

Mr. Nirun sudjai

Mr. Supralek thongoom

Mr. Polpadung padungkul (Advisor)

2002

ABSTRACT

This project presents a design of battery charger (Switching off line) work. The battery charger (Switching off line) gives effective voltage and current for battery. It operates at 10 kHz. This device includes of control stage , gate drive And power MOSFET. This circuit is half-bridge converter and output is occurred at response frequency which output.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการเครื่องชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์ ระบบวิตซึ่งออนไลน์นี้ขึ้นนี้จะไม่สามารถสำเร็จ
ลุล่วงได้เลย ถ้าหากปราศจากผู้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ รวมทั้งคำแนะนำจากอาจารย์ทุกๆ
ท่าน

ขอขอบพระคุณ

ผศ.พลผดุง ผดุงกุล ในฐานะอาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้คำแนะนำและช่วยเหลือในการทำโครง
งานด้วยดีเสมอมา

อาจารย์ทุกๆ ท่านที่ให้ความรู้ในด้านวิชาการต่างๆ จนถึงทุกวันนี้
เพื่อนๆ ที่ให้คำแนะนำในด้านเทคนิคต่างๆ

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	
บทคัดย่อ	
Abstract	
สารบัญ	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2.1 ฉากกั้น RFI และ EMI	6
2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน	6
2.1.3 ไอซี TL 494 สำหรับ โหมตควบคุมจากแรงดัน	8
2.1.4 การทำงานของ ไอซี ในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	8
2.2 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟส	10
2.2.1 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟส	10
2.2.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟส	12
2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟส	14
2.2.4 ความต้านทานขณะเปิดวงจร	15
2.2.5 แรงดันพังทลาย	15
2.2.6 ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟส	16
2.2.7 คุณสมบัติทางค่านินพุต	17
2.2.8 พื้นที่ทำงานปลอดภัย	17
2.2.9 แรงดันขณะวงจรเปิด	17
2.2.10 คุณลักษณะพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟส	17
2.2.11 ค่าตัวแปรพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟส	18
2.3 การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟสไปใช้งาน	22
2.3.1 พื้นที่การทำงานปลอดภัย	22
2.3.2 ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแรงดันเทียบกับเวลาในเพาเวอร์มอสเฟส	25
2.4 คอนเวอร์เตอร์	28
2.4.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	29
2.4.2 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	30
2.4.4 ฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	30
2.4.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	31
2.5 วงจรสับเบอร์	31
2.5.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	31
2.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	33
2.6 หม้อแปลงสวิตชิง	35
2.6.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	35
2.6.2 หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์	37
2.6.3 แกนเฟอร์ไรต์และการใช้งาน	40
2.7 วงจรควบคุมแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง	47
2.7.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	47
2.7.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	52
บทที่ 3 โครงสร้างระบบและการออกแบบ	55
3.1 โครงสร้างของระบบ	55
3.2 วงจรไฟตรง	55
3.3 วงจรควบคุม	56
3.4 ภาค POWER OUTPUT	57
3.5 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	58
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	60
4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ	60
4.2 ขั้นตอนการทำงาน	65
4.3 ตารางผลการทดลองวัดค่าประสิทธิภาพ	66
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	67
5.1 สรุปผลการทดลอง	67
5.2 ปัญหาและแนวทางในการแก้ไข	67
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายต่างๆไป	1
รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 1.1	2
บทที่ 2 ทฤษฎี	
รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ	4
รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งแม่เหล็ก	5
รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความถี่และการประมาณ	5
รูปที่ 2.4 ฉากกั้น RE/EMI รอบหม้อแปลงสวิตติง	6
รูปที่ 2.5 แสดงการจัดโครงสร้างภายในไอซี TL 494	8
รูปที่ 2.6 คัพลิชั่มมอสเฟตชนิดเอ็น	10
รูปที่ 2.7 คัพลิชั่มมอสเฟตชนิดพี	10
รูปที่ 2.8 เอนฮานซ์มอสเฟตชนิดเอ็น	11
รูปที่ 2.9 เอนฮานซ์มอสเฟตชนิดพี	12
รูปที่ 2.10 ลักษณะสมบัติ โอนย้ายของมอสเฟต	13
รูปที่ 2.11 ลักษณะสมบัติทางเข้าพุทของเอนฮานซ์เมนที่มอสเฟต	13
รูปที่ 2.12 โมเดลการสวิตติงวงจรเทียบภายในวงจร	14
รูปที่ 2.13 ไดอะแกรมวงจรเทียบภายในวงจร	16
รูปที่ 2.14 ID-VDS คุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15	18
รูปที่ 2.15 IC-VCE คุณลักษณะการส่งผ่านไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	18
รูปที่ 2.16 การพล็อตลักษณะการส่งผ่านของ เพาเวอร์มอสเฟต	19
รูปที่ 2.17 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง Rds ต่อ VGS และ ID	20
รูปที่ 2.18 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง Rds ตามกระแสเดรน และอุณหภูมิที่รยต่อ	20
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงค่าทรานคอนดักแตนซ์ต่อ VGS	21
รูปที่ 2.20 กราฟแสดงพื้นที่ทำงานปลอดภัย	22
รูปที่ 2.21 กราฟแสดงผลการตอบสนองต่ออุณหภูมิของเบอร์ MTM8N40	23
รูปที่ 2.22 กราฟความต้านทานขณะปิดวงจรเทียบกับกระแสเดรน	24
รูปที่ 2.23 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสต่างๆ	25
รูปที่ 2.24 ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันเดรนและซอร์ส	26
รูปที่ 2.25 กราฟฟังก์ชันการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.26	รูปสัญญาณความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ	27
รูปที่ 2.27	แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร	28
รูปที่ 2.28	แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร	28
รูปที่ 2.29	คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	29
รูปที่ 2.30	แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะหยุดนำกระแส	32
รูปที่ 2.31	แสดงการต่อวงจรสับเบอรัช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	32
รูปที่ 2.32	การพันขดลวดทองแดง	35
รูปที่ 2.33	EE บอบบี้	36
รูปที่ 2.34	EC บอบบี้	36
รูปที่ 2.35	ETD บอบบี้	37
รูปที่ 2.36	การจัดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	38
รูปที่ 2.37	การไหลของกระแสของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์	39
รูปที่ 2.38	การจัดลวดทองแดงในหม้อแปลงพูช-พูล	39
รูปที่ 2.39	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่ว	40
รูปที่ 2.40	แกนเฟอร์ไรต์แบบEE	41
รูปที่ 2.41	แกนเฟอร์ไรต์แบบEI	41
รูปที่ 2.42	แกนเฟอร์ไรต์แบบETD	41
รูปที่ 2.43	การกำหนดของอากาศ คั่น 1g	45
รูปที่ 2.44	การขับมอสเฟตกำลังให้น้ำกระแสด้วยCMOS	47
รูปที่ 2.45	วงจรควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมคควบคุมแรงดัน	48
รูปที่ 2.46	ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของPWM	49
รูปที่ 2.47	โครงสร้างภายในและการจัดขาของIC 494	49
รูปที่ 2.48	คลื่นลักษณะการทำงานของIC 494	50
รูปที่ 2.49	การเลือกใช้เอาต์พุตของ IC 494	52
รูปที่ 2.50	วงจรควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมคควบคุมกระแส	52
รูปที่ 2.51	ควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออก	53
รูปที่ 2.52	การทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมกระแส	54

บทที่ 3

รูปที่ 3.1	โครงสร้างของระบบ	55
------------	------------------	----

รูปที่ 3.2	วงจรจ่ายไฟตรง	56
------------	---------------	----

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.3 วงจร Push-Pull คอนเวอร์เตอร์	60
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขา5 ของ IC TL 494	61
รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขา9 กับขา 10 ของ IC TL 494	62
รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขาอิมิตเตอร์ของขา TIP 31 กับ TIP 32	63
รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขาเกทเทียบกับขาซอสของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว	64
รูปที่ 4.1 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขา5 ของ IC TL 494	61
รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขา9 กับขา 10 ของ IC TL 494	62
รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขาอิมิตเตอร์ของขา TIP 31 กับ TIP 32	63
รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขาเกทเทียบกับขาซอสของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว	64



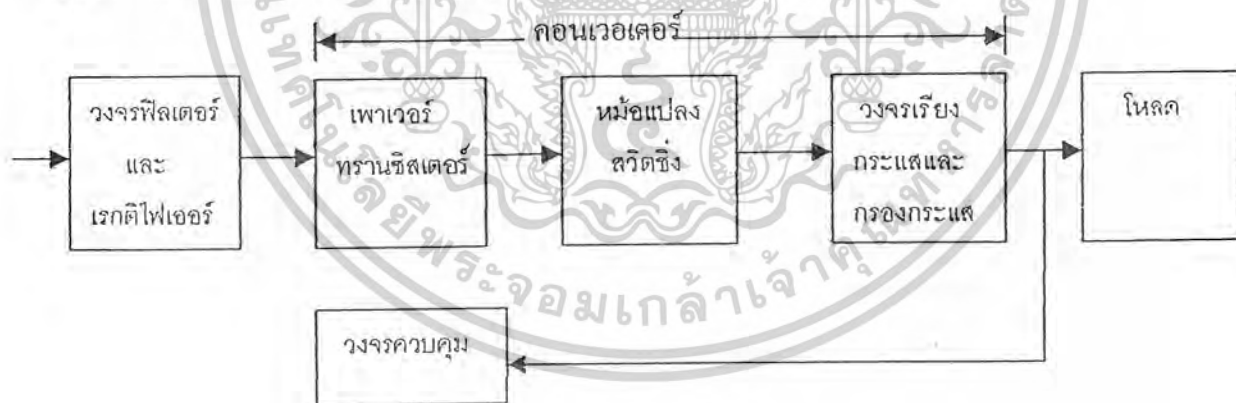
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์นั้นมีการพัฒนาก้าวหน้าไปมากและเข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์มากขึ้น ไม่ว่าจะเป็น เครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องเสียง วิทยุ คอมพิวเตอร์ ฯลฯ และเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์นี้จะทำงานได้ต้องมีแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบเชิงเส้น แต่มีข้อเสียหลายประการ เช่น ขนาดใหญ่ เกิดความร้อน ประสิทธิภาพต่ำ ต่อมาได้มีการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟตรงแบบนี้ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น มีขนาดเล็กลง น้ำหนักเบา เกิดความร้อนน้อย เรียกว่าแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่งแต่มีข้อเสียคือวงจรค่อนข้างซับซ้อน สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีส่วนทำให้เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็กลงด้วย

ส่วนรายงานนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับการประยุกต์วงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้เป็นเครื่องชาร์จแบตเตอรี่แบบสวิตชิ่งออฟไลน์ซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา เพราะในปัจจุบันนี้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย ซึ่งระบบสวิตชิ่งนี้สามารถนำไปใช้งานได้มากมาย ดังเช่นใช้เป็นเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน เครื่องเชื่อมไฟฟ้า และอื่นๆ อีกมากมาย สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 1.1



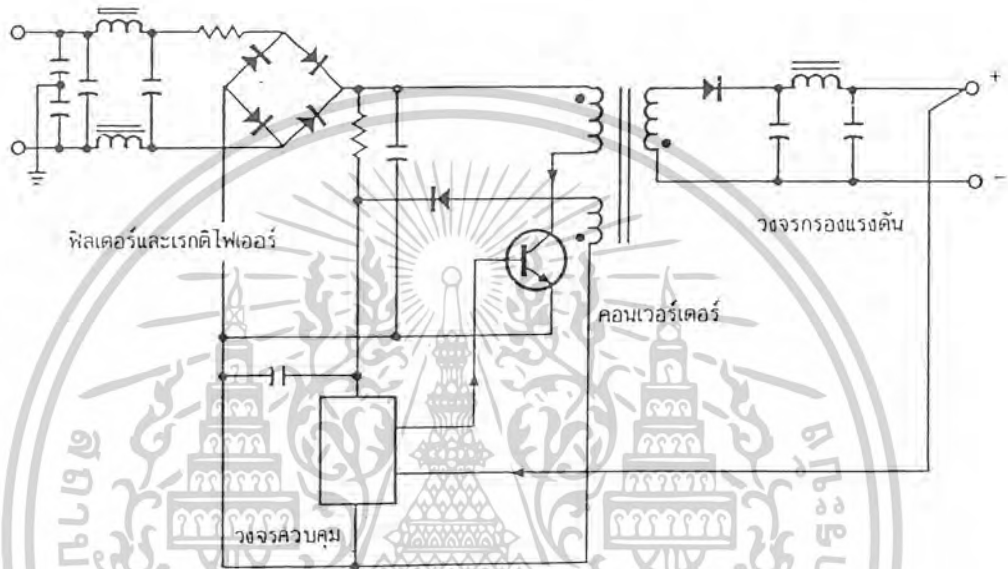
รูปที่ 1.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายทั่ว ๆ ไป

หัวใจสำคัญของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวสวดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาพุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันตามลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 Vac จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือ เพาเวอร์มอสเฟต จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูง ประมาณ 20 - 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซ์เพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาพุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแส และกรองกระแสให้เรียบเสียบก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำให้ได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาพุทมายัง วงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงการนำกระแสได้มากขึ้น หรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาพุท ซึ่งมีผลทำให้แรงดันเอาพุทคงที่ได้ รูปที่ 1.2 จะแสดงวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 1.1 เพื่อเป็นตัวอย่าง



รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการจับวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 1.1

องค์ประกอบต่าง ๆ ในรูปที่ 1.1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตซ์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นที่จะต้อง ศึกษาการจับวงจรและการทำงานขององค์ประกอบเหล่านี้ให้ดี

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ ระบบสวิทชิงออฟไลน์ ก็คือหลักการเดียวกันกับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป คือ จะเป็นการเปลี่ยนแรงดันไฟจากแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าค่าเพื่อใช้ในงานชาร์จแบตเตอรี่ การออกแบบนั้นจำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเพื่อใช้งานเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้ได้อย่างเหมาะสมตรงตามความต้องการที่จะใช้จริง สิ่งที่ต้องคำนึงถึงมีดังนี้

กำลังงานขาออก (Out Put)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลด ต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายใช้ ไปเป็นเปอร์เซ็นต์

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดัน ไฟสลับที่อินพุต ที่สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายสามารถลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ กระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (Regulated) โดยสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ไฟสลับที่

อินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าโฮลด์อัป (Hold Up)

คือช่วงเวลาที่มีสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถคงค่าแรงดันได้ แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับที่อินพุท

สัญญาณรบกวนจากสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (RFI / EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่มีสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่ความถี่สูง

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุทออกจากไฟตรงที่เอาพุท ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้

ความถี่การทำงานของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือ เพาเวอร์มอสเฟต ภายในสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ

หลักการเบื้องต้นของหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่ง คล้ายกับการเหนี่ยวนำความร้อนในเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนดังรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบค่าหนึ่ง

เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิ กระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่า กระแสไหลวน (eddy current) เมื่อกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะให้เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไหลผ่าน เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในการเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ วิธีนี้จะเป็นวิธีที่ให้ความร้อนที่เร็วมาก เมื่อเทียบ



รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสความถี่สูงและการประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อนได้ง่ายและแม่นยำเครื่อง
เหนี่ยวนำความร้อน ง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูงใช้เวลาในการปิด-เปิดเครื่อง
น้อยและมีกำลังสูญเสียต่ำหรือแทบจะไม่มีเลยเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้เฉยๆ

สภาวะการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น คิวน์หรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

2.1.1 ฉากกัน RFI และ EMI

ฉากกัน RFI และ EMI เพื่อป้องกันการเกิดกระแส RFไหลผ่านระหว่างขดไฟโรมารี่และเซ
คันดารีในหม้อแปลง ทำให้โยใช้แผ่นตัวนำบาง ๆ และมีขนาดความกว้างเท่ากับระยะพันขอบลวด
เพื่อคลุมขดลวด และต้องมีการต่อลงกราวด์เพื่อไม่ให้กระแสไหลข้ามระหว่างขดได้



รูปที่ 2.4 ฉากกัน EMI / RFI รอบหม้อแปลงสวิตซ์

ฉากกัน EMI จะทำเพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ซึ่งจะก่อให้เกิดกาแพร่กระจาย
ของสัญญาณรบกวน EMI น้อยที่สุด

2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน เช่น ที่ความถี่ 50 Hz จะต้อง
เลือกใช้หม้อแปลงให้เหมาะสมและต้องชดเชยได้กับประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power factor)
ด้วย สำหรับที่ความถี่สูงกว่า 10 KHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและจะ
ต้องสามารถรับพลังงานได้ถึง 300 KW

คอนเวอร์เตอร์ (converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 KHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้งาน
หลอมละลายโลหะ สำหรับที่ความถี่มากกว่า 200 KHz ขึ้นไปจะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอด
สุญญากาศเป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรือชุบแข็งโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทมากในงานพวกนี้ เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้และในรายงานนี้จะใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์

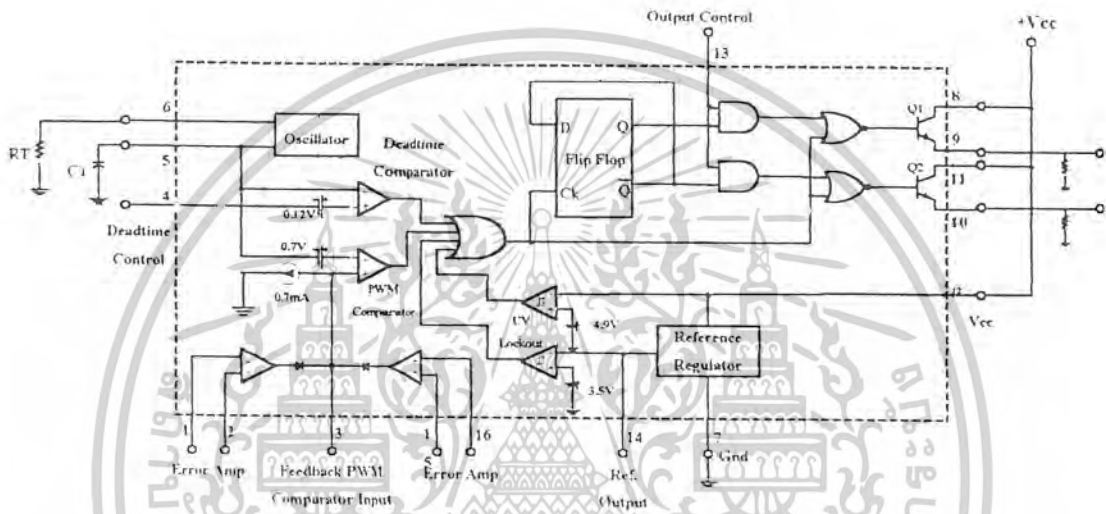
Frequency (Hz)	Source of power	Uses
60-90	Rotating generator or converter	Mass induction heating
960-10,000	Motor - Generator	For melting hardening
10,000-60,000	Converter	For Small – scale sintering
200,000-550,000	Vacuum – tube oseeillator	Surface inductance heating
2,000,000-90,000,000	Vacuum – tube oscillator	Dielectric heating

ตารางรูปที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้งานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมตควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมตควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 11.5 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.5 แสดงการจัดโครงสร้างภายในไอซี TL 494

การกำหนดความถี่การทำงาน

วงจร TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_1 และ C_1 จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าความถี่การทำงานจะกำหนดได้จาก $T = R_1 C_1 / 1.1$

2.1.4 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟีดแบ็คที่ขา S กับแรงดันที่ได้ออกจากรวมความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_1 ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ "Low" เท่านั้น ซึ่ง C_1 จะเป็น "Low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟีดแบ็คมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัว จะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ "High" (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_{on}

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ T_{on} ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา T_{on} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 % ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5 Vref) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C, คิศจารจ์เอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C₁ จะมีสถานะเป็น "High" และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 Vref) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)

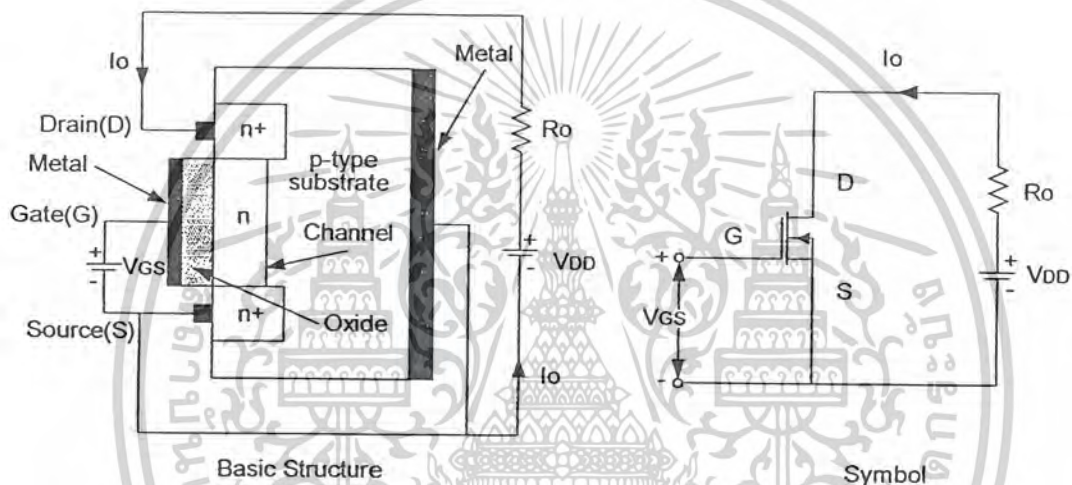
TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้โดยมีค่าความถูกต้องความผิดพลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

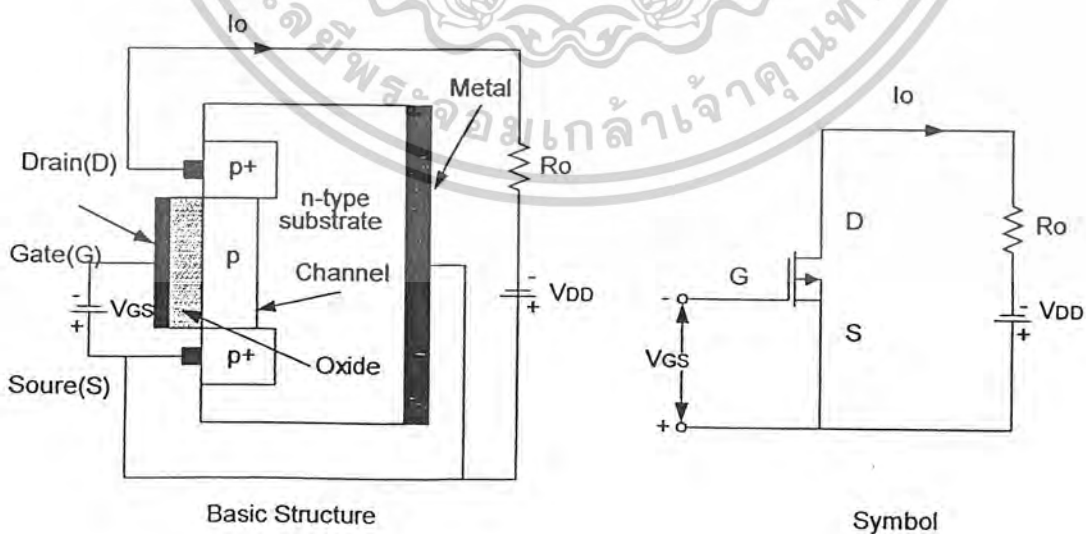
2.2 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

2.2.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาต์พุตด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตช์สูง เวลาในการสวิตช์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



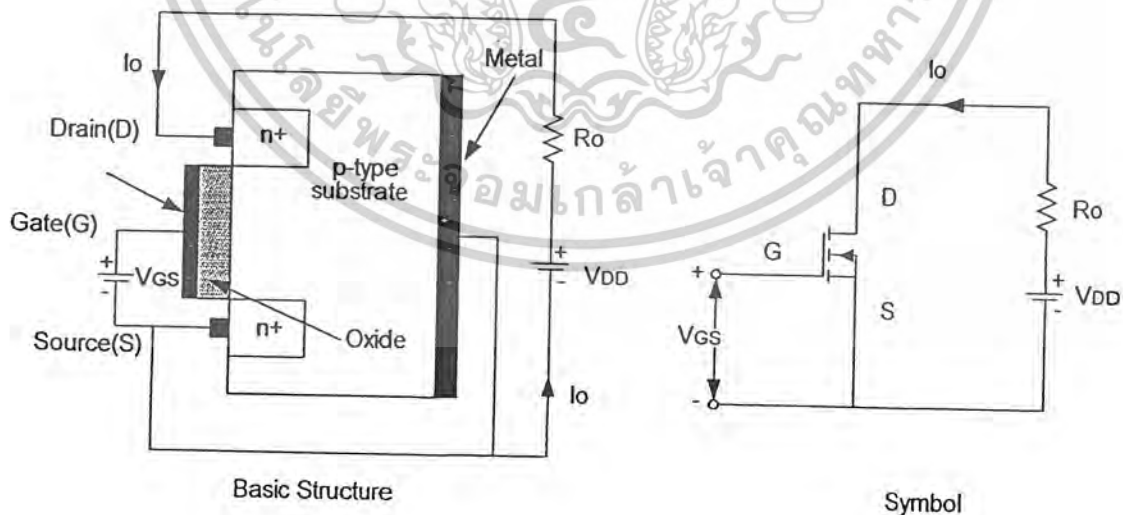
รูปที่ 2.6 คีพลิซันมอสเฟตชนิดเอ็น



รูปที่ 2.7 คีพลิซันมอสเฟตชนิดพี

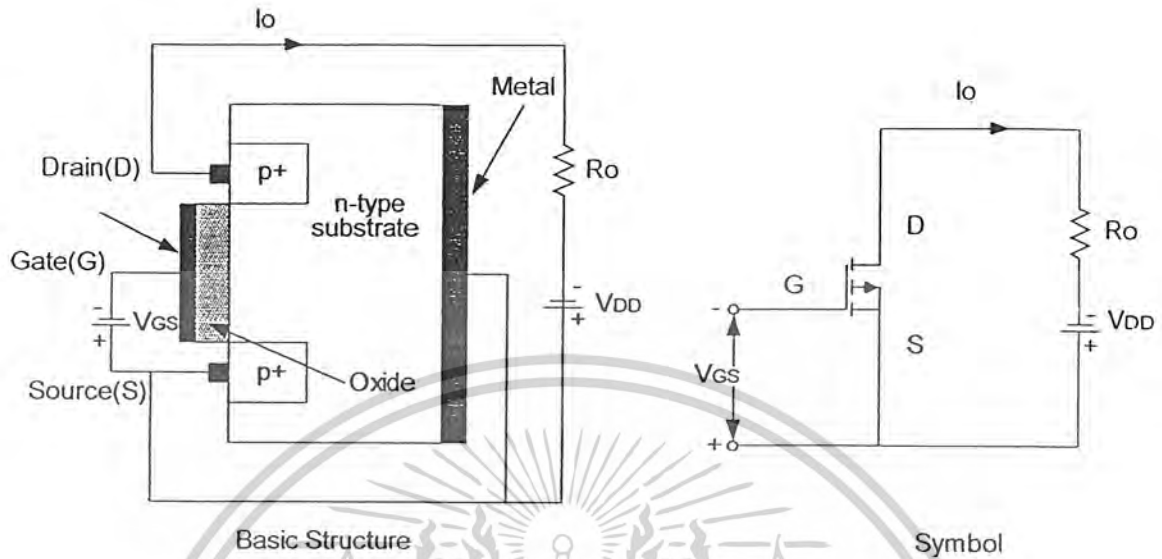
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ ดีพลีชันมอสเฟต และเอ็นฮานซ์เมนท้มอสเฟต (depletion mosfet and enhancement mosfet) ดีพลีชันมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารกึ่งตัวนำชนิดพีที่ดังรูปที่ 2.6 และถูกโด๊ป (dope) ด้วยกึ่งตัวนำชนิด n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกท เคน และซอร์ส แรงดันที่เกทซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้แชนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเคนกับซอร์ส R_{DS} จะสูงขึ้นถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชนแนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจากเคนไปยังซอร์ส ($I_{DS}=0$) แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage), V_D เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกแชนแนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ I_{DS} จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับในดีพลีชันมอสเฟตชนิดพีจะมีช่วงของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็นในเอ็นฮานซ์เมนท้มอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีแชนแนลดังรูปที่ 2.8 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากซับสเตรทชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage), V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นแชนแนลเสมือนขึ้นและจะทำให้กระแสไหลจากเคนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนท้มอสเฟตชนิดพี สภาพัฒของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.8 เอ็นฮานซ์เมนท้มอสเฟตชนิดเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



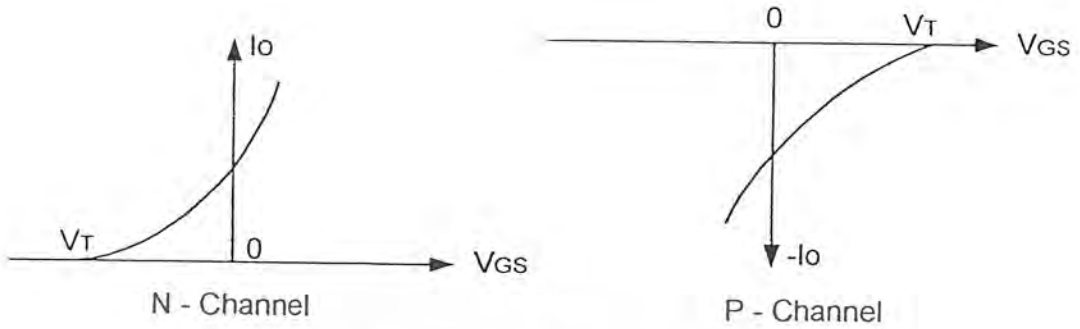
รูปที่ 2.9 เอ็นชานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี

2.2.2 ลักษณะสมบัติที่สถานะคงตัวของมอสเฟต

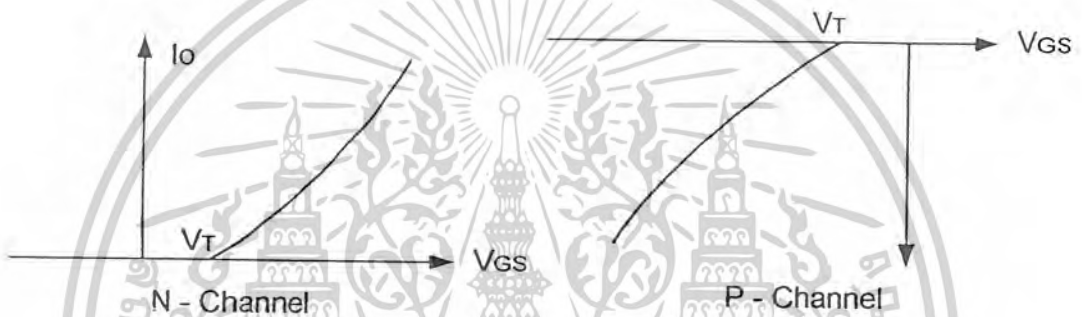
มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D กับกระแสเกต I_G อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

ลักษณะสมบัติไอชัชของมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.10 และรูปที่ 2.11 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นชานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ $V_{GS} < V_T$ บริเวณอิ่มตัวหรือพินช์ออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ การพินช์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้นสำหรับการสวิทชิงในบริเวณอิ่มตัว กระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตทั้งชนิดพีและชนิดเอ็นจะมีโมเดลที่สถานะคงตัวดังรูปที่ 2.13 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์, G_m หาได้จาก $G_m = dI_D / dV_{GS}$ เมื่อ V_{DS} คงที่ และความต้านทานด้านเอาท์พุท, $r_o = R_{DS}$ หาได้จาก $R_{DS} = dV_{DS} / dI_D$ (R_{DS} ในบริเวณพินช์ออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



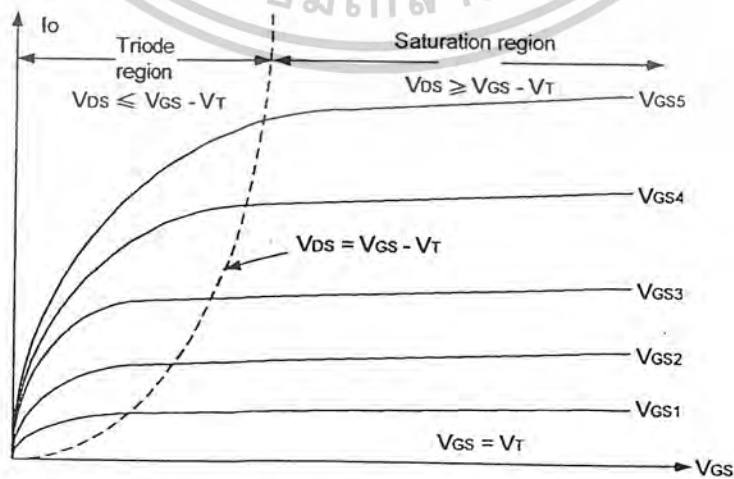
Depletion - type MOSFET



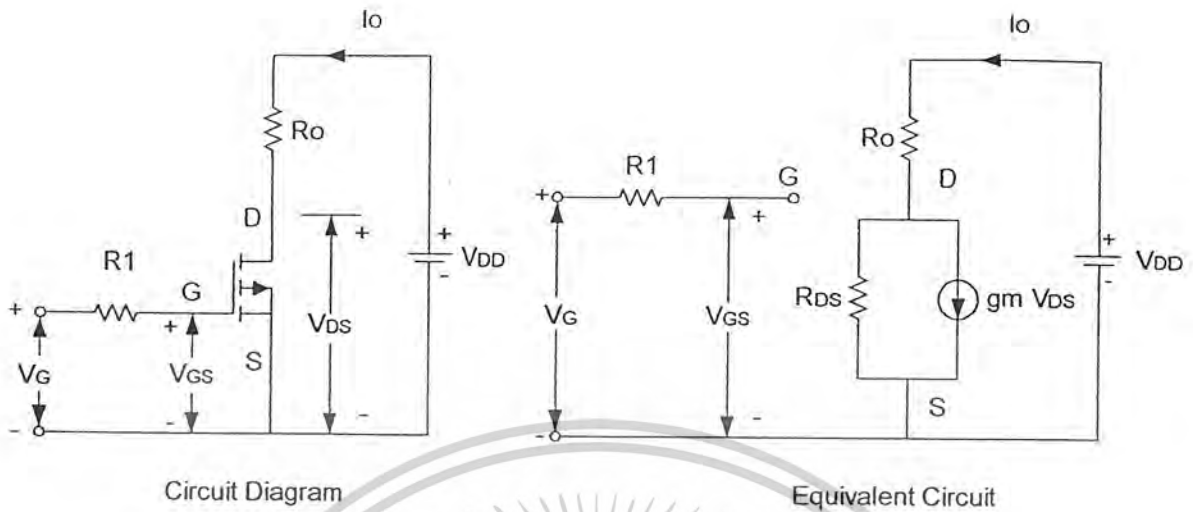
Enhancement - type MOSFET

รูปที่ 2.10 ลักษณะสมบัติไอออนย่ายของมอสเฟต

สำหรับดีพลีชันมอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอ์รมอสเฟตที่ใช้ทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เม้นท์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.11 ลักษณะสมบัติที่แรงเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟต ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 โมเดลการสวิตช์ซึ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of Power Mosfet)

1. ผลจากความสามารถทางอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์
 - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)
 - ใช้กำลังด้านอินพุตต่ำ (Low input power)
 - ใช้อุปกรณ์ในการขับขาเกนน้อย (Few driver circuit components)
2. มีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก (Very fast switching times)
 - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
 - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)
 - พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง (Large reverse biased safe operating area)
 - มีค่าแบนวิดท์ของอัตราขยายสูง (High gain bandwidth product)
3. มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส
(Positive temperature coefficient of on resistance)

2.2.4 การทำงานแรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage), V_T

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกณฑ์ถึงขอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัวสามารถหาได้โดยกำหนดค่ากระแส 1mA ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1 mA คือแรงดันรักษาสภาพคงตัวค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกตออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าต่ำสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 โวลท์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอน จนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง 150 C

ความต้านทานขณะปิดวงจร (On-Resistance), $r_{DS(on)}$

ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสเดรนไหล กระแส เดรนจะไหลจากขาเดรนไปขาซอร์ส จากรูปที่ 2.13 $r_{DS(on)}$ ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัว คือ อินเวอร์สชันแซนแนล (The inversion channel) r_{CH} , บริเวณเกท-เกรนแอคคิวเมชัน (The gate-grain Accumulation region) r_{ACC} , บริเวณพินช์จังก์ชันเฟต (The junction FET pinch region), r_{FET} และ บริเวณเดรนที่แพร่เจือจาง (The lightly doped drain region) r_D ตามสมการ

$$r_{DS(on)} = r_{CH} + r_{ACC} + r_{FET} + r_D$$

r_{CH} ขึ้นอยู่กับความยาวของช่อง (channel)

r_{ACC} ขึ้นอยู่กับความกว้างของชั้น โพลี (Poly width)

r_{FET} ขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ (epi resistivity)

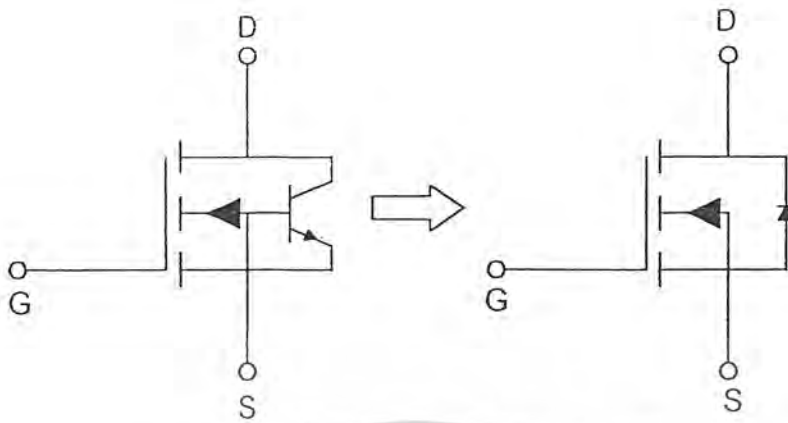
ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกตถึงซอร์ส

r_D ขึ้นกับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้น โพลีและเป็นสัดส่วนกลับกับความกว้างของช่อง

แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage), $V_{(BR)DSS}$

แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับต่อต้านของเพาเวอร์มอสเฟต มีลักษณะเหมือน V ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดเหมือนการพังทลายแบบอะวาลานซ์ (avalanche breakdown) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region) ขณะป้อนแรงดัน ไปอัดกลับให้แก่อรอยต่อที่เอ็นจันได้รับพลังงานจลน์เพียงพอที่จะทำให้เกิดการไอออนไนเซชัน (ionization) หรือเมื่อสนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพฤติกรรมของบริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นเดรน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die's surface electric field รูปที่ 2.13 เป็นวงจรไฟฟ้าของโครงสร้างจะเห็นได้ว่าโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer) จุด A จะให้เห็นว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้าด้วยกันดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า $V_{(BR)DSS}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ $V_{(BR)CES}$ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบสกับคอลลเลคเตอร์ นั่นคือไดโอด (diode) ที่ต่อคร่อมขาเดรนและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ไดโอดเกรนวงจรถ่ายภายในอุปกรณ์

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitances)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจาก โครงสร้างของมอสและรอยต่อพีเอ็น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจาก โครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความเก็บประจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance) , C_{gs} และค่าความเก็บประจุของเกต-เดรน (gate-drain capacitance) , C_{gd} ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองขึ้นอยู่กับ โครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อพีเอ็นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุเดรนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของรอยต่อบริเวณดีพีทีชั้นที่เกิดการป้อน ไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region)

พารามิเตอร์ของ C_{gd} และ C_{gs} มักใช้กันทั่วไป ซึ่งเป็นตัวประจุที่ค่อนข้างเสถียรมาก ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้เขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแล้วและกลายเป็นค่าความต้านทาน นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

2.2.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (majority carrier) ค้างเหลืออยู่ที่เบส ทำให้เวลาดำงค่า (storage time) มากขึ้น ทำให้เวลาดำงค่า (storage time) มากขึ้น ความเร็วในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตจะขึ้นอยู่กับค่าการเก็บประจุและคายประจุของค่าความเก็บประจุภายในเพาเวอร์มอสเฟต แต่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติทางด้านอินพุท (Input characteristics)

เกทของเพาเวอร์มอสเฟตแยกออกจากซอร์สโดยชั้นออกไซด์ สามารถแทนด้วยค่าความต้านทานมีค่ามากถึง $40 \text{ M}\Omega$ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถจะรับไบอัสปิดวงจร (biased-on) ที่ขาเกทได้ถึง 10 โวลต์ ดังนั้นสามารถต่อมาจาก TTL หรือ CMOS ได้

เมื่อเกทแยกออกจากซอร์สจึงทำให้ชุดขับเกท (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับกระแสไหลด จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจัดวงจรขับลง มีผลทำให้ราคาของระบบลดลง

พื้นที่ทำงานปลอดภัย (Safe operating area)

เพาเวอร์มอสเฟตจะไม่ต้องการอัตราความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่ายให้ ดังนั้นการเกิดการพังทลายครั้งที่สอง (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์ อาจทำให้ไม่ต้องใช้วงจรสับเบอร์ดหรือใช้ค่าตัวเก็บประจุเล็กๆในวงจรสับเบอร์ด

ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัดโดยระดับกระแสสูงสุด แรงดันพังทลาย และความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

แรงดันขณะวงจรมีเปิด (On-voltage)

แรงดันต่ำสุดขณะวงจรมีเปิดของเพาเวอร์เพาเวอร์มอสเฟต จะพิจารณาจากค่าความต้านขณะวงจรมีเปิด, $r_{DS(on)}$ สำหรับงานที่แรงดันต่ำ ค่า $r_{DS(on)}$ จะต่ำมาก แต่ที่แรงดันสูง ค่า $r_{DS(on)}$ ก็เพิ่มขึ้นตามด้วย $r_{DS(on)}$ มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก เหมาะในการนำไปต่อขนานเพราะค่าสัมประสิทธิ์ทางบวกของ $r_{DS(on)}$ และค่าสัมประสิทธิ์ของทรานสคอนดักแตนซ์ทางลบ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตแทบจะไม่เกิดอุณหภูมิเตลิด (thermal runaway)

2.2.6 คุณลักษณะพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

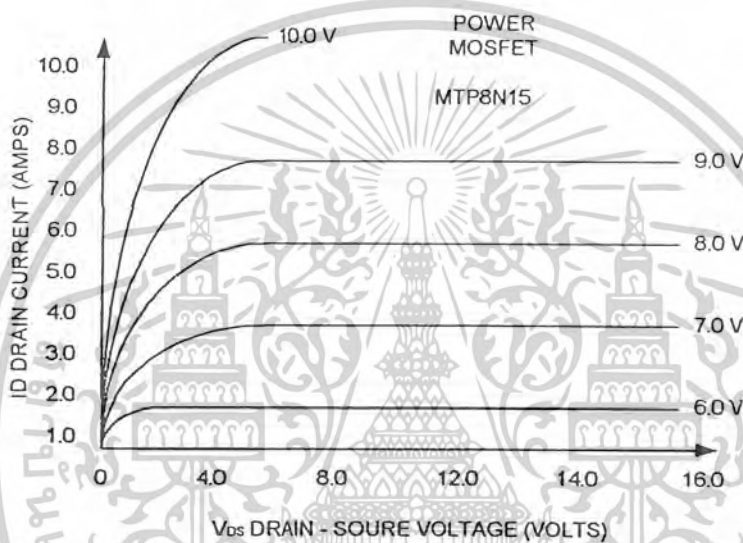
กราฟของเพาเวอร์มอสเฟตและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกันที่พิกัดค่าหนึ่ง กราฟคุณลักษณะทางด้านเอทพุทของทั้งสองสามารถแบ่งเป็น 2 อย่างเหมือนกัน โดยที่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีย่านโอมมิก (ohmic region) และย่านแอคทีฟ (active region) ส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีย่านอิ่มตัว (saturation region) และย่านแอคทีฟ (active region)

จากกราฟรูปที่ 2.14 และรูปที่ 2.15 จะเห็นว่ามีความแตกต่างที่เห็นได้ชัดเจน 3 ประการ คือ

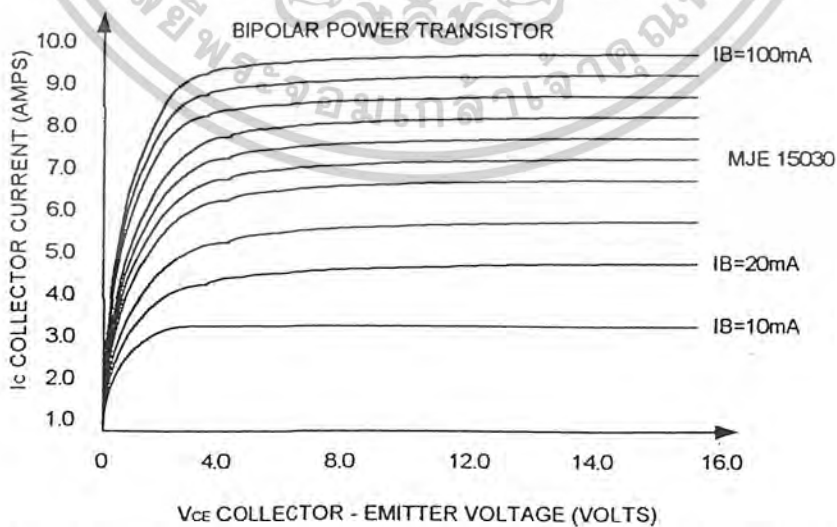
1. เพาเวอร์มอสเฟตทำให้เกิดชุดกราฟโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเกท ต่างกับไบโพลาร์ซิสเตอร์ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ความชันของกราฟในย่านอิมิตัวของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะชันมากกว่าย่านโอห์มิกของเพาเวอร์มอสเฟต ข้อสังเกตให้เห็นว่าค่าความต้านทานขณะเปิดวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตจะสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
3. กราฟความชันในย่านการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะชันมากกว่าเพาเวอร์มอสเฟต นั่นคือ จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ได้ดี I_D ของเพาเวอร์มอสเฟตจะถูกจำกัดโดยแรงดันพินชออฟ (pinch off voltage) ที่เกิดขึ้นภายในของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.14 $I_D - V_{DS}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15 ย่าน A เรียกว่า ย่านโอห์มิก ย่าน B เรียกว่า ย่านแอคทีฟ



รูปที่ 2.15 $I_C - V_{CE}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ MJE15030

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

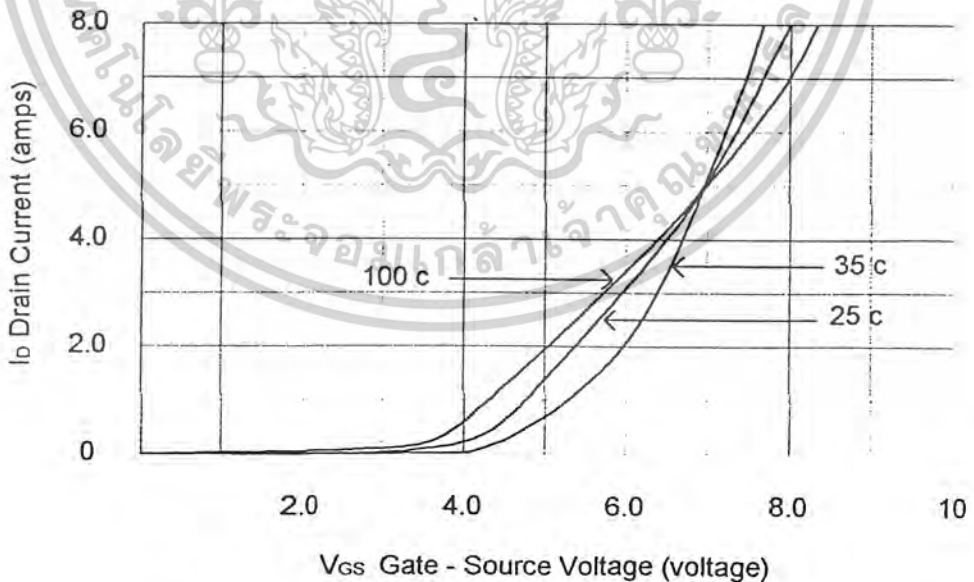
2.2.7 ค่าตัวแปรพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

ค่าความต้านทานขณะวงจรปิด (On-resistance)

$r_{DS(on)}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตคือคุณสมบัติสำคัญเพราะมันสามารถกำหนดปริมาณกระแสที่ตัวอุปกรณ์สามารถรับได้โดยไม่เกิดกำลังสูญเสีย เมื่อมีการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตจากเปิดไปปิดวงจร ค่าความต้านทานเดรนซอร์สจะเปลี่ยนจากค่าที่สูงมากมาเป็นค่าเท่ากับ $r_{DS(on)}$ ซึ่งเป็นค่าค่อนข้างต่ำมาก การทำให้ $r_{DS(on)}$ น้อยที่สุดทำได้โดยการห้อนแรงดันที่ขาเกตมากที่สุดเพียงพอเพื่อให้กระแสเดรนอยู่ในย่านโอมมิก

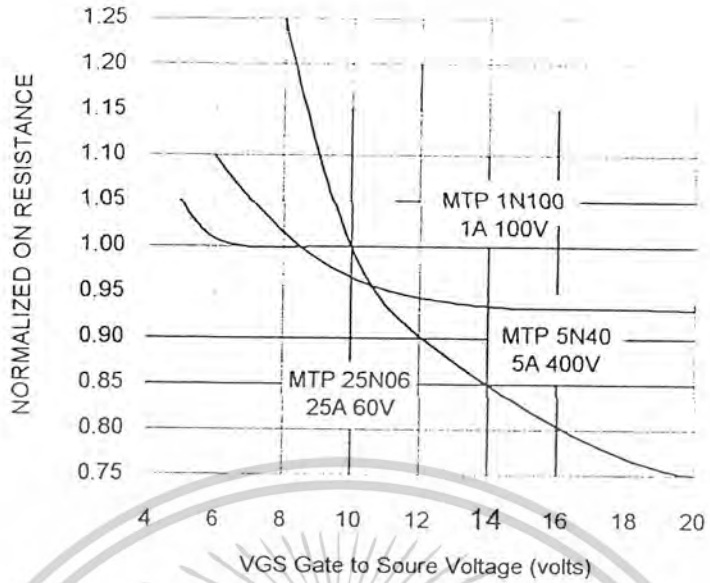
รูปที่ 2.16 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มแรงดันเกตเกิน 12 โวลต์ $r_{DS(on)}$ จะเริ่มคงที่หรือลดน้อยลงที่ขาเกตแรงดันสูงนี้จะทำให้ค่าเวลาในการเปลี่ยนสถานะเป็นเปิดวงจรเพิ่มมากขึ้นเนื่องจากมีประจุค้างอยู่ในค่าความเก็บประจุทางค่านอินพุต ดังนั้นการทำงานที่เหมาะสมควรให้แรงดันที่ขาเกตประมาณ 10 โวลต์

จากรูปที่ 2.17 เห็นได้ว่าเมื่อกระแสเดรนเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรก็เพิ่มขึ้นตาม และ T_j , ยังมีผลต่อ $r_{DS(on)}$ ด้วย

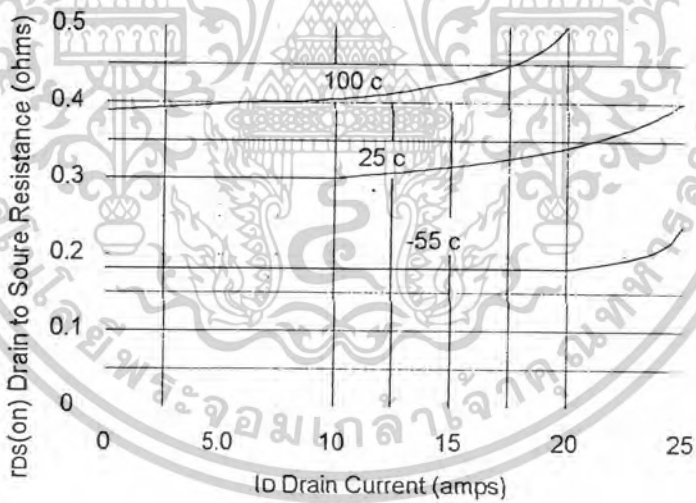


รูปที่ 2.16 กราฟแสดงคุณลักษณะส่งผ่านของ เพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

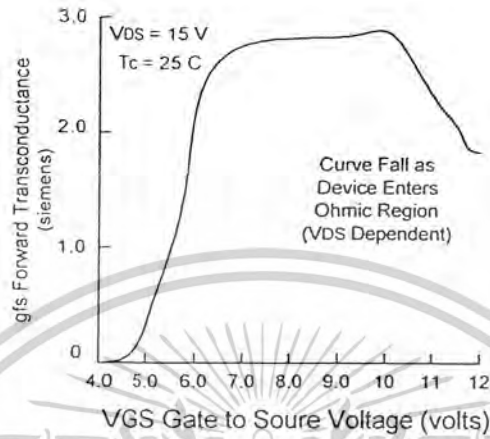


รูปที่ 2.17 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง r_{DS} ต่อ V_{GS} และ I_D



รูปที่ 2.18 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ตามกระแสครนและอุณหภูมิที่รอยต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงค่าทรานสคอนดักแตนซ์ต่อ V_{GS}

ทรานสคอนดักแตนซ์ (trans conductance) , G_{FS}

อัตราการขยายของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวแปรสำคัญ เมื่อต้องการจะทำให้อุปกรณ์ทำงานในย่านแอคทีฟหรือกระแสคงที่ (constant current) ตามรูปที่ 2.19 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์สามารถดูได้จาก $I_D - V_{DS}$ คุณลักษณะการส่งผ่าน (transfer characteristics) ที่ V_{DS} เปลี่ยนแปลงแล้วมีผลต่อ G_{FS} ในทางปฏิบัติ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะกำหนดที่ครึ่งหนึ่งของพิกัดกระแสเดรนต่อเนื่องและที่ $V_{DS} = 15$ โวลท์

สำหรับการออกแบบสลับสภาวะของเพาเวอร์มอสเฟต ระหว่างสภาวะปิดวงจรและสภาวะเปิดวงจร ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะไม่ถูกนำไปใช้ในการออกแบบ

แรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage)

แรงดันรักษาสภาพคงตัว, $V_{GS(th)}$ เป็นค่าแรงดันเกณฑ์ต่ำที่สุดที่ทำให้มีกระแสเดรนเริ่มไหลพอดีค่าที่ผู้ผลิตกำหนดใช้เพื่อการผลิตอุปกรณ์ คือ $V_{GS(th)}$ ที่ทำให้มีกระแส $I_D = 1$ mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้

2.3.1 พื้นที่การทำงานปลอดภัย (Safe operating areas)

เขตทำงานปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตดูได้จากกราฟข้อมูลของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งจะมีอยู่ 2 ตำแหน่ง คือ พื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อไบอัสตรง (The forward biased safe operating area; FBSOA) และพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อมีการเปลี่ยนสภาวะ (The switching safe operating area; SSOA)

FBSOA

กราฟ FBSOA จะบอกถึงค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสเดรนที่อุปกรณ์สามารถจะทนได้ ขณะที่ไบอัสตรงหรือขณะนำกระแส จะมีค่าจำกัดอยู่ 4 ค่าที่อยู่ในของเขตของกราฟ FBSOA เป็นค่าสูงสุดของพิกัดแรงดันเดรนซอร์ส คิ่งที่แสดงในขอบเขต A

ถ้าเกินพิกัดถึงแม้จะเย็นชั่วขณะก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตสามารถพังได้ ดังนั้นควรระมัดระวังการเกิดการทรานเซียน (transients) ที่แหล่งจ่ายแรงดันให้แก่เดรน ค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถยอมได้ภายในช่วงเวลาหรือเป็นพัลส์จะหาได้จากบริเวณที่สองของกราฟ FBSOA ข้อจำกัดจะเกิดจากขนาดของสายภายในของตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขนาดจุดต่อของซอร์ส, คุณลักษณะ (characteristics) และความต้านทานทางอุณหภูมิ ถึงแม้ว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถรับกระแสเกินที่เกิดจากการไม่สม่ำเสมอได้ แต่ไม่ควรที่จะทำให้มันทำงานเกินพิกัดกระแสเดรนในขณะที่เป็นพัลส์ทั้งยังรวมถึงกระแสที่มีลักษณะเป็นการรบกวนชั่วขณะด้วย

ขอบเขตที่ 3 จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทานเดรน-ซอร์สขณะวงจรปิด และขีดจำกัดกระแสที่แรงดันเดรน-ซอร์สขนาดต่ำ

ขอบเขตที่ 4 จะขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางอุณหภูมิเนื่องจากการประกอบ ขีดจำกัดของกำลังของกราฟ FBSOA หาได้จากกราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ (thermal response) อุณหภูมิที่รอยต่อภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตสูงสุดที่จะรับได้ และค่าพิกัด $r_{\theta JC}$ สูงสุด การทำงานภายในกราฟจะทำให้ได้ค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะไม่เกิน 150°C

เมื่อความต้านทานทางอุณหภูมิชั่วขณะ (transient thermal resistance) ลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาสั้นๆ จะทำให้ความสามารถที่จะรับกำลังสูงสุดได้เพิ่มกราฟตัวอย่างตามรูปที่ 4.2 ถ้ากำหนดให้เป็นพัลส์ 100 หนึ่งลูก จะได้ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิ (effective thermal impedance) ของพัลส์ 100 หนึ่งลูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าจำกัดความของความต้านทานทางอุณหภูมิ $R = (T_j - T_c) / P_D$

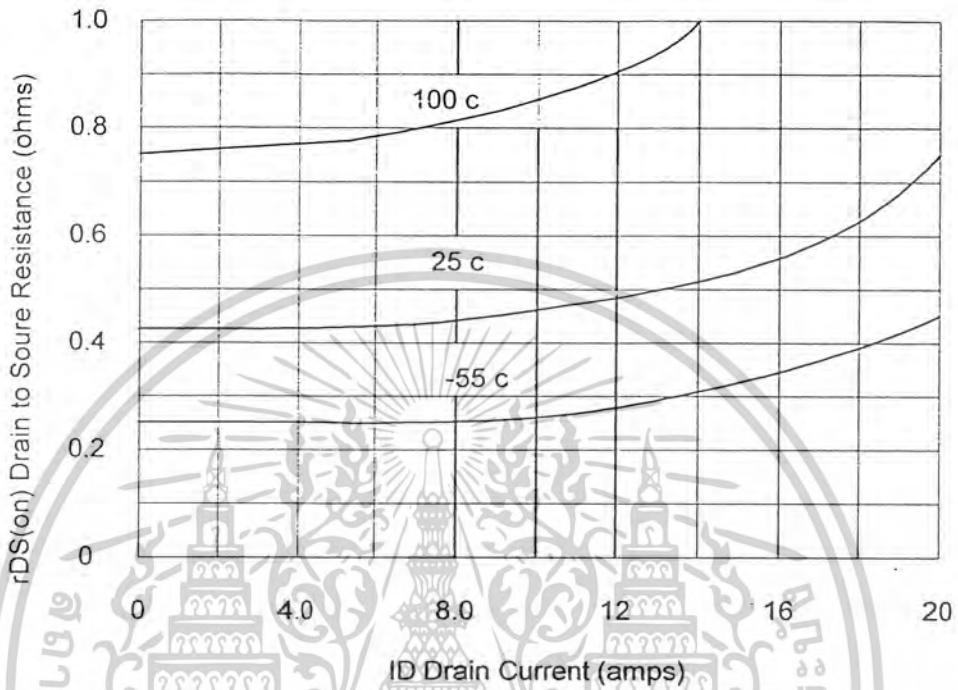
นำขนาดของพัลส์ $T_j = 150^\circ\text{C}$ และ $T_c = 25^\circ\text{C}$ มาเข้าสมการจะได้ $P_D = 4564$ วัตต์ ดังนั้น จะเห็นว่า MTM8N40 สามารถนำกระแส 23A ที่ความกว้างพัลส์ 100 μs โดยที่ $T_{j(\text{max})}$ ไม่เกิน 150°C

ปกติกราฟ FBSOA ที่ทำได้จากข้อจำกัดของอุณหภูมิเนื่องจากตัวถัง ทำให้เรารู้ล่วงหน้าว่า สถานะต่างๆเป็นอย่างไร ถ้าเกิดแรงดันและกระแสสูงชั่วขณะที่ยาวเกิน 10 sec สถานะนี้สามารถเกิด ทั้งลิเนียร์และสวิทซ์ซิ่ง อย่างเช่น โหลดเกิดชอร์ต

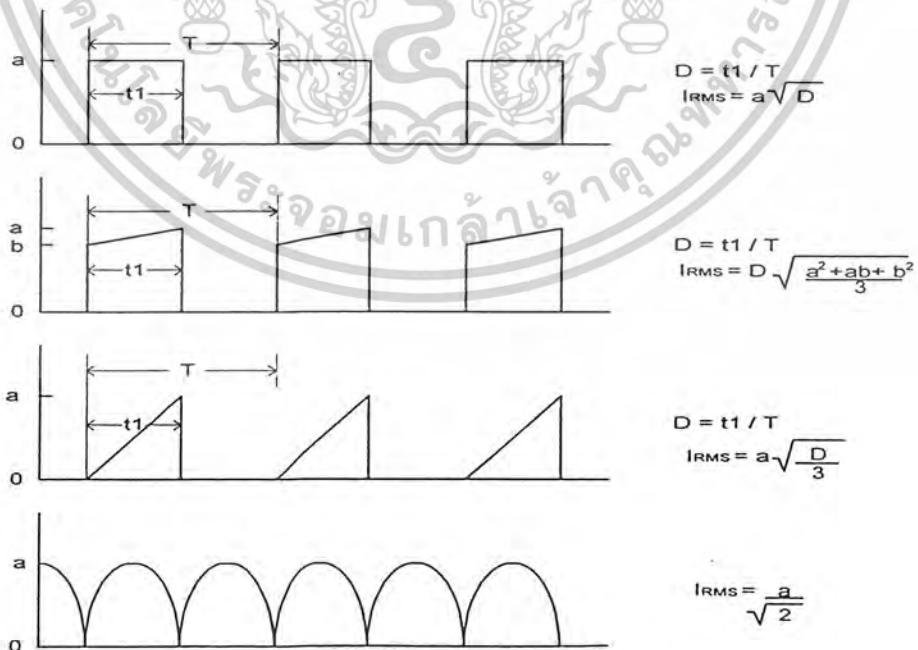
ขีดจำกัดของอุณหภูมิสามารถจากขอบเขตของ SOA สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในงานทาง ลิเนียร์ ค่า $T_{j(\text{max})}$ จะมีผลกระทบต่อพิกคกระแสพัลส์เมื่อนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้ในงานสวิทซ์ จากการสังเกต พิกคของกระแสเพาเวอร์มอสเฟตค่อนข้างเป็นการเรคตีไฟร์ได้ดีกว่าไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ เพราะพิกคกระแสสูงสุด ไม่ได้ถูกจำกัดโดยค่าอัตราขยายแต่ถูกจำกัดด้วยอุณหภูมิดังนั้น ค่า $r_{DS(on)}$, การสูญเสียกำลังขณะปิดวงจร (on-state power dissipation), การสูญเสียสวิทซ์ซิ่ง (switching losses), ความกว้างพัลส์ (pulse width), ดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) และค่าความต้านทานทาง อุณหภูมิระหว่างรอยต่อกับตัวถัง จะมีผลต่อ T_j

การสูญเสียกำลังด้านสวิทซ์ซิ่งทั้งหมดเกิดจากการสูญเสียขณะเปิดวงจรที่ความถี่ต่ำ การสูญเสีย สวิทซ์ซิ่งของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าน้อยมากสามารถตัดทิ้งไปได้ อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ค่าสูญเสียสวิทซ์ซิ่งจะเริ่มมากขึ้นและมีผลทำให้ T_j เพิ่มขึ้น จุดที่แบ่งความถี่ต่ำและความถี่สูงจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของวงจรรีบแกว่ง วงจรรีบแกว่งที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำจะมีค่าสูญเสียสวิทซ์ซิ่งค่อนข้างน้อย ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ต

ในผลรวมของกำลังสูญเสีย (Total power dissipation) ค่าสูญเสียขณะปิดวงจรเป็นค่าที่มากที่สุด และทำให้มีผลกระทบต่อความสามารถในการรับกระแสพัลส์สูงสุด การคำนวณค่ากำลังสูญเสีย ขณะปิดวงจรต้องใช้กราฟของการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ที่อุณหภูมิหนึ่งกระแสครน



รูปที่ 2.22 กราฟความต้านทานขณะเปิดวงจรเทียบกับกระแสเดรน



รูปที่ 2.23 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแรงดันเทียบกับเวลาในเพาเวอร์มอสเฟต (dv/dt Limitations in POWER MOSFET)

dv/dt ที่มีค่าสูง ๆ สามารถเกิดได้ 3 สภาวะ สภาวะแรกจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบสแตติก (static dv/dt) เกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส แรงดันชั่วขณะคร่อมแคปซิเตอร์ และยังสามารถส่งผลกระทบต่อขาเกตโดยผ่านเกต-แคปซิเตอร์ ค่าความเก็บประจุแฝง (parasitic capacitance), C_{oss} จะขึ้นอยู่กับขนาดของอิมพีแดนซ์เกต-แคปซิเตอร์ และกระแสที่ไหลเข้าขาเกต ทำให้แรงดันเกตถึงซอร์สสูงกว่า $V_{GS(th)}$ ทำให้การเกิดการนำกระแสขึ้นเองได้ การเกิด dv/dt ของเพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดเมื่ออิมพีแดนซ์เกต-แคปซิเตอร์มีค่ามาก ๆ จึงไม่ควรเปิดวงจรที่ขาเกตถ้าอิมพีแดนซ์เกตถึงซอร์สมีค่าสูง และแรงดันชั่วขณะเกิดขึ้นระหว่างแคปซิเตอร์กับซอร์ส จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สภาวะที่สองเกิด dv/dt เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสแล้วมีแรงดันย้อนกลับ (fced back) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีโหลดเป็นค่าความเหนี่ยวนำและความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูง เพาเวอร์มอสเฟตจะได้รับกระแสแคปซิเตอร์สูง ค่าแรงดันสูง V_{DS} และมีกระแสเคลื่อนย้าย (displacement) ขนาดสูงภายในค่าความเก็บประจุแฝง ดังนั้นจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบไดนามิก (dynamic dv/dt) เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สภาวะที่สาม แรงดันแคปซิเตอร์ถึงซอร์สที่มีความชันสูงจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรต่อแบบบริดจ์ขณะที่ไดโอดที่คร่อมแคปซิเตอร์และซอร์สนำกระแส

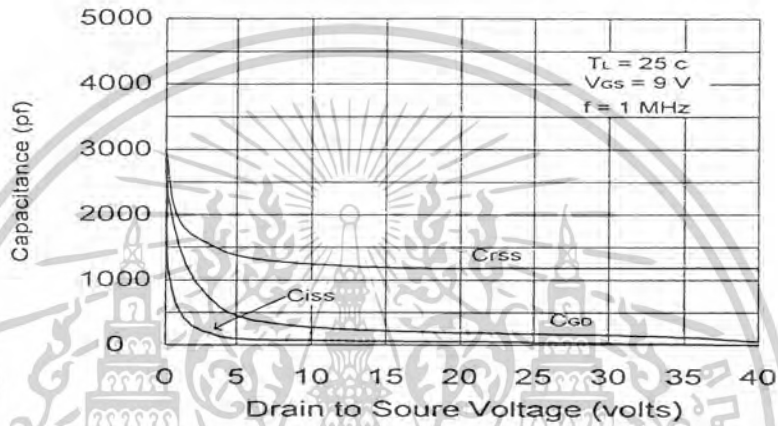
สิ่งที่ต้องการของวงจรขับเกต (Gate Drive Requirement)

การขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเปรียบเสมือนกับเป็นการขับแคปซิเตอร์ของตัวเก็บประจุทางด้านอินพุต และจะมองเป็นค่าความเก็บประจุอินพุตซอร์สรวม (common source input capacitance, C_{iss}) หรือค่าความเก็บประจุเกตส่งผ่านกลับทางซอร์สรวม (common source reverse transfer capacitance, C_{oss}) ค่า C เป็นผลรวมของค่าของความเก็บประจุเกตถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุเกตถึงแคปซิเตอร์ จากกราฟรูปที่ 2.24 จุดที่น่าสังเกตคือที่ V_{DS} น้อยกว่า 5 โวลต์กราฟจะชันมาก

ข้อพิจารณาที่ยู่ยากในการประมาณค่าเวลาในการสวิตช์ซึ่งมีอยู่ 2 ประการคือ ค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุตจะเปลี่ยนแปลงตาม V_{DS} ค่าเวลาคงที่ (time constant) จะพิจารณาจากอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกตและ C_{iss} ดังนั้นการคำนวณเวลาไต่ขึ้น (rise time) ของแรงดันเกต จะใช้การกำหนดอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกตและการประมาณค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุต ส่วนประการที่สองเป็นผลมาจากค่าความเก็บประจุ มิลเลอร์ (Miller capacitance), C_{oss} นั่นก็คือค่า C_{gd}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้แรงดันสูงทำงาน จะได้ V_{DS} ค่อนข้างต่ำ และ V_{GS} มีค่าประมาณ 15 โวลต์ C_{GD} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS} - V_{DS(on)}$ เมื่อหยุดการทำงานจะมีแรงดัน V_{DS} สูง ดังนั้น C_{GD} จะถูกชาร์จจากความต่างศักย์แตกต่าง แรงดันที่ C_{GD} จะมีค่าเป็นแรงดันลบค่าสูง เมื่อ V_{GS} ประมาณ 0



โวลต์

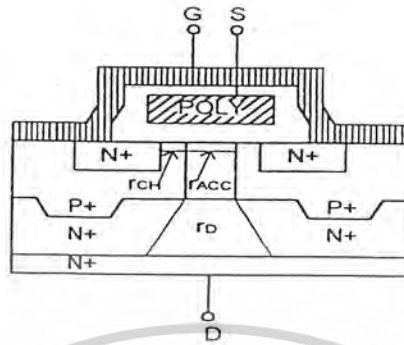
รูปที่ 2.24 ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันครนถึงซอร์ส

การประมาณค่าของความเร็วในการสวิตช์ซึ่งแน่นอน ทำให้ได้โดยแบ่งกราฟของช่วงการสวิตช์ เป็น 3 ส่วน ตามรูปที่ 2.26

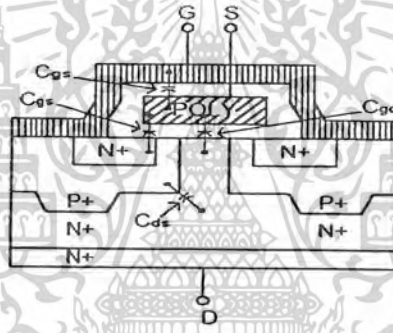
1. ในส่วนที่ 1 ตามรูปที่ 2.26 จาก t_0 ถึง t_1 เพาเวอร์มอสเฟตจะอยู่ในสภาวะหยุดทำงานและกระแสครนประมาณ 0 แอมป์ C_{ISS} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS(th)}$ อยู่ในส่วนที่ 1 และ 2 และที่ t_1 อุปกรณ์จะเริ่มนำกระแส
2. ในส่วนที่ 2 ตั้งแต่ t_1 ถึง t_2 เพาเวอร์มอสเฟตจะเปลี่ยนสภาวะจากหยุดทำงานเป็นทำงาน กระแสครนจะถูกรักษาด้วย V_{GS} แรงดันครนจะตกจาก V_{DD} มาเป็น $V_{DS(on)}$ ถ้านำค่า C_{GD} คูณด้วยอัตราขยายแรงดันจะได้ค่าผลกระทบบ Miller ชุกซ์บจะจ่ายกระแสแก่ C_{GD} ตลอดส่วนที่ 2
3. ในส่วนที่ 3 ตั้งแต่ t_2 ถึง t_3 เพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะทำงาน อิมพีแดนซ์ครนถึงซอร์สเปรียบเป็นค่าความต้านทาน C_{ISS} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{DS(on)}$ ทั้ง 3 ส่วน

ค่า C_{ISS} และ C_{ISS} สามารถดูได้จากข้อมูลเฉพาะแต่ละเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต ในย่าน 1 และย่าน 2 จะใช้ค่า C_{ISS} และ C_{ISS} ที่ $V_{DS} = V_{DD} / 2$ ในย่าน 3 จะใช้ค่า C_{ISS} ที่ $V_{DS} = V_{DS(on)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 กราฟฟังก์ชันการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต

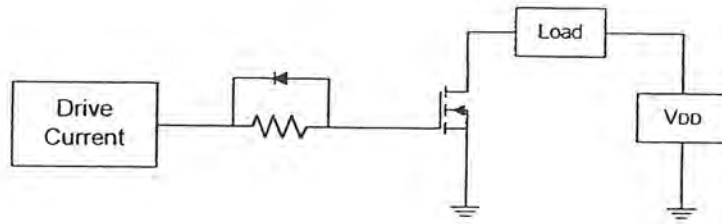


รูปที่ 2.26 รูปสัญลักษณ์ความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ

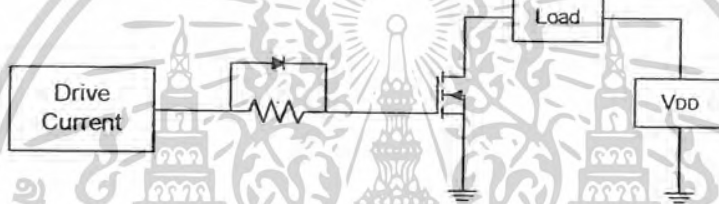
ความสัมพันธ์นี้ สมมติว่าไม่มีความต้านทานที่วงจรเกต การเพิ่มค่าความต้านทานจะทำให้เพิ่มเวลาในการสวิตช์ซึ่ง ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) โดยไม่ให้กระทบกับเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.27

แต่ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) โดยไม่ต้องการให้กระทบต่อเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร



รูปที่ 2.28 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร

2.4 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

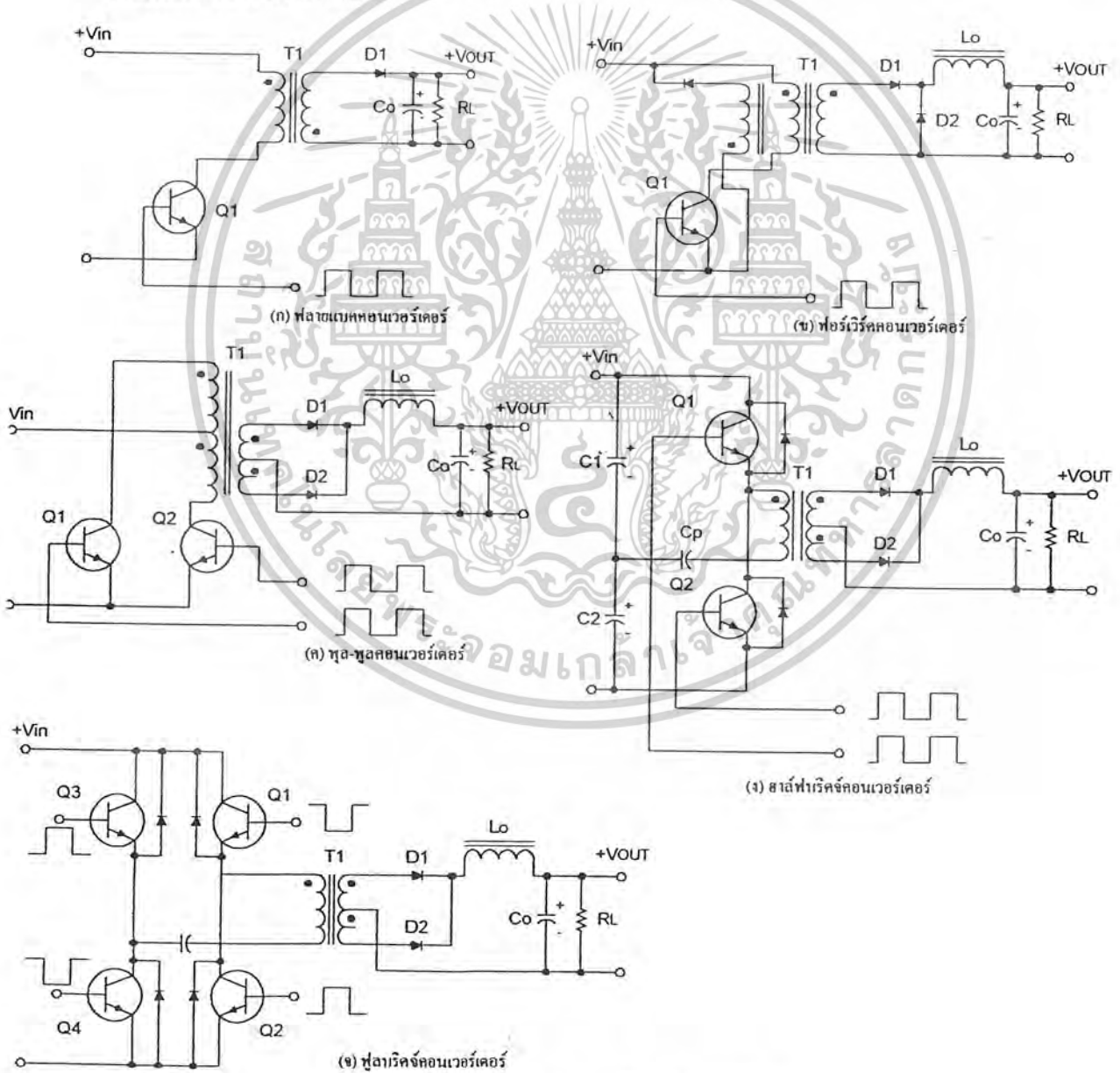
1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุทหลายค่าแรงดัน
6. การก่อกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มากมีดังนี้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half bridge Converter)
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา



รูปที่ 2.29 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.29(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เหลื่อมป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมาลีและเซคชั่นคาร์รี่ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมาลีของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมาลีและเซคชั่นคาร์รี่ D1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมาลีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังเซคชั่นคาร์รี่และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ถ้าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ก่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.4.2 ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.29 (ข) จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมาลีและเซคชั่นคาร์รี่ให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้น เมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากเซคชั่นคาร์รี่ สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ก็ จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_0 จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่ามีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุต ต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า แต่ตัวอุปกรณ์มีราคาสูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 พุช-พุลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย

จากรูปที่ 2.29 (ค) Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส DI จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ D2 จะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน Lo ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะถูกไบแอสกลับ และ D1 ถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน Lo ไปยังโหลดได้เช่นกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลได้ต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

2.4.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุชพุลและให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง มีข้อดีคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อม ขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.29 (ง) จะเห็นได้ว่าหากทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุชพุลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันคร่อมขณะทำงานของขดไฟโรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าสูง โดยกำลังงานสูงสุดจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.4.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.29 (จ) มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัวแต่ละตัวจะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไฟโรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันที่อินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่าแต่จ่ายกำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500 - 1000 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

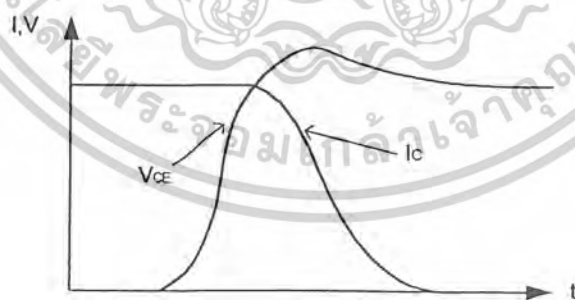
2.5 วงจร snubber

วงจร snubber (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอเตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turnoff snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD snubber

2.5.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

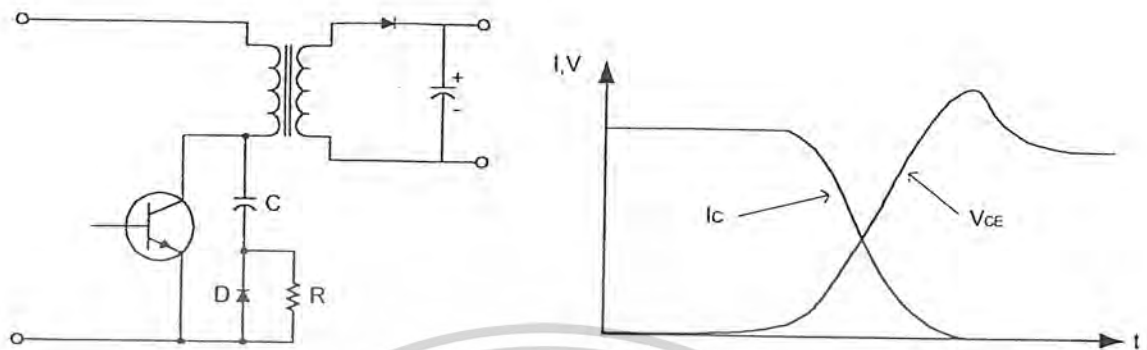
กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอร์สและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจร snubber ทำได้ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาซอร์สจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอร์สจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไปแรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C1 = [I_{p(pk)} * t_{off}] / 2V_{in}$$

$$R1 = [t_{on_{min}}] / 2.3 C1$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

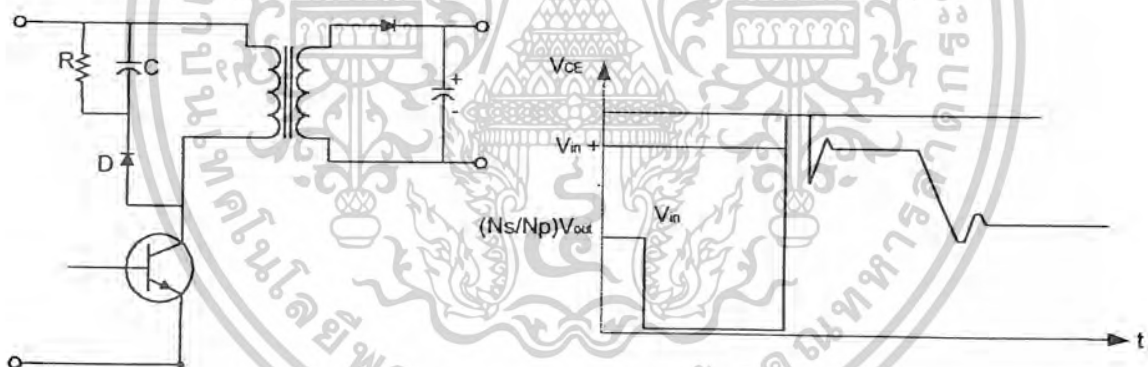
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลัง
ได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

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

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

2.5.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกิน
พิสัยปลอดภัย SBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์
มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น
วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัย
ของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะ
ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต
เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1
จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์
ค่าแรงดันสูงสุดที่ซอร์สจะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจาก
แรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาดังนี้ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C_1 จะคายประจุออก
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ผ่านทางตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ซอร์สจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอร์กั้นแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C_1 แทน นั่นคือ

$$C_1 V_c^2 = L_i I_p^2(pk)$$

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{cc0} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_i I_p^2(pk)}{(V_{cc0} - V_{clamp})^2}$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟพรารี (leakage inductance)

$I_p(pk)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{cc0} คือ อัตราพันแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R_1 = \frac{t_{off(min)}}{2.3C_1}$$

กำลังงานสูญเสียใน R_1 มีค่าเท่ากับ

$$P_d = \frac{L_i I_p^2(pk)}{T} \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

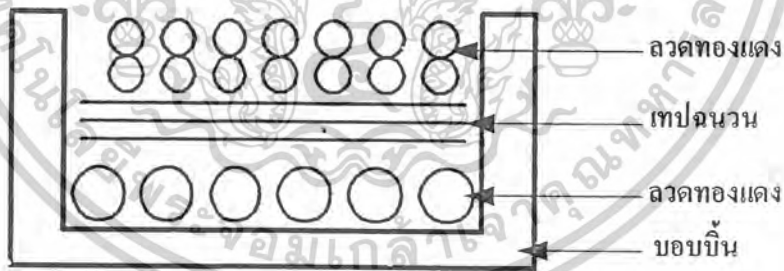
$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(V_{in} - 2V_{CE(sat)} \right) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \quad (2.5)$$

2.6 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง ผู้ออกแบบแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิงจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ระหว่างรูปแบบต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิงความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัยและลดกำลังสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน

2.6.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันค่าต่ำทางเอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้าดูดส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงไว้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.32 การพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาจากขอบบิ้น

1) แกนเฟอร์ไรต์

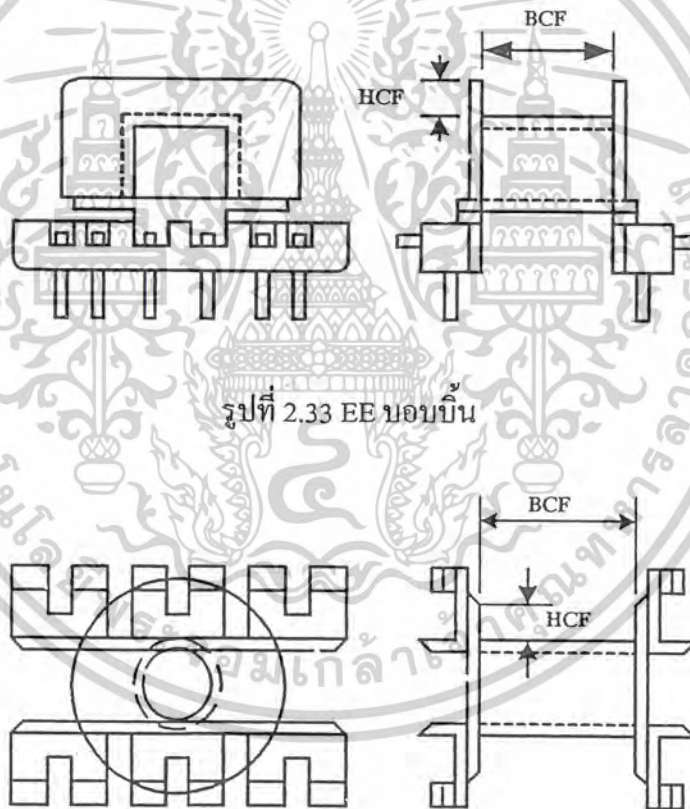
เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์ไรต์แมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมีมากเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูง ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

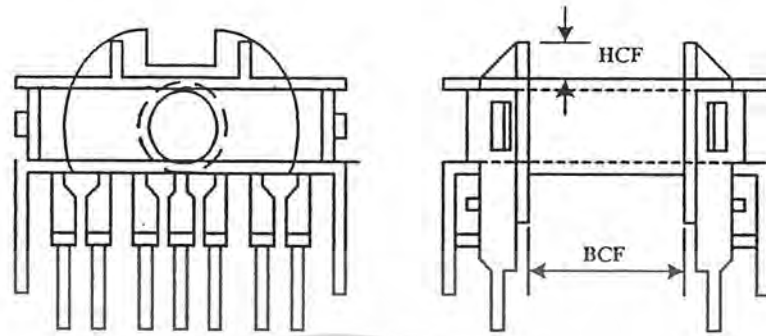
2) บอบบิ้น

บอบบิ้นหรือแบบร่องฟันปกติจะทำจากพลาสติกชนิดที่ทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะทำให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์ได้สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้น และบอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาหักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



รูปที่ 2.34 EC บอบบิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35. ETD บอบบิน

3) ลวดทองแดงอาบน้ำยา

การพันขดลวดทั้งปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่กำลังไม่สูงนักปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบินเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

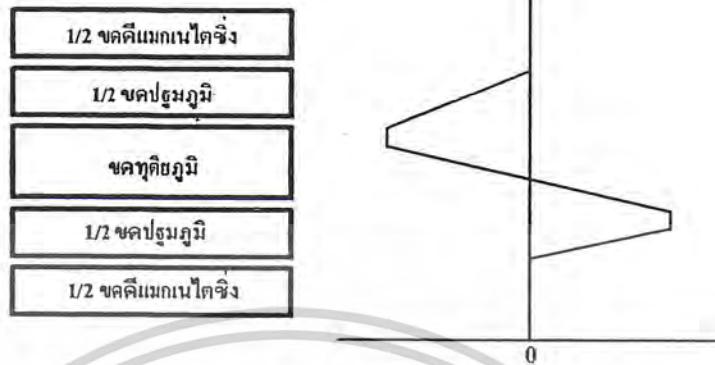
4) เทปฉนวน

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวสำรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซ์เป็นหลัก

2.6.2 หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์

1) หม้อแปลงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญอยู่ 3 ส่วน คือขดปฐมภูมิ ขดทุติยภูมิ และขดคิแมกเนไตซ์ซึ่งโดยแยกส่วนขดไพรมารี และแทรกกลางด้วยขดทุติยภูมิ และเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในขดลวดคิแมกเนไตซ์ซึ่งขณะที่มีมันไม่ได้นำกระแสจึงจัดขดลวดคิแมกเนไตซ์ให้อยู่นอกสุดเพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดคิแมกเนไตซ์ซึ่งขณะมันนำกระแสเท่านั้น



รูปที่ 2.36 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม

2) หม้อแปลงสำหรับวงจรแบบพuxe-พุตคอนเวอร์เตอร์

ในหม้อแปลงแบบพuxe-พุตคอนเวอร์เตอร์อาจแบ่งขดลวดออกเป็นส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนคือ ขดปฐมภูมิ N_{p1} และ N_{p2} กับขดทุติยภูมิ N_{s1} และ N_{s2} เนื่องจากการทำงานของ พuxe-พุตคอนเวอร์เตอร์ ขดลวดทั้งหมดจะไม่นำกระแสพร้อมกันในทำนองเดียวกัน การจัดขดลวดที่ไม่เหมาะสมอาจทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดโดยไม่จำเป็นในขณะที่ขดลวดไม่นำกระแส

เราอาจแบ่งการทำงานของหม้อแปลงในพuxe-พุตคอนเวอร์เตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง ตามการทำงานของวงจรดังนี้คือ

ช่วงที่ 1 คือ ขด N_{p1} และ N_{p2} นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

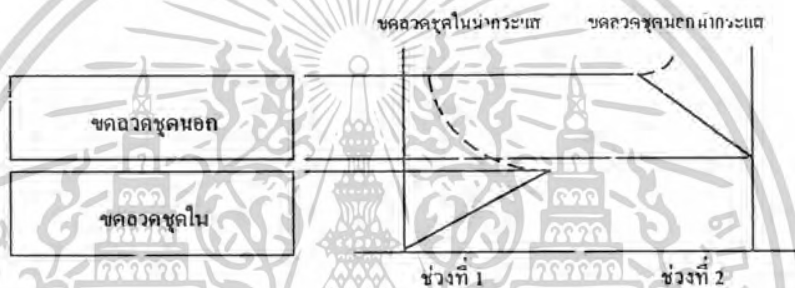
ช่วงที่ 2 คือ ขด N_{p1} และ N_{s1} นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 3 คือ เกิดขึ้นที่ 2 ครั้งต่อหนึ่งคาบเวลาการทำงานคือ N_{s1} และ N_{s2} นำกระแส

ขณะที่ N_{p1} และ N_{p2} ไม่นำกระแสพร้อมกันในช่วงเวลาเมื่อ t_D อย่างไรก็ตามถ้าช่วงเวลา t_D มีค่าน้อย เราอาจข้ามการพิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนี้ได้

3) หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญเพียงขดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิซึ่งจะสลับกันนำกระแสคือ เมื่อขดปฐมภูมินำกระแสขดทุติยภูมิจะไม่นำกระแส ในทางกลับกันเมื่อขดทุติยภูมินำกระแสขดปฐมภูมิจะไม่นำกระแสลักษณะค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเนื่องจากฟลักซ์รั่วจากขดลวดชั้นในจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดชั้นนอกได้แม้ว่าขดลวดชั้นนอกจะไม่นำกระแส ดังนั้นการวางขดปฐมภูมิหรือทุติยภูมิควรจะพิจารณาให้ลวดที่มีขนาดเล็กกว่าอยู่ด้านบนเสมอ

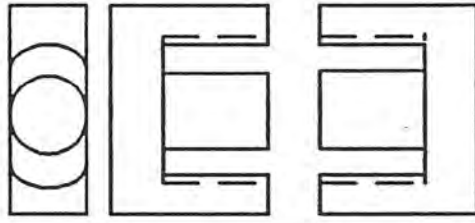


รูปที่ 2.39 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อชั้นนอก และชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

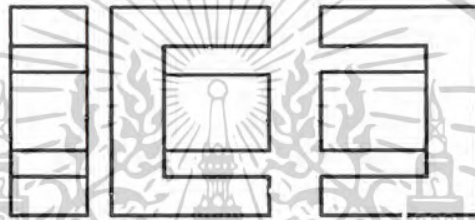
2.6.3 แกนเฟอร์ไรต์

1) ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

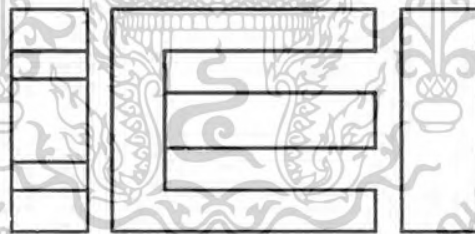
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง โดยทั่วไปจะถูกออกแบบที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์แบบบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงจรบรรจบกันได้ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ



รูปที่ 2.40 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE



รูปที่ 2.41 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI



รูปที่ 2.42 แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูงและในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI คำนึงถึงลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนขอบมันได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้จำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน

เอกสาร EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT ศึกษาด้านนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตามในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจ และศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

3) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเทอรีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเทอรีซิสได้เพียงอย่างเดียวปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร และมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

4) การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี และขนาดของแกนจากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times t}{N_p \times A_e} \times 10^8 \quad (2.6)$$

- เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์
 V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ เป็น โวลต์
 N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็น รอบ
 A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ตารางเซนติเมตร
 t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์จะมีค่ามากซึ่งการลดจำนวนของขดปฐมภูมิลงจะทำให้สามารถใช้ดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้ประโยชน์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วแรงดันตกคร่อมอินพุตจะไปตกคร่อมที่ทรานซิสเตอร์กำลังขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทนทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังพังเสียหายได้ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน

จึงมีข้อจำกัดที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

- 1) แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
- 2) ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดจะทำให้เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ค่าที่สุด

5) การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็นส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดเล็กเกินไปขดลวด และแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากหน้าตัดของแกน (Ae) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (Aw) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่างๆ ดังต่อไปนี้

- 1) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5 \Delta B_{(max)} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3} \quad (2.7)$$

- 2) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพุก-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B_{(max)} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3} \quad (2.8)$$

- 3) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4 \Delta B_{(max)} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๕. เมื่อ $\Delta B_{(max)}$ คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เกาส์
 f คือ ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เฮิรตซ์
 A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ตารางเซนติเมตร
 A_w คือ พื้นที่ช่องสำหรับพันลวดของบอบบิ้น เป็น ตารางเซนติเมตร
 D คือ ค่าความหนาแน่นของขดลวดปฐมภูมิ เป็น เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์
 P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้แกนเฟอร์ไรต์ เป็น วัตต์

ค่าของ A_e และ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยดูได้จากข้อมูลของผู้ผลิตที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของ D กำหนดได้จากขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พัน

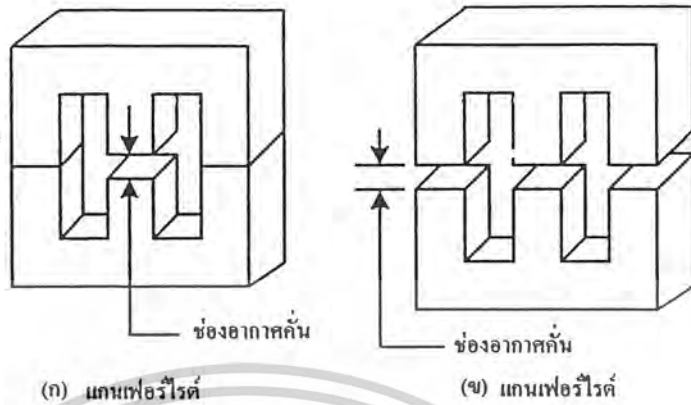
แสดงค่ากำลังที่เหมาะสมสำหรับแกนขนาดต่างๆ ในการใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (2.7), (2.8) และ (2.9) โดยกำหนดค่าความหนาแน่น D ไว้ที่ 500 เซอร์คูลาร์มิลต่อหนึ่งแอมป์

6) ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่จะใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยทำให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงตัวตึงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 2.25(ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียวและการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ



รูปที่ 2.43 การกำหนดช่องอากาศคั่น l_g

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประอบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประอบส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องตั้งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ

7) แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตใช้ค

หม้อแปลงสวิชิ่งสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และจะทำให้ตัวเอาต์พุตใช้คจะทำงานอยู่ในลักษณะที่ต้องสะสมพลังงานไว้ก่อนแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปจึงอาจกล่าวได้ว่ากำลังที่ได้จากหม้อแปลงมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเองในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตใช้ค พลังงานที่ถูกสะสมมีค่าเท่ากับ $1/2LI^2$ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI_{p(pk)}^2 = \frac{\Delta B_{(max)} l_g A_c}{0.4\pi} \times 10^{-8} \tag{2.10}$$

- เมื่อ l_g คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซนติเมตร
- A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซนติเมตร
- $\Delta B_{(max)}$ คือ ความหนาแน่นสูงสุดแกน เป็น เกาส์
- L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงหรือค่าเหนี่ยวนำของเอาต์พุตใช้ค เป็น เฮนรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ $\Delta B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ ($B_{(sat)} / 2$) จากสมการที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าเราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสมได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น lg หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (Ac เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติ การเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้กันมากกว่าเพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิง และ เอาต์พุต ไซค์มีขนาดเล็กอย่างไรก็ตามแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุด จะถูกกำหนดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบ จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้นดังสมการ

$$N = \frac{\Delta B_{(max)} \cdot lg}{0.47\pi \cdot p(pk)} \quad (2.11)$$

เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิหรือเอาต์พุต ไซค์

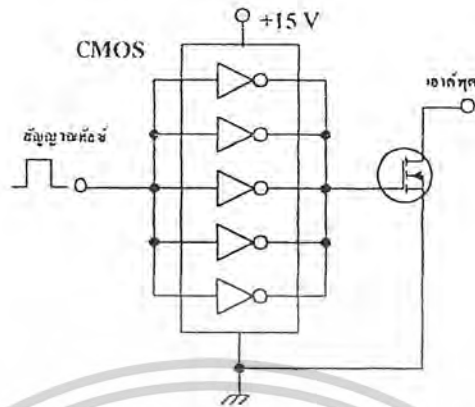
เนื่องจากระยะพันรอบนั้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดจากในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้นซึ่งจะทำให้หม้อแปลงของเอาต์พุต ไซค์ร้อน ผู้ออกแบบจึงควรพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

8) ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิไปตามทฤษฎี หม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรรูปที่ 2.18 จะเป็นดังนี้

$$\frac{Vp}{Vs} = \frac{Np}{Ns} = \frac{Ip}{Is} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.44 การขับมอเตอร์กำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

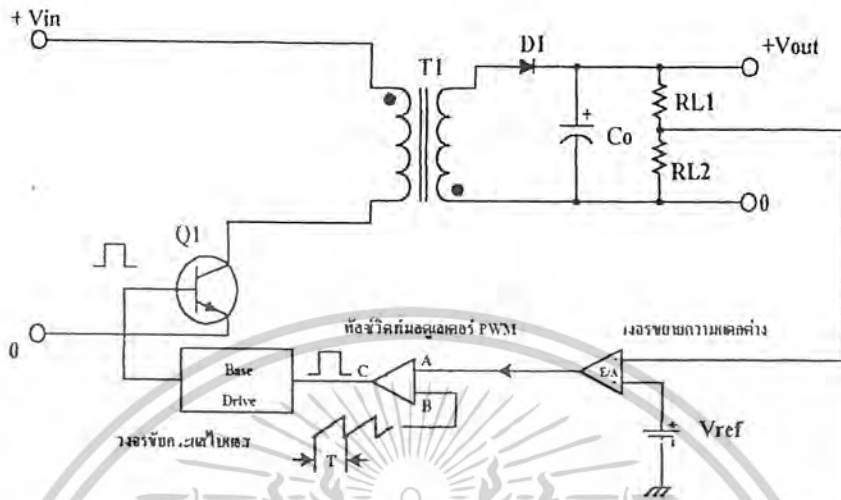
2.7 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลา นำกระแส (t_{ON}) ของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้น วงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์สวิตท่อมูเลชัน (Pulse Wide Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดัน และโหมดควบคุมจากกระแส

2.7.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมใน โหมดนี้จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.34

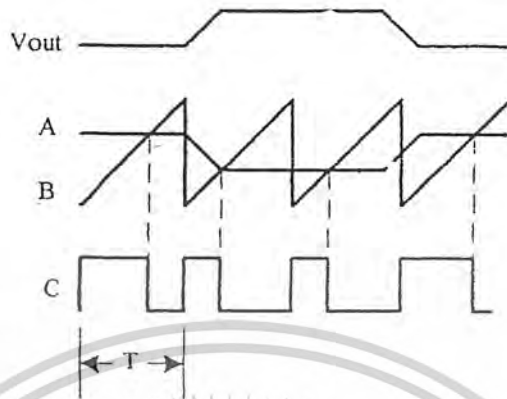
วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 2.45 วงจรสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีค่าคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์

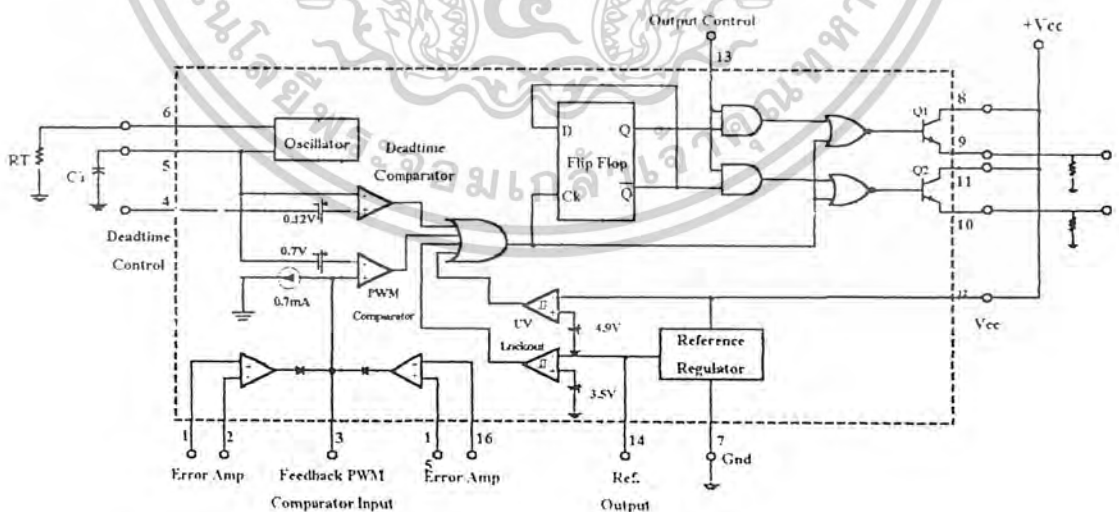
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตซึ่งผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟส 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน



รูปที่ 2.46 ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณเปลี่ยนกลับ และสัญญาณฟันเลื่อย

1) ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานโดยโหมดควบคุมจากแรงดันซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่งการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494



รูปที่ 2.47 โครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

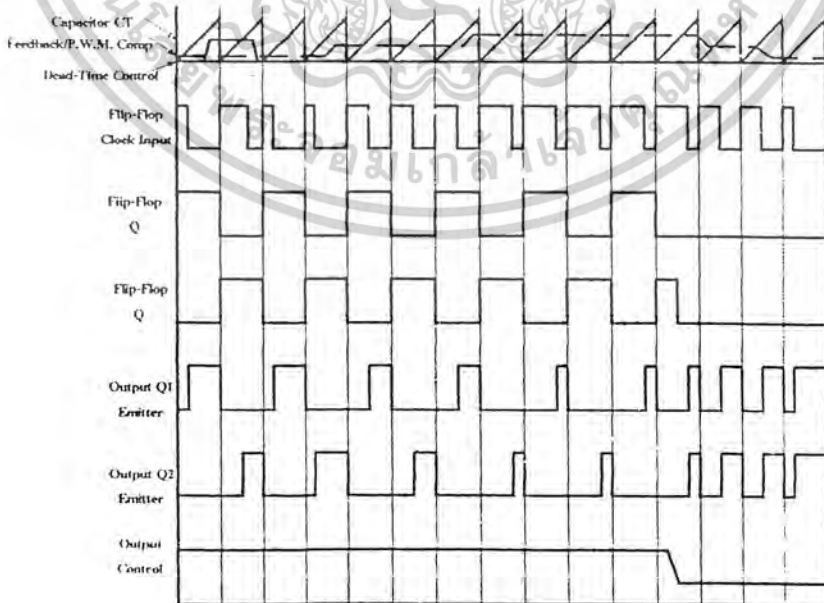
2) การกำหนดคาบเวลาทำงาน

วงจรถง TL494 เป็นวงจรถ PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \tag{2.20}$$

3) การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณพัลส์ฟันเลื่อยที่ ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรถขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อจา CK ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ "Low" เท่านั้น ซึ่ง CK จะเป็น "Low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.48 กลั่นลักษณะการทำงานของ TL494 หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่าสูงหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอน โหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc} - 2)$ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

4) การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D

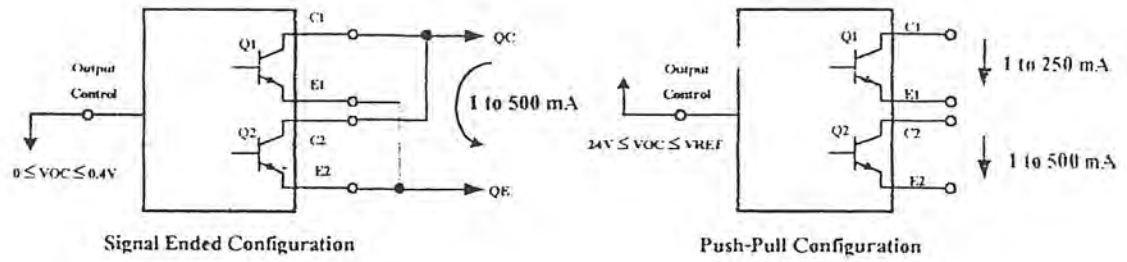
TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 ($+5V_{ref}$) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

5) การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ CT ดิซชาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา CK จะมีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 ($+5V_{ref}$) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุด ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นเลี้ยงของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นเลี้ยงของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 93% ของค่าคาบเวลา)

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง $70^\circ C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.49 การเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

2.7.2 วงจรควบคุมในโหมคควบคุมกระแส

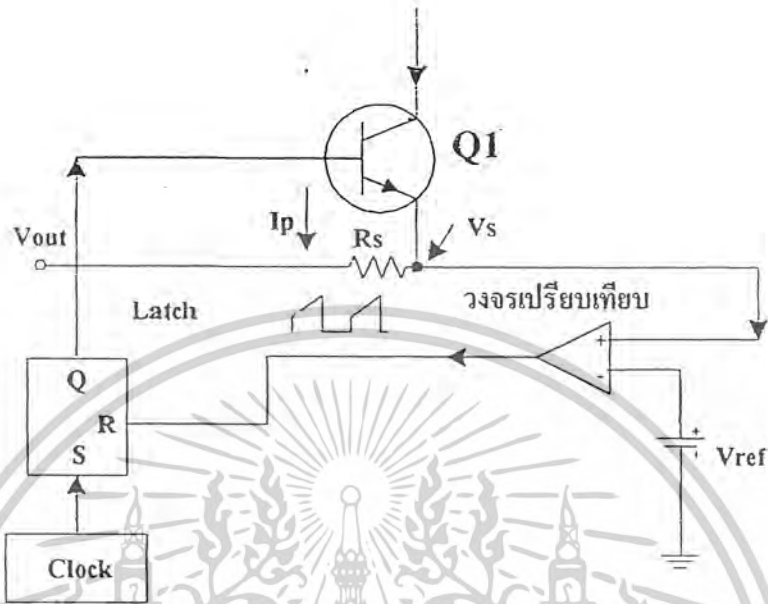
การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมใน โหมคควบคุมจากกระแส มีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมคควบคุมแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากอย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรถวลใน โหมคควบคุมจากกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเช่นกัน

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรถวลด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์เตอร์ของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 2.39 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น "High" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น "Low" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



รูปที่ 2.50 วงจรการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมคควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.51 ความคุมเมื่อคีตวงจรขยายความแตก่างออกและกำหนดแรงคั้นอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตคิงของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 ก็ะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขบจุมลุมิและตัวค้ำนทาน R_s ที่ค้ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงคั้น V_s ตกคร่อมที่ตัวค้ำนทาน R_s ค้้วย

แรงคั้นตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงคั้นอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบคั้งนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงคั้นอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงคั้น V_s ที่ตกคร่อมตัวค้ำนทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงคั้นอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงคั้น V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงคั้นอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นค้้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์ลดลง ทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงคั้นอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงคั้น V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์จึงเพิ่มขึ้นทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นค้้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อไหลค้ดลงที่ คอนเวอร์เตอร์

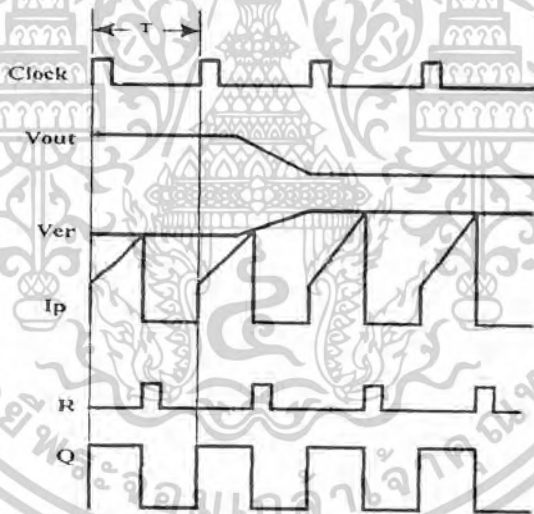
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ได้ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน อินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมในรูปที่ 2.40 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น ทรานซิสเตอร์กำลังจะใช้เวลานานกว่าจะกลับสู่ค่าเดิมด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่า

แรงดันที่เอาต์พุตของวงจขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเอาต์พุตของวงจขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง ทรานซิสเตอร์กำลังจึงใช้เวลานานกว่าจะกลับสู่ค่าเดิมด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่น และแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.52 การทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจควบคุมใน โหมคควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจควบคุมใน โหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1) ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า และทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจ เกเอาต์พุต

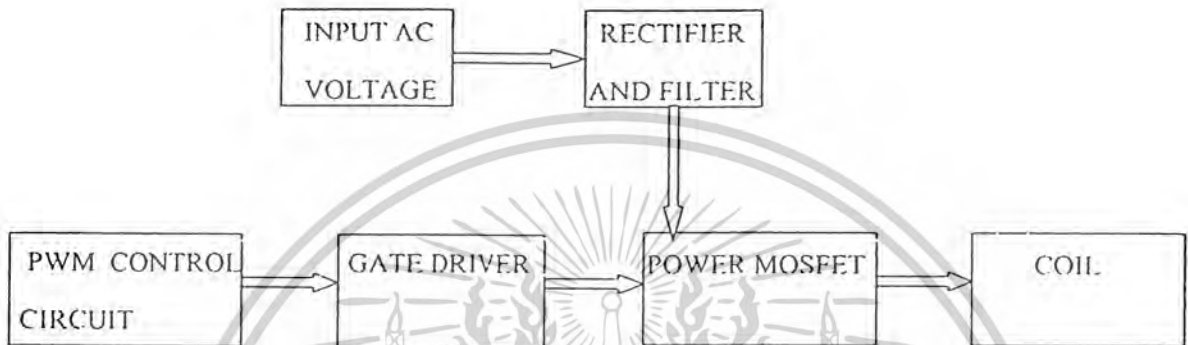
2) สามารถป้องกันกระแสไหลล้นเกินได้ด้วยการทำให้จำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ลักษณะของพัลส์คือพัลส์อย่างรวดเร็

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร

3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของระบบ

อธิบายการทำงานส่วนต่าง ๆ ได้ดังนี้

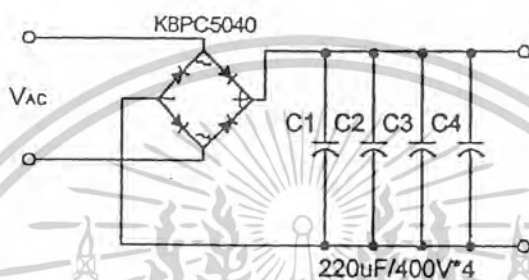
1. Rectifier and filter เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมแอมพลิจูด ควบคุมความถี่เกิด และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับแก๊ท โดยเฉพาะ เพื่อเป็นส่วนช่วยในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
4. POWER MOSFET เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังกระแสเอาต์พุต
5. Coil output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมดไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้ก็คือ รับพลังงานโดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตเพื่อให้เป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจรกรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันกระเพื่อม (ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดก็คือบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือกใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถทนกระแสขณะได้รับไบอัสตรงของค่ากระแสที่สามารถใช้งานได้มีแรงดันเบรคดาวน์ (breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้ สำหรับการเรกติไฟรีเออร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรายงานนี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของบริดจ์เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ดังรูปเป็นตัวแปลงจากไฟสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาที่จุด A และ B เพื่อส่งผ่านส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แล้วส่งผ่านไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเป็นตัวช่วยในการสะสมพลังงาน ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เป็นตัวกรองแรงดันให้ได้ไฟตรงที่เรียบขึ้นในลักษณะของ C filter



รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้งสองตัวนี้มีค่าเท่ากันคือ 220 μF / 400V ต่อขนานกัน เพื่อเป็นการเพิ่มความจุ จะได้ความจุประมาณ 880 μF เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกันของตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ให้มีค่าน้อยลง

3.3 วงจรควบคุม (Control CIRCUIT)

ในปัจจุบันได้มีการผลิต ไอซีใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีหลักการทำงานคล้าย ๆ กันดังเช่นในที่นี้ได้เลือกเบอร์ TL 494 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุกต์ใช้งาน ได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกกล่าวเฉพาะรายละเอียดของ ไอซีเบอร์ 494 นี้เท่านั้น ซึ่งข้อมูลต่าง ๆ ดังที่ภาคผนวก

หลักการทำงาน

ที่ขา 5 และ ขา 6 จะเป็นตัวกำหนดสัญญาณแรมป์ซึ่งจะมีลักษณะเป็นสัญญาณฟันเรียว และที่ขา 11 และขา 8 นั้นเป็นสัญญาณรูปลี่เหลี่ยมที่มี DEAD TIME จะถูกจ่ายออกไปจาก OUTPUT OPEN COLLECTOR ซึ่งมีแหล่งจ่ายกระแสจากภายในตัว ป้อนผ่านขาตั้งกล่าว จากนั้นจะต่อเข้ากับ BUFFER ซึ่งเป็น IC 4049 เพื่อที่จะขยายกระแส และไปเข้าที่ MOSFET อีกที เพื่อที่จะนำไปไปคอน

ให้กับหม้อแปลง coupling เพื่อไปเข้าแก่คให้กับ POWER MOSFET และใช้ 7815 กับ 7915 เป็นวง

จร REGULATOR ให้กับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ภาค POWER OUTPUT

ซึ่งวงจรนั้นเป็นไปตามรูปสำหรับวงจรนี้เป็นส่วนที่พัฒนาขึ้นเพื่อจุดประสงค์ในการทดลองต้องการใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และเพื่อต้องการให้มีส่วนของกาจ่ายแรงดันที่มีกำลังสูงพอ คือให้จ่ายกระแสที่สูงนั่นเอง วงจรนี้ประกอบไปด้วยส่วนของ C-Filter คือ C1, C2, C3 สำหรับ C3 ถึง C8 นั้นเป็นตัวเก็บประจุที่ใช้ในการจ่ายกระแสให้กับส่วนของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ ส่วน R1 และ R2 ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดัน และ R3, C9, D5 และ R4, C10, D6 นั้นเป็นวงจรสแน็บเบอร์

วงจรโหลดเป็นส่วนที่ต่อมาจากชุดเพาเวอร์ ซึ่งประกอบไปด้วยหม้อแปลงที่ใช้ส่งถ่ายพลังงานจากคอนเวอร์เตอร์ไปยังขดลวดความร้อน สัญญาณที่เข้ามาเป็นสัญญาณที่มีความถี่สูงดังนั้นจึงต้องใช้แกนเฟอร์ไรต์ ขดลวดค้ำปฐมนุมิจะค่อรีโซแนนซ์แบบขนาน เพื่อให้เกิดกระแสสูงในด้านทุติยภูมิ

สำหรับหม้อแปลงตัวนี้ขดลวดทางด้านทุติยภูมิจะพันรอบไว้หน่อย ๆ เอาไว้ 6 รอบเท่านั้น เพื่อให้ได้กระแสสูงและจ่ายกำลังงานให้แก่ขดลวดมาก ๆ ซึ่งการคำนวณค่ารีโซแนนซ์เป็นดังต่อไปนี้

ค่าความถี่รีโซแนนซ์ (f_0)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

โดย

- f_0 = ความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์
- L = ค่าความเหนี่ยวนำ
- C = ตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดรีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับการใช้งานที่ แรงดัน 14 V กระแส 20 แอมแปร์ โดยใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 ที่ทำจากแกนเฟอร์ไรท์ชนิด H 45 ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.25 ตารางเซนติเมตร และมีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัวประมาณ 4700 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์

คำนวณการพันหม้อแปลงจากประสิทธิภาพในการ Switching 80% (14V)

$$\begin{aligned} P_{out} &= V_{out} \times I_{out} \\ &= 14 \text{ V} \times 20 \text{ A} \\ &= 280 \text{ w (J/Sec)} \end{aligned}$$

หาอัตรา turn ratio (100%)

$$\begin{aligned} \text{turn ratio} &= \frac{14 \times 100 \%}{80 \%} \\ &= 17.5 \end{aligned}$$

พลังงานทั้งหมดที่ Load ใน 1 คาบเวลา

$$\begin{aligned} p &= 280 \text{ w} = E \\ \text{Period} &= 4 \times 50 \text{ Msec} \\ E &= 280 \times 4 \times 50 \text{ Msec} \\ &= 0.056 \text{ J} \end{aligned}$$

พลังงานใน 1/2 คาบเวลา

$$\begin{aligned} E &= \frac{0.056}{2} \\ &= 0.028 \text{ J} \end{aligned}$$

กระแส secondary (80 %)

$$\begin{aligned} I_s &= \frac{I_{out}}{0.8} \\ &= \frac{20}{0.8} \\ &= 25 \text{ A} \end{aligned}$$

กระแส primary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 i_p &= \frac{i_s}{\text{turn ratio}} \\
 &= \frac{25}{17.5} \\
 &= 1.428 \text{ A}
 \end{aligned}$$

พลังงานที่ primary ที่ (70 %)

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{0.028}{0.7} \\
 &= 0.04 = \frac{1}{2} L_p i_p^2
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_p &= \frac{0.04 \times 2}{(1.428)^2} \\
 &= 39.23 \text{ mH}
 \end{aligned}$$

คำนวณรอบ N_p

กำหนดให้ A_p

N_p

$$\begin{aligned}
 &= 3380 \text{ nH/T}^2 \\
 &= (4 / A_p) \\
 &= \sqrt{(39.23 \times 10^{-3}) / (3380 \times 10^{-9})} \\
 &= 107.73 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

เผื่อ (15 %) จากอัตรา Turn

N_p

$$\begin{aligned}
 &= \frac{107.73}{0.85} \\
 &= 126.75 \\
 &= 127 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

คำนวณรอบ

N_s

N_s

$$\begin{aligned}
 &= \frac{N_p}{\text{Turn ratio}} \\
 &= \frac{127}{17.5} \\
 &= 7.25 \\
 &= 8 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ

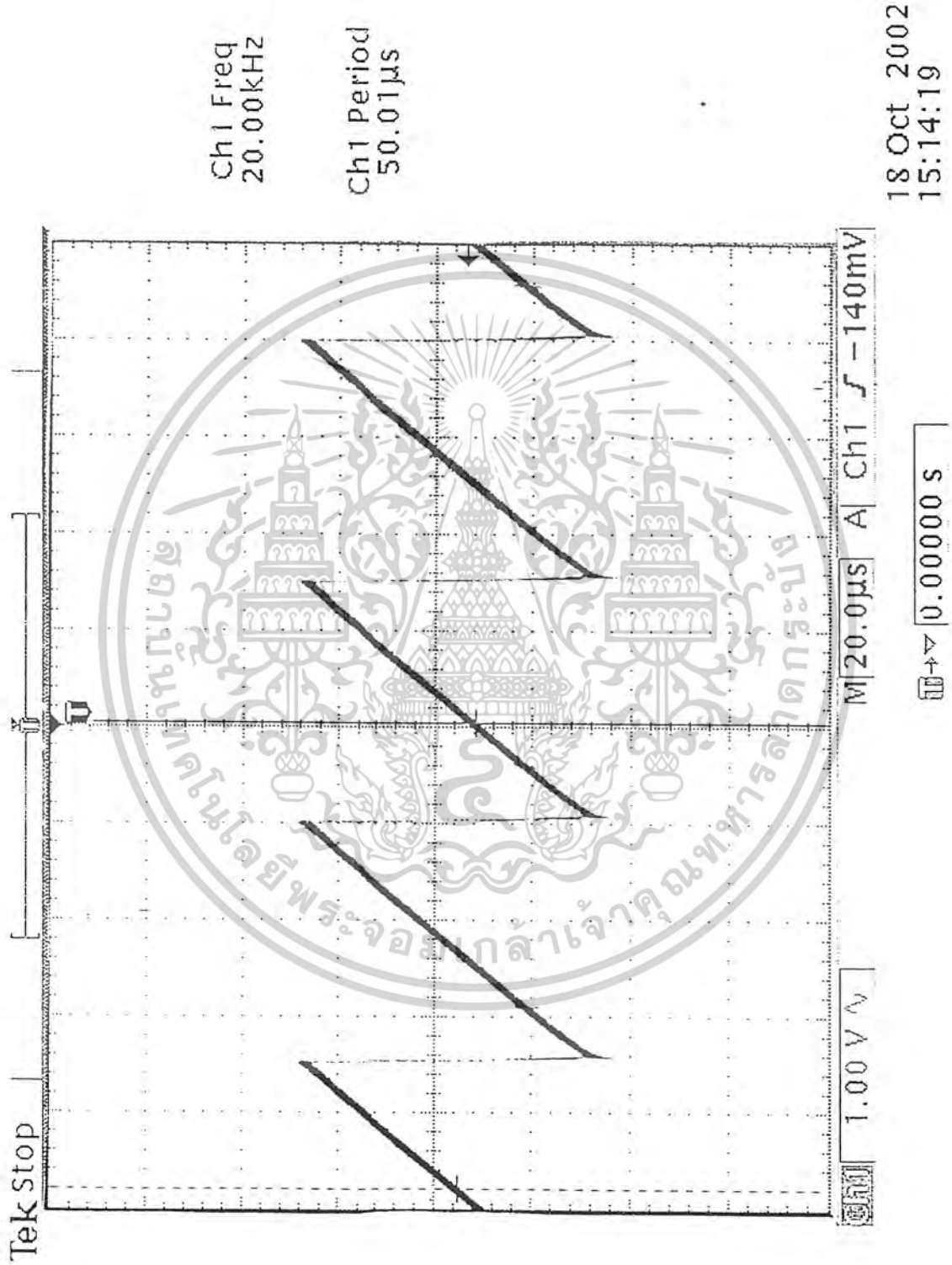
4.1.1 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 5 ของ IC TL 494 มีลักษณะเป็นคลื่นเอียง (ramp wave) ส่วนคาบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิตซ์ ซึ่ง ส่วนช่วงเวลาในลักษณะขาของรูปสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้อุปกรณ์สวิตซ์หยุดนำกระแส (dead time) ดังรูปที่ 1

4.1.2 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 9 กับ ขา 10 ของ IC TL 494 เป็นสัญญาณพัลส์ที่มี dead time ทำหน้าที่เป็นเอาต์พุตพัลส์ที่จะส่งไปควบคุมการสวิตซ์ที่ขาเบสของ TIP 31 และ TIP 32 ได้ สัญญาณเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม (square wave) ดังรูปที่ 2

4.1.3 รูปสัญญาณที่วัดจากขาอิมิตเตอร์ของขา TIP 31 กับ ขา TIP 32 เพื่อส่งไปขับเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3

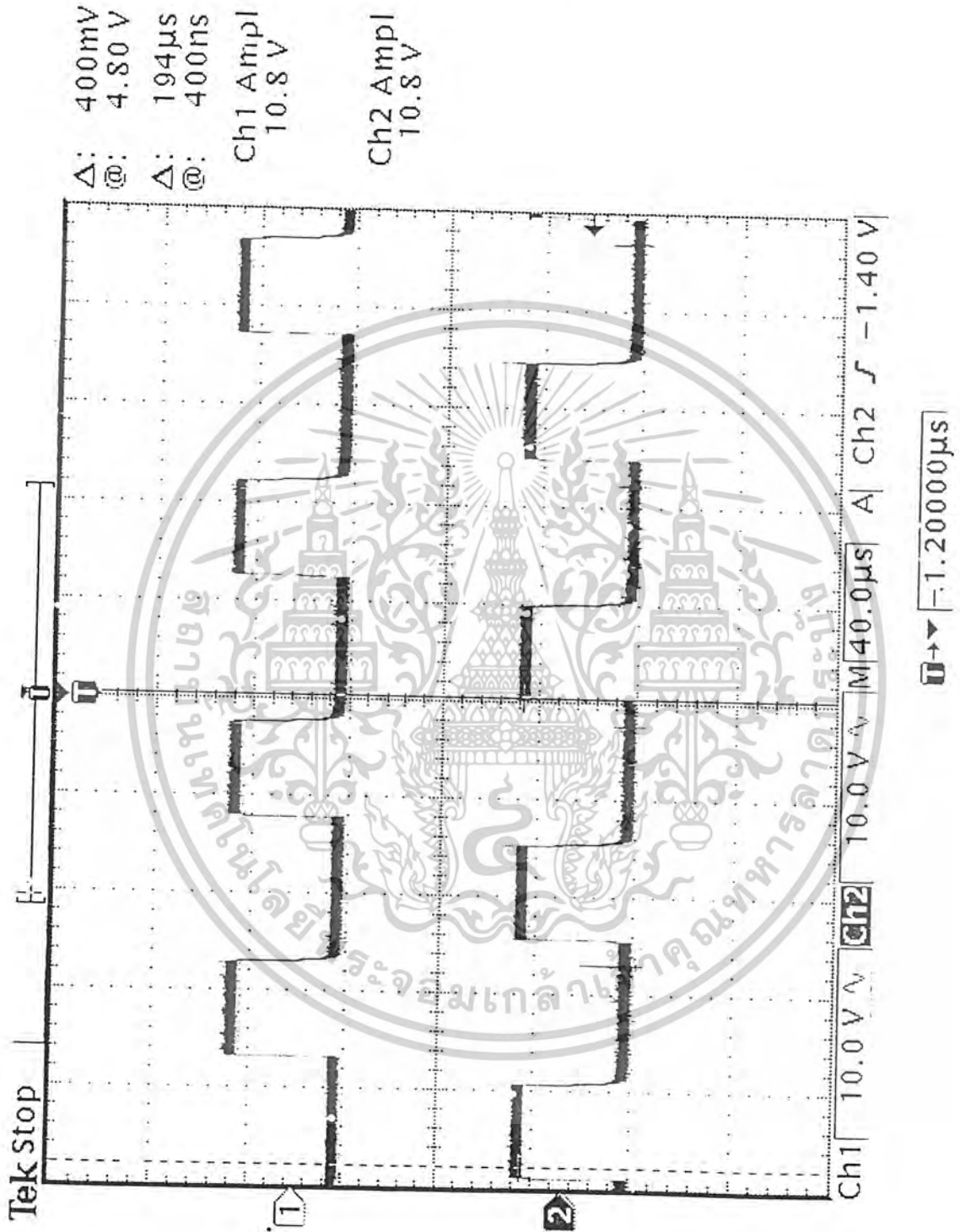
4.1.4 รูปสัญญาณที่วัดได้จากขาเกทเทียบกับแหล่งจ่ายของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว จะได้สัญญาณ ดังรูปที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น **วันที่ห้ามคัดลอกและเผยแพร่: ๕ ธ.ค. ๕๙** IC-TL-49

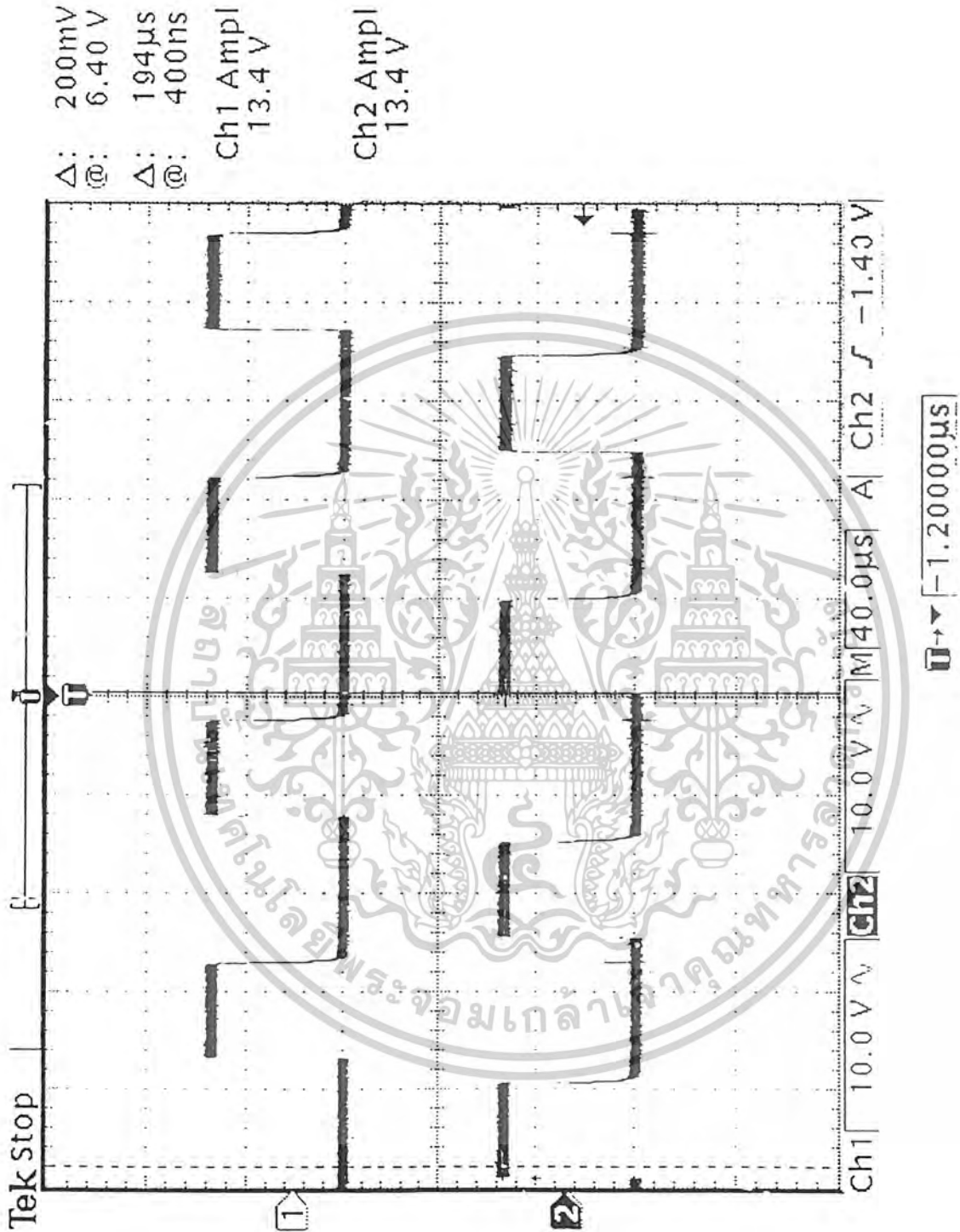
tek00003 (480x640x256 tiff)



รูปที่ 2 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขา 9 กับ ขา 10 ของ IC TL 494

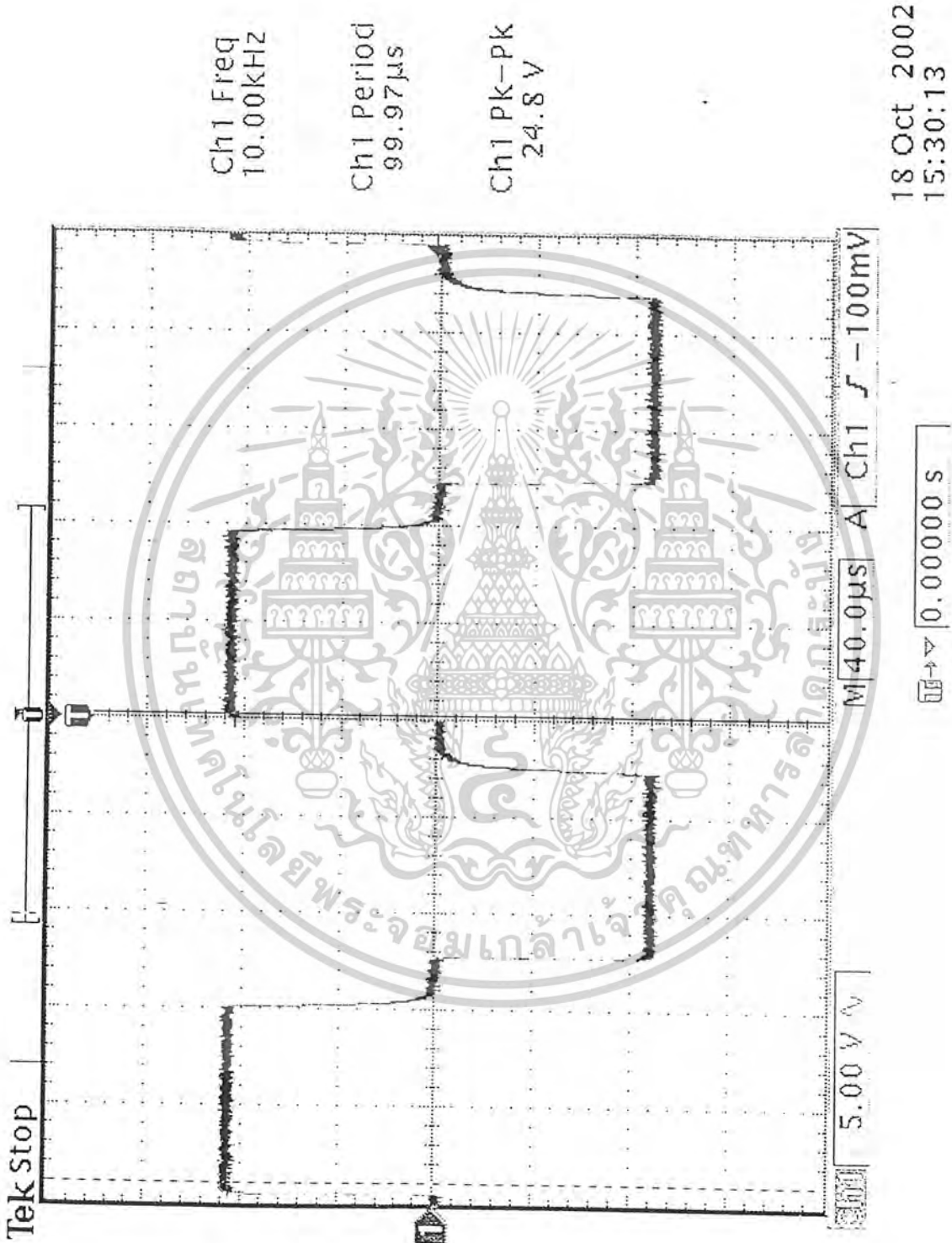
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

tek00004 (480x640x256 tiff)



รูปที่ 3 แสดงรูปสัญญาณที่วัดจากขาอิมิตเตอร์ของขา TIP 31 กับ ขา TIP 32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นที่เอกสารรูปถ่ายที่วัดได้จากภาคที่เกี่ยวกับแหล่งจ่ายของมอสเฟตทั้ง 2 ตัว
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ขั้นตอนการทดลอง

ขั้นตอนการทดลองต่างๆ มีดังต่อไปนี้

1. กำหนดความถี่ในการสวิตช์ที่ IC TL494 ไว้ที่ 20 KHz
2. กำหนดค่าเดดไทม์ให้คงที่
3. ตรวจสอบสัญญาณที่ภาคคอนโทรล
4. ประกอบวงจรภาคอินพุท . ภาคเพาเวอร์
5. ออกแบบหม้อแปลงเอาต์พุท
6. ประกอบวงจรทั้งหมด
7. ป้อนไฟ สลับอินพุทที่ 220 Vac

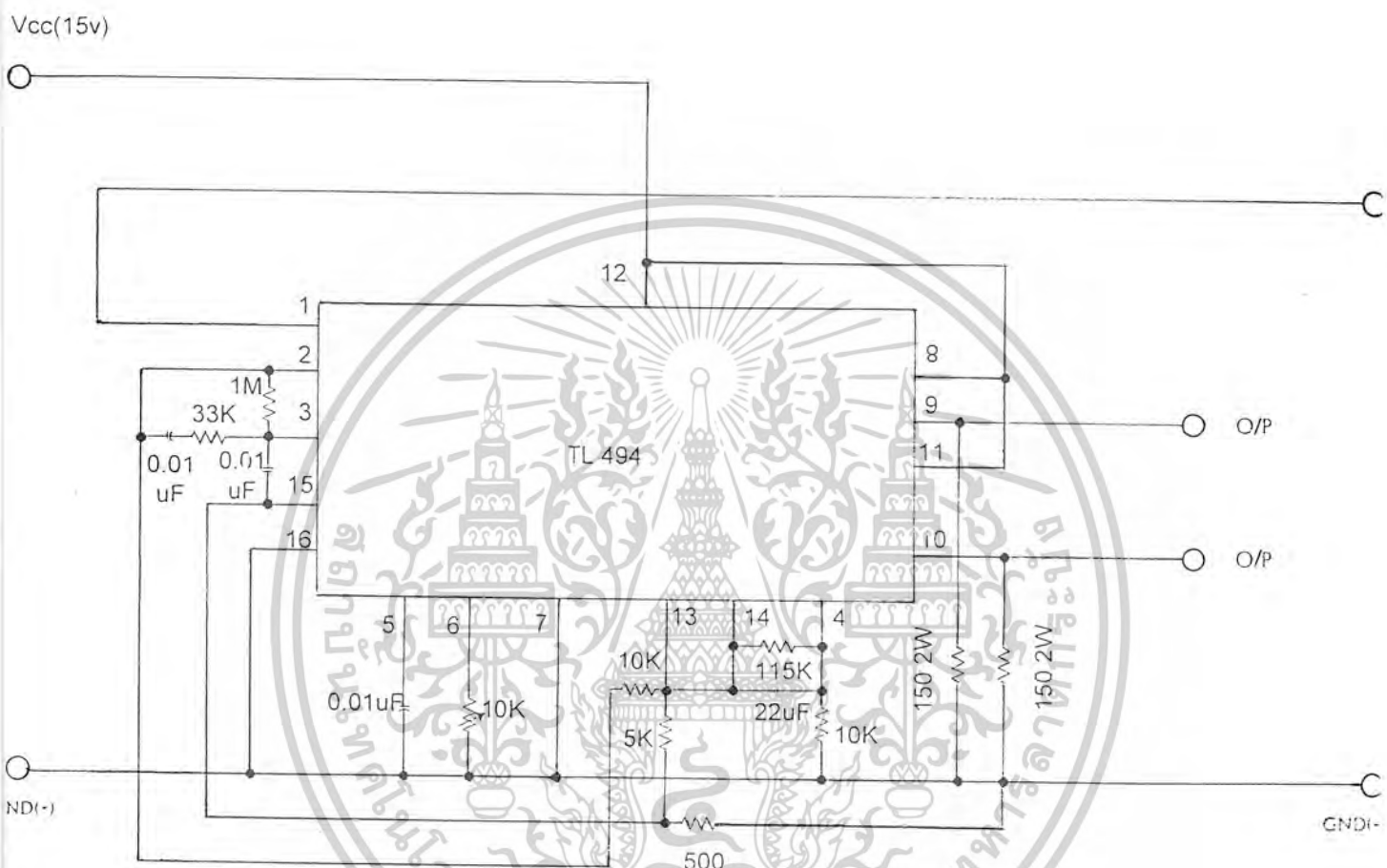


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 การทดลองวัดค่าต่างๆ ที่โหลดต่างๆ กัน

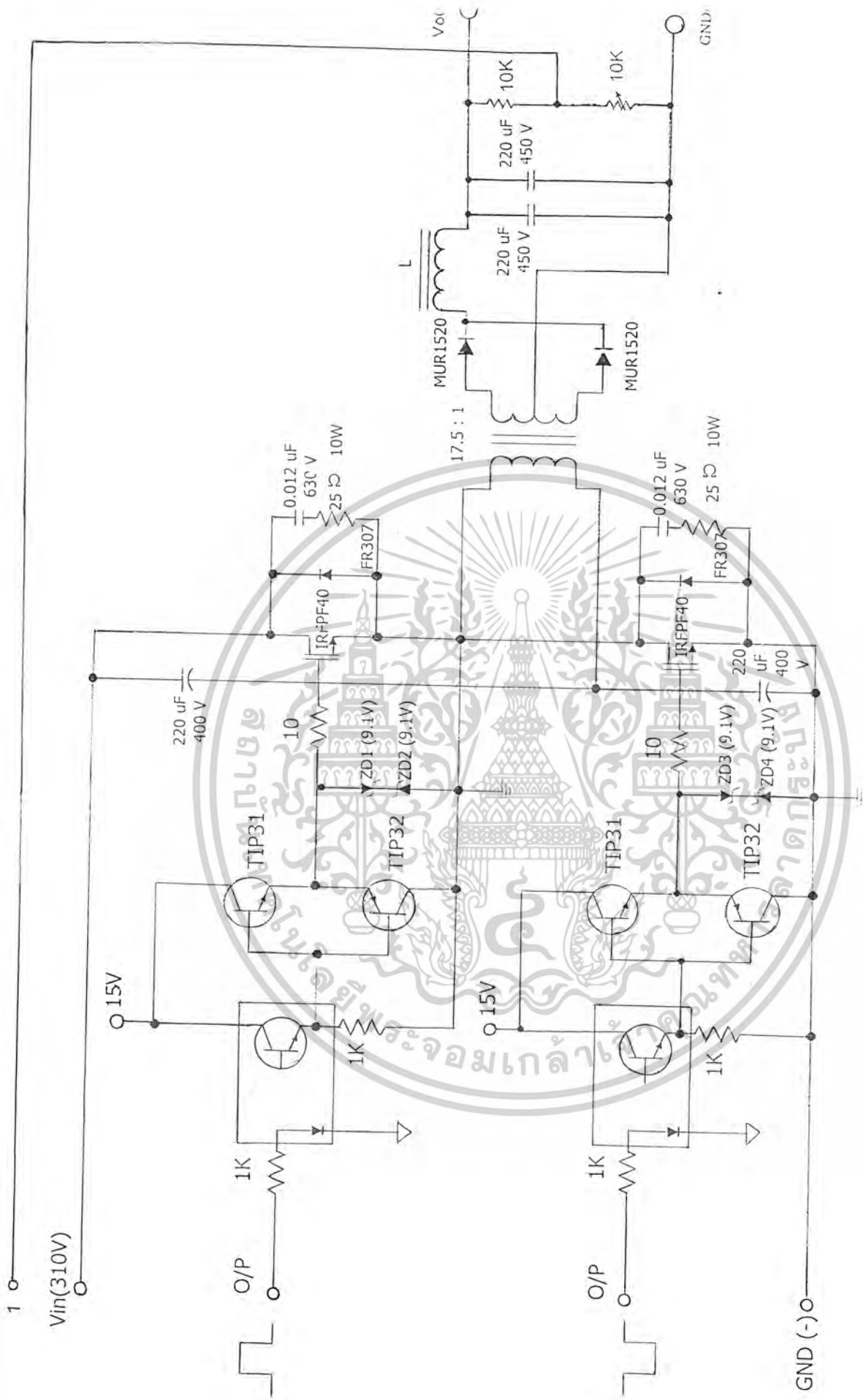
Vac (Volt)	Load (ohm)	Vout (Volt)
110	Noload	5.5
110	500	5.5
110	400	5.45
110	300	5.42
110	200	5.41
110	100	5.4
110	50	5
110	25	5
110	10	5
110	5	5
110	4	5
110	3	4.8
110	2	4.7
110	1	4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป วงจรภาค control โดย TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรภาค POWER และภาค OUTPUT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองพบว่าที่แรงดันไฟสลับอินพุต (Vac) มีค่าต่ำ จะทำให้กระแส (Iin) มีค่าต่ำด้วย แต่เมื่อเพิ่มแรงดันไฟสลับอินพุต (Vac) แล้วกระแส (Iin) ก็เพิ่มขึ้นตาม ในการทดลองเพิ่มค่าแรงดันจากค่าที่น้อย ๆ จนถึงแรงดัน 220 Vac จะต้องตรวจสอบการทำงานของอุปกรณ์แต่ละตัวโดยเฉพาะ power MOSFET , หม้อแปลงเอาต์พุต และผลจากโหลดค่าต่าง ๆ จึงพอสรุปปัญหาและแนวทางแก้ไขดังนี้

5.2 ปัญหาขณะทำการแก้ไข

1. เกิด High Frequency Oscillation ขึ้นที่หม้อแปลงเอาต์พุต เนื่องมาจาก Gate input มีค่า Capacitance สูงประกอบกับมี Stray Inductance ของลวดลายวงจรหรือสายเคเบิลมีแนวทางในการแก้ไขปัญหาคือใส่ Rg ที่ขา Gate
2. เกิดเสียงที่หม้อแปลงเนื่องจากการทำงานและจำนวนรอบที่ไม่เหมาะสม ควรตรวจสอบแนวทางในการแก้ไขคือ ทดลองพันหม้อแปลงเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม
3. เกิดการร้อนขึ้นที่ MOSFET แก้ไขโดยตรวจสอบสัญญาณที่วงจรเข้าและว่ามีสัญญาณที่ถูกตัดทิ้งหรือไม่

จากผลการทดลองจะทำให้ทราบถึงปัญหาและการแก้ไข เพื่อเป็นประโยชน์ในการที่จะพัฒนาเพื่อนำไปใช้ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

1. กฤษณา วิสวธีรานนท์, “Inverter หลักการทำงานและเทคนิคการใช้งาน”, คณะวิศวกรรมศาสตร์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536
2. Ned Mohan, “Power Electronics, Converter, Applications and Design” , John Wiley & Sons, Inc., 1995
3. โสภณ สมัยรัฐ, “ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแวกเตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์”, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538
4. วิทยา รักษ์ธนกุล, ประเสริฐ คาวลอย “ปริญญาธิพนธ์” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
5. คำรณ มะนาวหวาน, เอกนรินทร์ พ่วงโสภณ “โครงการ Switching Power Supply” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
6. สุวัฒน์ คั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” บ.เอนเทคไทย, 2537



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

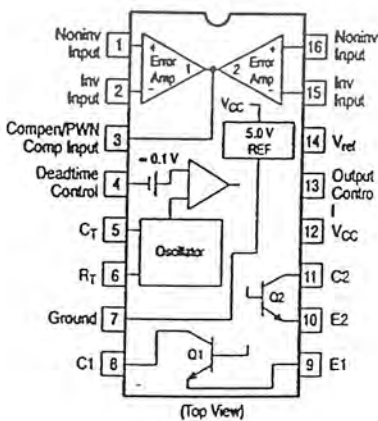
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation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

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V_{C1} , V_{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1.)	I_{C1} , I_{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80		$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T_A	0 to +70 -40 to +85		$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45		$^\circ\text{C}$

1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



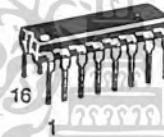
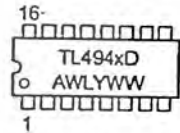
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

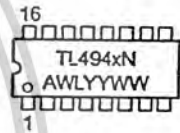
MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



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

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	500 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	500 Units/Rail

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น 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.

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

ERROR AMPLIFIER SECTION

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

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

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

DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

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

OSCILLATOR SECTION

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

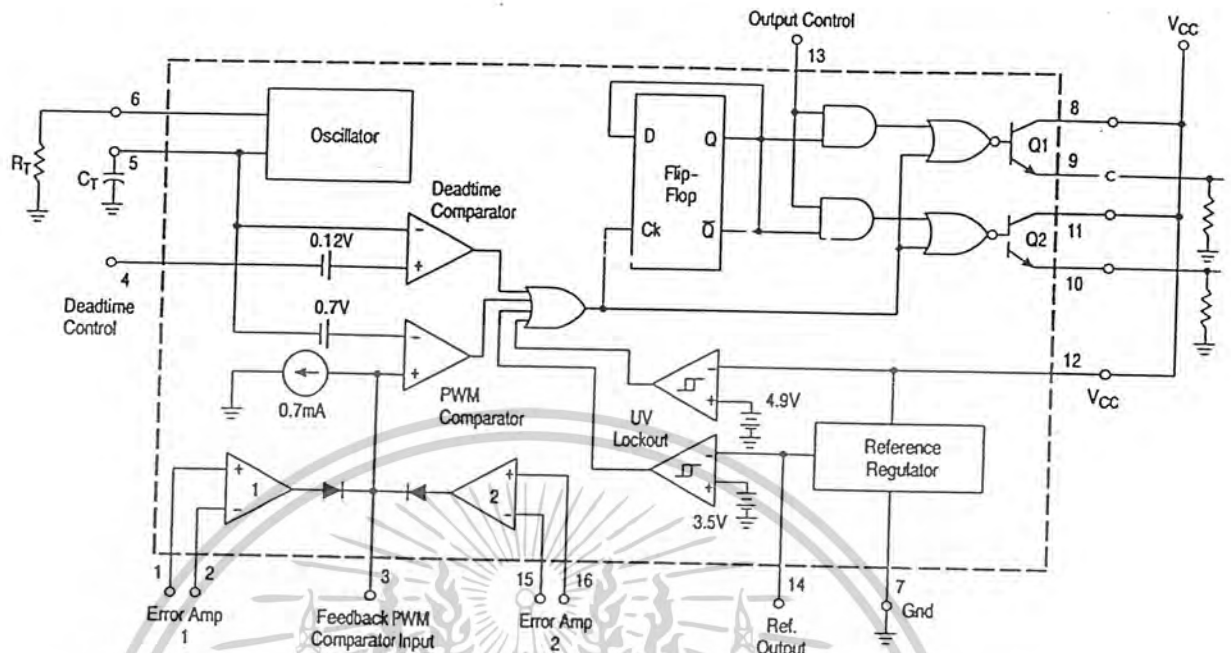
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
---	----------	-----	------	-----	---

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	10	mA
		–	7.0	15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

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

TL494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

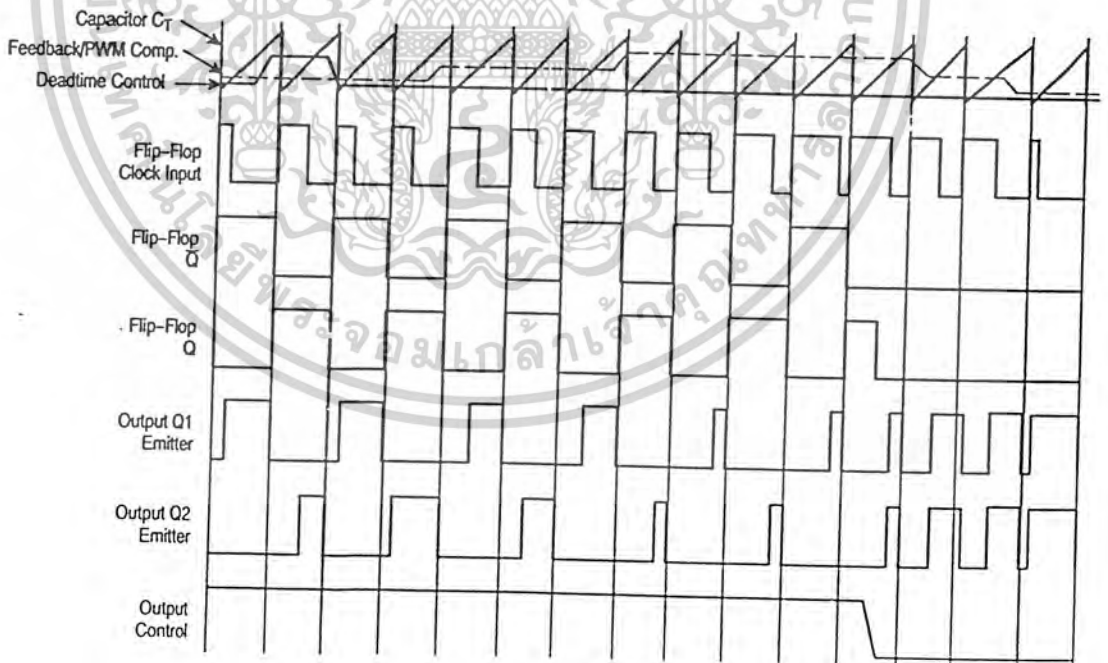


Figure 2. Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น <http://onsemi.com> ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

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

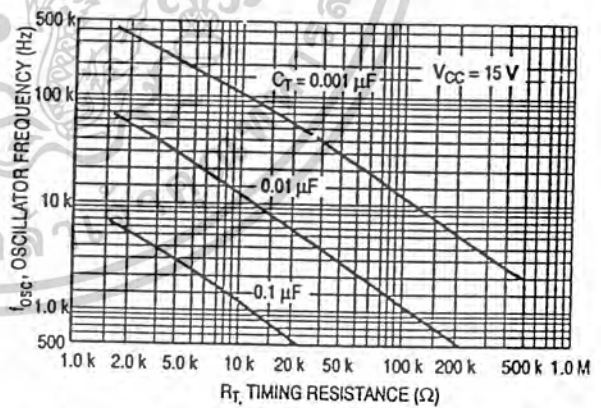


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

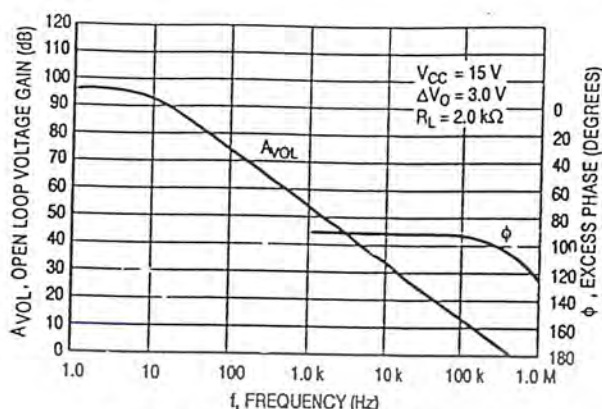


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

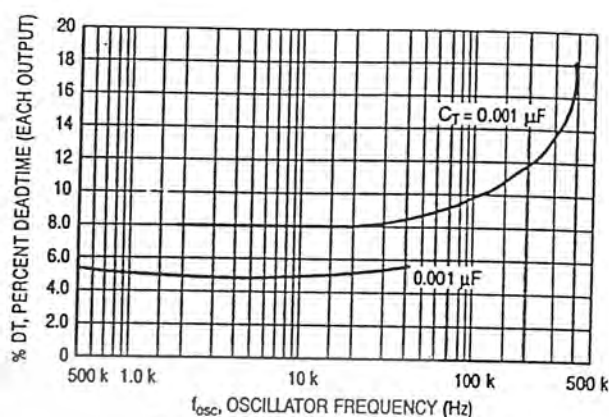


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

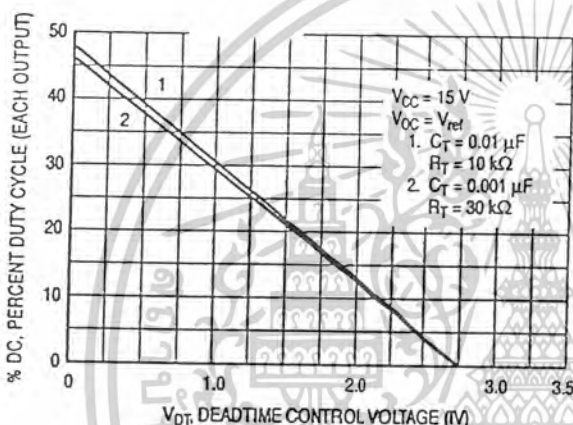


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

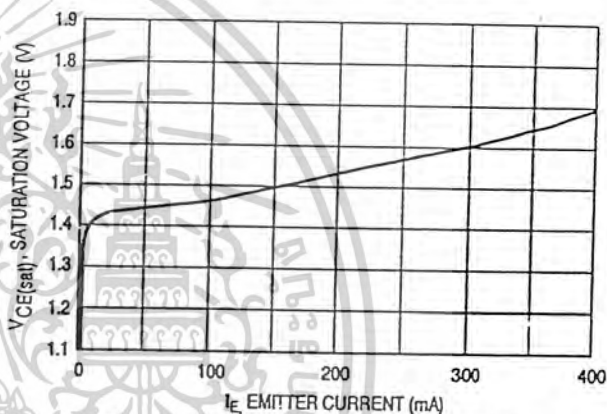


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

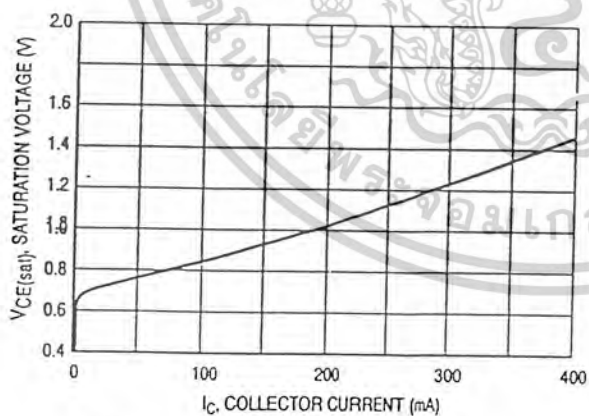


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

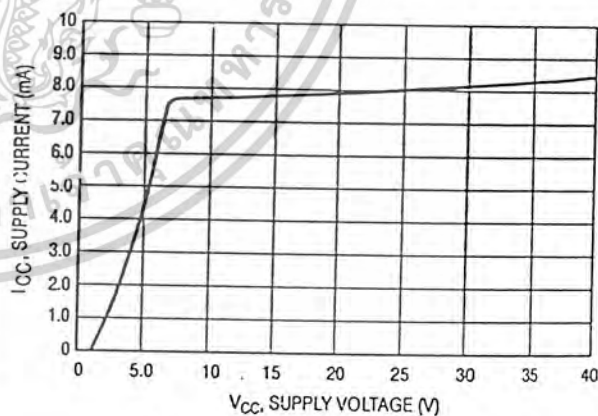


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

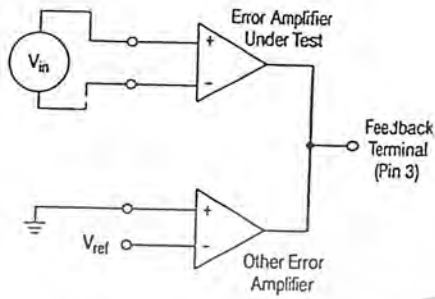


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

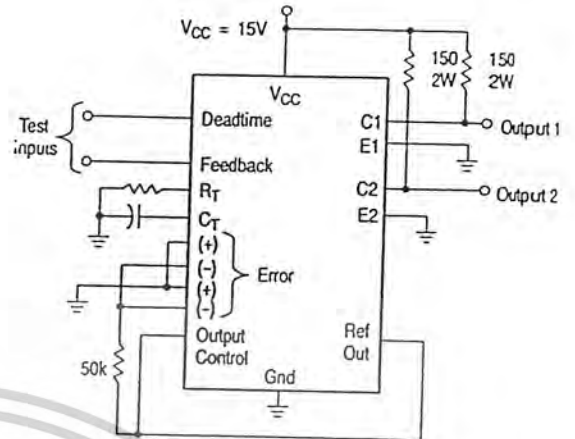


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

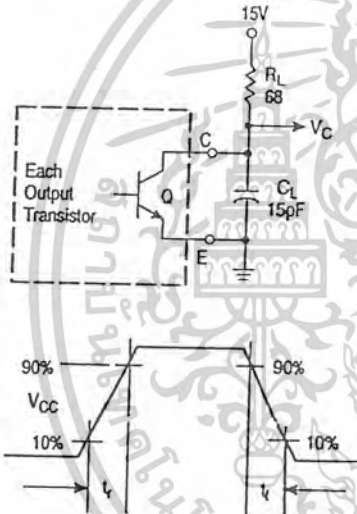


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

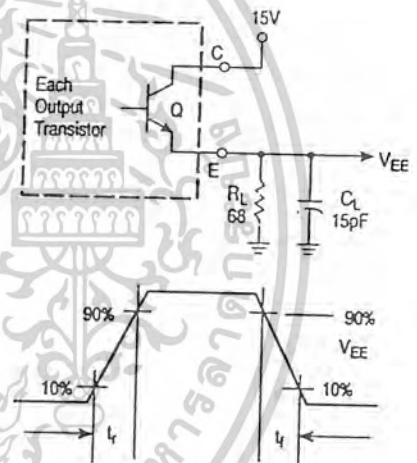


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

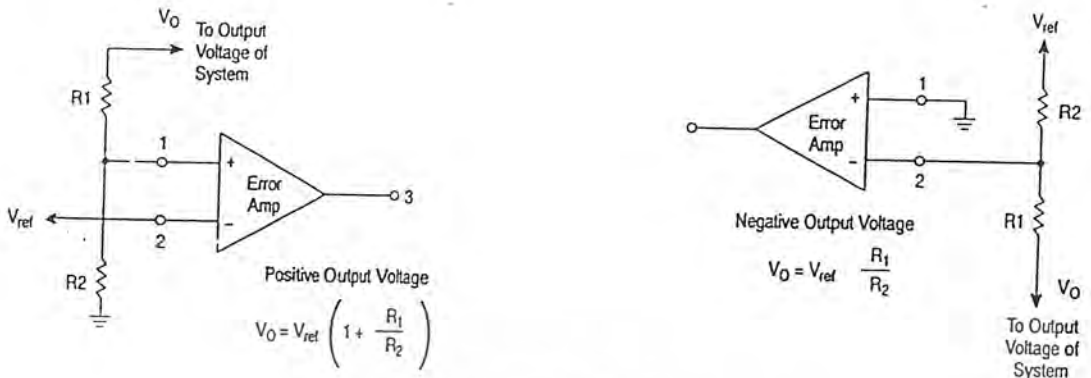


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

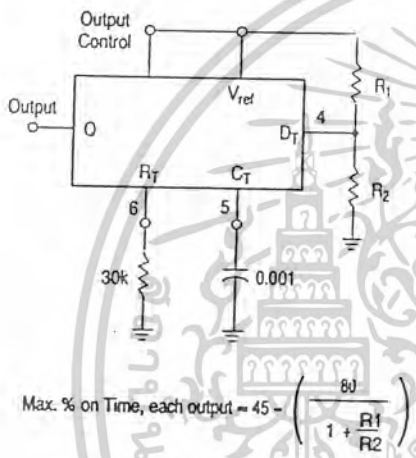


Figure 15. Dead-time Control Circuit

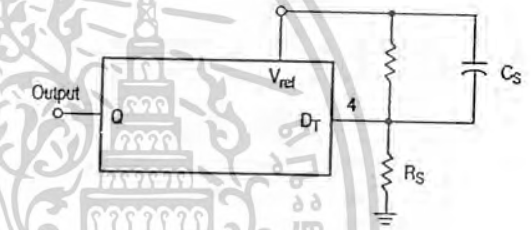


Figure 16. Soft-Start Circuit

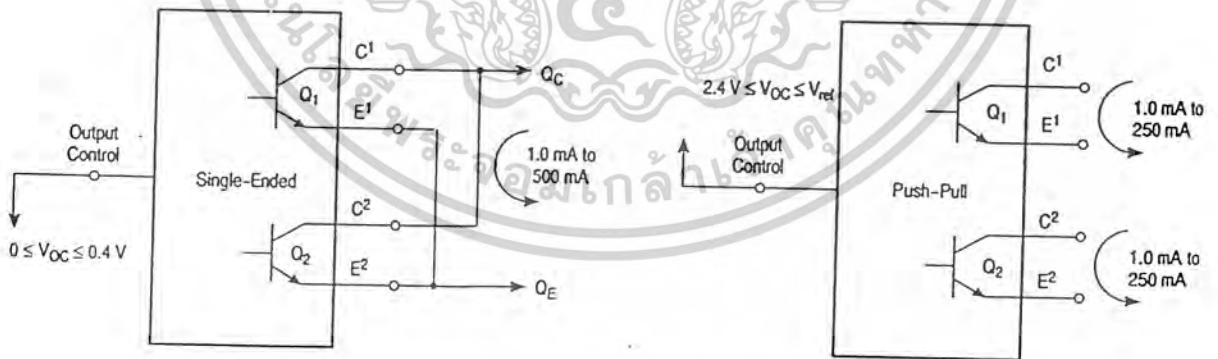


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

TL494

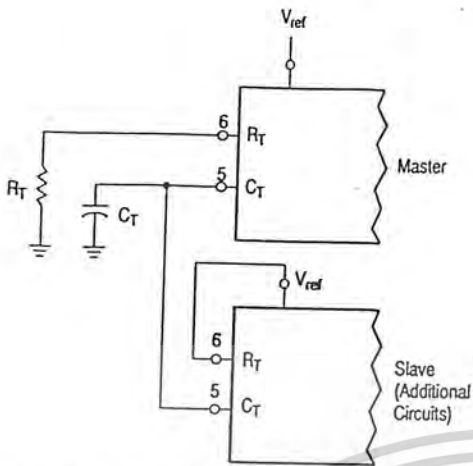


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

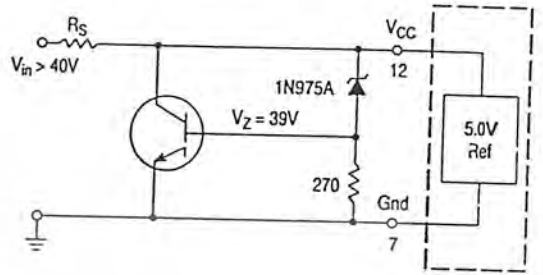


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

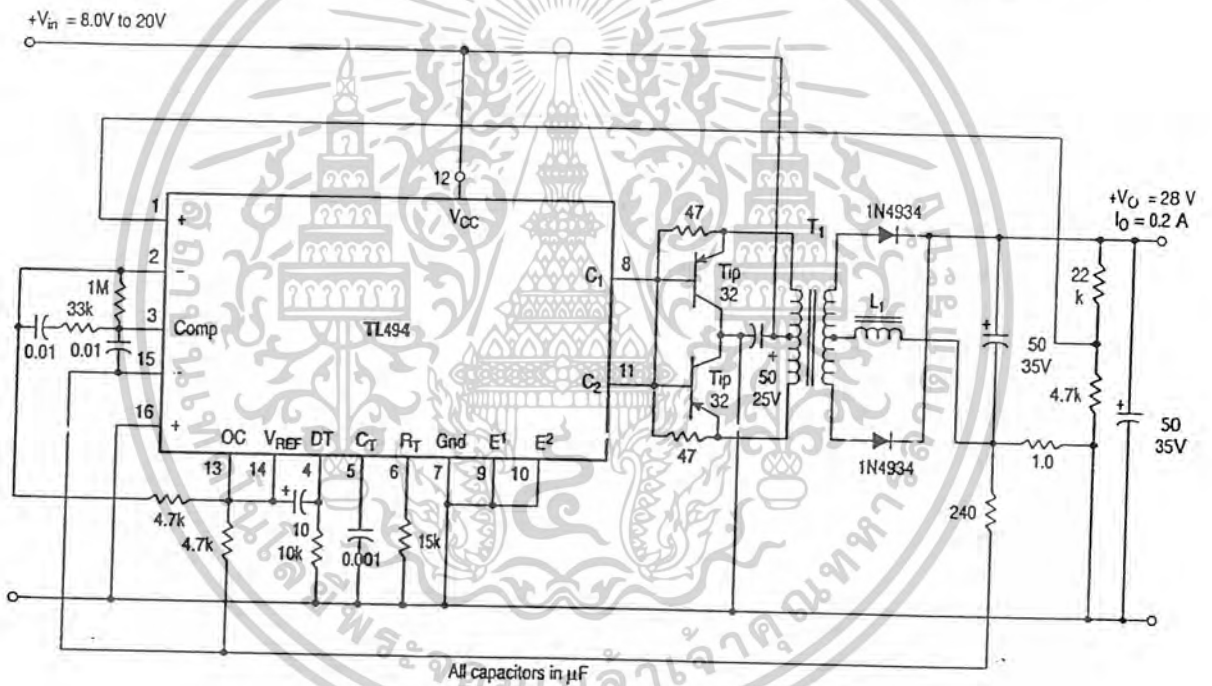


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

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

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

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

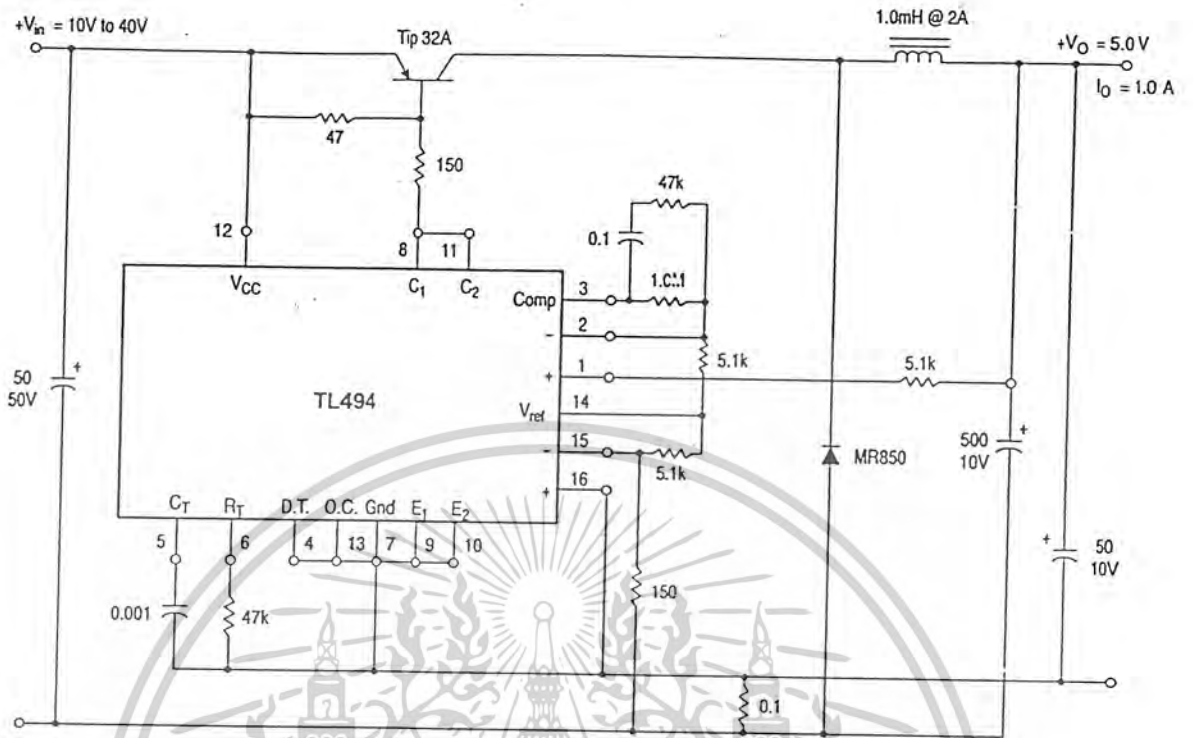


Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

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

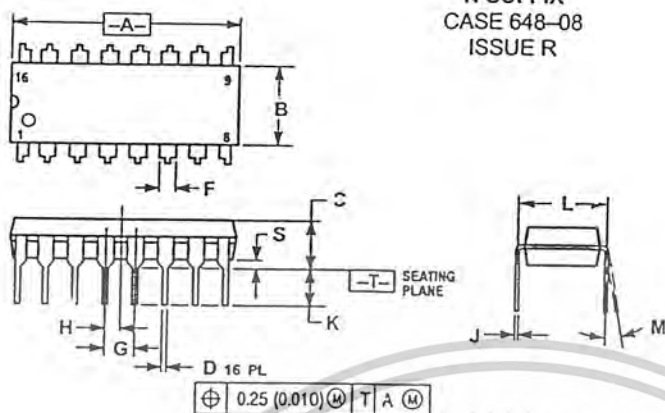
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PACKAGE DIMENSIONS

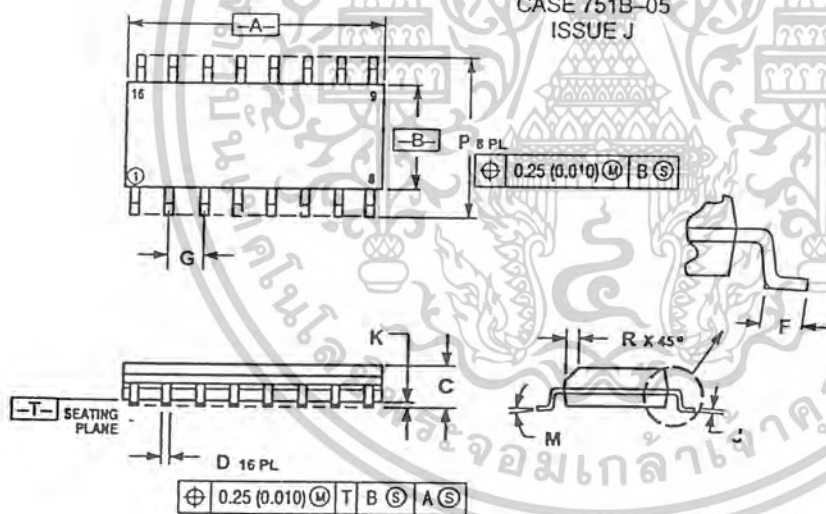
PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648-08
ISSUE R



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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SO-16
D SUFFIX
CASE 751B-05
ISSUE J



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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.90	10.00	0.390	0.393
B	3.90	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.25	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.60	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Complementary Silicon Plastic Power Transistors

... designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

- Collector-Emitter Saturation Voltage —
 $V_{CE(sat)} = 1.2 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 3.0 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Sustaining Voltage —
 $V_{CEO(sus)} = 60 \text{ Vdc (Min) — TIP31A, TIP32A}$
 $= 80 \text{ Vdc (Min) — TIP31B, TIP32B}$
 $= 100 \text{ Vdc (Min) — TIP31C, TIP32C}$
- High Current Gain — Bandwidth Product
 $f_T = 3.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
- Compact TO-220 AB Package

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP31A TIP32A	TIP31B TIP32B	TIP31C TIP32C	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}		5.0		Vdc
Collector Current — Continuous Peak	I_C		3.0 5.0		Adc
Base Current	I_B		1.0		Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		40 0.32		Watts W/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		2.0 0.016		Watts W/ $^\circ\text{C}$
Unclamped Inductive Load Energy (1)	E		32		mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}		-65 to +150		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

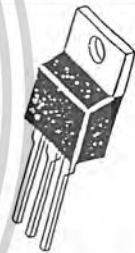
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.125	$^\circ\text{C/W}$

(1) $I_C = 1.8 \text{ A, } L = 20 \text{ mH, P.R.F.} = 10 \text{ Hz, } V_{CC} = 10 \text{ V, } R_{BE} = 100 \Omega.$

NPN
TIP31A
TIP31B*
TIP31C*
PNP
TIP32A
TIP32B*
TIP32C*

*Motorola Preferred Device

3 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60-80-100 VOLTS
40 WATTS



CASE 221A-06
TO-220AB

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

REV 1


© Motorola, Inc. 1995

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA



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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:
 Literature Distribution Center for ON Semiconductor
 P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
 Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
 Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
 Email: ONlit@hibbertco.com
 Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support
 German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
 Email: ONlit-german@hibbertco.com
 French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
 Email: ONlit-french@hibbertco.com
 English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
 Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781
 *Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
 Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
 Email: ONlit-spanish@hibbertco.com

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
 Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
 Toll Free from Hong Kong & Singapore:
 001-800-4422-3781
 Email: ONlit-asia@hibbertco.com


JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
 4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
 Phone: 81-3-5740-2745
 Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:
 Literature Distribution Center for ON Semiconductor
 P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
 Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
 Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
 Email: ONlit@hibbertco.com
 Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support
German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
 Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
 Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
 Email: ONlit@hibbertco.com

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
 Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
 Email: ONlit-spanish@hibbertco.com

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
 Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
 Toll Free from Hong Kong & Singapore:
 001-800-4422-3781
 Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
 4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
 Phone: 81-3-5740-2745
 Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781
 *Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

For additional information, please contact your local Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 TL494/D
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Complementary Silicon Plastic Power Transistors

... designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

- Collector-Emitter Saturation Voltage —
 $V_{CE(sat)} = 1.2 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 3.0 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Sustaining Voltage —
 $V_{CEO(sus)} = 60 \text{ Vdc (Min) — TIP31A, TIP32A}$
 $= 80 \text{ Vdc (Min) — TIP31B, TIP32B}$
 $= 100 \text{ Vdc (Min) — TIP31C, TIP32C}$
- High Current Gain — Bandwidth Product
 $f_T = 3.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
- Compact TO-220 AB Package

NPN
TIP31A
TIP31B*
TIP31C*
PNP
TIP32A
TIP32B*
TIP32C*

*Motorola Preferred Device

3 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60-80-100 VOLTS
40 WATTS

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP31A TIP32A	TIP31B TIP32B	TIP31C TIP32C	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}		5.0		Vdc
Collector Current — Continuous Peak	I_C		3.0 5.0		A dc
Base Current	I_B		1.0		A dc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		40 0.32		Watts W/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		2.0 0.016		Watts W/ $^\circ\text{C}$
Unclamped Inductive Load Energy (1)	E		32		mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}		-65 to +150		$^\circ\text{C}$



THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.125	$^\circ\text{C/W}$

(1) $I_C = 1.8 \text{ A}$, $L = 20 \text{ mH}$, $P.R.F. = 10 \text{ Hz}$, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_{BE} = 100 \Omega$.

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

REV 1

© Motorola, Inc. 1995 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 30 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	60 80 100	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	I_{CEO}	—	0.3 0.3	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 80 \text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 100 \text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$)	I_{CES}	—	200 200 200	μAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	I_{EBO}	—	1.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS (1)				
DC Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 3.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	25 10	— 50	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 3.0 \text{ Adc}$, $I_B = 375 \text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	1.2	Vdc
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 3.0 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	1.8	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 500 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f_{test} = 1.0 \text{ MHz}$)	f_T	3.0	—	MHz
Small-Signal Current Gain ($I_C = 0.5 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	20	—	—

(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

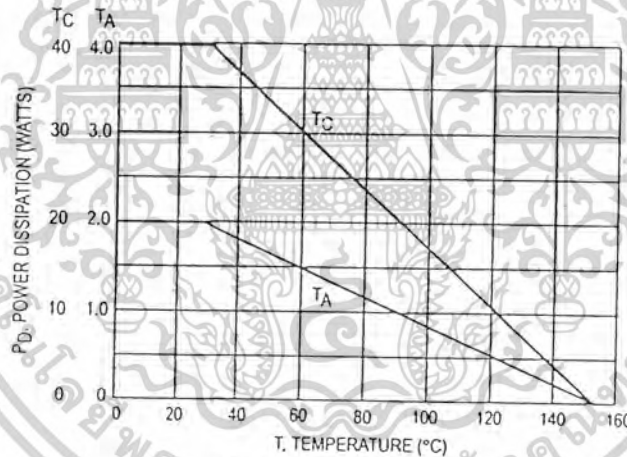
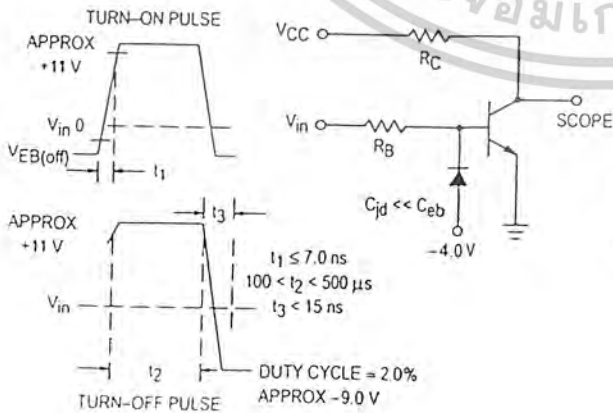


Figure 1. Power Derating



R_B and R_C VARIED TO OBTAIN DESIRED CURRENT LEVELS
Figure 2. Switching Time Equivalent Circuit

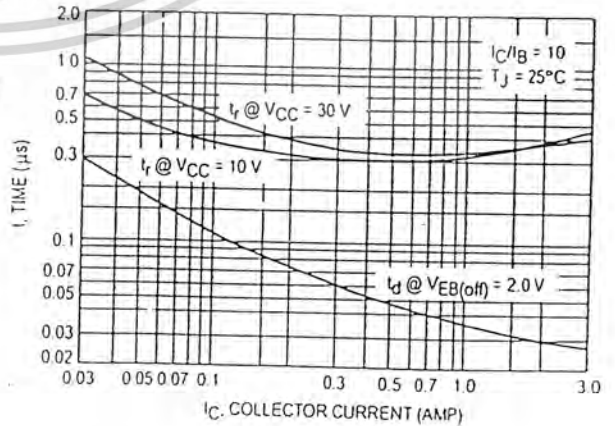


Figure 3. Turn-On Time

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

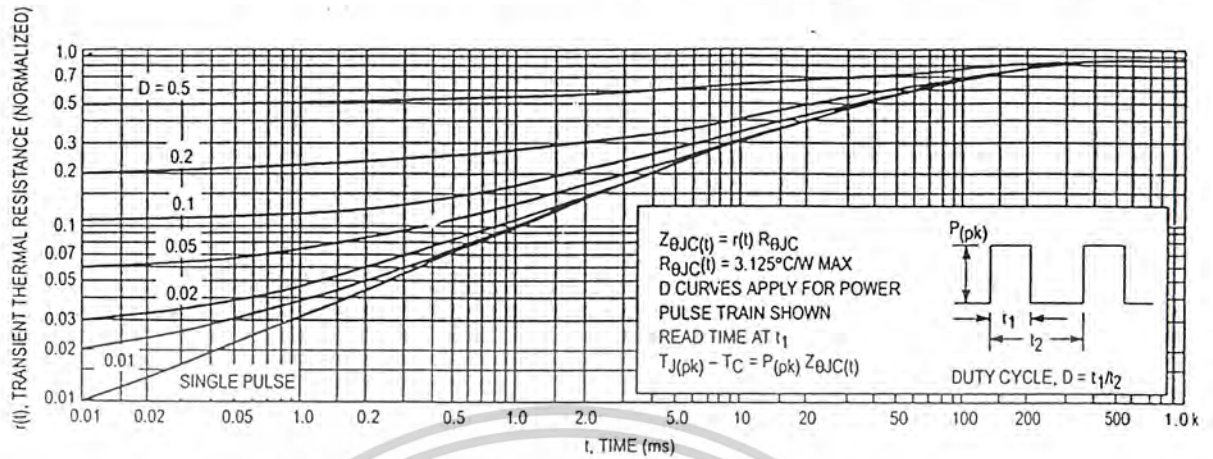


Figure 4. Thermal Response

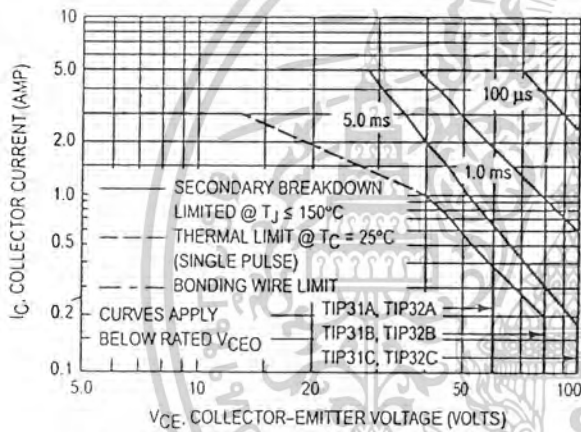


Figure 5. Active Region Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 5 is based on $T_{J(pk)} = 150^{\circ}\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} \leq 150^{\circ}\text{C}$. $T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

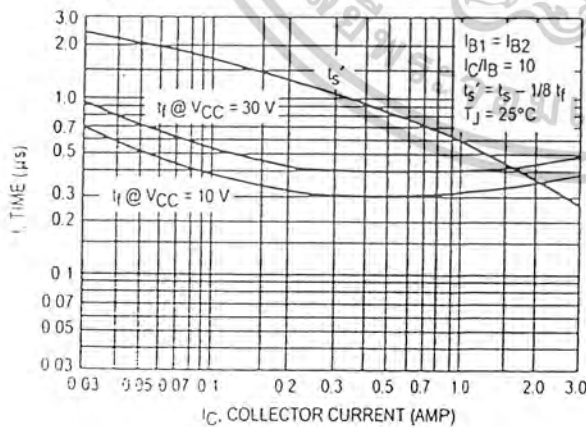


Figure 6. Turn-Off Time

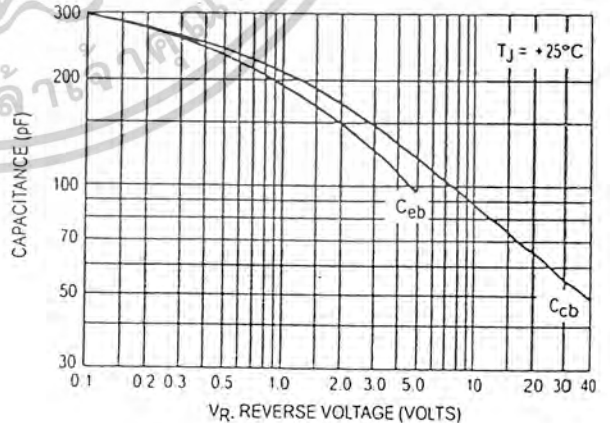


Figure 7. Capacitance

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C

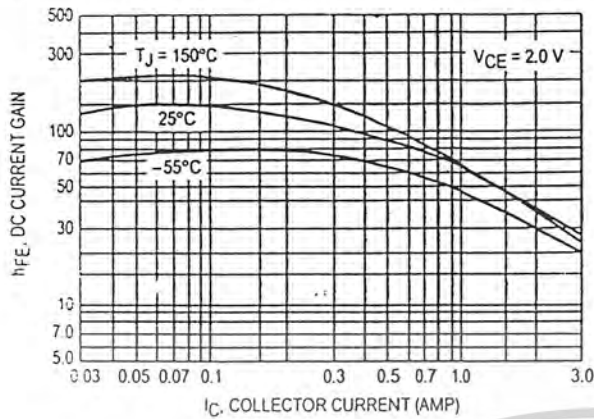


Figure 8. DC Current Gain

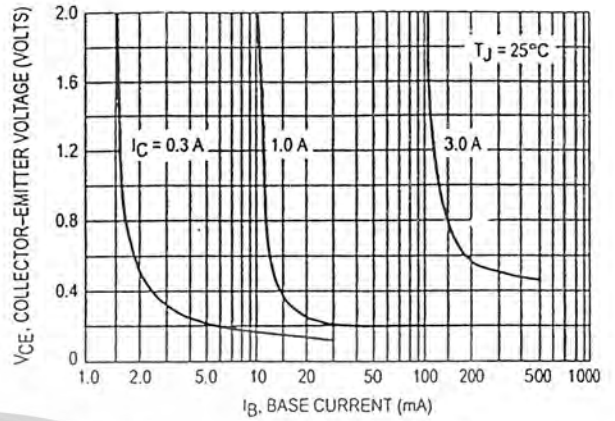


Figure 9. Collector Saturation Region

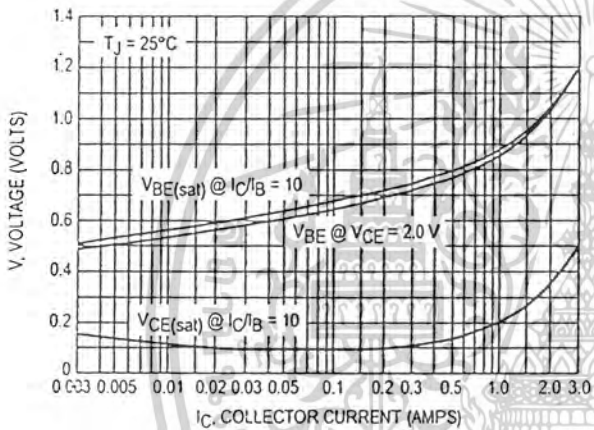


Figure 10. "On" Voltages

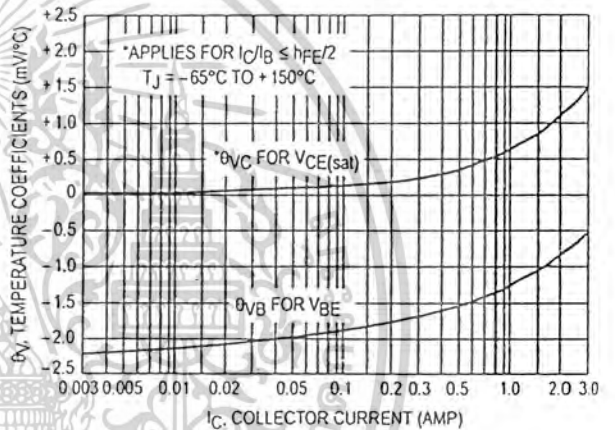


Figure 11. Temperature Coefficients

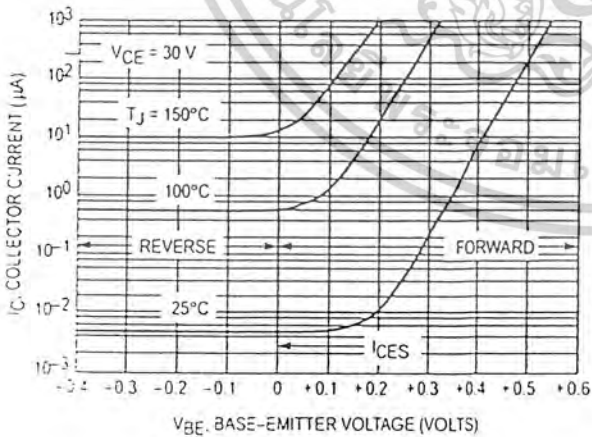


Figure 12. Collector Cut-Off Region

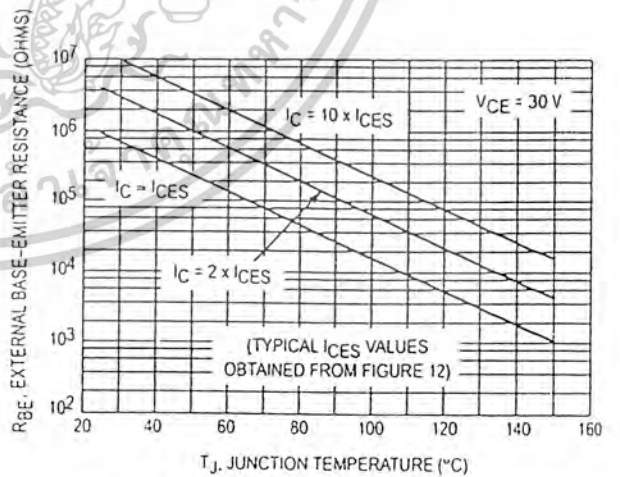
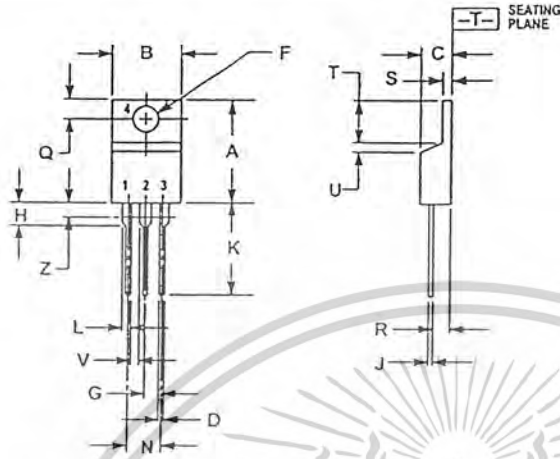


Figure 13. Effects of Base-Emitter Resistance

TIP31A TIP31B TIP31C TIP32A TIP32B TIP32C
PACKAGE DIMENSIONS



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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.735	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	—	1.15	—
Z	—	0.060	—	2.04

- STYLE 1:
PIN 1: BASE
2: COLLECTOR
3: EMITTER
4: COLLECTOR

CASE 221A-06
TO-220AB
ISSUE Y

TIP32 Series(TIP32/32A/32B/32C)

Medium Power Linear Switching Applications

• Complement to TIP31/31A/31B/31C



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP32	- 40	V
	: TIP32A	- 60	V
	: TIP32B	- 80	V
	: TIP32C	- 100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP32	- 40	V
	: TIP32A	- 60	V
	: TIP32B	- 80	V
	: TIP32C	- 100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	- 5	V
I_C	Collector Current (DC)	- 3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	- 5	A
I_B	Base Current	- 3	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	40	W
P_C	Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

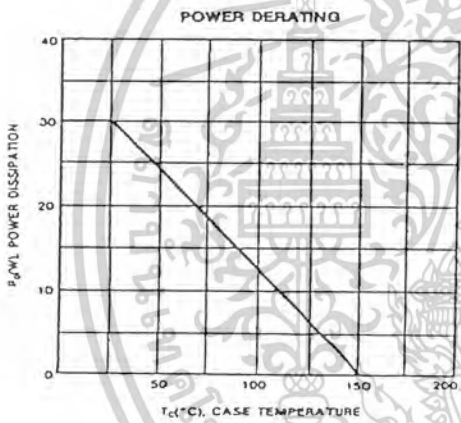
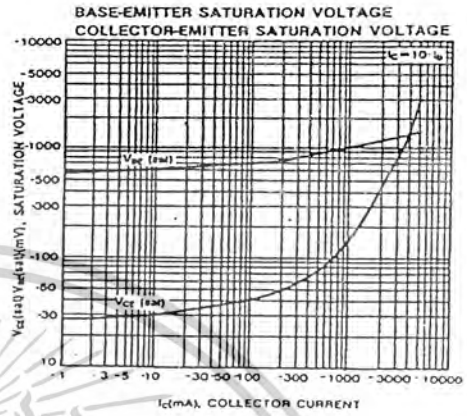
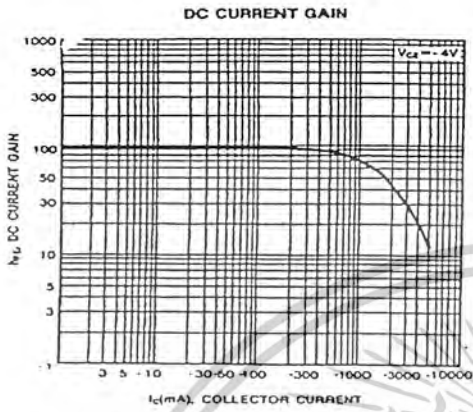
Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP32 : TIP32A : TIP32B : TIP32C	$I_C = - 30\text{mA}, I_B = 0$	- 40		V
			- 60		V
			- 80		V
			- 100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current : TIP32/32A : TIP32B/32C	$V_{CE} = - 30\text{V}, I_B = 0$		- 0.3	mA
		$V_{CE} = - 60\text{V}, I_B = 0$		- 0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current : TIP32 : TIP32A : TIP32B : TIP32C	$V_{CE} = - 40\text{V}, V_{EB} = 0$		- 200	μA
		$V_{CE} = - 60\text{V}, V_{EB} = 0$		- 200	μA
		$V_{CE} = - 80\text{V}, V_{EB} = 0$		- 200	μA
		$V_{CE} = - 100\text{V}, V_{CE} = 0$		- 200	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = - 5\text{V}, I_C = 0$		- 1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	$V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 1\text{A}$	25		
		$V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$	10	50	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = - 3\text{A}, I_B = - 375\text{mA}$		- 1.2	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$		- 1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = - 10\text{V}, I_C = - 500\text{mA}$	3.0		MHz

* Pulse Test: PWS300 μs , Duty Cycles2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

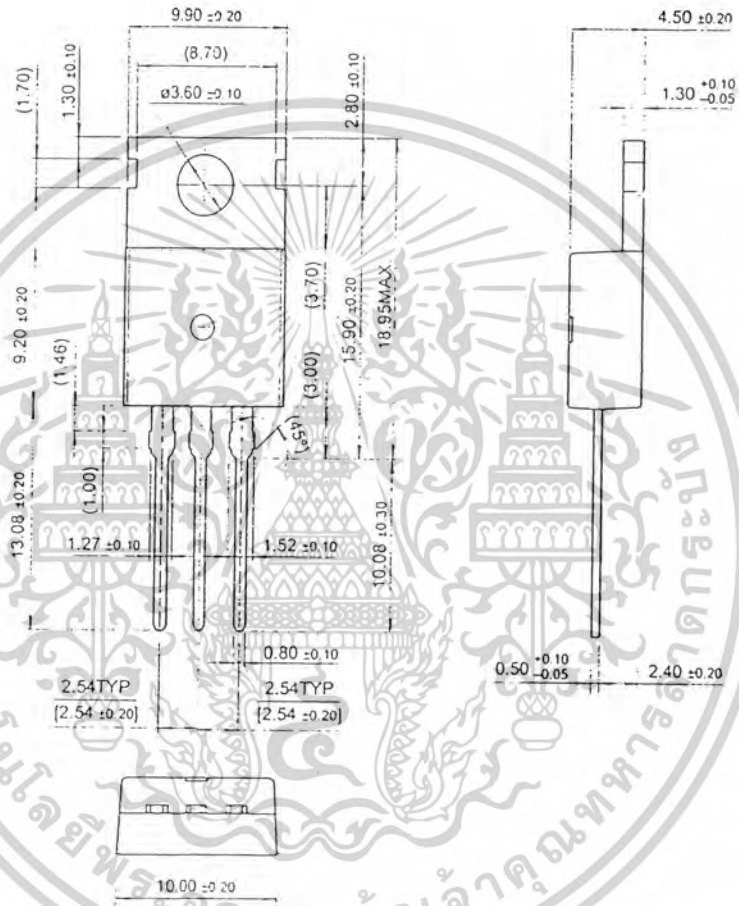
Typical Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

ACE ^x ™	ISOPLANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E ² CMOS™	PowerTrench™	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST [®]	Quiet Series™	
FASTr™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	
HiSeC™	SuperSOT™-8	

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

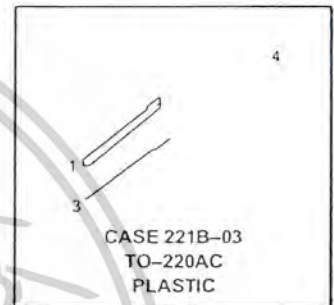
SWITCHMODE Power Rectifiers

... 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-220 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

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260 C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U1520, U1540, U1560



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR			Unit
		1520	1540	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V_R)	$I_F(AV)$	15 @ $T_C = 150\text{ C}$	15	15 @ $T_C = 145\text{ C}$	Amps
Peak Rectified Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz)	I_{FRM}	30 @ $T_C = 150\text{ C}$	30	30 @ $T_C = 145\text{ C}$	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	200	150		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175			C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	C/W
--	-----------------	-----	-----

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	1520	1540	1560	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 15\text{ Amps}$, $T_C = 150\text{ C}$) ($I_F = 15\text{ Amps}$, $T_C = 25\text{ C}$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_C = 150\text{ C}$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25\text{ C}$)	I_R	500 10	500 10	1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0\text{ Amp}$, $di/dt = 50\text{ Amp}/\mu\text{s}$)	t_{rr}	35	60		ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc

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

Motorola, Inc. 1996
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1520 MUR1540 MUR1560

MUR1560

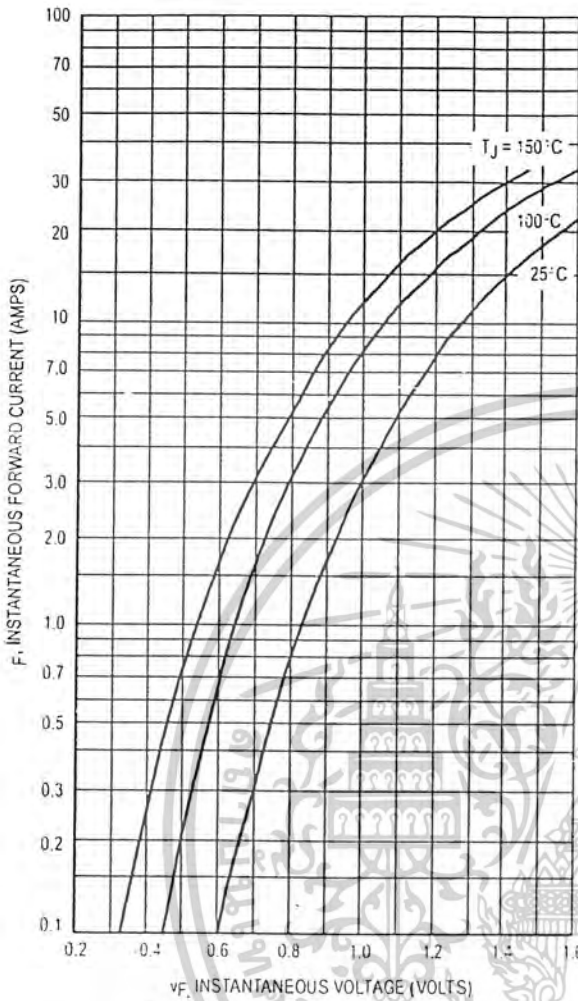


Figure 11. Typical Forward Voltage

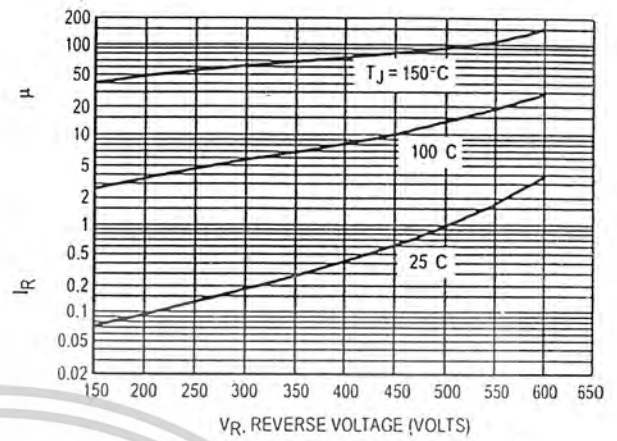


Figure 12. Typical Reverse Current

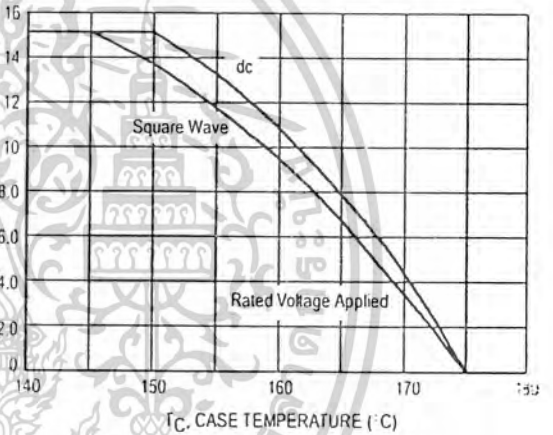


Figure 13. Current Derating, Case

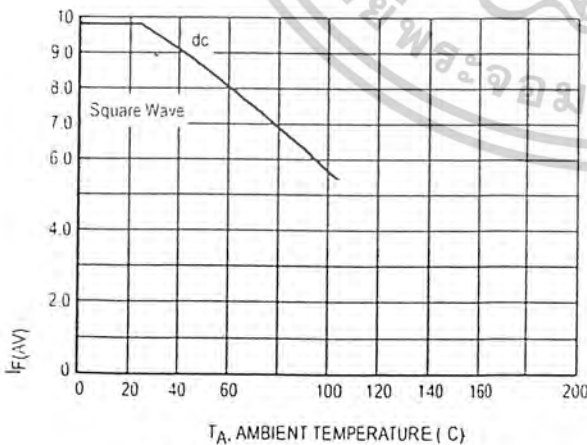


Figure 14. Current Derating, Ambient

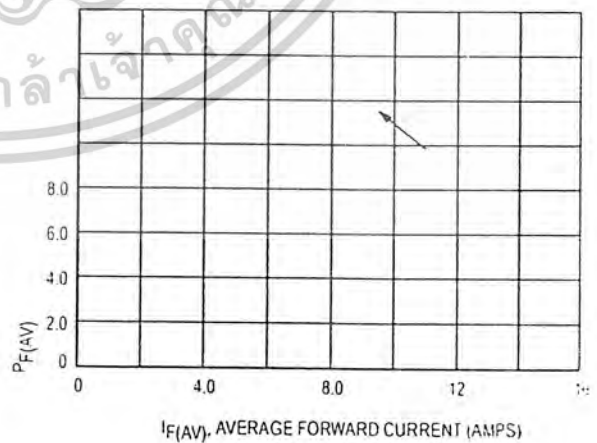


Figure 15. Power Dissipation

MUR1520, MUR1540, MUR1560

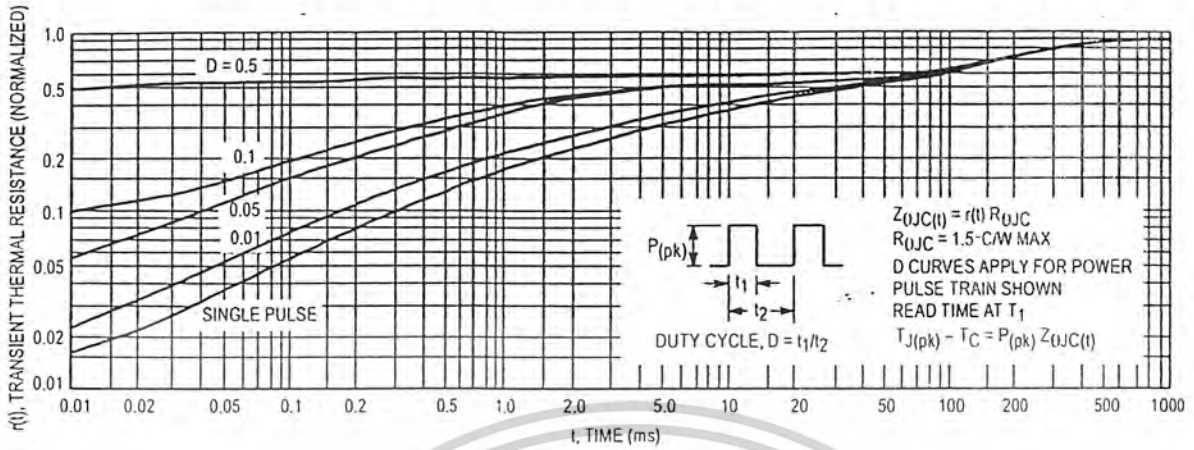


Figure 16. Thermal Response

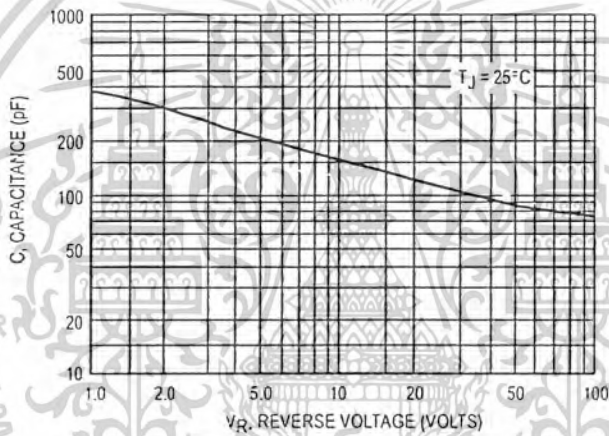


Figure 17. Typical Capacitance