

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สแควร์เวฟอินเวอร์เตอร์สำหรับใช้ในรถยนต์
(Square Wave Invertor Used In A Car)



รพ.
๖๕๘๔๐
๒๕๕๐

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**82186**
วัน,เดือน,ปี.....**-9 ก.ค. 2551**

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

๗๑๙๔๖๗๐๙
.....
.....
.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สแควร์เวฟอินเวอร์เตอร์สำหรับใช้ในรถยนต์
(Square Wave Invertor Used In A Car)



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2550

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สแควร์เวฟอินเวอร์เตอร์สำหรับใช้ในรถยนต์

Square Wave Invertor Used In A Car

ผู้จัดทำ

นาย ชีวิน เพ็งจันทร์ลอน รหัส 48015160

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.พลผดุง ผดุงกุล

รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. พลผดุง ผดุงกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สแกนเวฟอินเวอร์เตอร์สำหรับใช้ในรถยนต์

นาย ชีวิน เฟ็งจันทร์ลอน รหัส 48015160

ผศ. พลผดุง ผดุงกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์แบบ push-pull ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟตรงให้เป็นสัญญาณไฟสลับ อินเวอร์เตอร์แบบ push-pull นี้จะมีแรงดันไฟตรงทางด้านอินพุต 12 Vdc และทางด้านเอาต์พุตจะได้แรงดันไฟสลับ 220 Vrms ความถี่ในการใช้งานคือ 50 Hz สามารถจ่ายกำลังงานได้ประมาณ 150 Watts. การออกแบบอินเวอร์เตอร์นี้จะใช้ไอซี TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมขับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ push-pull ผ่านหม้อแปลงจะได้แรงดันไฟตรงประมาณ 270 VDC และในขณะเดียวกันจะใช้ไอซี TL 494 เป็นตัวขับ IC drive เพื่อกำเนิดสัญญาณเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมแต่จะถูกตัดฮาร์โมนิกส์ที่สามและจะได้แรงดันไฟสลับ 220 Vrms ที่ความถี่ 50Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SQUARE WAVE INVERTOR USED IN A CAR

Mr. Cheewin Phenjunlon 48015160

Assis.Prof.Pholpadung Padungkul (Advisor)

ABSTRACT

This project is The push-pull inverter is designed to convert 12 Volts DC Power Supply to 220 Vrms AC Power Supply with 50 Hz and maximum output power 150 Watts.

IC TL 494 generates square waves to drive the push-pull converter through a transformer with 280 VDC output and drives IC drive to generate square waves without the third harmonic that results in 220 Vrms at 50 Hz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ

อาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา) ที่ให้การอุปการะและคำปรึกษาเกี่ยวกับโครงการนี้ และอาจารย์ทุกท่านที่ให้คำแนะนำงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์นำมาประยุกต์ใช้กับโครงการนี้และคุณกัญเกียรติ สุญราช ที่ช่วยทำการทดสอบโครงการนี้ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ให้กำลังใจในทุกๆเรื่องจนทำให้โครงการนี้เสร็จสมบูรณ์ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีในโครงการนี้ ผู้จัดทำขอขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



นาย ชีวิน เฟ็งจันทร์ลอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ได้เจริญก้าวหน้าไปอย่างมากทำให้เครื่องมืออุปกรณ์ต่างได้พัฒนาเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วรวมทั้งเทคโนโลยีทางการอำนวยความสะดวกต่างๆ

ดังนั้น โครงการนี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาและออกแบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในรถยนต์พัฒนาปรับปรุงเพื่อออกแบบวงจรให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ สามารถนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์ได้จริงและนำไปประกอบเป็นอาชีพได้



ชีวิน เฟ็งจันทร์ลอน

13 มีนาคม 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎี	3
	- สัญญาณขาออกจากอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป	5
บทที่ 3	วงจรคอนเวอร์เตอร์	6
	- ชนิดของวงจร CONVERTOR	6
	- พุซ-พูลคอนเวอร์เตอร์	6
	- พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	7
	- ฮัลฟ์-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	8
บทที่ 4	วงจรควบคุม	11
	- วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
	- วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	13
	- การออกแบบสวิตชิงด้วยไอซีเบอร์ TL 494	16
	- การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	17
	- การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	17
	- การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D	18
	- การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี	19
บทที่ 5	หม้อแปลงสวิตชิง	20
	- ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	20
	- แกนเฟอร์ไรต์	21
	- บอบบิน	21
	- ลวดทองแดงอาบนํ้ายา	23
	- เทปฉนวน	23
	- แกนเฟอร์ไรต์ และการเลือกใช้	23
	- ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	23
	- การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งในแก่นหม้อแปลงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้ง การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
- ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมารีและขดเซคันดารี ของหม้อแปลงสวิตชิง	26
- การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	27
- ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)	28
- ในการออกแบบหม้อแปลงสิ่งที่ต้องคำนึงในการออกแบบคือ	28
บทที่ 6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	29
- ไดโอด	29
- ฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดและอุลตรา-คัพเวอร์ไดโอด	29
- ซอตตี้ไดโอด	29
- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	30
- เพาเวอร์มอสเฟต	30
- การออกแบบตัวประจุทางค่านเอาท์พุท	30
บทที่ 7 การออกแบบ การทดลอง ผลการทดลอง สรุปและวิจารณ์	32
- วงจร DC-DC โดยใช้ไอซี TL 494	32
- วงจร DC-AC โดยใช้ไอซี TL 494	32
การทดลองและผลการทดลอง	35
สรุปและวิจารณ์	43
บรรณานุกรม	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูปภาพ

ภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์	4
รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุต แบบต่างจากวงจรอินเวอร์เตอร์หลายๆแบบ	5
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 3.4 (บน) ขณะ Q1 นำกระแส (ล่าง) ขณะ Q2 นำกระแส	9
รูปที่ 4.1 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของความกว้างของพัลส์จาก PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นฐานที่เลือกตาม	12
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ ในโหมดควบคุมกระแส	13
รูปที่ 4.4 วงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออก และกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{cr} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน	14
รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุม ในโหมดควบคุมกระแส	15
รูปที่ 4.6 แสดงการจัดโครงสร้าง ภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	16
รูปที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T, C_T ในการกำหนดความถี่	17
รูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	18
รูปที่ 5.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง, การพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น	20
รูปที่ 5.2 แสดงตัวอย่างขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD	22
รูปที่ 5.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD	24
รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารี	26
รูปที่ 7.1 วงจร DC to DC ที่ให้กำเนิดแรงดันทางด้านเอาต์พุต 270 V DC	33
รูปที่ 7.2 วงจร DC to AC ที่กำเนิดแรงดันทางด้านเอาต์พุต 220 Vrms	34
รูปที่ 7.3 เป็นเอกสารที่นำมาจากเว็บไซต์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในวงจร DC-DC CONVERTOR	35

สารบัญรูปภาพ

ภาพ		หน้า
รูปที่ 7.4	สัญญาณที่ออกจากที่ใช้ขับมอสเฟตที่ความถี่50Hz	36
รูปที่ 7.5	สัญญาณขณะที่ยังไม่ได้ต่อโหลด	37
รูปที่ 7.6	สัญญาณขณะที่ต่อกับ โหลด 20 K	38
รูปที่ 7.7	สัญญาณขณะที่ต่อกับ โหลดซึ่งเป็นหลอดไฟ5W	39
รูปที่ 7.8	สัญญาณขณะที่ต่อกับ โหลดซึ่งเป็นหลอดไฟ60W	40
รูปที่ 7.9	สัญญาณขณะที่ต่อกับ โหลดซึ่งเป็นหลอดไฟ100W	41



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ในการเปลี่ยนไฟตรงให้เป็นไฟสลับที่มีแรงดันและความถี่ตามที่ต้องการ อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายในงานอิเล็กทรอนิกส์ เช่นการควบคุมมอเตอร์ชนิดต่างๆ เปลี่ยนระดับไฟตรง และเพื่อจุดไฟเรืองแสงจากแบตเตอรี่ อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปแล้วมีหลายแบบซึ่งขึ้นกับชนิดการออกแบบและนำไปใช้งาน สิ่งที่ควรคำนึงถึงโดยทั่วไปคือจ่ายกำลังได้สูง และควรมีการสูญเสียต่ำ โครงงานนี้จึงนำเสนอการออกแบบอินเวอร์เตอร์ชนิด Push-pullซึ่งมีคุณสมบัติข้างต้น โดยตั้งเป้าหมายว่าให้สามารถสร้างสัญญาณทาง Output ที่มีสัญญาณเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีขนาดแรงดัน 220 โวลต์และความถี่การทำงานเท่ากับ 50 Hz

ความเป็นมาของโครงการ

จากคำกล่าวข้างต้นนำไปสู่การออกแบบอินเวอร์เตอร์แบบ push-pull และให้มีความสามารถในการทำงานเป็นไปตามคุณสมบัติที่ออกแบบไว้ในด้านของประสิทธิภาพของการทำงาน

วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์
2. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรสวิตซ์
3. เพื่อศึกษากำเนิดสัญญาณรูปคลื่นพัลส์และการสร้างพัลส์วิดท์มอดูเลชัน

ขอบเขตของโครงการ

แนวความคิดของโครงการนี้คือการพัฒนา อินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กให้มีประสิทธิภาพสูงๆ โดยสามารถจ่ายกำลังได้ประมาณ 150 Watt โดยใช้หม้อแปลงชนิดแกนเฟอร์ไรด์เพื่อยกระดับแรงดันไฟตรง 12 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟสลับขนาด 220 โวลต์ ที่ความถี่ 50 Hz โดยใช้พื้นฐานของการสวิตซ์และกรองความถี่ต่ำผ่านการออกแบบนี้จะรวมถึงภาค Power Swishing ที่ใช้ Power MOSFET เป็นสวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติโดยทั่วไปของโครงการ

1. แรงดันทางด้านขาเข้า
2. แรงดันทางด้านขาออก
3. ความถี่ที่ใช้งาน
4. กำลังงานที่ขาออก

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้เรียนรู้การออกแบบวงจร พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์
2. สร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบอินเวอร์เตอร์
3. ได้เรียนรู้ถึงวิธีการทดสอบ และหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการหาประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายไฟสลับ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานตรงกันข้ามกับเรกติไฟเออร์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟสลับเป็นแหล่งจ่ายไฟตรง สัญญาณอินพุทของอินเวอร์เตอร์นี้อาจได้มาจากแบตเตอรี่ เซลล์เชื้อเพลิง เซลล์พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม หรือแหล่งจ่ายไฟตรง อื่นๆ ส่วนชนิดสัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์นั้นจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ

เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวที่สามารถจ่ายแรงดันได้ดังนี้

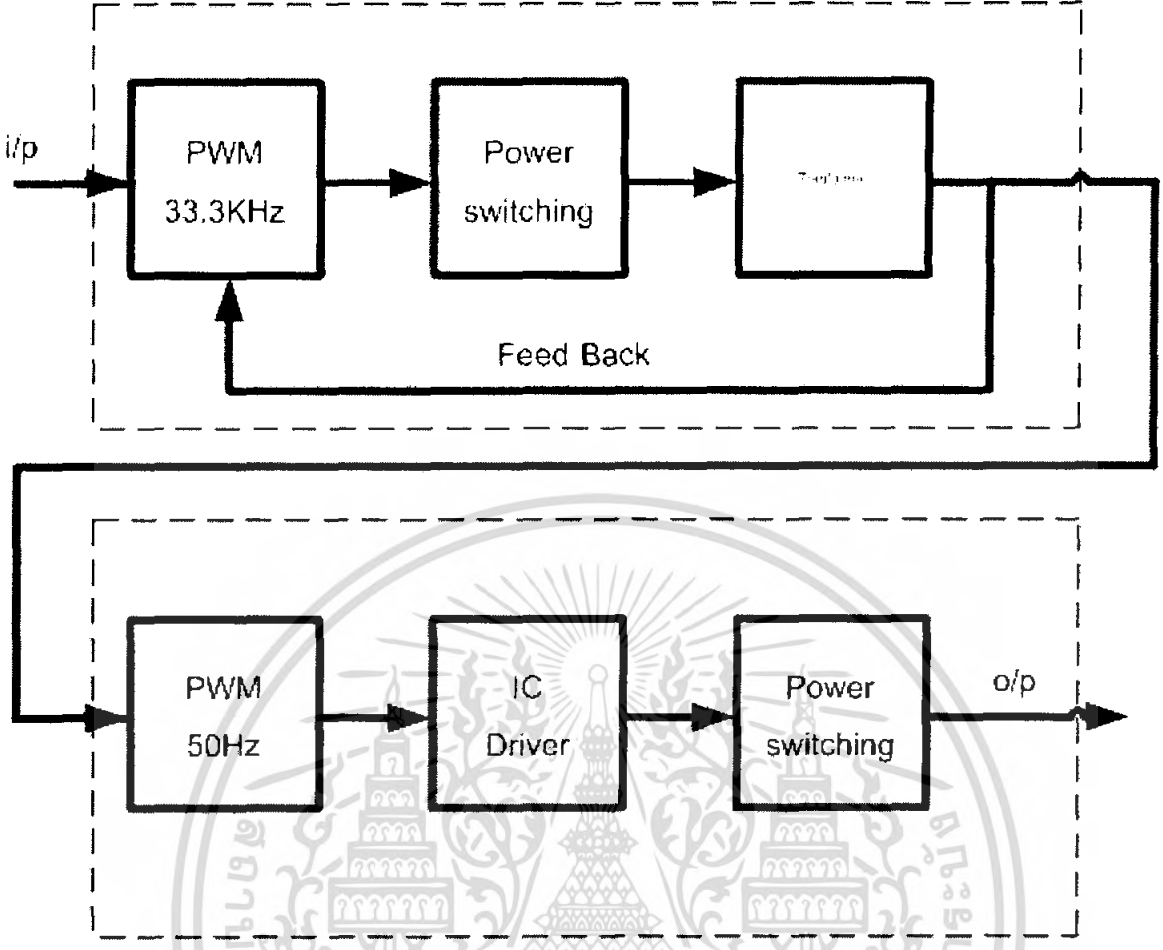
1. 120 V ที่ 60 Hz
2. 220 V ที่ 50 Hz
3. 115 V ที่ 400 Hz

เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส ที่สามารถจ่ายแรงดันได้ดังนี้

1. 220/380 V ที่ 50 Hz
2. 120/208 V ที่ 60 Hz
3. 150/200 V ที่ 400 Hz

รูปคลื่นแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในอุดมคติจะเป็นรูปคลื่นซายน์หรือรูปคลื่นแบบต่างๆแล้วแต่ลักษณะของการสร้างอินเวอร์เตอร์แต่ในทางปฏิบัติรูปคลื่นเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์มักประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์จึงไม่เป็นรูปคลื่นซายน์ การลดฮาร์โมนิกส์หรือทำให้มีค่าต่ำทำได้โดยใช้เทคนิคในการสวิทช์และวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสม อินเวอร์เตอร์ที่ใช้กับงานที่มีระดับกำลังงานไฟฟ้าต่ำหรือปานกลางจะใช้กับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมได้ (Square Wave) แต่สำหรับที่มีระดับกำลังงานไฟฟ้าสูงจำเป็นต้องใช้รูปคลื่นซายน์ (ที่มีความผิดเพี้ยนน้อย) กับอินเวอร์เตอร์เท่านั้น อินเวอร์เตอร์ถูกนำมาใช้งานมากในอุตสาหกรรม เช่น การขับเคลื่อนมอเตอร์ AC ให้มีความเร็วแปรค่าได้ เครื่องทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำและแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



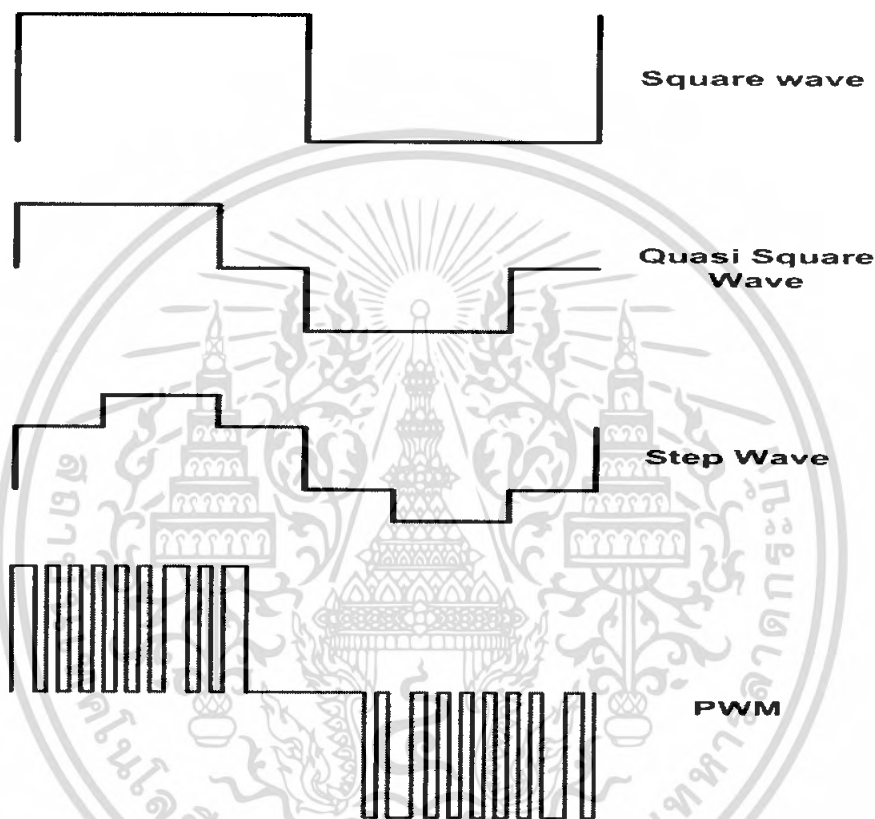
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์

ในโครงการนี้ได้ถูกออกแบบให้มีแรงดันไฟฟ้าขาเข้า 12 โวลต์ แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต 220 โวลต์ และเป็นสัญญาณที่ใกล้เคียงกับคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งมีความถี่ 50 Hz อินเวอร์เตอร์ที่ดีนั้นควรมีประสิทธิภาพสูงที่เชื่อถือได้และต้องมีขนาดเล็ก รวมไปถึงน้ำหนักที่เบา การออกแบบเพื่อให้ได้ อินเวอร์เตอร์ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวข้างต้น อาจทำได้โดยใช้สวิทช์ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูง และสามารถทำงานร่วมกับหม้อแปลงตอบสนองความถี่สูงได้มีขนาดเล็กทำให้สามารถลดขนาดของหม้อแปลงและตั้ง กรองได้ทางหนึ่งนอกจากนี้ยังทำให้การส่งผ่านพลังงานมีประสิทธิภาพสูง ทำให้ได้สัญญาณทางด้านขา ออกใกล้เคียงกับคลื่นสี่เหลี่ยมที่ต้องการและมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดต่ำส่งผลให้โหลดได้รับแรงดันคงที่ การควบคุมนี้อาศัยการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ใช้ไปเป็นสัญญาณทางด้าน อินพุตสำหรับขั้วขาเกทของมอสเฟตและจะได้สัญญาณสี่เหลี่ยมทางด้านขาออกนั่นเองรูปคลื่นทางด้าน เอาต์พุตที่ได้จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อให้ได้รูปคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 สัญญาณขาออกจากอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

สัญญาณขาออกที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้น จะประกอบด้วยสัญญาณทั้งความถี่สูงและความถี่ต่ำ รวมถึงฮาร์โมนิกหลายระดับ เมื่อนำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้สัญญาณขาออก รูปแบบต่างๆขึ้นอยู่กับชนิดของอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุทแบบต่างๆจากวงจรอินเวอร์เตอร์หลายๆแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

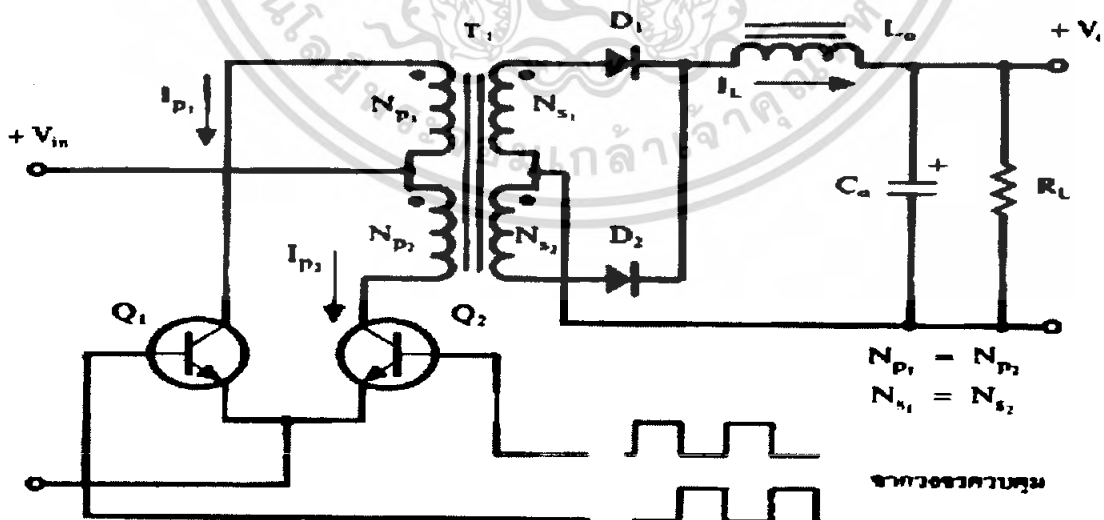
วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญอย่างหนึ่งของวงจรมีหน้าที่ลดทอนแรงดันคอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบจะขึ้นอยู่กับการจัดลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไปซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้แบบพุก-พุล คอนเวอร์เตอร์ และจะนำเอาแบบฟูล-บริจด์ และ ฮาล์ฟ-บริจด์คอนเวอร์เตอร์ มานำเสนอถึงการทำงานของแต่ละชนิดซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

3.1 ชนิดของวงจร CONVERTOR

พุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์เปรียบเหมือนกับการนำฟูลวีร์คคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกัลบเฟส ทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูง ในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟูลวีร์คและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังและเสียหายง่าย



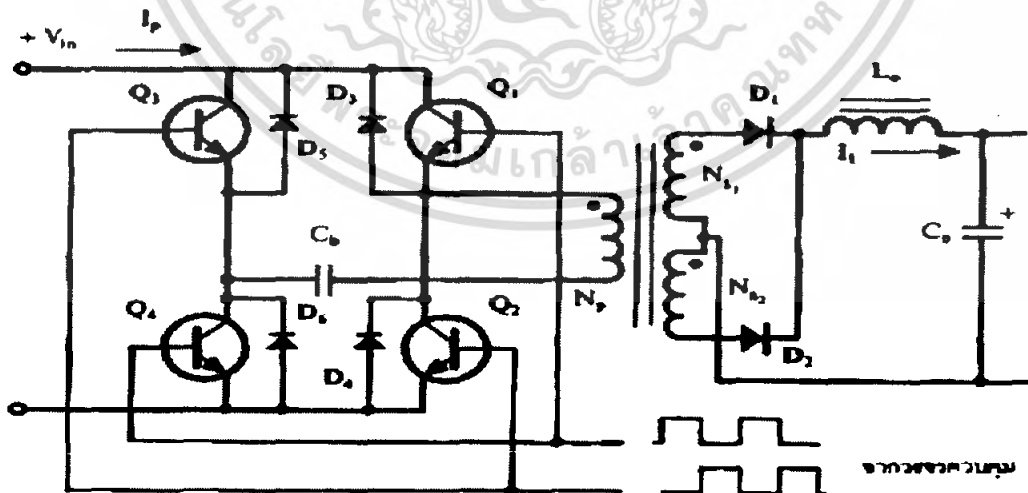
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพื้นฐานของพุ่ม-พุลคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 จากรูป Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงาน โดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา T ในขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี N_{p1} และไดโอด D1 จะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดไพรมารี N_{s2} ผ่านไดโอด D2 และ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1} = N_{p2}$ และ $N_{s1} = N_{s2}$) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 และ D2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D1 ซึ่งถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขดเซคันดารี N_{s1} ผ่าน L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด จะเห็นได้ว่าในหนึ่งคาบเวลาการทำงาน ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง พุ่ม-พุลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงาน ได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดขดไพรมารีมีค่าเท่ากัน และ โหลดมีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

พุ่ม-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีเท่ากับแรงดันอินพุต แต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้น มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสสูงสุดในฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลงไป กำลังงานสูงสุดที่จะได้จากพุ่ม-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์



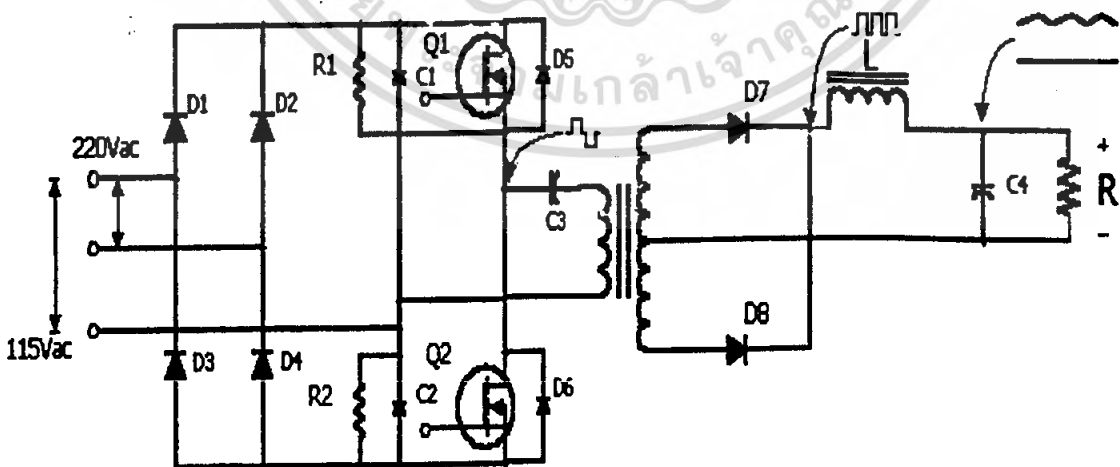
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานของพุ่ม-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 3.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไฟโรมารี่จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{ce(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุลือกัก C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(Q1(sat))}$ และ $V_{in} - V_{ce(Q3(sat))}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q2 และ Q3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_{in} - V_{ce(Q2(sat))}$ และ $V_{in} - V_{ce(Q4(sat))}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D3-D6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจร เพื่อป้องกัน Q1- Q4 เช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

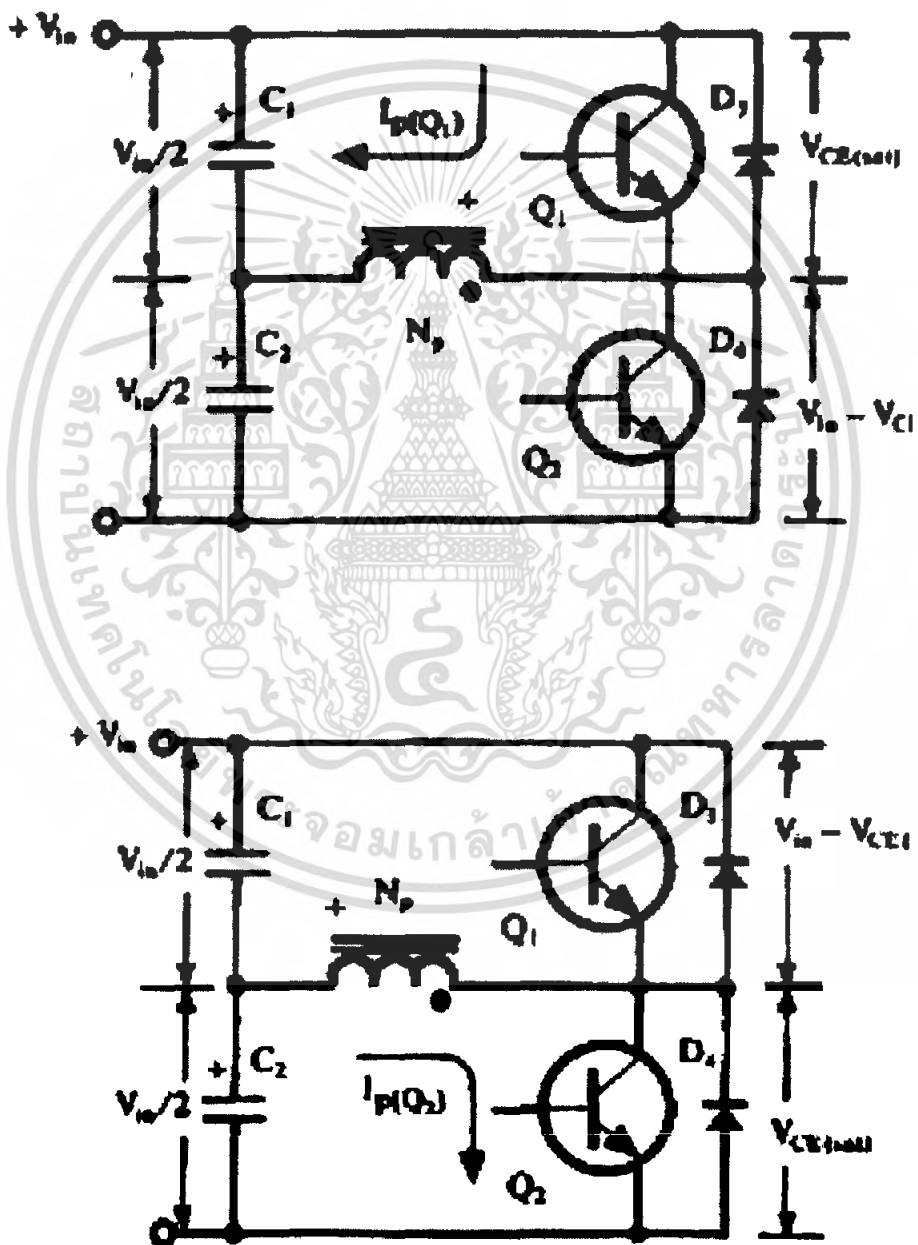
ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดว่าอยู่ในตระกูลเดียวกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจذبวงจรของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูก และหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงได้มาก เช่นที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ รวมทั้งฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังไม่มีปัญหาของการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้ด้วย ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถให้กำลังงานสูงสุดได้ไม่เกิน 500 วัตต์



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.3 การทำงานเป็นดังต่อไปนี้ ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากัน ต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาวงจรจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_b ที่อยู่ในวงจรรูปที่ 3.2 โดยให้ปลายของขดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_b นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.4 (บน) ขณะ Q_1 นำกระแส (ล่าง) ขณะ Q_2 นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตช์ซึ่งแบบฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หรือแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ตามทฤษฎีพื้นฐานแล้วแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$\begin{aligned}V_L &= L di/dt \\ di &= \Delta I_L \\ dt &= t_{off} = (1-D)/2f\end{aligned}$$

ในกรณีของฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หรือฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แรงดัน V_{in} จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดัน V_{out} ทำให้สมการหาค่าความถี่เหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต (L) ได้จากสมการ

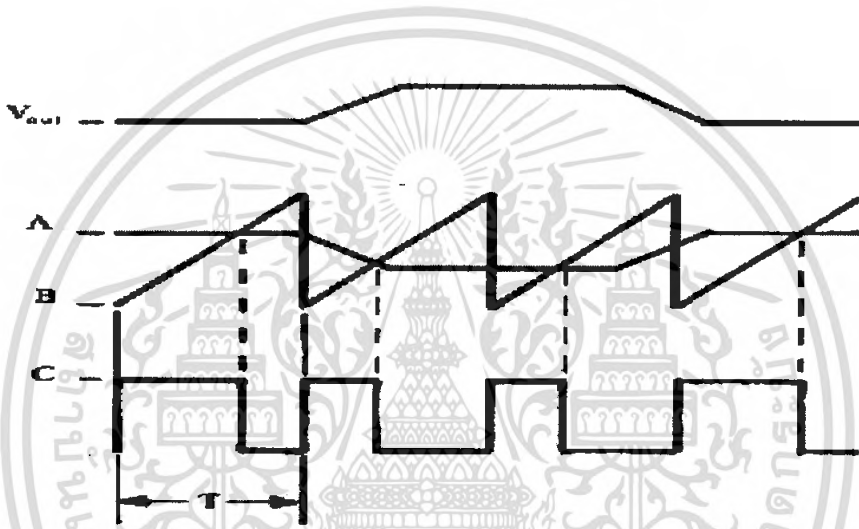
$$L = \frac{V_{out}(1-D) * 10^6}{2f\Delta I_L}$$

- เมื่อ
- L = ค่าความเหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันเอาต์พุต
 - V_{out} = แรงดันด้านเอาต์พุต
 - D = ค่าดีวตีไซเคิล
 - f = ค่าความถี่ในการสวิตช์
 - ΔI_L = ค่ากระแสที่เปลี่ยนไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลด

ในทางปฏิบัติเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตที่ราบเรียบ ΔI_L จะต้องไม่เกิน $0.25 I_{out}$ จะได้สมการใหม่คือ

$$L = E_{out} t_{off} / 0.25 I_{out}$$

จากรูปที่ 4.1 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ มอดูเลต



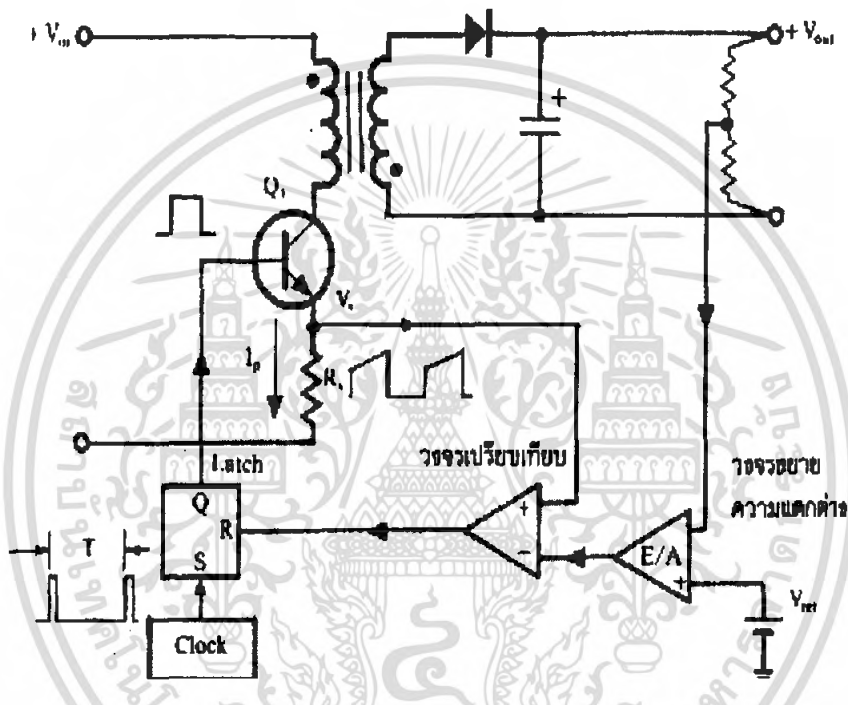
รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของความกว้างของพัลส์จาก PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตาม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 4.2 ตัวอย่าง IC ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL494 เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถวลุมในโหมดควบคุมจากกระแส

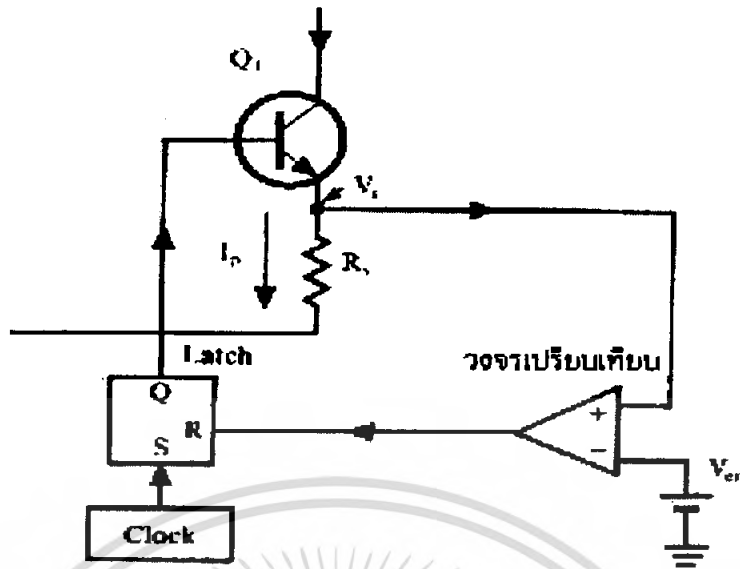
การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรถวลุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control) มีข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรถวลุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตามวงจรถวลุมในโหมดควบคุมจากกระแสก็ยังคงใช้เทคนิคฟัลส์วิดมอดดูเลชันเช่นกันวงจรพื้นฐานแสดงดังรูป



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา เราจะแยกกิจการทำงานของวงจรถวลุมด้วยการตัดวงจรถวลุมความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรถวลุมเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 4.4 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจรถวลุม Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรถวลุมทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของ Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไฟโรมารี่และตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

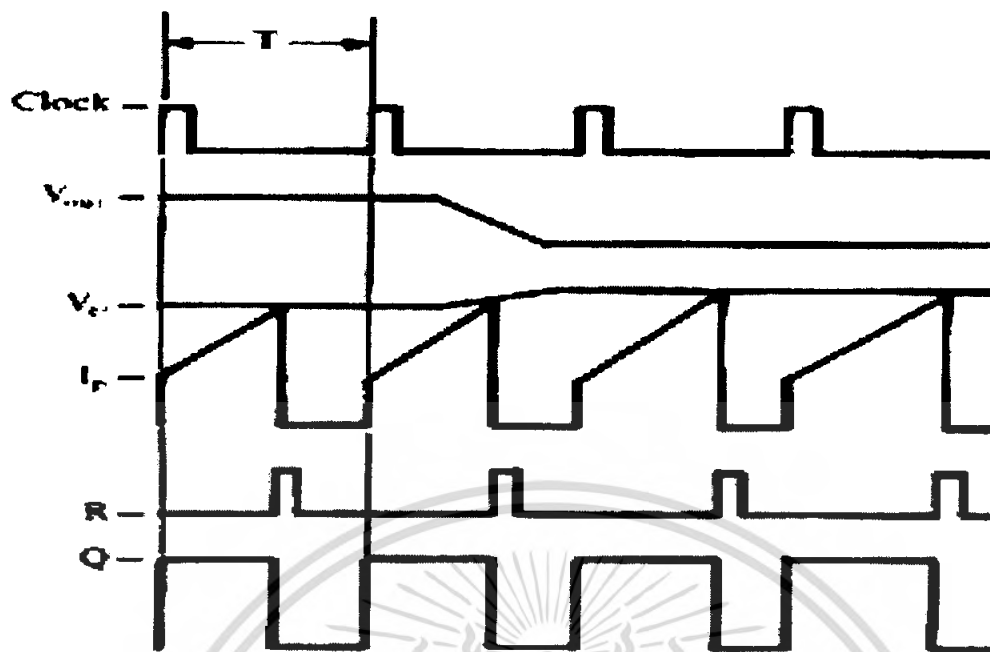


รูปที่ 4.4 วงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแสจนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดีเร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 4.3 เมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสน้อยลงด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลดลักษณะของรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานเป็นดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

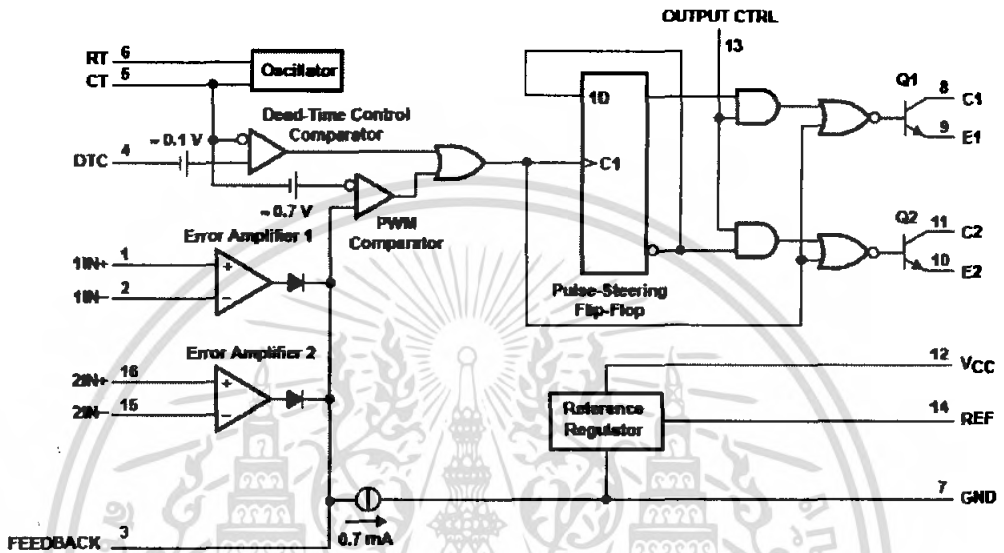
จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันดังนี้

- ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุตเพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
- สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขีดไพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
 - ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
 - โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขีดไพรมารีดังนั้นปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของฟุช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
- สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การออกแบบสวิตชิ่งด้วยไอซีเบอร์ TL 494

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 4.6

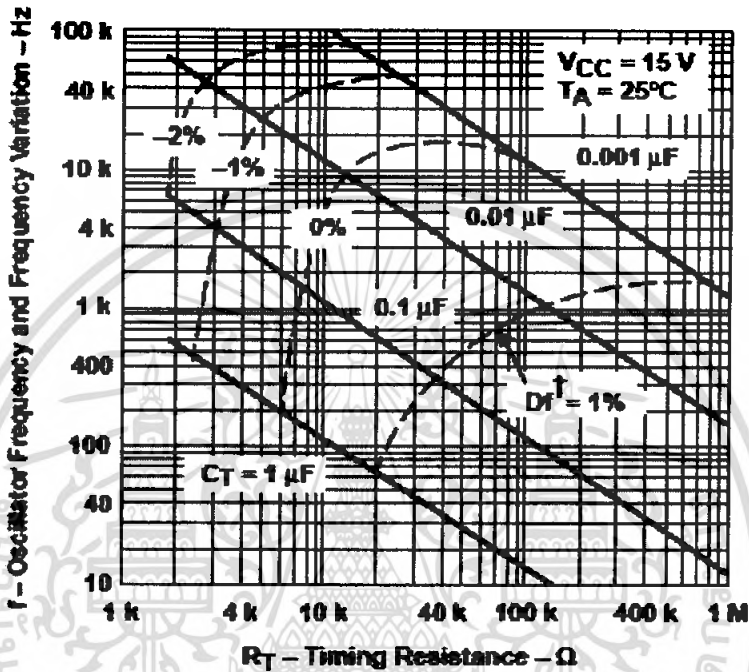


รูปที่ 4.6 แสดงการจัดโครงสร้าง ภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก



รูปที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T, C_T ในการกำหนดความถี่

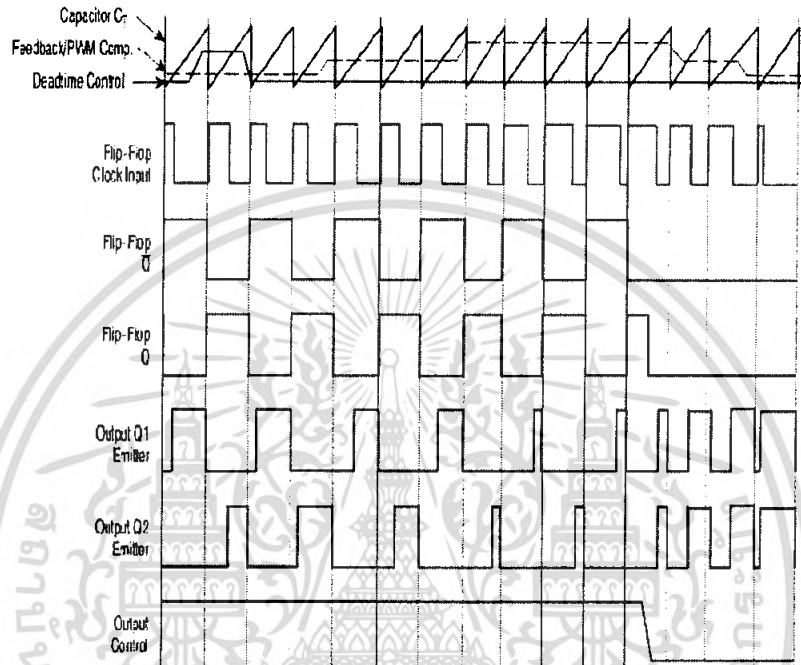
$$T = (R_T C_T) / 1.1$$

4.3.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน Nor Gate ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C1 ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง C1 จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเลือกสารเป็นเอกสารที่ส่งวนเวียนสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้เห็นเป็นประโยชน์ในการคัดลอกเอกสารนี้ กรุณาแจ้งให้สำนักหอสมุดกลางทราบเพื่อปรับปรุงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารที่ปรับปรุงเนื้อหา

คอมมอน โหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างของเอาต์พุตต่ำที่สุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



รูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

4.3.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D

การเลือกใช้ TL 494 เราสามารถกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead Time) T_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output control) เข้ากับขา 14 (+5 Vref) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

4.3.3 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 โดยขณะที่ C_T ดิซชาร์จ เอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C1 จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์แบบพวง-พุด ในกรณีนี้ คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้ คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)

จากรูปที่ 4.6 แสดงรายละเอียดของขา IC ดังนี้

ขา 1 เป็นขาชนิด Input ซึ่งเป็นแบบ Non-inverting ของ Error Amp ตัวที่ 1

ขา 2 เป็นขาชนิด Input ซึ่งเป็นแบบ Inverting ของ Error Amp ตัวที่ 1

ขา 3 เป็นขาชนิด Input ใช้เป็นขา Feedback PWM Comparator

ขา 4 เป็นขาที่ใช้ควบคุม Dead Time

ขา 5 เป็นขาที่ใช้ต่อกับ C ภายนอกซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่

ขา 6 เป็นขาที่ใช้ต่อกับ R ภายนอกซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่

ขา 7 เป็นขาต่อ Ground ของตัว IC

ขา 8,9,10,11 เป็นขาชนิดที่ Output ต่อใช้งาน

ขา 12 เป็นขาต่อไฟเลี้ยง IC

ขา 13 เป็นขา Output Control

ขา 14 เป็น Output Vref

ขา 15 เป็นขา Inverting Input Error Amp ตัวที่ 2

ขา 16 เป็นขา Non-inverting Input Error Amp ตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

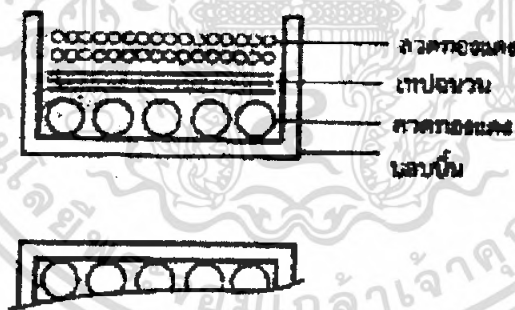
บทที่ 5

หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน

5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง มีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดัน ไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง, การพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบอบบิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

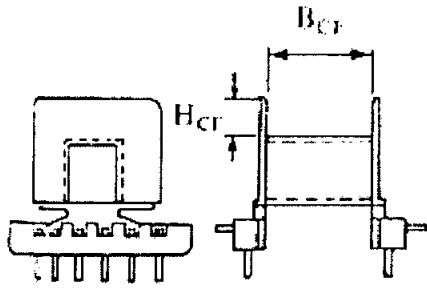
5.1.1 แกนเฟอร์ไรต์

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีส่วนทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดสูญเสียในตัวมันที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไป ขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

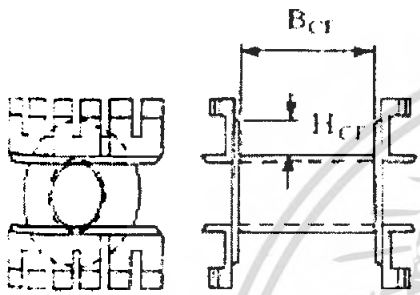
5.1.2 บอบบี้

บอบบี้ หรือ แบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนสูง และไม่ติดไฟ บอบบี้จะช่วยในการพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์ให้มีความสะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบี้จะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบี้ดูได้จากรูปที่ 5.2 บอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

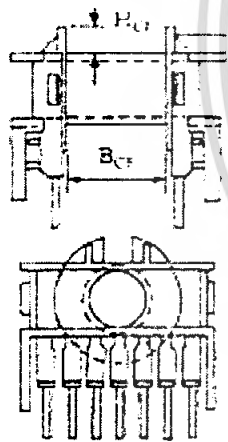
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



EE Bobbin



EC Bobbin



ETD Bobbin

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_s(\text{mm})$
E 814E250	0.17	6.7	2.1	34.29
E 813E187	0.33	9.3	3.2	36.32
E 812E343	0.36	10.0	3.2	47.50
E 812E250	0.58	10.1	4.9	55.12
E 782E272	0.80	17.3	4.7	55.88
E 375	1.05	16.5	6.6	73.41
E 21	1.14	17.9	6.0	86.36
E 782E608	1.78	26.3	7.1	92.96
E 348E772	1.81	26.3	7.1	99.06
E 625	1.32	21.2	6.4	94.9
E 55	2.80	33.1	8.6	113.03
F 75	2.42	26.2	8.1	119.38

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_s(\text{mm})$
EC 35	0.97	21.5	4.8	50.04
EC 41	1.35	24.5	5.8	59.94
EC 52	2.13	28.3	7.7	72.90
EC 70	4.77	41.5	11.7	95.0

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$R_s(\text{mm})$	$H_s(\text{mm})$	$S_s(\text{mm}^2)$
ETD 34	1.23	21.3	6.0	59.94
ETD 52	1.74	23.4	6.9	63.58
ETD 44	2.13	26.6	7.3	76.3
ETD 47	2.71	32.1	8.4	85.09

A_w = พื้นที่ช่องพันขดลวด

B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

l_s = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 5.2 แสดงตัวอย่างขนาดมาตรฐานของบอบบินสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD

5.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมากนักจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบี้เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับ กระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

5.1.4 เทปฉนวน

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดลวดเซคันดารี วัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) เทปฉนวนมีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

5.2 แกนเฟอร์ไรต์ และการเลือกใช้

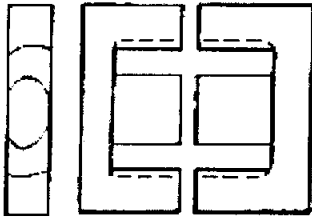
5.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

ถึงแม้จะมีวัสดุแม่เหล็กมากมายที่สามารถจะนำมาใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้นั้น แต่วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนหม้อแปลงมากที่สุดก็คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เนื่องจากวัสดุเฟอร์ไรต์มีความหนาแน่นฟลักซ์ไม่สูงเกินไปนักและวัสดุเฟอร์ไรต์ส่วนมากจะมี Bsat อยู่ในย่านระหว่าง 3000 - 5000 G แต่มี core loss ต่ำที่ความถี่สูง ง่ายต่อการพัน coupling และง่ายในการประกอบ

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกของการประกอบเข้าด้วยกันกับบอบบี้ การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบี้จะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนมีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ในรูปที่ 5.3

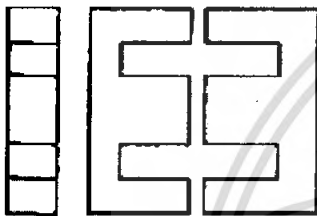
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และ ในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI / RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการ แพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนบน POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็กจึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่ เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงการเลือกใช้แกน จะเป็นแบบแกนไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบี้นได้สะดวกแกนในกลุ่มนี้ค่า EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT



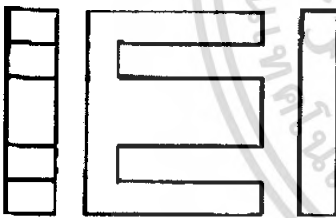
ETD

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



EE

CORE TYPE	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	V_e (cm ³)	l_e (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	133.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EI

CORE TYPE	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	V_e (cm ³)	l_e (mm)
EI 19	0.34	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

A_e = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์, l_e = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบี้น, V_e = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 5.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี และขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times t}{N_p \times A_c} \times 10^8$$

- เมื่อ ΔB = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
 V = ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็น โวลต์
 N_p = ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
 A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
 T = ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์เกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

5.2.3 การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิน (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

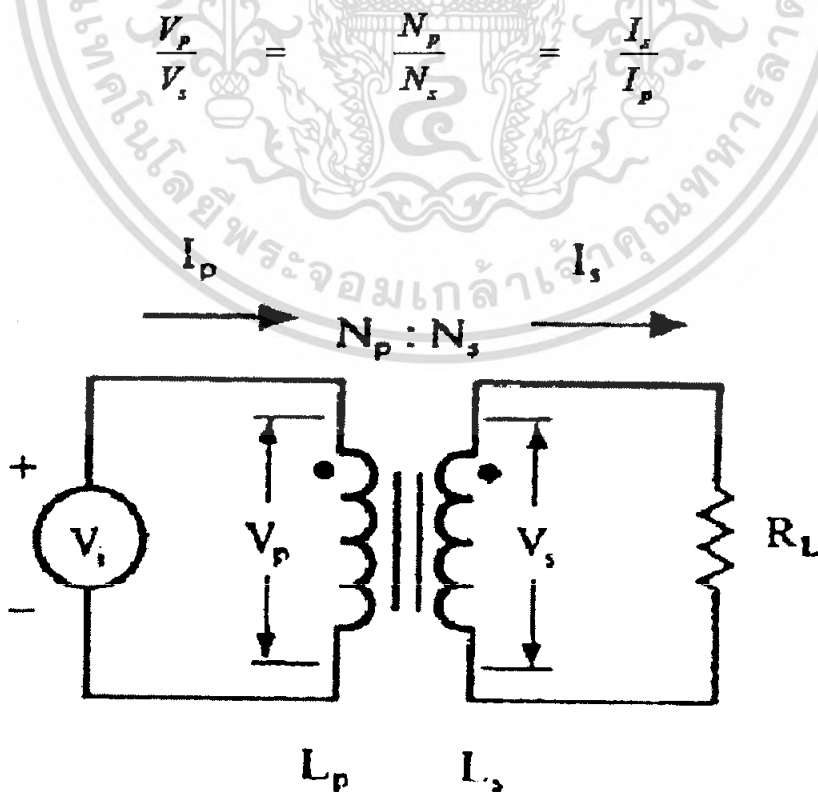
สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B(\max) \times f \times A_c \times A_w}{D} \times 10^{-3}$$

- เมื่อ $\Delta B_{(\max)}$ = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเกาส์
 F = ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเฮิรตซ์ f
 A_c = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
 A_w = พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร
 D = ค่าความหนาแน่นกระแสในขดไฟโรมารี เป็นเซอร์กิวลามิลต่อแอมป์
 P = กำลังงานสูงสุดที่ได้จาก แกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์

5.2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟโรมารีและขดเซคันดารี ของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไฟโรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไปผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 5.4 จะเป็นดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงระหว่างขดไฟโรมารีและขดเซคันดารี
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$N_p / N_s = \sqrt{L_p / L_s}$$

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

มีข้อสังเกตคือแรงดัน เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักแม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุตและค่าที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักแม่เหล็ก จะมีค่าน้อยกว่าหรือมีเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อมจะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจรและจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

5.3 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน เส้นลวดทองแดงอบน้ำยาดำตามมาตรฐาน AWG ที่มีการผลิตและจำหน่าย ในขณะที่หม้อแปลงทำงานสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.1 ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability) μ (มีว) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรง

5.4 ในการออกแบบหม้อแปลงสิ่งที่ต้องคำนึงในการออกแบบคือ

การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และลักษณะของแกนเหล็ก
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพัน
3. ชนิด และลักษณะของฉนวน
4. ลักษณะ โครงสร้างของ case ตลอดจนการระบายความร้อน
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางกลอื่นๆ

ข้อกำหนด

1. ขนาดพิกัดของกำลังไฟฟ้าขาออก
2. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ ของกระแสและแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ หรือแม้กระทั่งอัตราการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิต่อเวลา
4. Voltage Regulation
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่นๆ

สมการของการออกแบบ

อัตราส่วนของหม้อแปลงกำหนดได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

สำหรับหม้อแปลง Step up $T = NS / NP$

สำหรับหม้อแปลง Step down $T = NP / NS$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ 20 KHz ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงาน ในขณะที่นำกระแสในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดำเนินตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์กึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

6.1 ไดโอด

6.1.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดและอูลตรา-กัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์มีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 200 ถึง 700 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตรา-กัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนกระแสแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

6.1.2 ขอตต์กีไดโอด

ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องมาจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดและอูลตรา-รีคัพเวอร์ไดโอดขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวของมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดำเนินตัวของขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลย

ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ขอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อยที่สุดและมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

6.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ยังมีข้อดีคือมีอัตราทนแรงดันตกคร่อมและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อสามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังสูญเสีย

6.3 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ย่านความถี่สูงตั้งแต่ 50 KHz ไปถึงจนประมาณ 400 KHz เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็ผลดีในการเลือกชนิดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจจะขับด้วยมอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดดูเลชั่น โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P- ch ทำงานในลักษณะ พุช-พูล หรือว่าทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N- ch เพราะสามารถทำงานได้ดีที่ย่านความถี่สูงกว่าแบบ P- ch

6.4 การออกแบบตัวประจุทางด้านเอาต์พุต

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตนั้นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงคืออัตราทนกระแสในขณะที่ใช้งานสูงสุด ความถี่ของการสวิตช์ ซึ่งชนิดของคอนเวอร์เตอร์และปัจจุบันนิยมใช้แบบอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำซึ่งค่า ESR นี้จะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตและอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่าสูงๆจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตามเป็นผลทำให้อายุการใช้งานสั้นลงซึ่งปัจจุบันได้มีการออกแบบตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดอุณหภูมิสูงถึง 105° C และค่าต่ำที่มีความถี่สวิตช์สูงๆตั้งแต่ 20 KHz ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{out} = \Delta I_{out} / 8 f \Delta V_{out}$$

เมื่อ $I_{out} = 0.25 I_L$

I_L = กระแสเอาต์พุต

ΔV_{out} = แรงดันกระเพื่อมจากขั้วคถึงขั้วค

f = ความถี่ใช้งาน

เพื่อที่จะค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุได้จากสมการ

$$ESR_{max} = \Delta V_{out} / \Delta I_{out}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การออกแบบ การทดลองและผลการทดลอง

หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ คือ

-วงจร DC-DC

-วงจร DC-AC

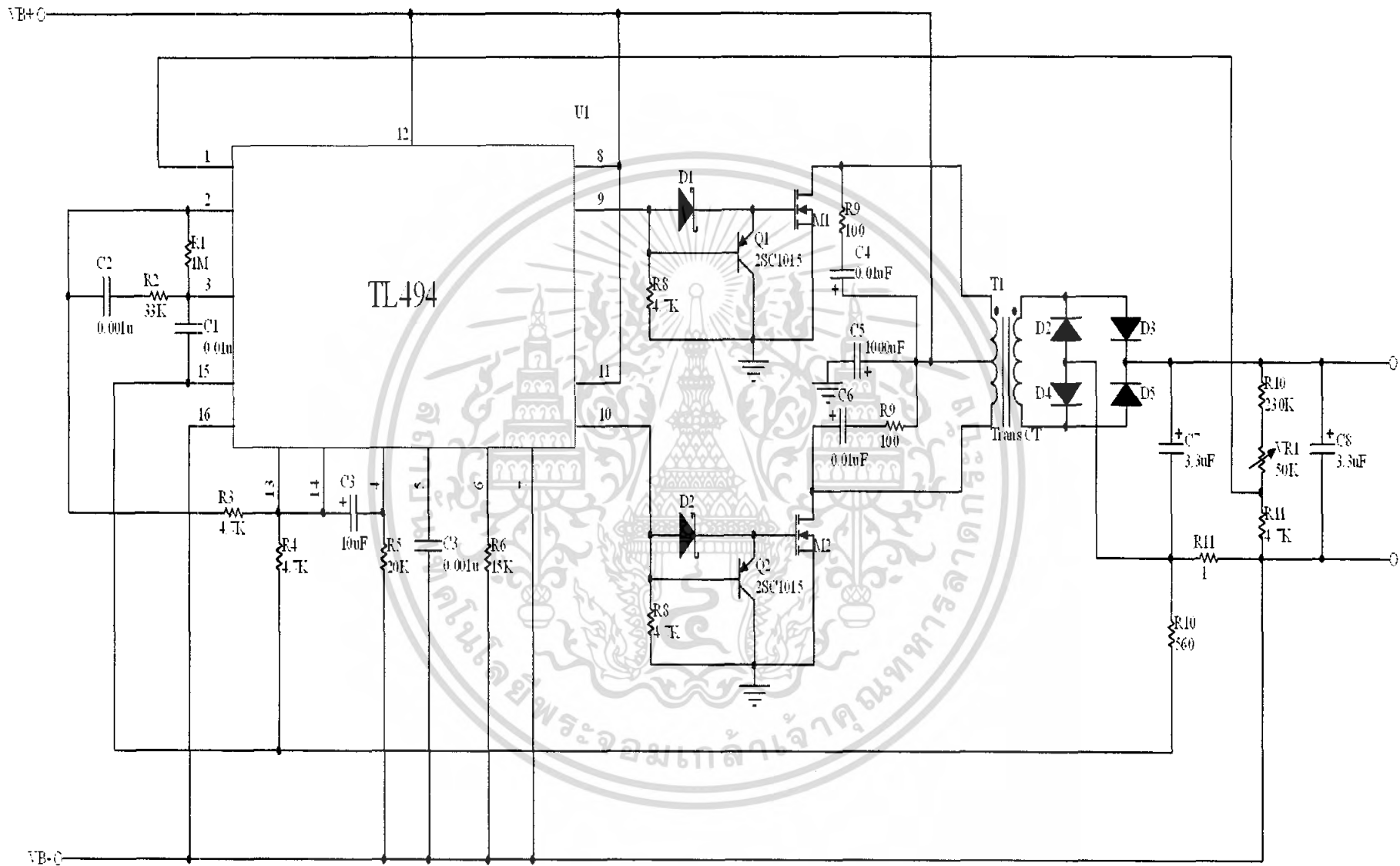
วงจร DC-DC โดยใช้ไอซี TL 494

จากวงจรไอซี TL 494 ถูกสร้างมาเพื่อกำเนิดพัลส์ ที่ขา 9 และขา 10 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุทของไอซี โดยกำเนิดพัลส์ สลับกัน ไปมาระหว่างขา 9 และขา 10 สามารถปรับค่าความถี่ในการสร้างพัลส์ได้ด้วยการใส่ค่า RT และมี CT ไว้โดยกำหนดความถี่ไว้ที่ 33.3 KHz การทำงานของมอสเฟต สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทขา 9 และขา 10 จะถูกต่อผ่านทรานซิสเตอร์ไดโอดและความต้านทานดังรูปตามวงจรเพื่อไปทริกขาเกตของ Q1 และ Q2 ตามลำดับซึ่งเป็นมอสเฟตเบอร์ IRF 540N เมื่อมอสเฟตทำงานจะส่งสัญญาณ ไปยังหม้อแปลงที่ออกแบบเป็นเซ็นเตอร์แทปโดยที่แต่ละสัญญาณจะถูกกลับเฟสกันและทางด้านขาออกจะถูกเรกติไฟเออร์ให้เป็นไฟตรงเพื่อนำไปขับชุดเพาเวอร์มอสเฟตที่ออกแบบเป็นชนิดเอช-บริดจ์และส่วนของแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรจะได้มาจากแบตเตอรี่

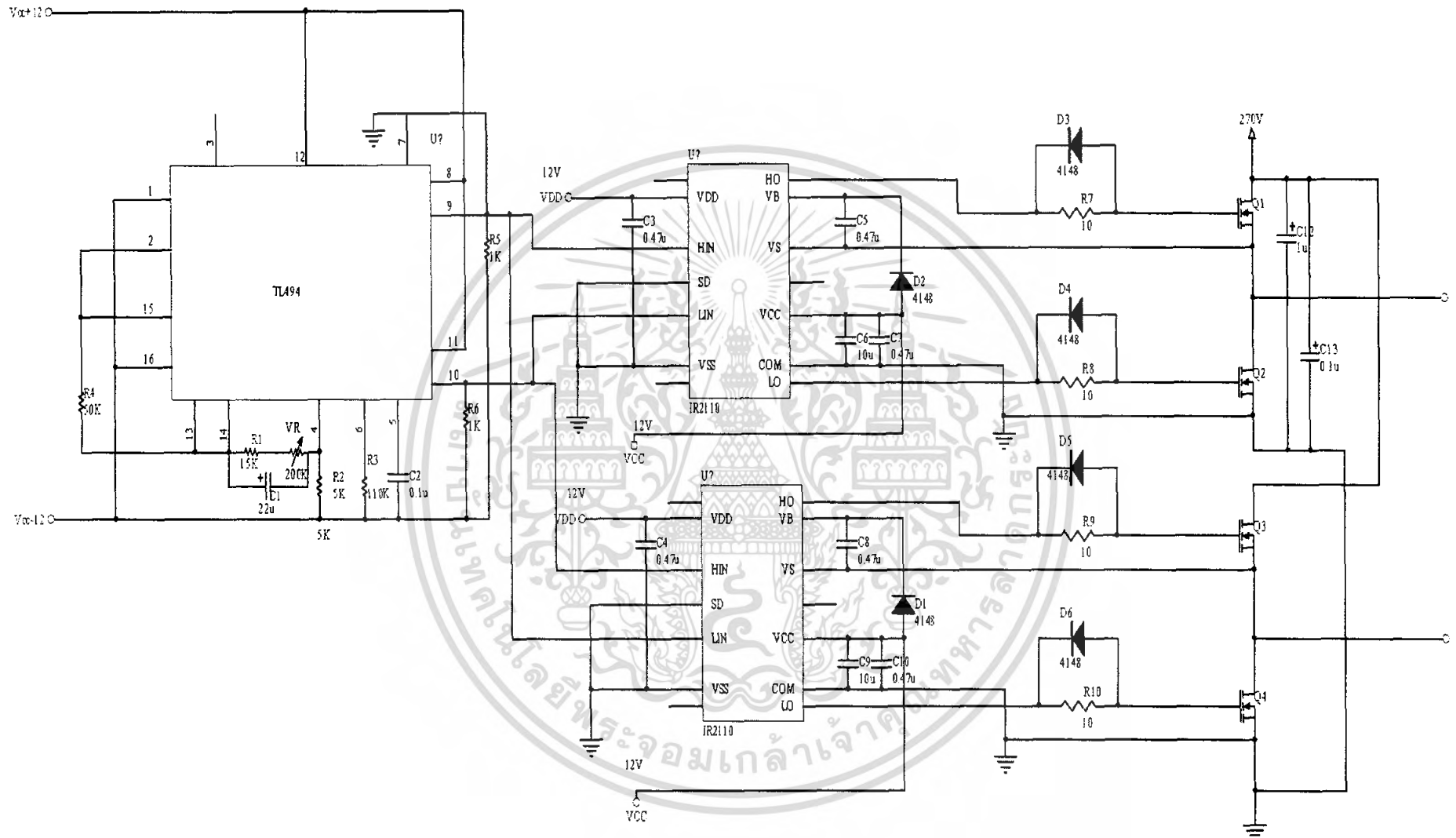
วงจร DC-AC โดยใช้ไอซี TL 494

จากวงจรไอซี TL 494 ถูกสร้างมาเพื่อกำเนิดพัลส์ ที่ขา 9 และขา 10 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุทของไอซี โดยกำเนิดพัลส์ สลับกัน ไปมาระหว่างขา 9 และขา 10 สามารถปรับค่าความถี่ในการสร้างพัลส์ได้ด้วยการใส่ค่า RT และมี CT ไว้โดยกำหนดความถี่ไว้ที่ 50Hz โดยจะกำหนดค่าคิวดัชนีที่ 33.3% ไอซี TL 494 สร้างพัลส์ที่มีการตัดขา โมนิคส์ที่สามหลังจากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยัง ไอซี IR2110 ซึ่งเป็นตัวขับขาเกตของมอสเบอร์ IRF840 ส่วนขาเดรนจะนำไฟตรงที่ได้มาจากวงจร DC-DC ที่มีขนาดแรงดันประมาณ 270V_{DC} และชุดเพาเวอร์มอสเฟตจะถูกต่อแบบเอช บริดจ์หลังจากนั้นจะได้แรงดันที่ได้เป็น ไฟสลับมีขนาดแรงดัน 220rms มีความถี่ใช้งาน 50Hz และส่วนของแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรจะได้มาจากแบตเตอรี่เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



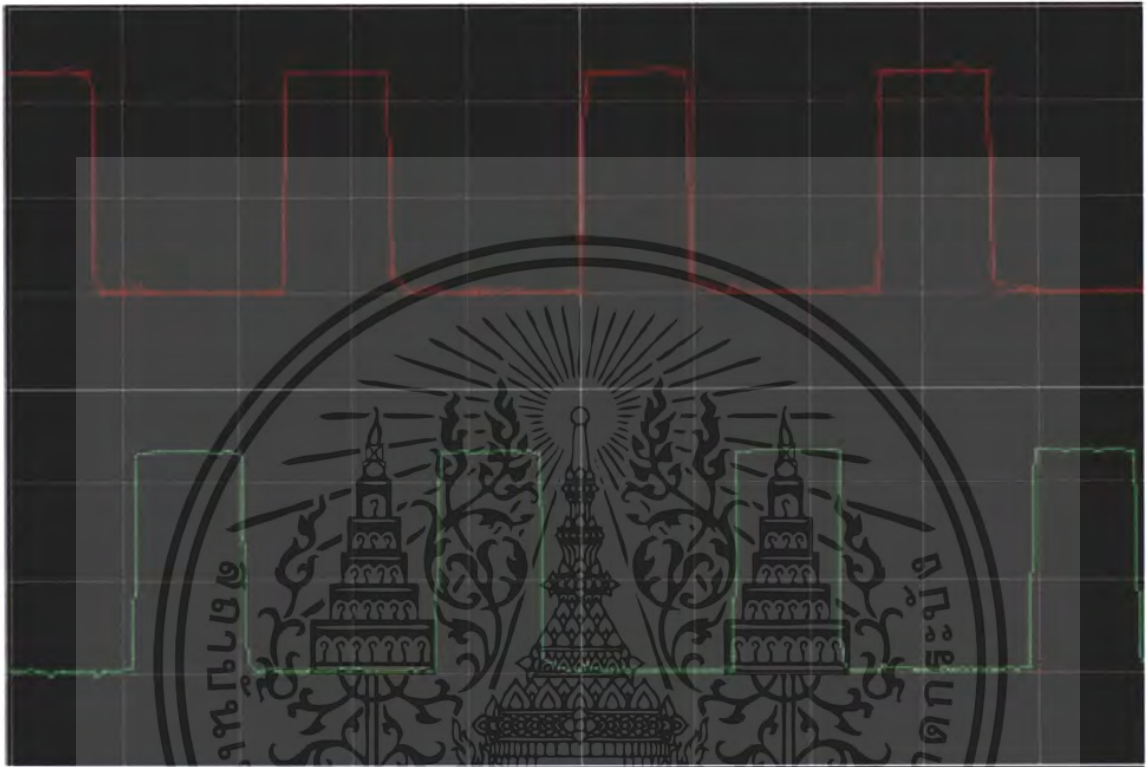
รูปที่ 7.1 วงจร DC to DC ที่ให้กำเนิดแรงดันทางด้านเอาต์พุต 270 V DC



รูปที่ 7.2 วงจร DC to AC ที่กำเนิดแรงดันทางด้านเอาต์พุต 220 Vrms

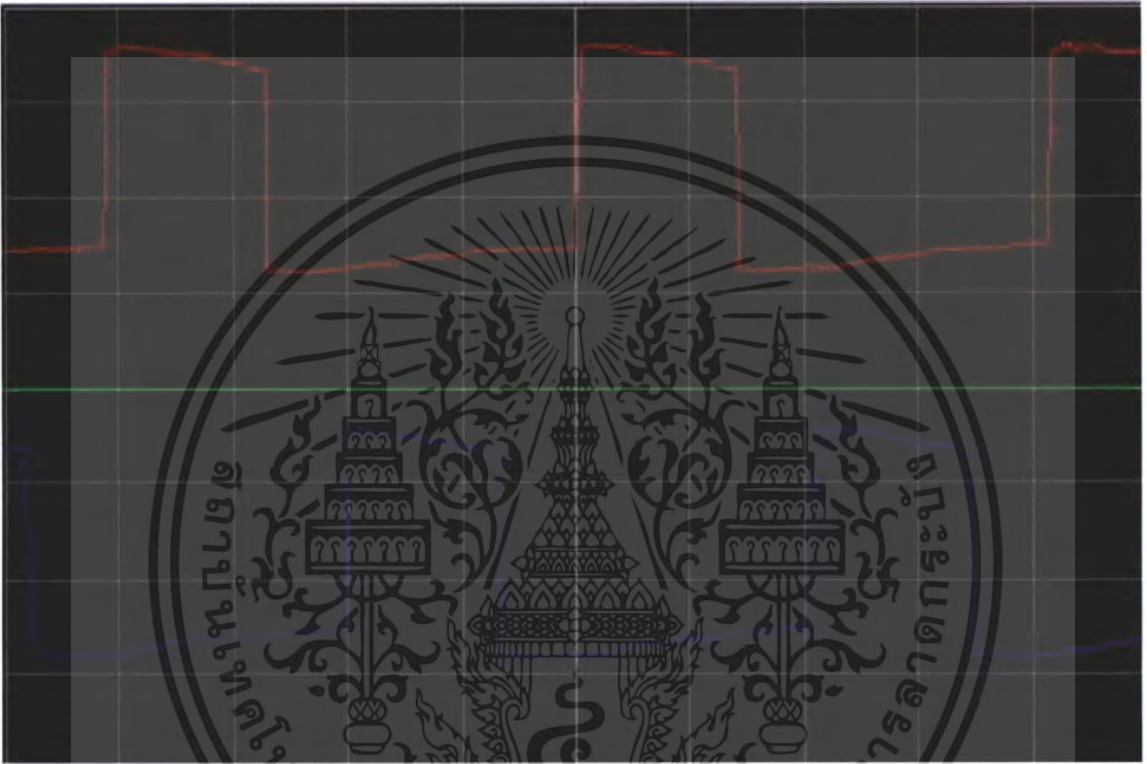
การทดลองและผลการทดลอง

ตรวจสอบรูปคลื่นและแรงดันที่จุดสำคัญของวงจร



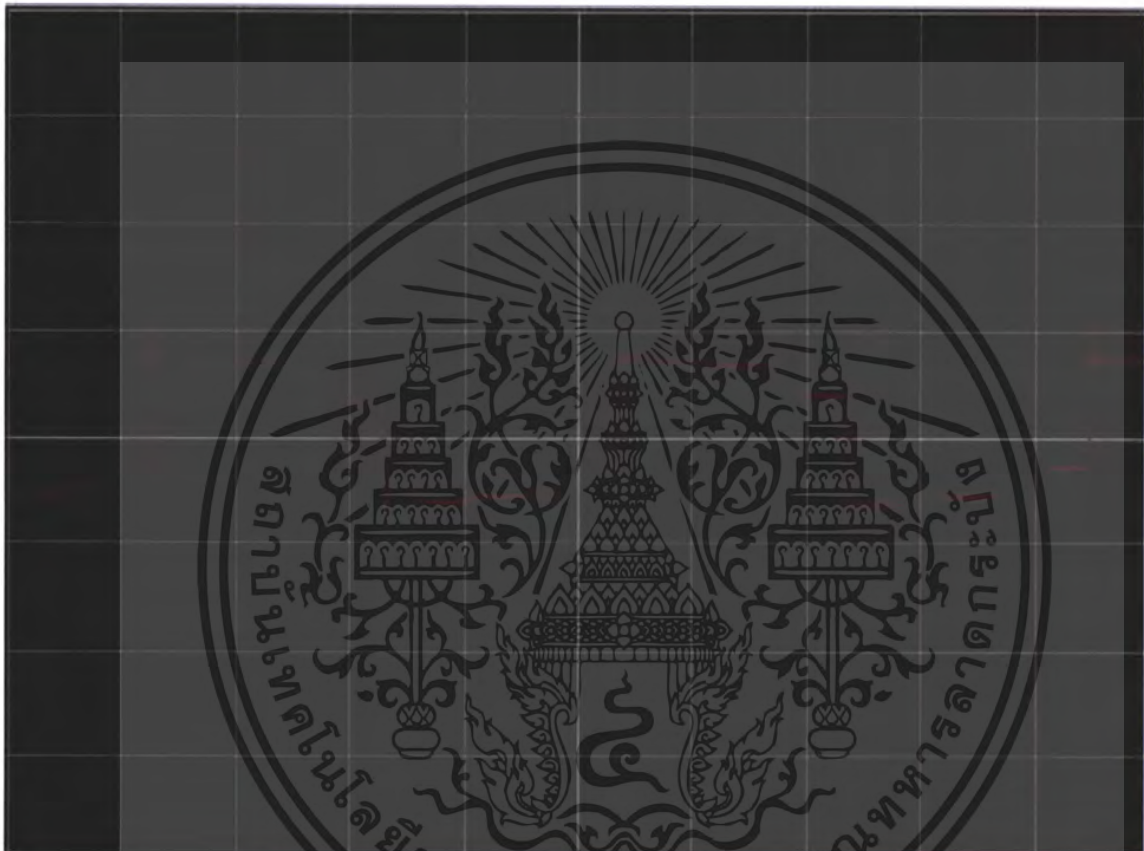
รูปที่ 7.3 สัญญาณพัลส์ที่นำไปขับเคลื่อนของมอเตอร์เฟสในวงจร DC-DC CONVERTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



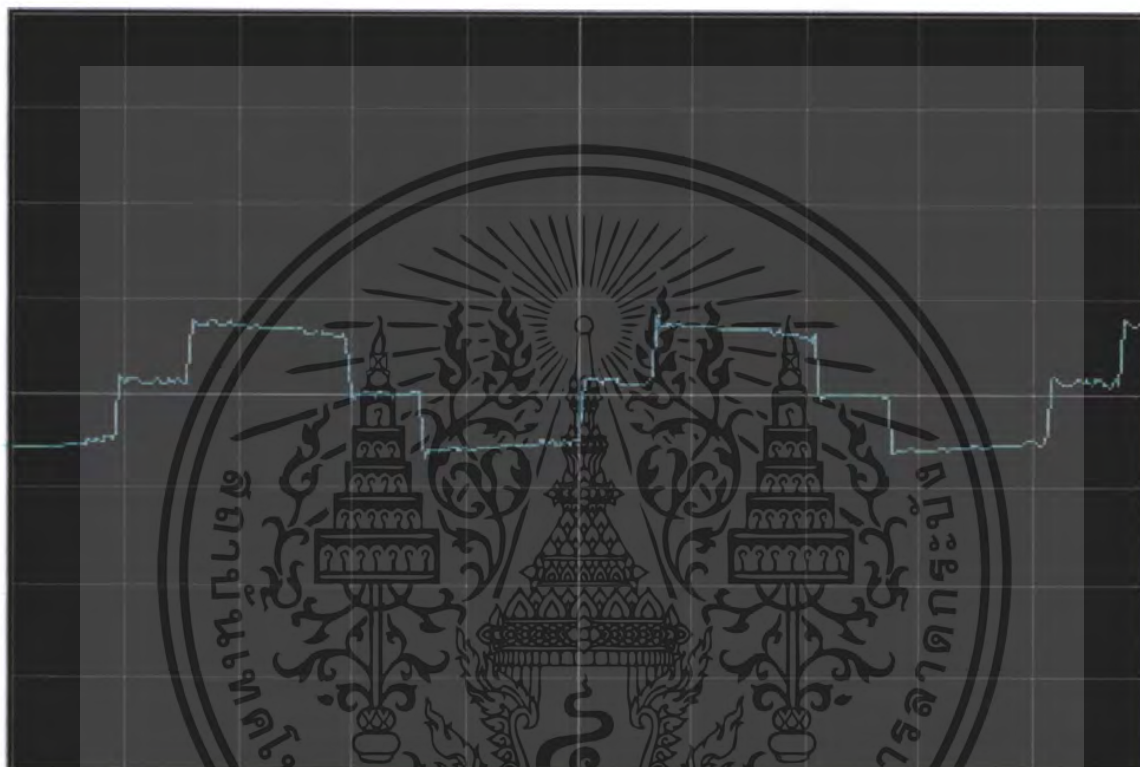
รูปที่ 7.4 สัญญาณที่ออกจากที่ใช้ขับมอเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



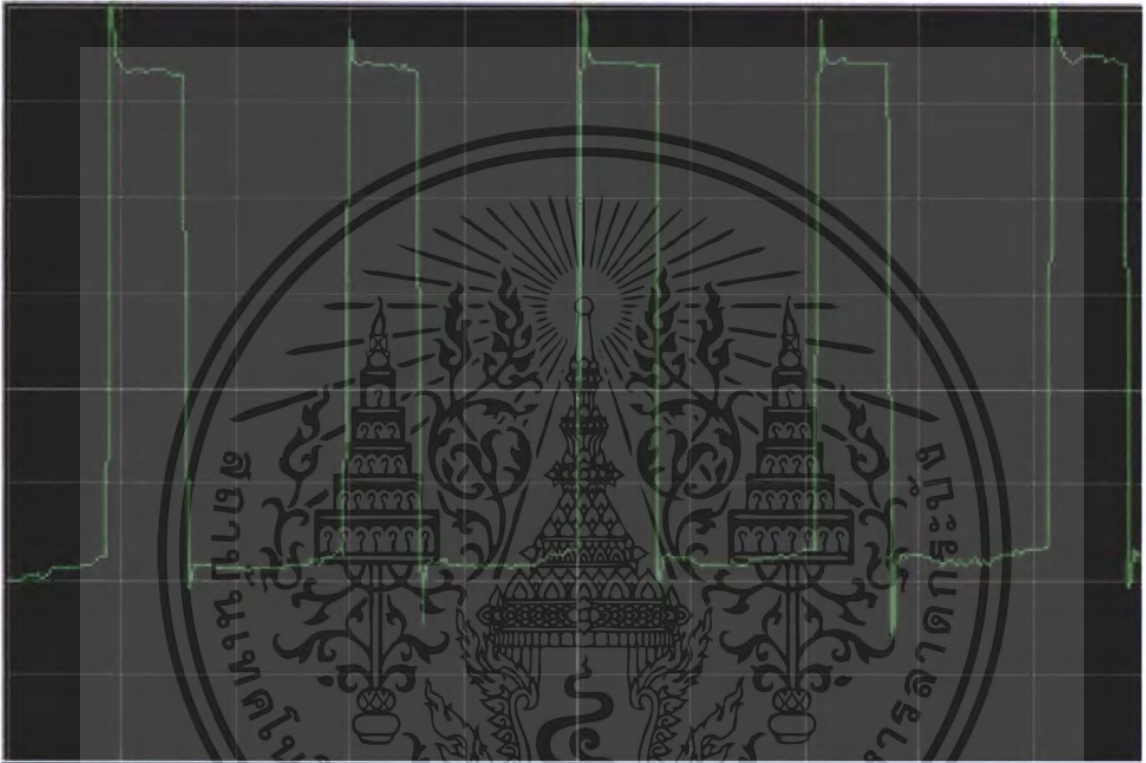
รูปที่ 7.5 สัญลักษณ์พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



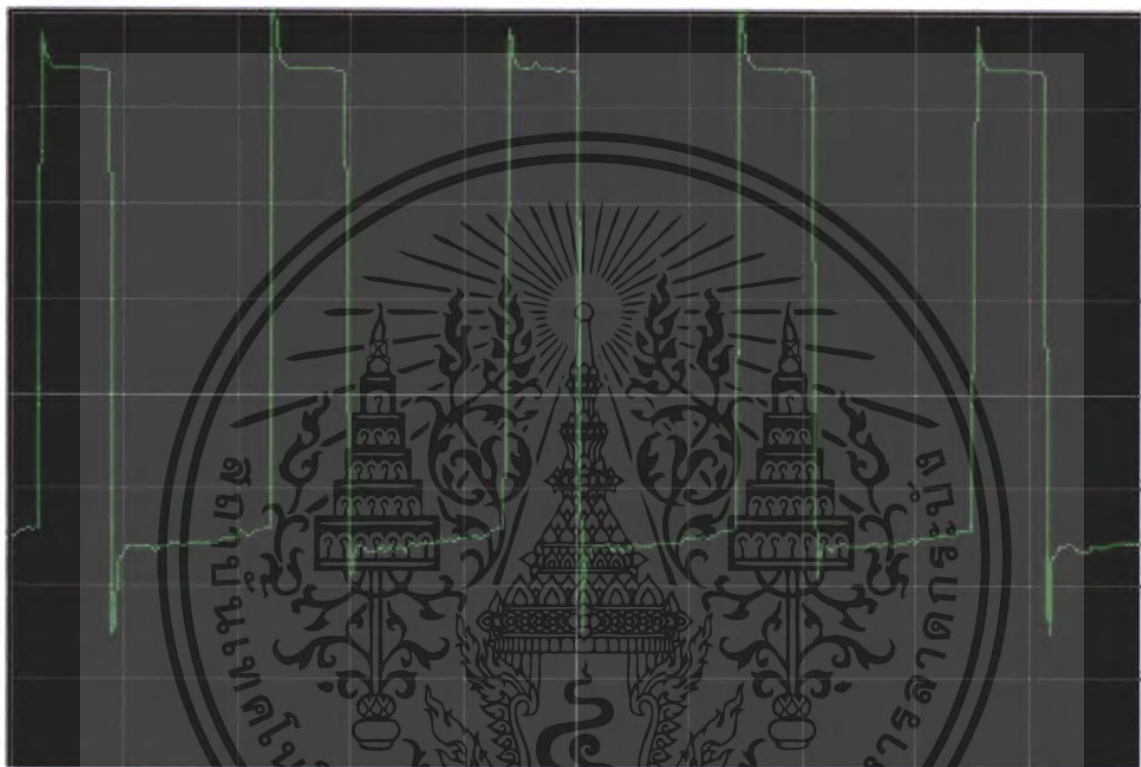
รูปที่ 7.6 สัญญาณขณะที่ต่อกับโหนดที่เป็นตัวต้านทานขนาด 20K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



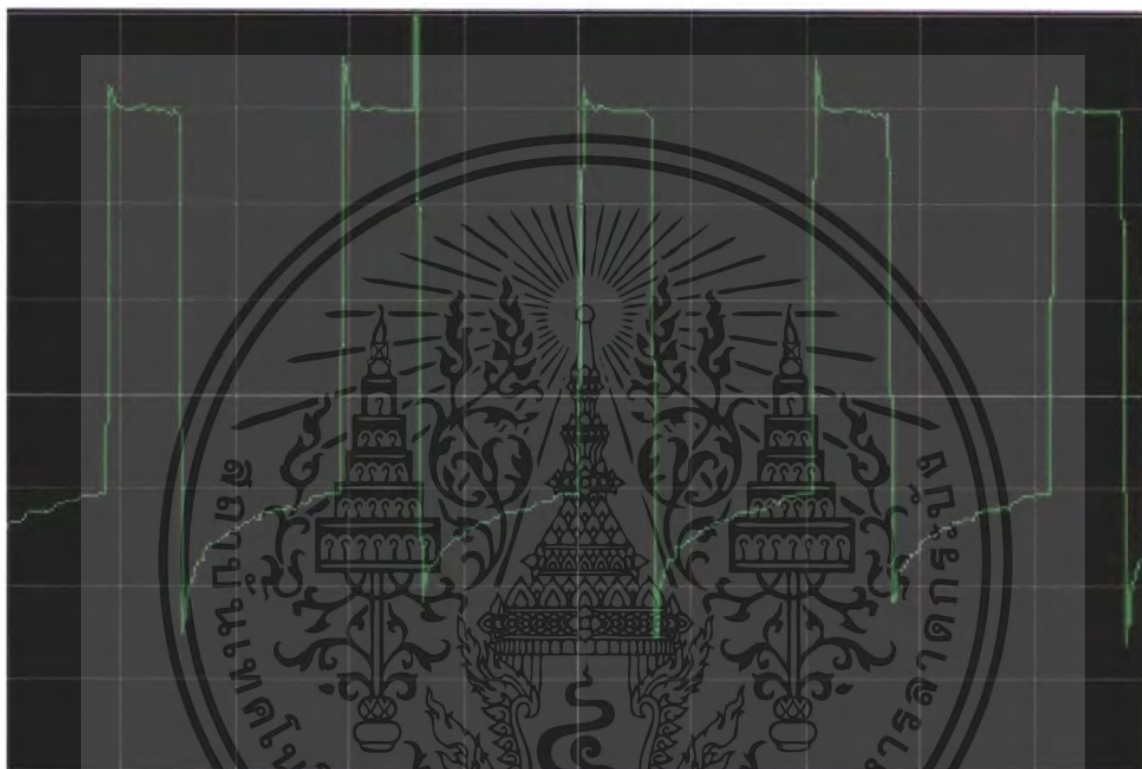
รูปที่ 7.7 สัญญาณขณะที่ต่อกับโหลดซึ่งเป็นหลอดไฟ 5W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.8 สัญญาณขณะที่ต่อกับโหลดซึ่งเป็นหลอดไฟ 60W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.9 สัญญาณขณะที่ต่อกับโหลดซึ่งเป็นหลอดไฟ 100W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองที่ค่าต่างๆเห็นได้ว่าแรงดันที่เอาท์พุทจะลดลงเรื่อยๆเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังได้สูงขึ้นดัง
ตารางนี้

No load

VDC=12.16

V Vout=300 Vrms

Load	Input Vdc	V load
5w	12.4 v	290 v
60 w	12.05 v	260 v
100 w	11.97 v	250 v



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

ในการทดลองสร้างอินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบและทดสอบโดยผลการทดลองที่ได้จากจุดต่างๆ ซึ่ง ผลการทดลองทางด้านเอาต์พุตได้แรงดันประมาณ 220 Vrms ที่ความถี่ 50 Hz ขั้นตอนแรกเริ่ม โดยการป้อน แรงดันไฟตรงขนาด 12 V โดยชุดนี้จะเป็นการแปลงไฟ DC-DC ซึ่งสามารถผลิตแรงดันตามที่กำหนดได้คือ 270 V หลังจากนั้นจะมาทำการเรกติไฟร์เออร์เป็นไฟตรงเพื่อป้อนให้กับชุด DC-AC ที่ POWER MOSFET จะได้แรงดันตามที่ต้องการคือไฟสลับที่ 220 Vrms หลังจากนั้นทำการใส่โหลดที่เป็นหลอดไฟ 5W ปรากฏว่าแรงดันตกเพียงเล็กน้อยและได้ทำการทดสอบที่โหลด 60W และ 100W แรงดันทางด้านเอาต์พุต ตกลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้นสังเกตได้ว่าอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้ตามที่ตั้งเป้าเอาไว้

วิจารณ์

จากการทดลองที่ได้ทำมีความยุ่งยากในการทำอันเนื่องมาจากต้องทำการสับเปลี่ยนตัวอุปกรณ์เมื่อ ให้ได้ค่าที่เหมาะสมกับแรงดันที่เราต้องการและเมื่อใส่โหลดมากขึ้นอุปกรณ์หลายๆของวงจรมีความร้อน เพิ่มขึ้นจึงควรจะมีการแก้ไขปรับปรุงให้เหมาะสมเพื่อให้อินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้นไป

บรรณานุกรม

1. สุวัฒน์ ดัน, 2534, เทคนิคการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, วิ.เจ.พรีนติ้ง, พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพฯ ฯ
2. สมบูรณ์ มารานนท์ และสมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, 2532, แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพฯ ฯ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by TL494/D

TL494

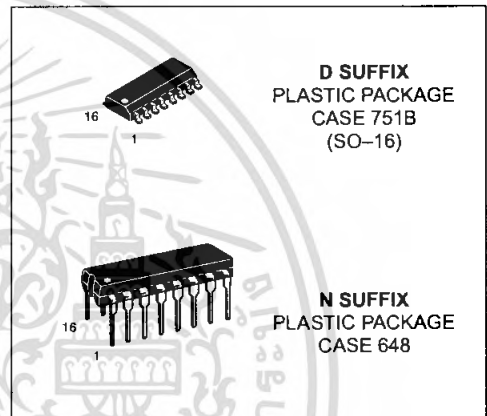
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

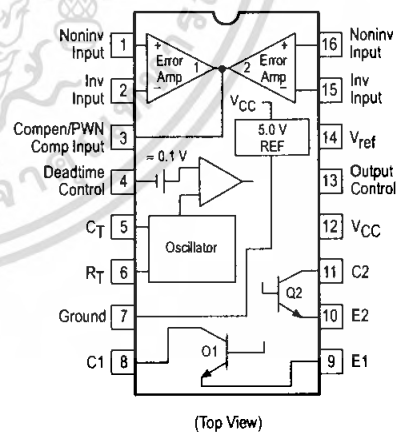


MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

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

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

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

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

TL494

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

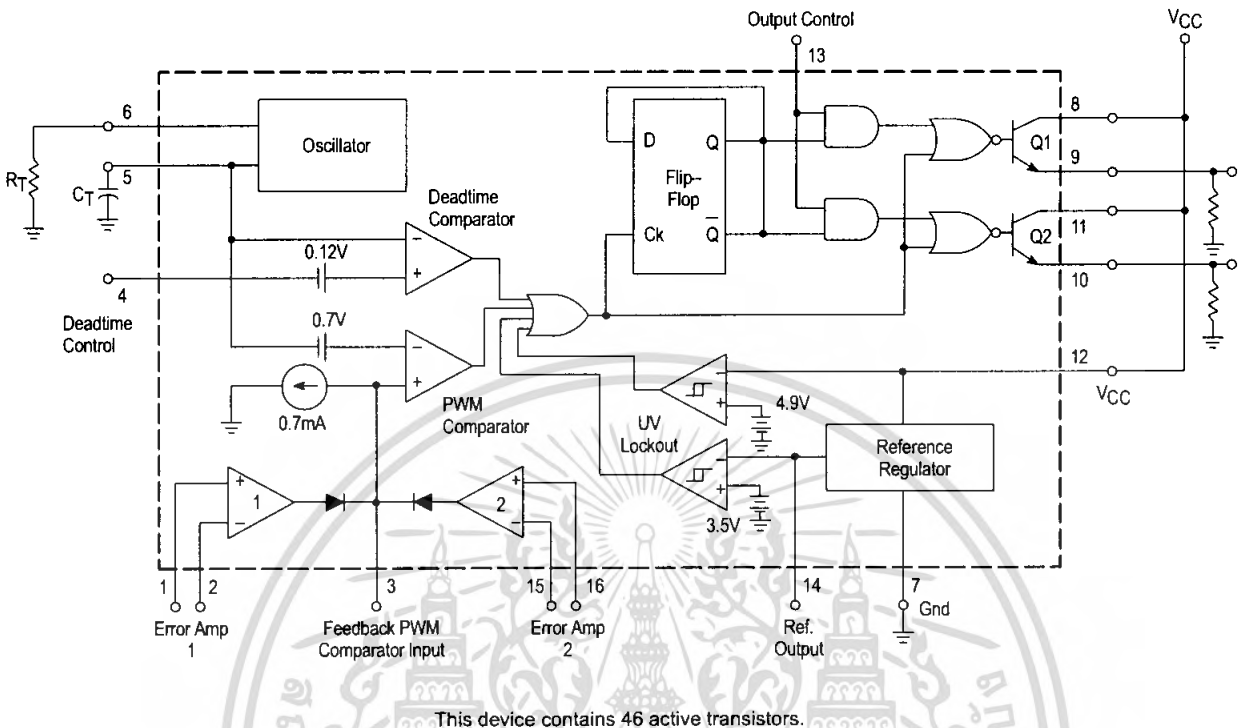
For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

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 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 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 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 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	%
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 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\text{ V}$) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

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

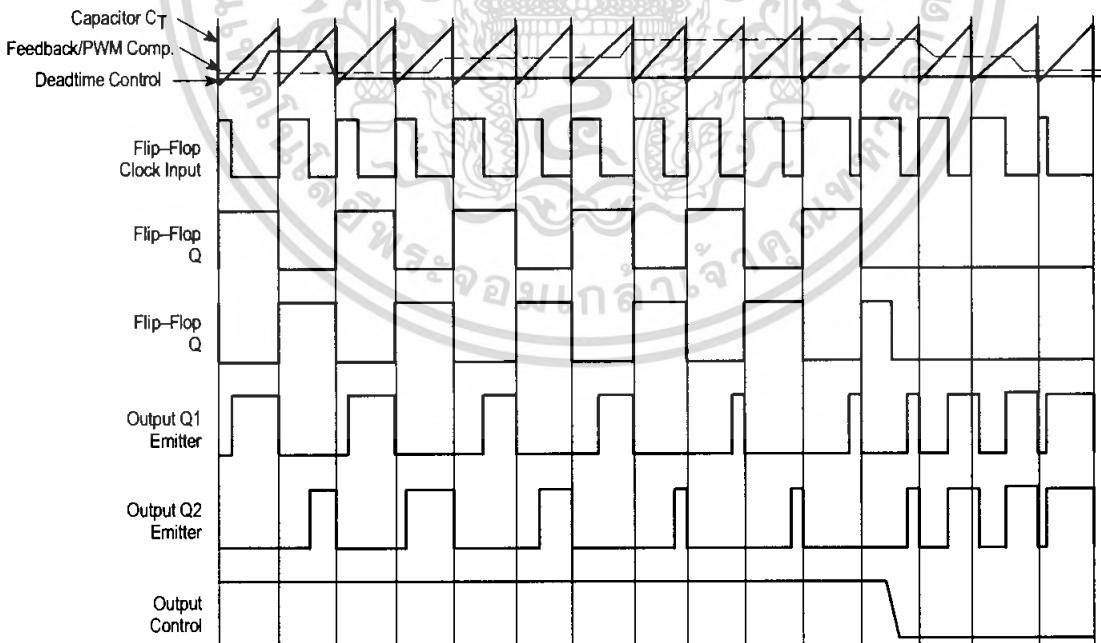
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

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

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

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

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

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

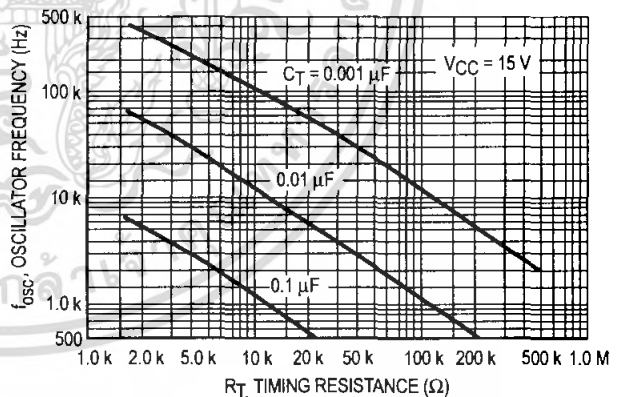


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

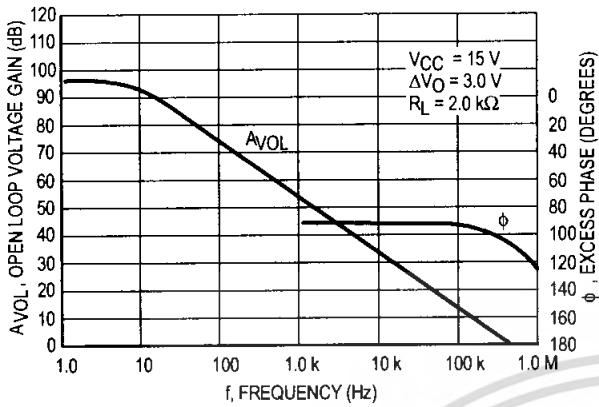


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

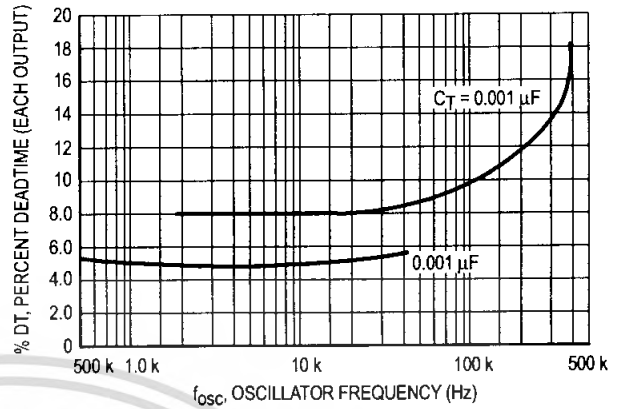


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

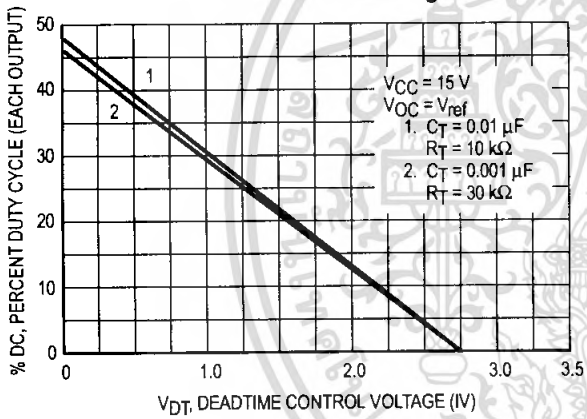


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

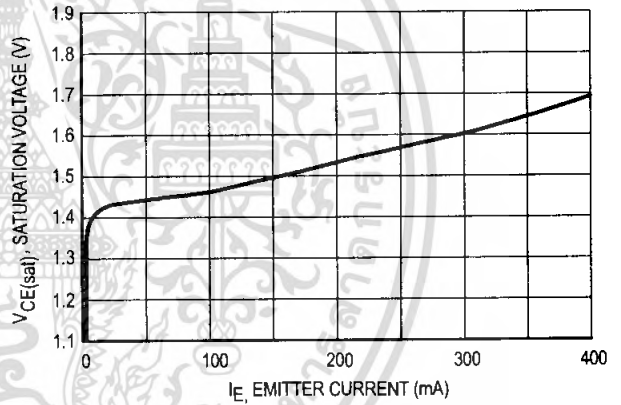


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

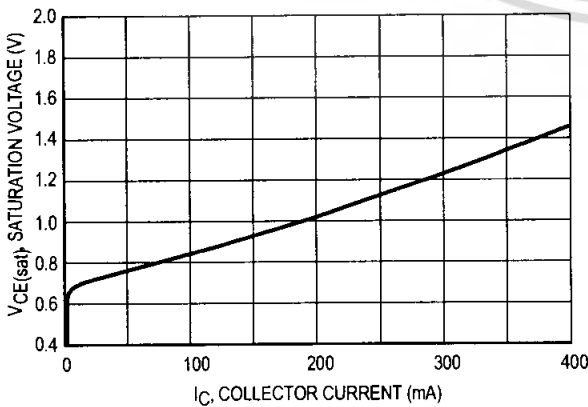
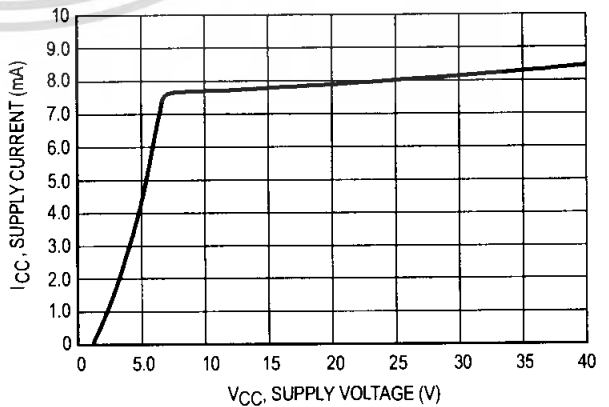


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



TL494

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

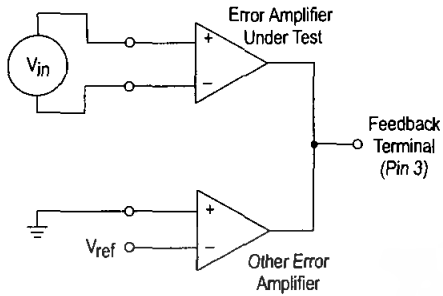


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

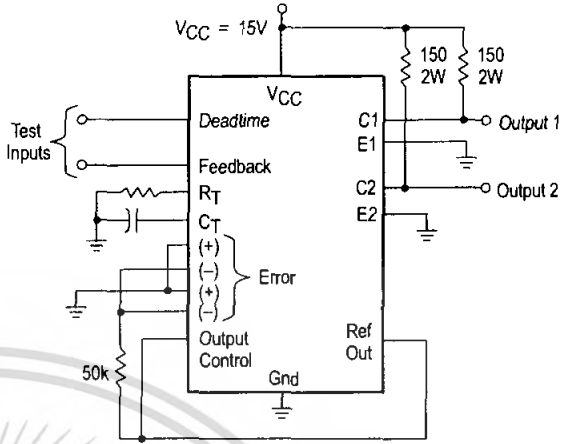


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

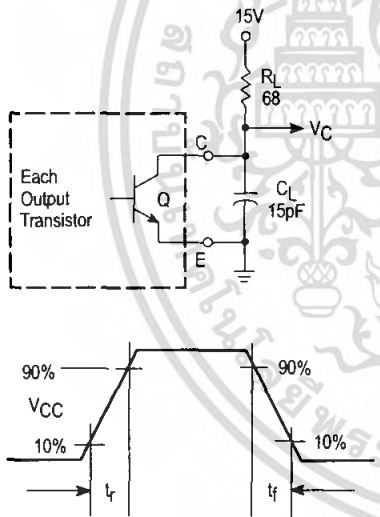
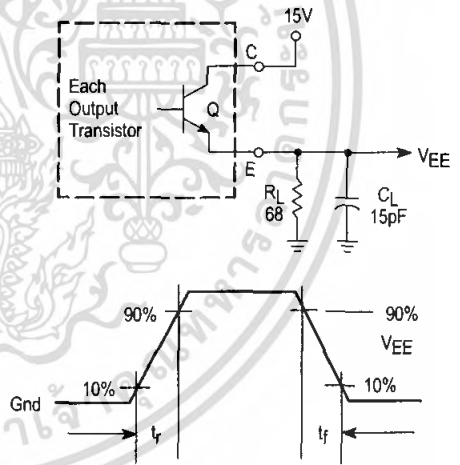


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



TL494

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

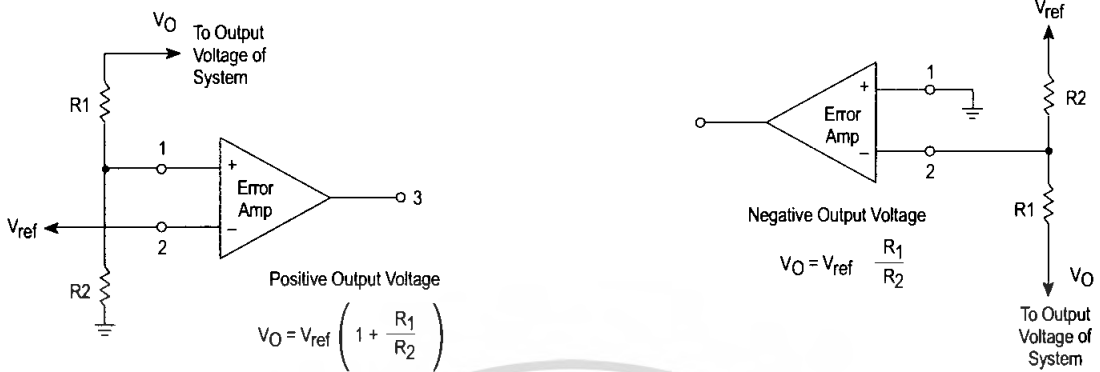


Figure 15. Deadtime Control Circuit

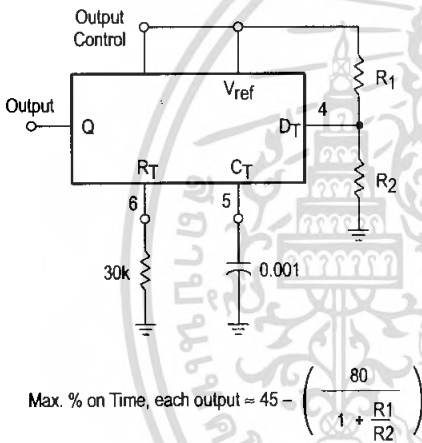


Figure 16. Soft-Start Circuit

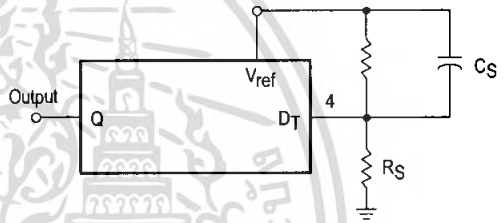
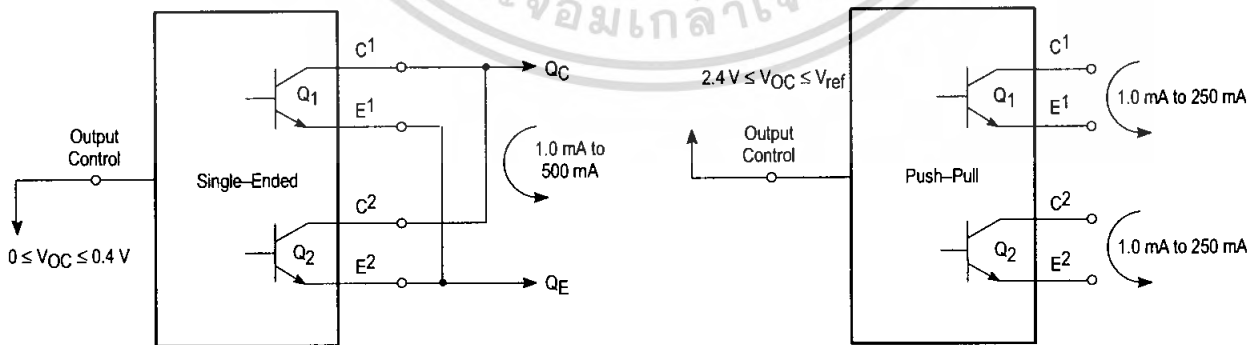


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

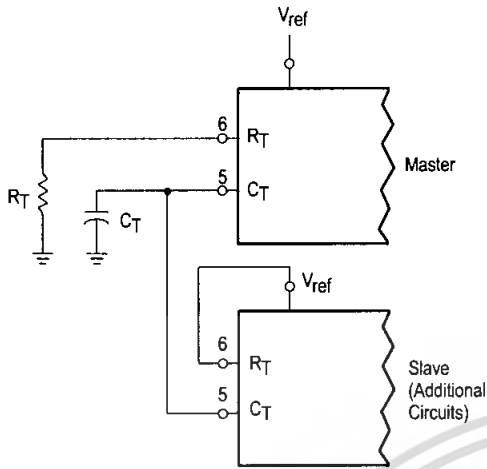


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40$ V Using External Zener

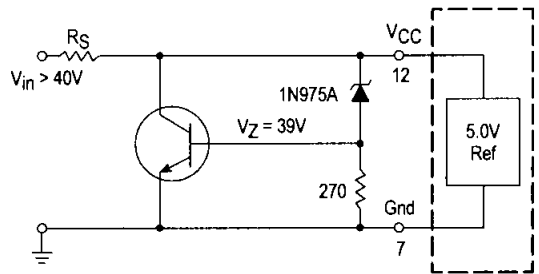
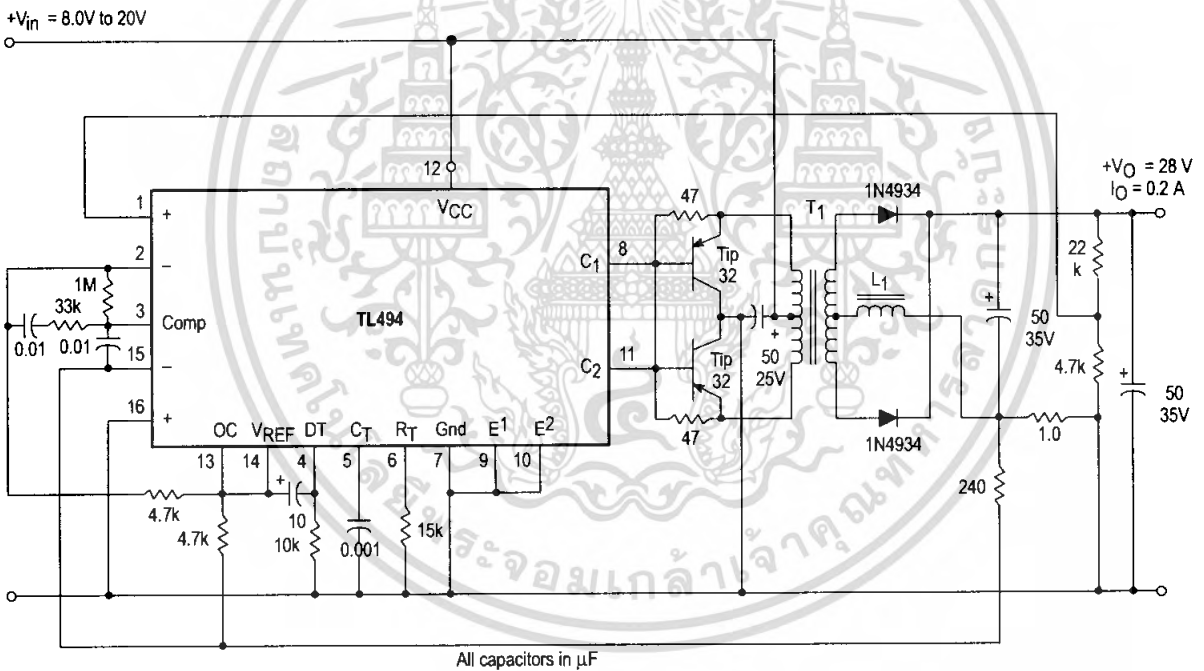


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

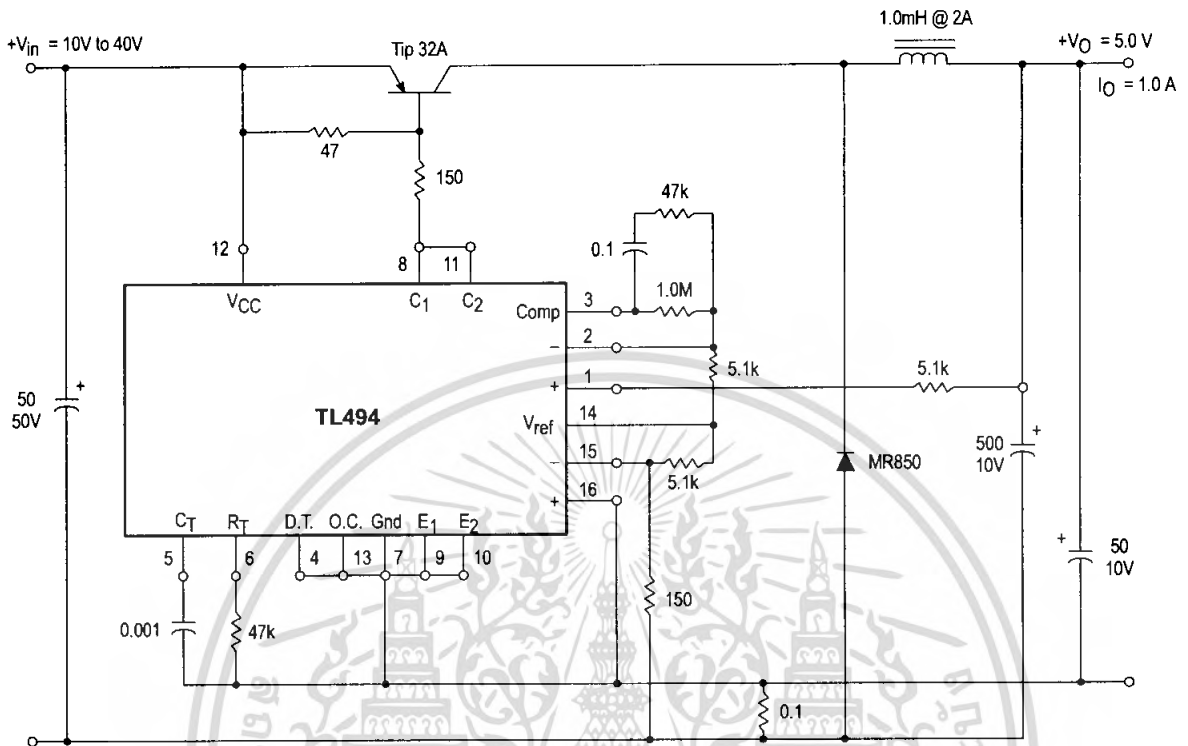


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10$ V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1.0$ mA to 1.0 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1.0$ A	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28$ V,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

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

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

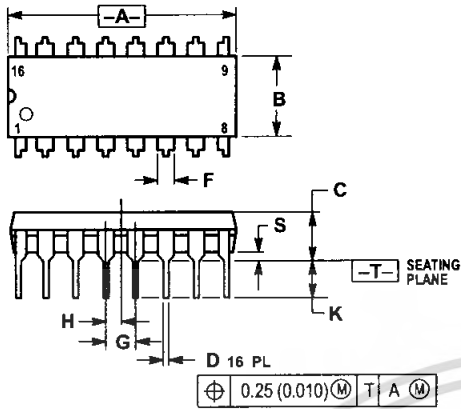


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0V \text{ to } 40V$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6V, I_O = 0.2mA \text{ to } 200mA$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6V, I_O = 200mA$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6V, R_L = 0.1\Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in}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

TL494

OUTLINE DIMENSIONS

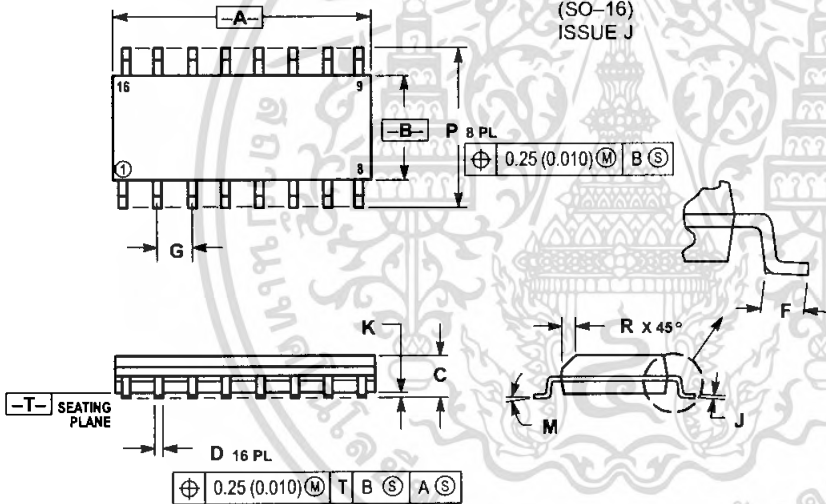
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



- 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°	
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16) 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	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°		7°	
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

TL494



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

How to reach us:

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

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

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

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



MOTOROLA

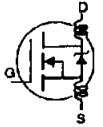
Motorola เป็นบริษัทที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการค้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้แก้ไขหรือเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

TL494/D



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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.78	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.85	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=4.8A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	4.9	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=4.8A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	$I_D=8.0A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	9.3		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	23	—		$I_D=8.0A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—		$R_G=9.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	20	—		$R_D=31\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	310	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	8.0	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	32		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=8.0A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	460	970	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=8.0A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.2	8.9	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=14\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=8.0A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 8.0A$, $di/dt\leq 100A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



DATA SHEETS

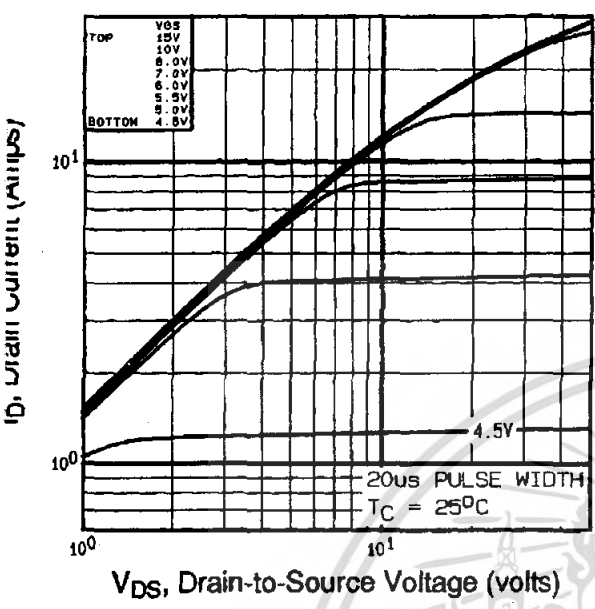


Fig 1. Typical Output Characteristics, Tc=25°C

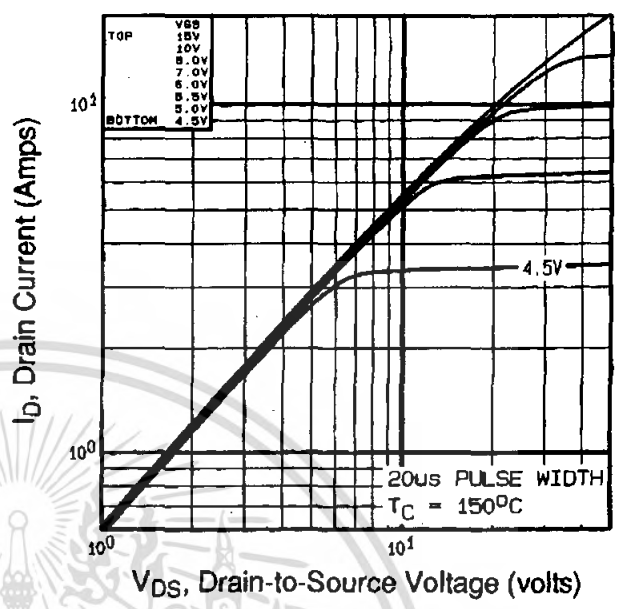


Fig 2. Typical Output Characteristics, Tc=150°C

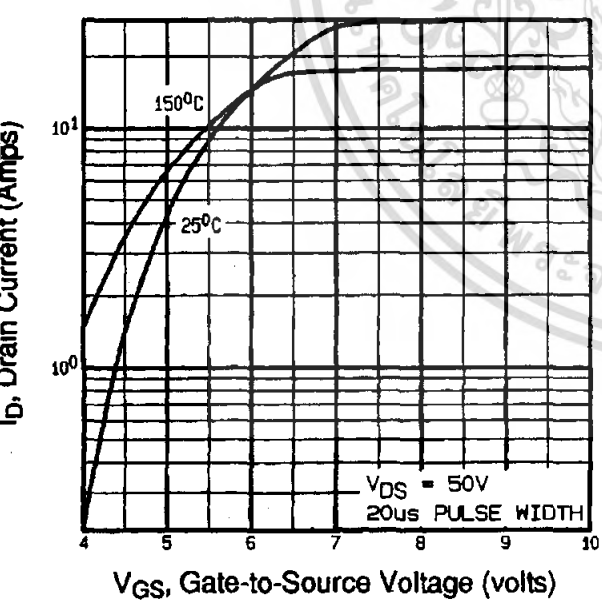


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

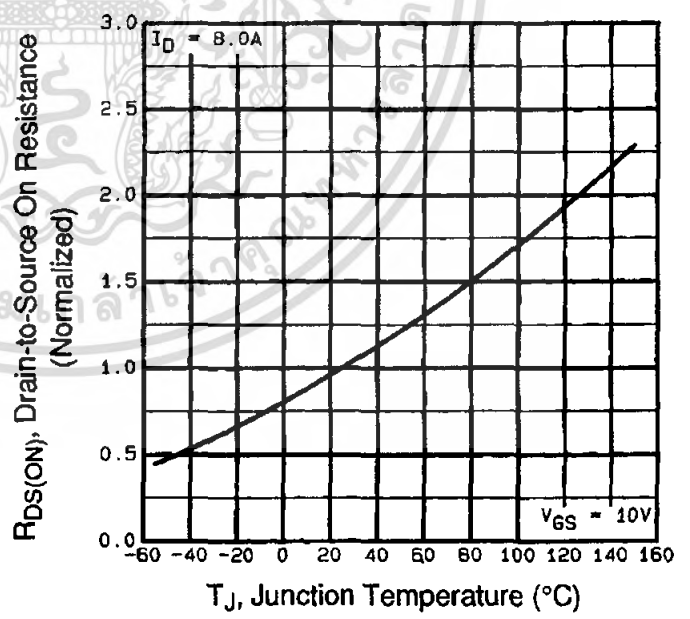


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

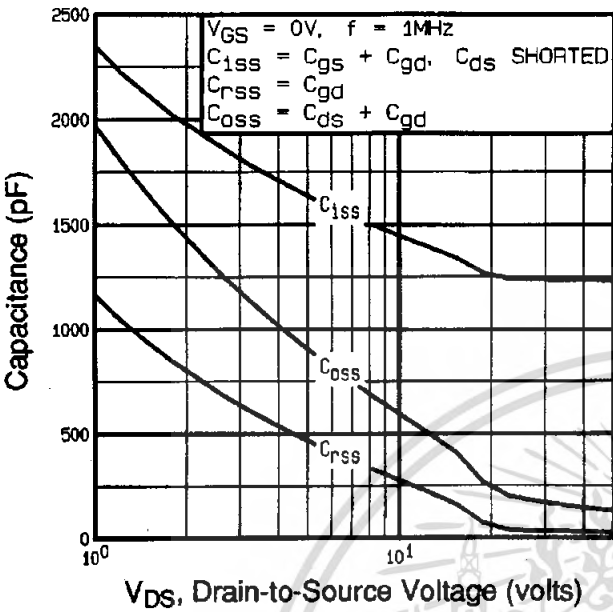


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

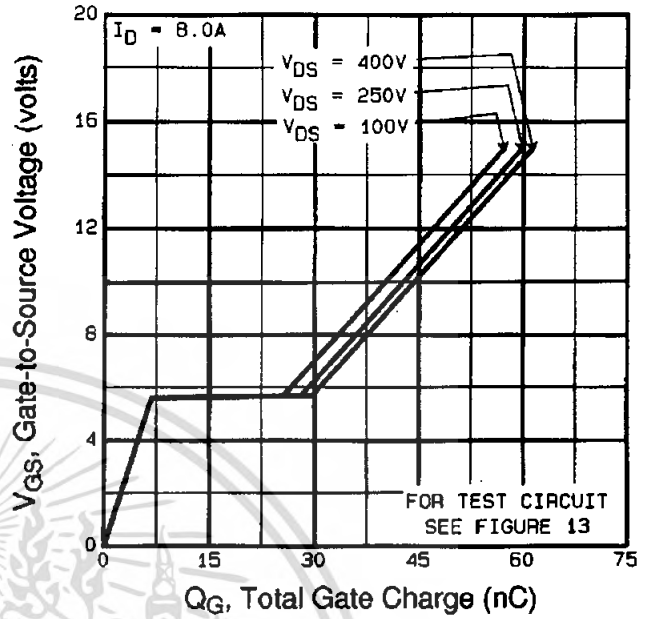


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

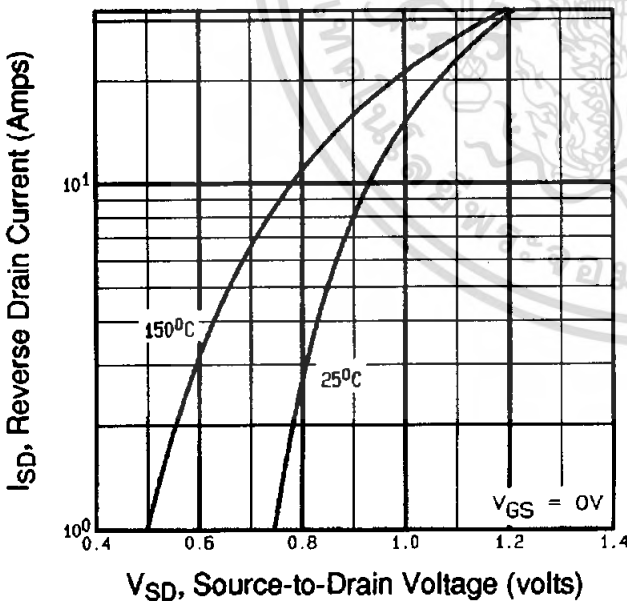


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

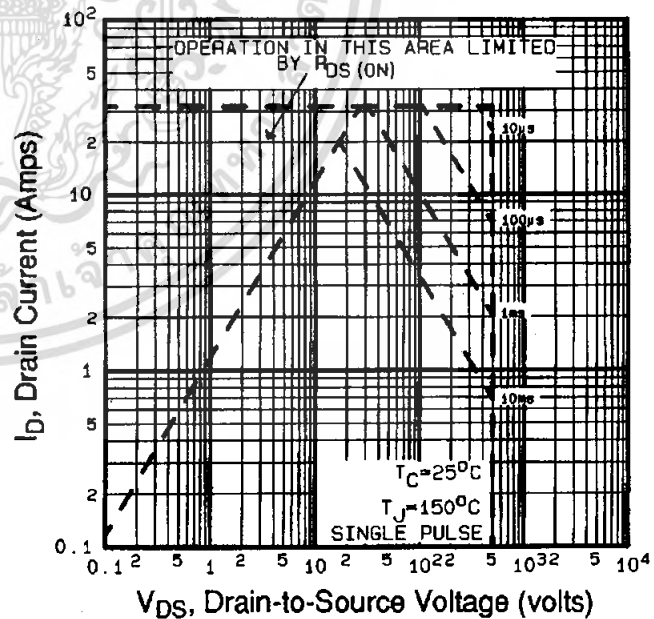


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

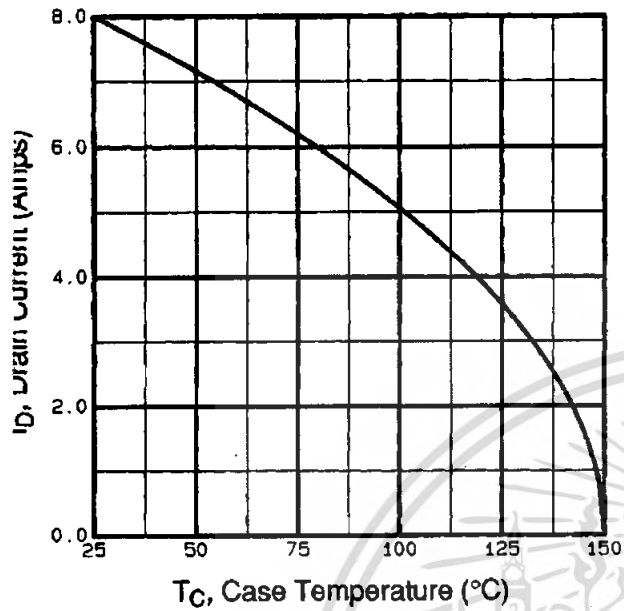


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

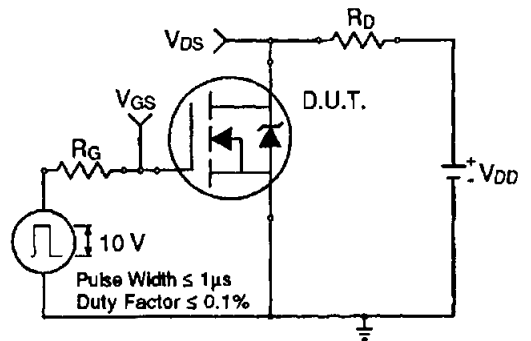


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

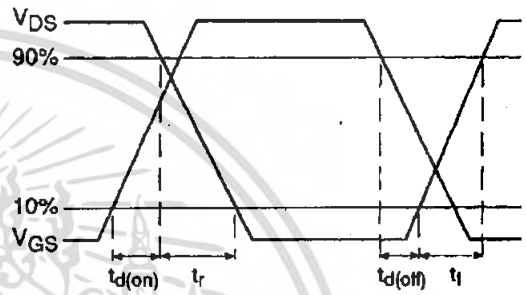


Fig 10b. Switching Time Waveforms

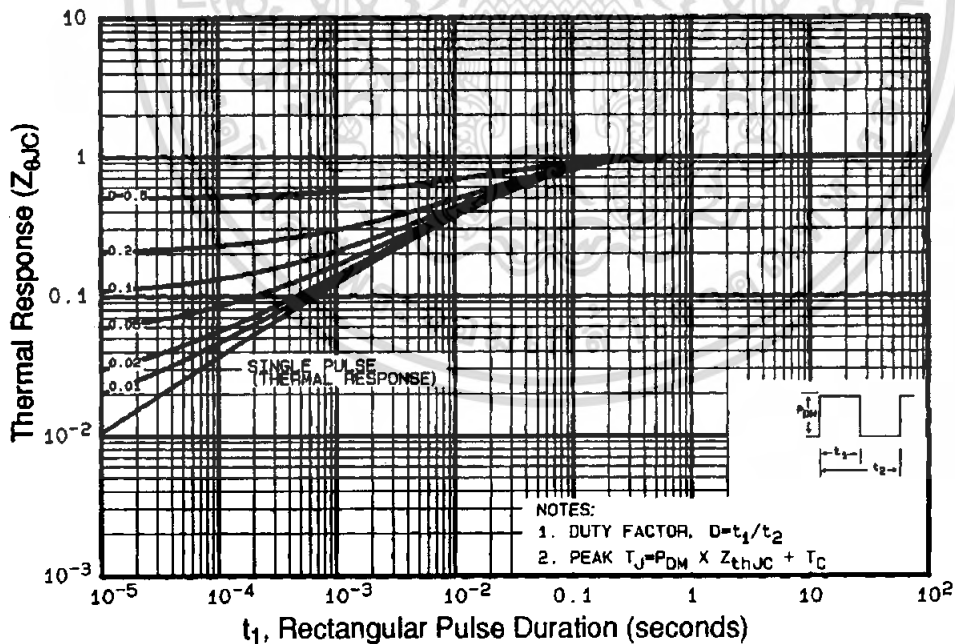


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

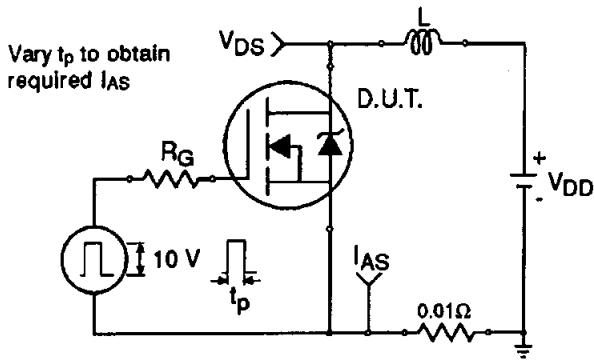


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

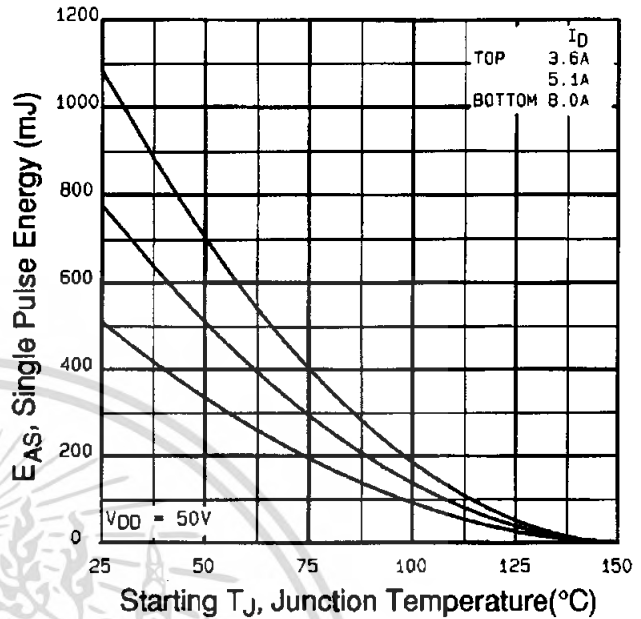


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

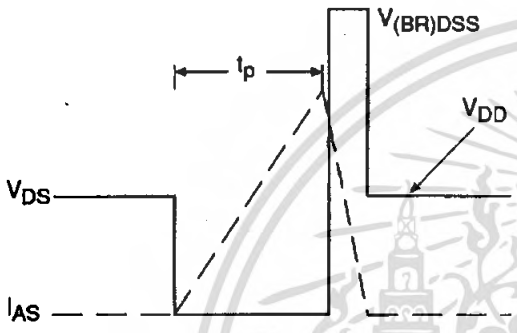


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

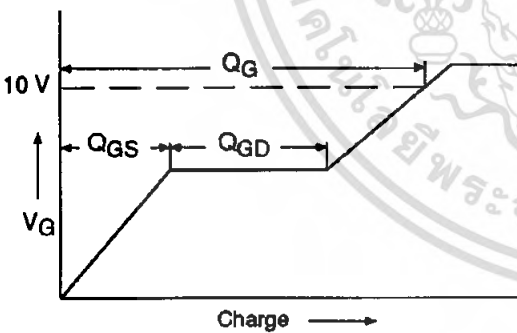


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

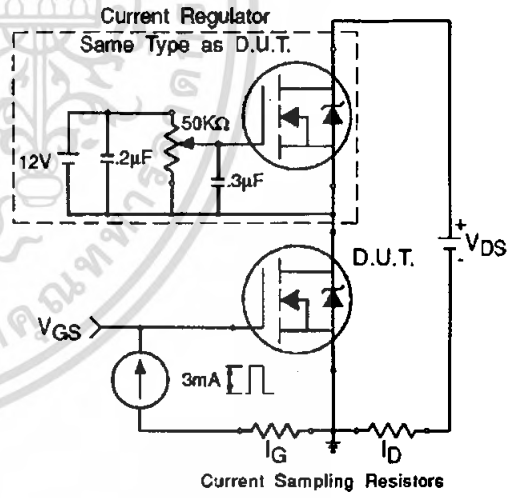


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

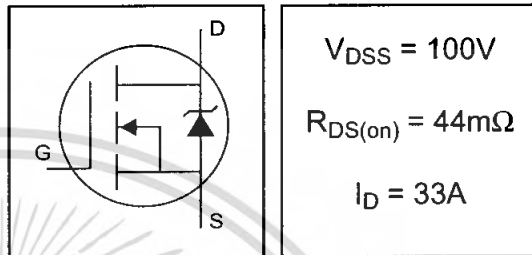
Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525



IRF540N

HEXFET® Power MOSFET

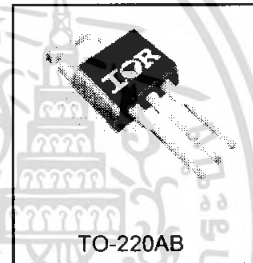
- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

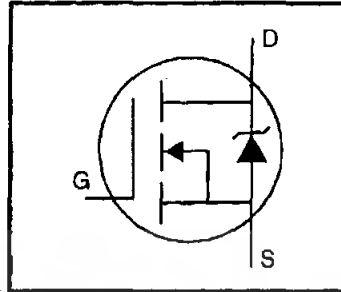
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	33	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	23	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	130	W
	Linear Derating Factor	0.87	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	7.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

EXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

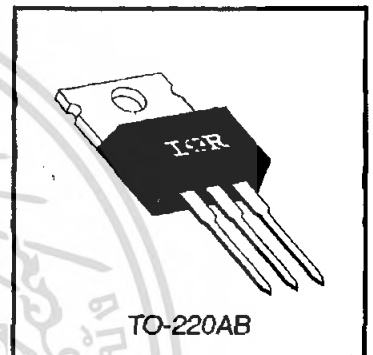
$$R_{DS(on)} = 0.85\Omega$$

$$I_D = 8.0A$$

Description

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

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	8.0	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	5.1	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	32	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	510	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	8.0	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 269 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEETS

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	44	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 16A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 16A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	71	nC	$I_D = 16A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14		$V_{DS} = 80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	21		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50V$
t_r	Rise Time	—	35	—		$I_D = 16A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		$R_G = 5.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	35	—		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1960	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	250	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	700 ⑤	185 ⑥	mJ	$I_{AS} = 16A, L = 1.5\text{mH}$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	33	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	110		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 16A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	115	170	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 16A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	505	760	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.5\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 16A$. (See Figure 12)

③ $I_{SD} \leq 16A, di/dt \leq 340A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

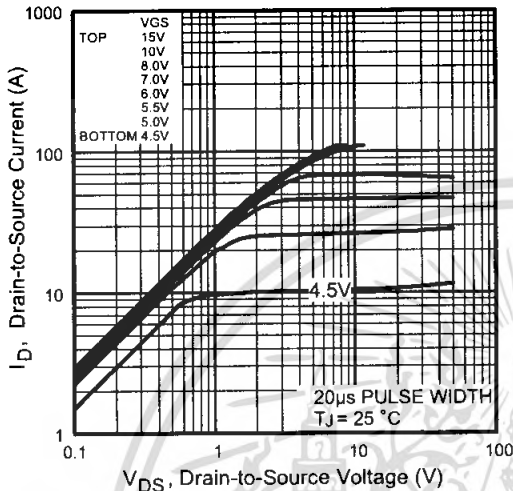


Fig 1. Typical Output Characteristics

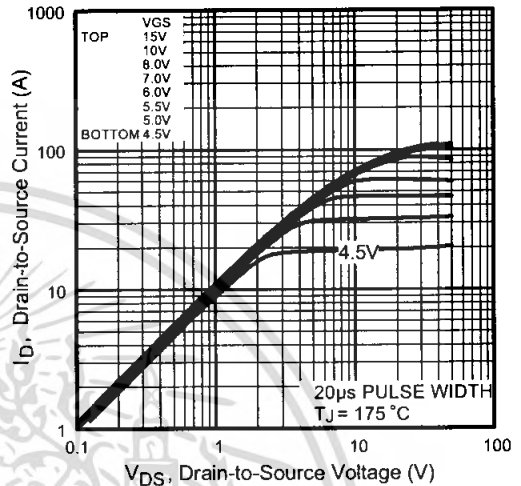


Fig 2. Typical Output Characteristics

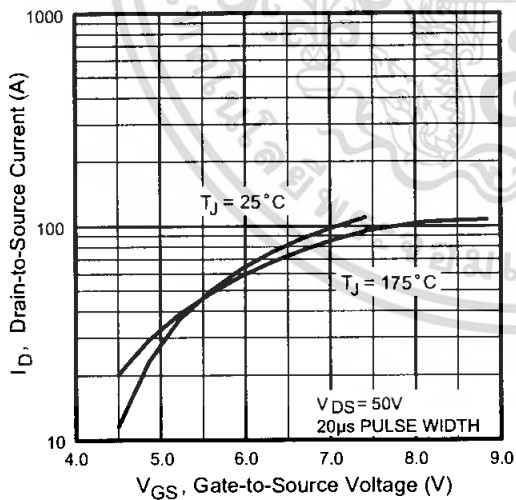


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

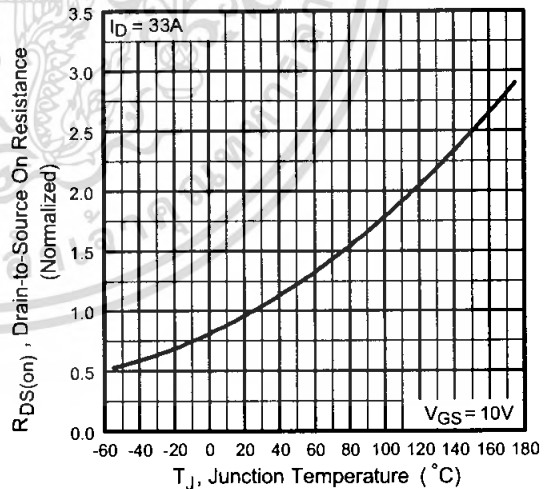


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

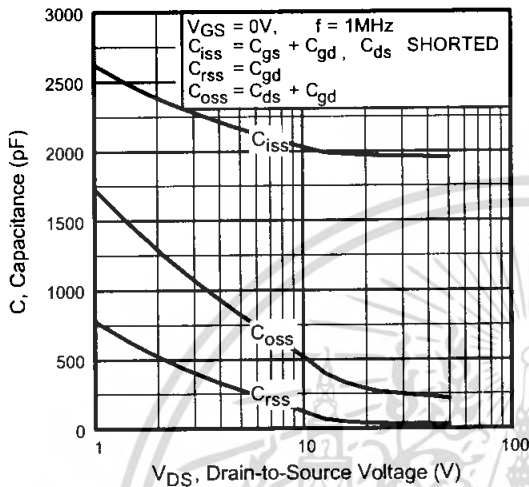


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

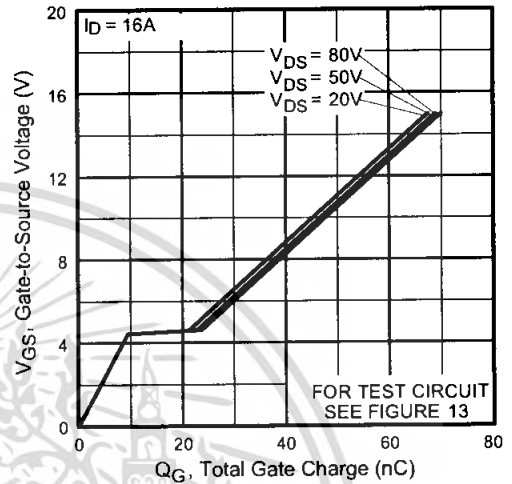


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

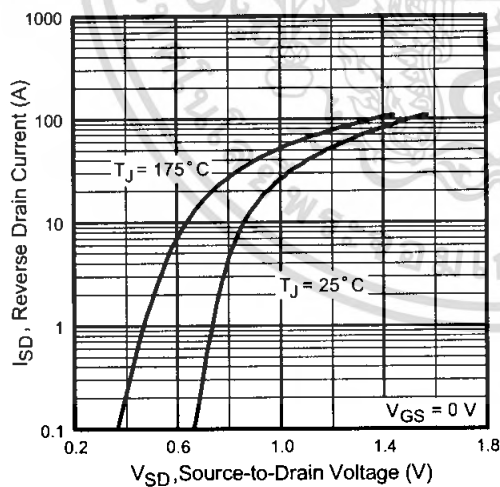


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

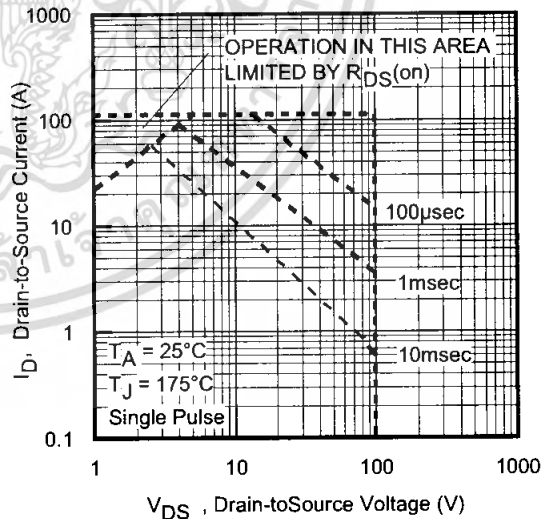


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

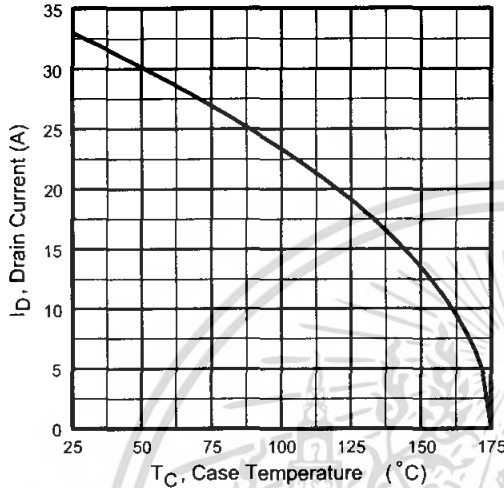


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

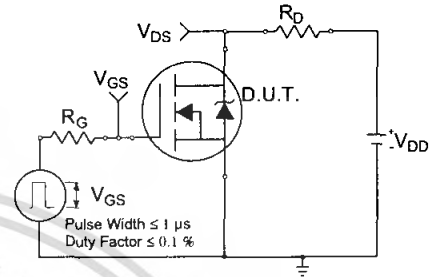


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

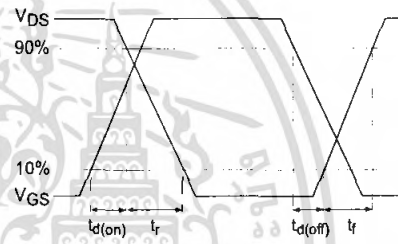


Fig 10b. Switching Time Waveforms

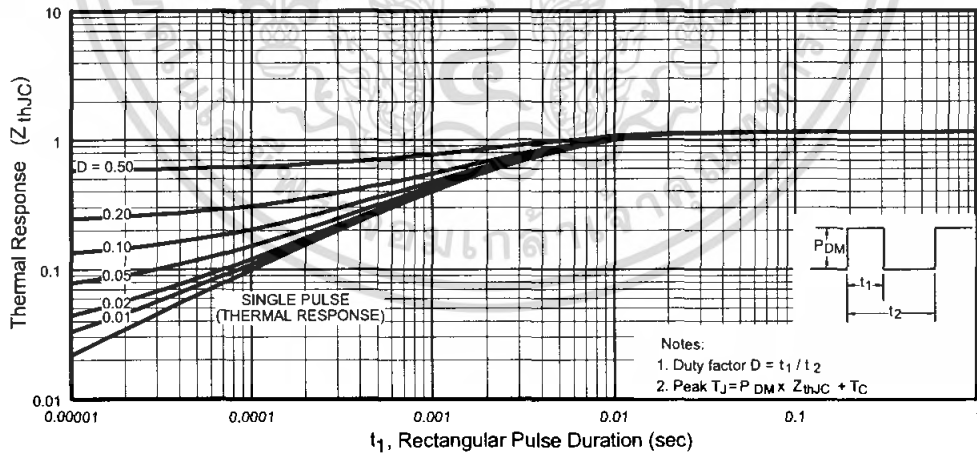


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRF540N

International
IGR Rectifier

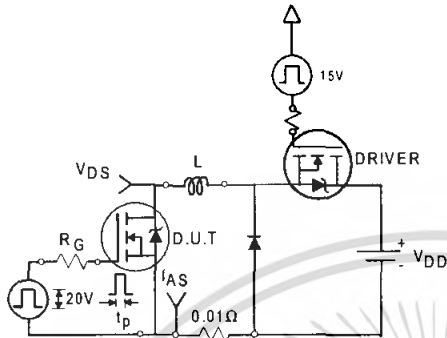


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

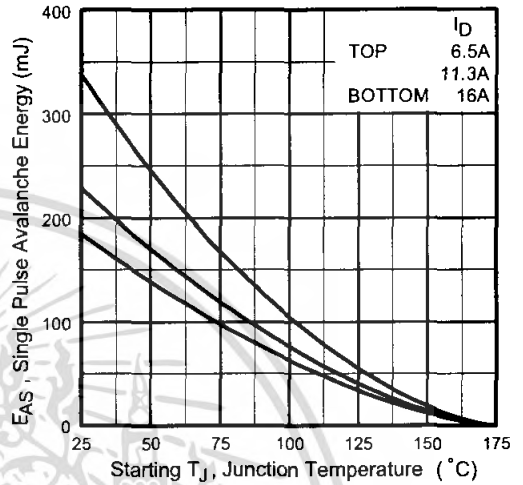


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

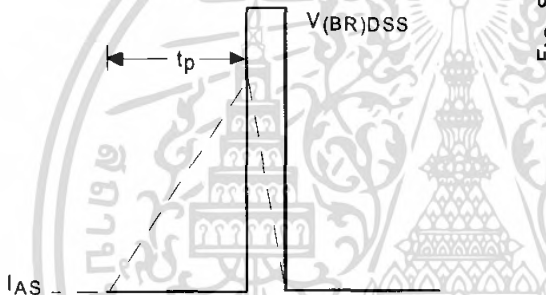


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

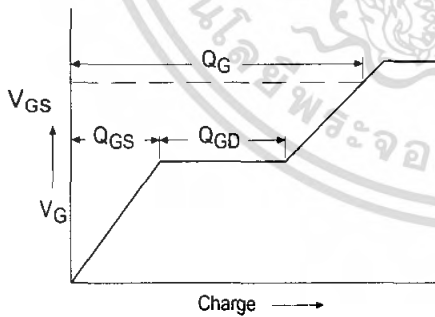


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

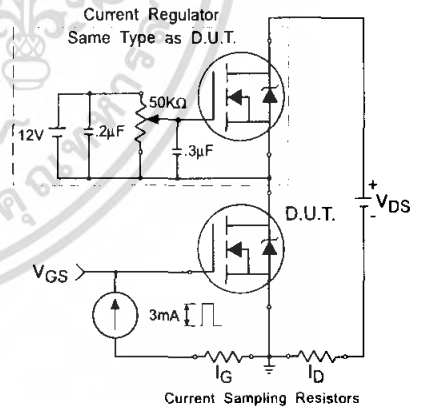


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

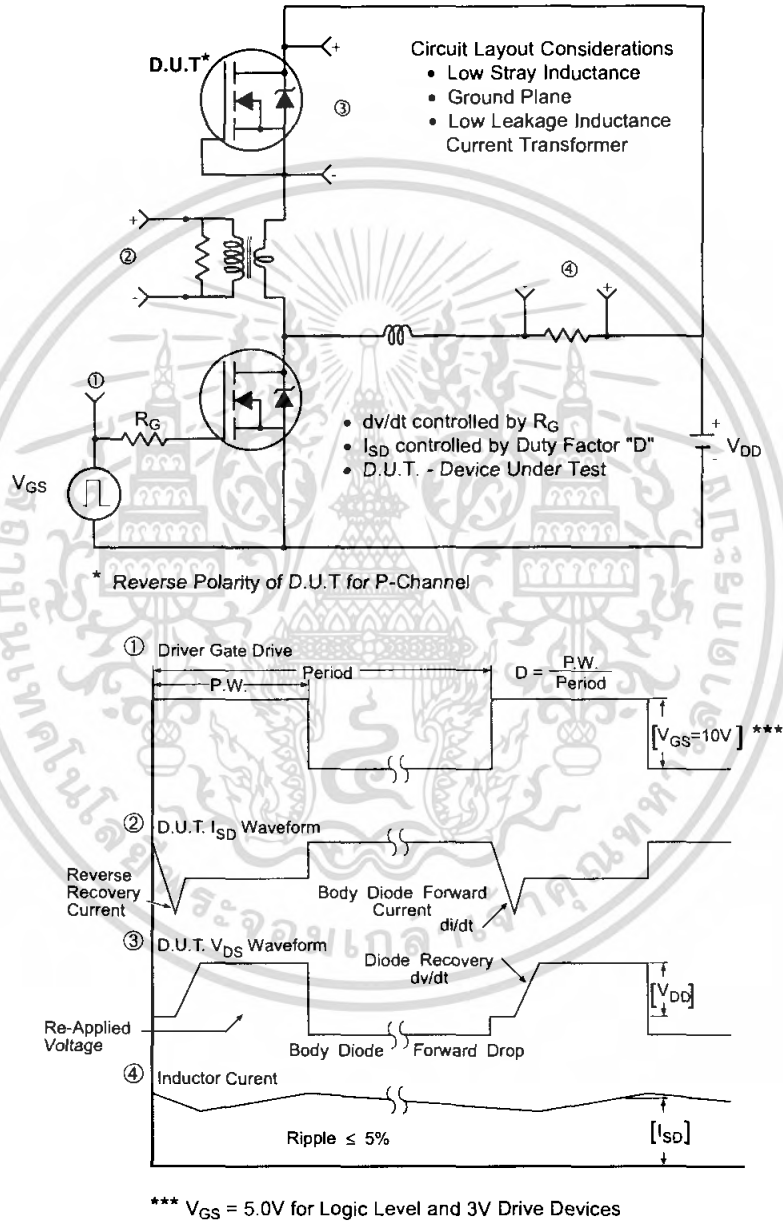


Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

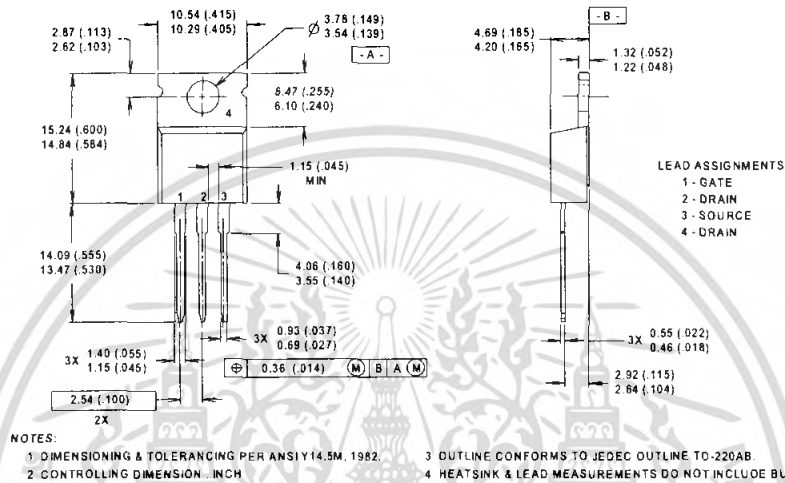
IRF540N

International
IOR Rectifier

Package Outline

TO-220AB

Dimensions are shown in millimeters (inches)



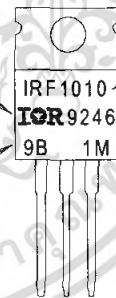
Part Marking Information

TO-220AB

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 9B1M

INTERNATIONAL
RECTIFIER
LOGO

ASSEMBLY
LOT CODE



PART NUMBER

DATE CODE
(YYWW)
YY = YEAR
WW = WEEK

Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for the industrial market.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at www.irf.com for sales contact information.03/01

www.irf.com

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

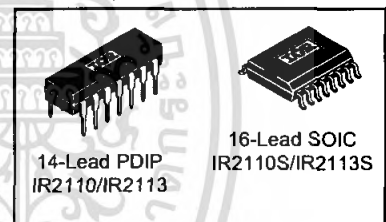
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

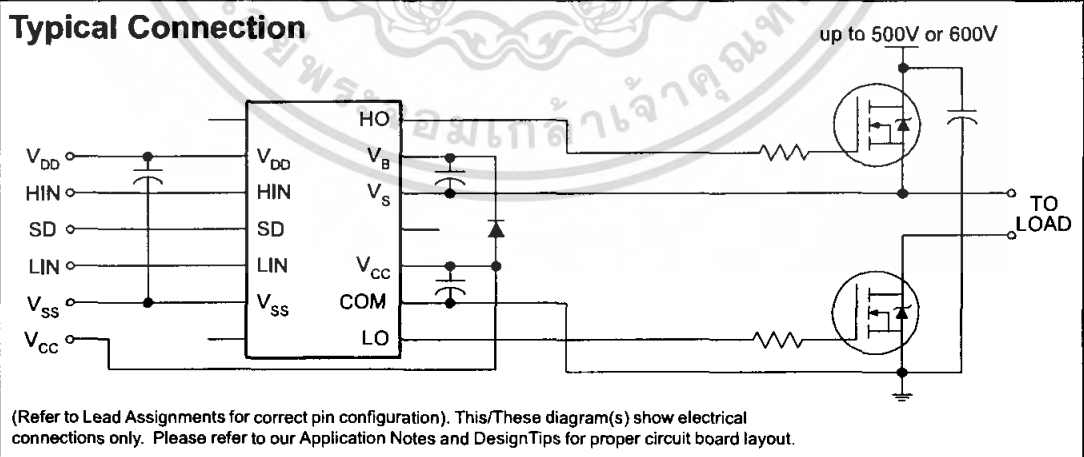
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V
	(IR2113)	-0.3	625	
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25	
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3	
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C (14 lead DIP)	—	1.6	W
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP)	—	75	°C/W
	(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C
T _S	Storage temperature	-55	150	
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{GS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

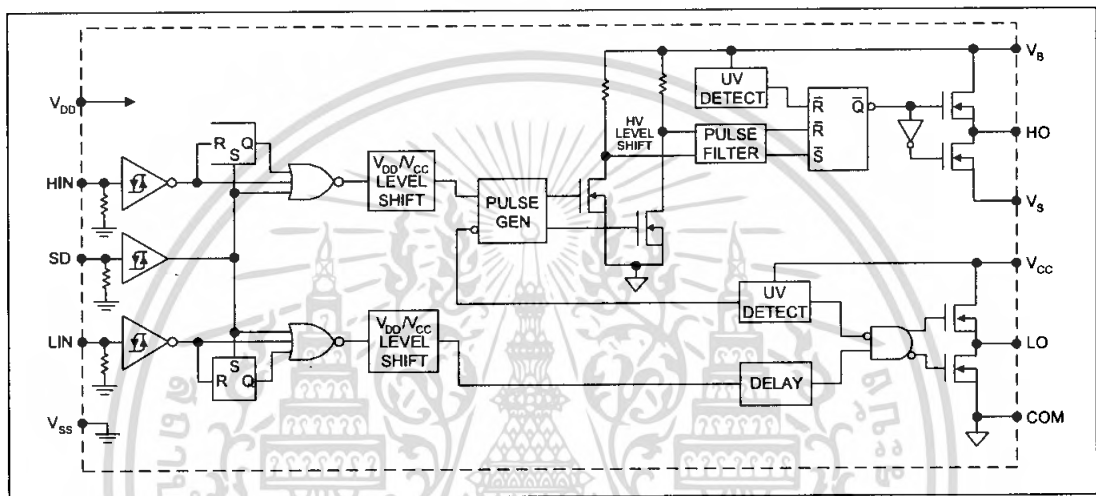
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	— —	— —	— 20		

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40	V	$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

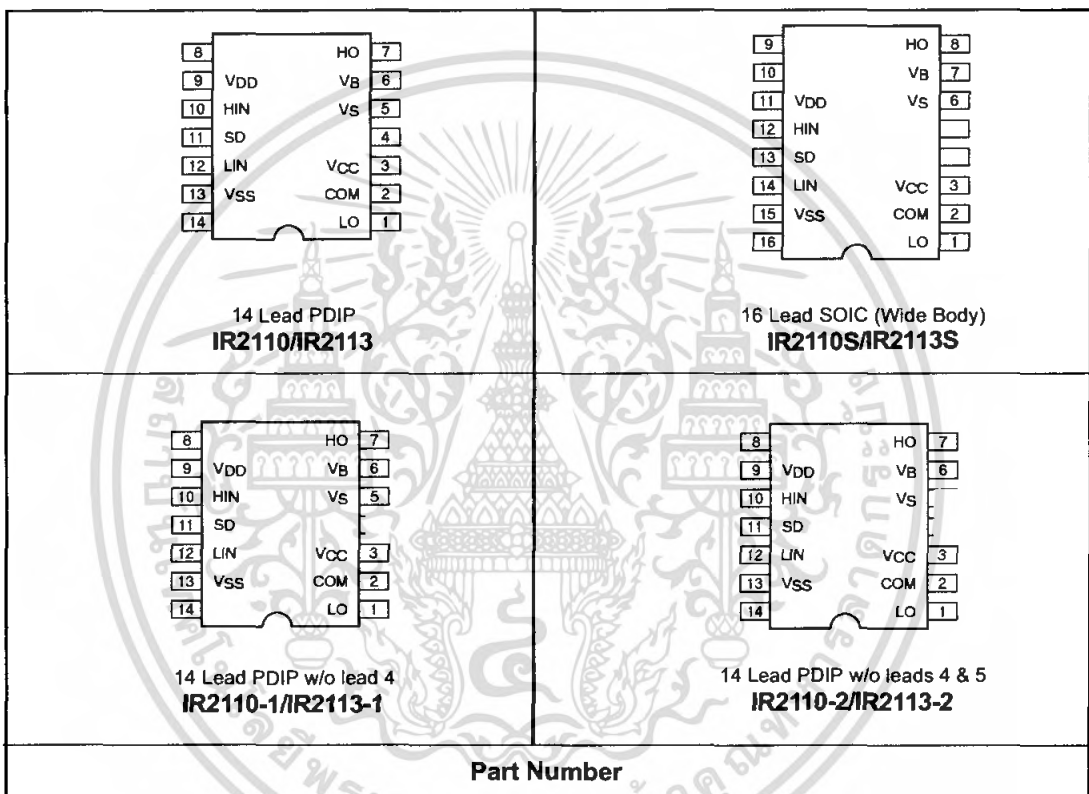
Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
VB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VS	High side floating supply return
VCC	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

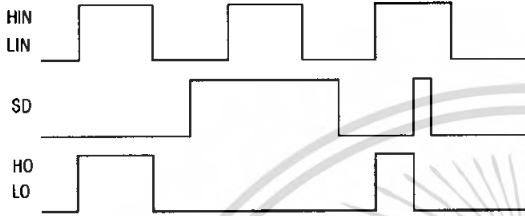


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

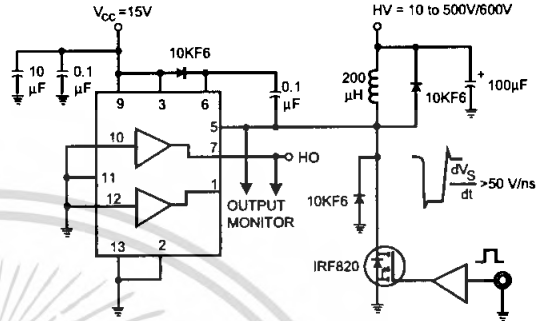


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

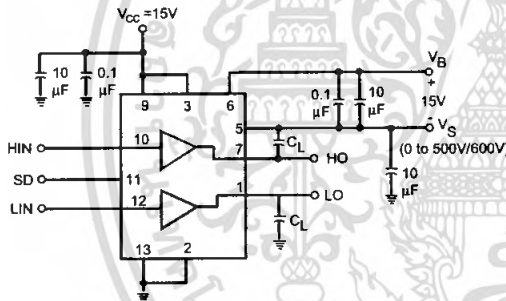


Figure 3. Switching Time Test Circuit

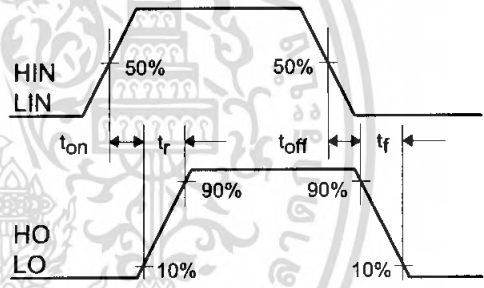


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

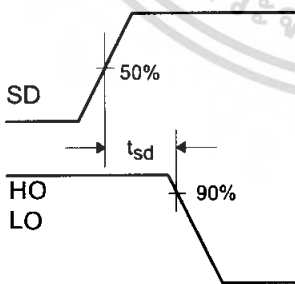


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

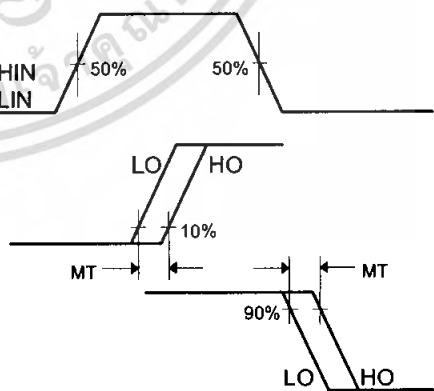


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

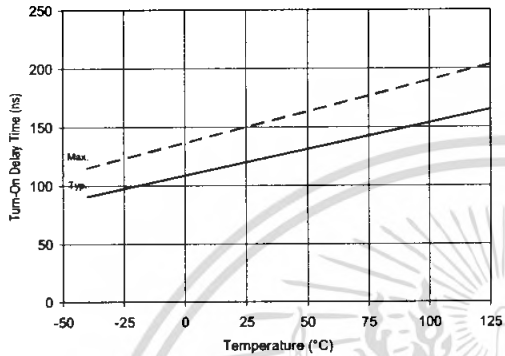


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

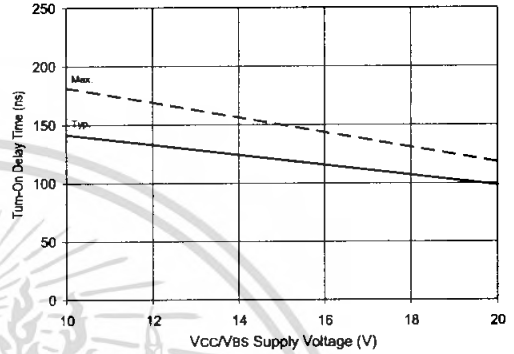


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

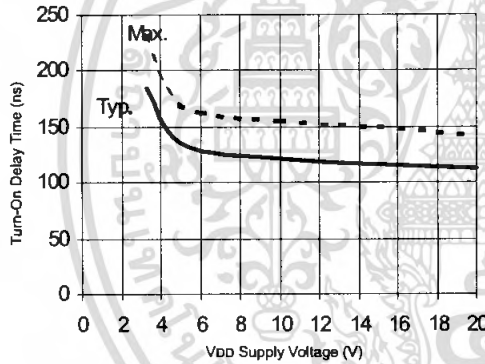


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

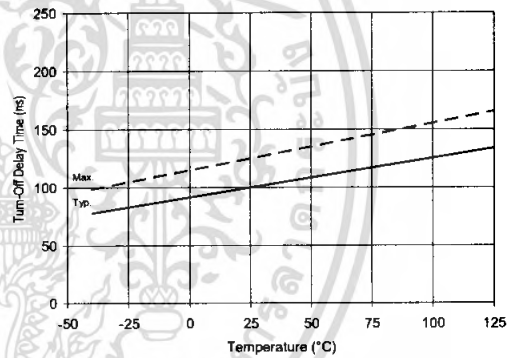


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

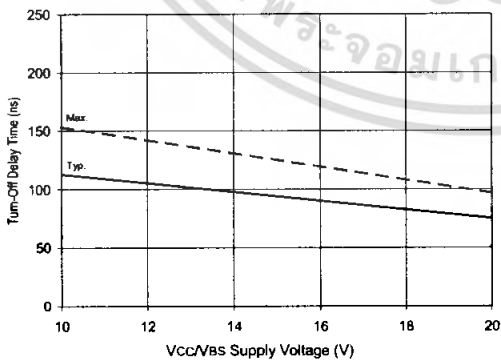


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

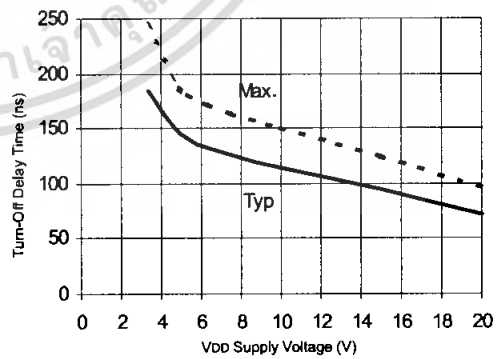


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

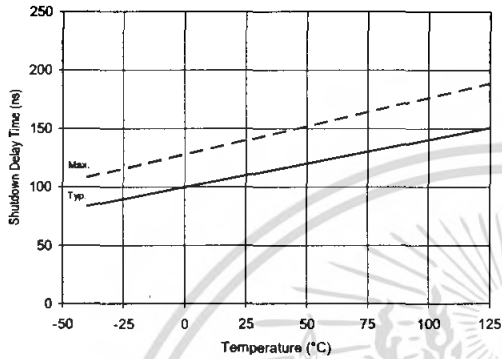


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

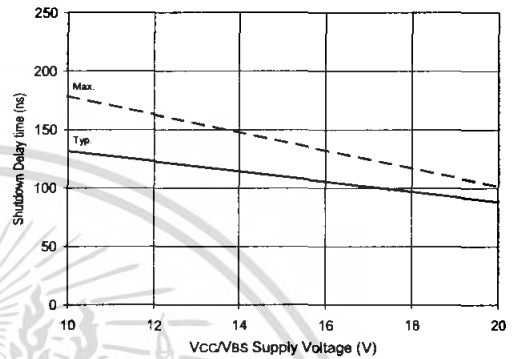


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

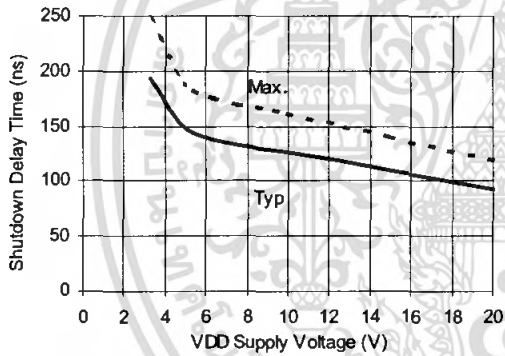


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

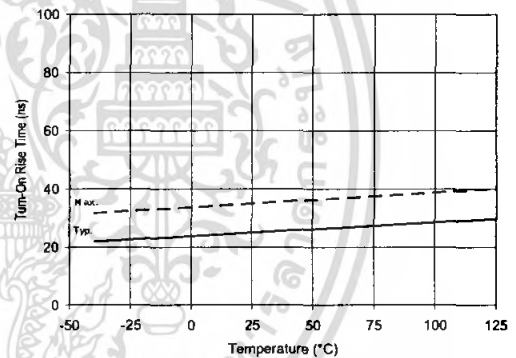


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

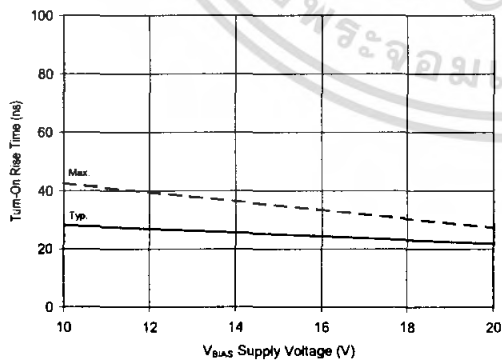


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

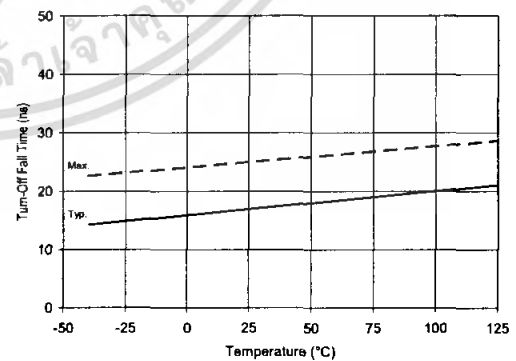


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

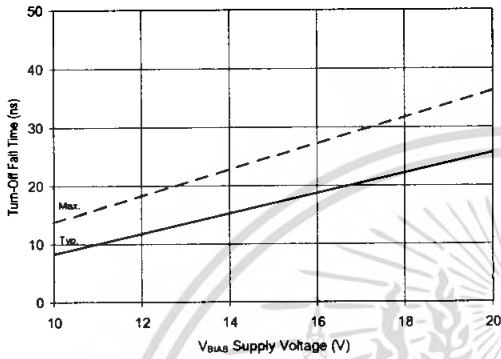


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

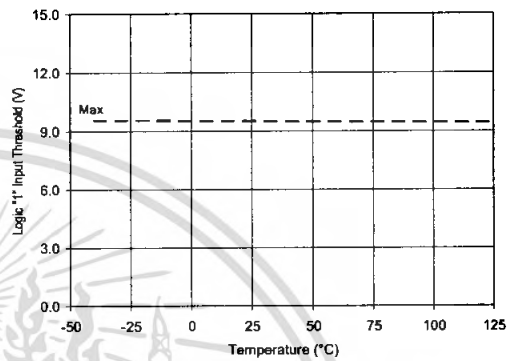


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

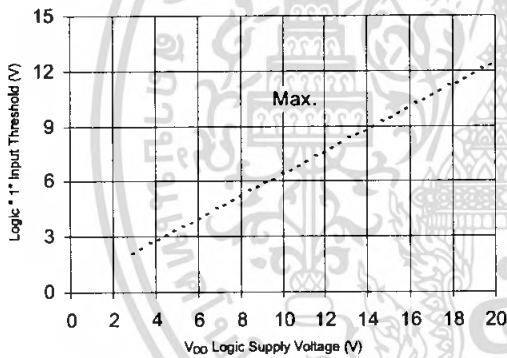


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

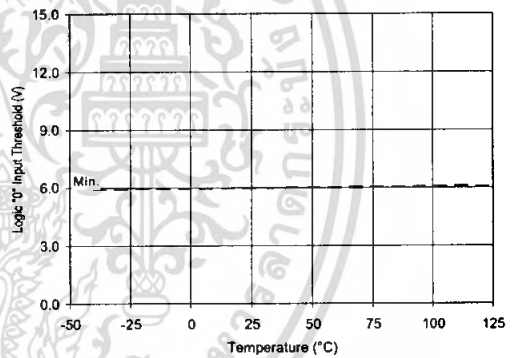


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

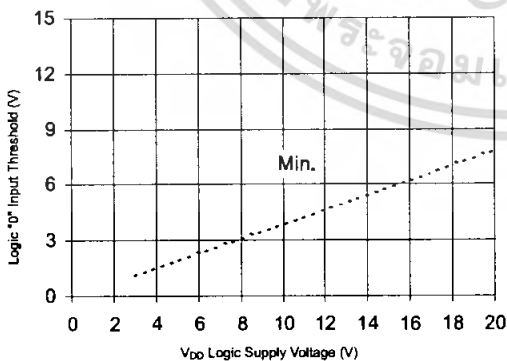


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

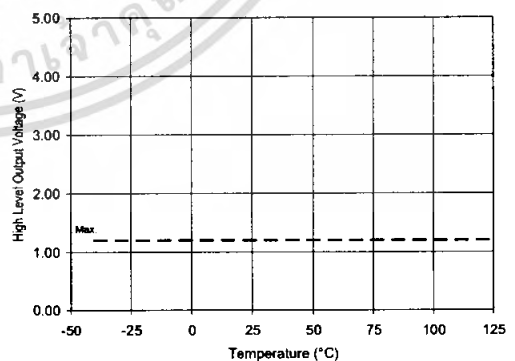


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

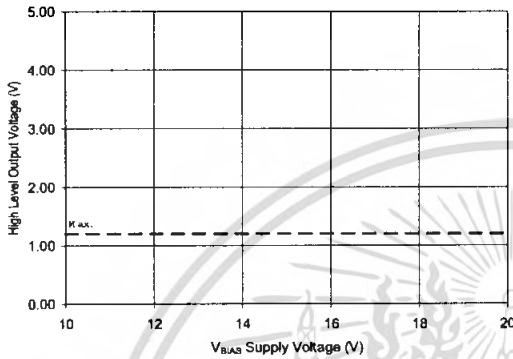


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

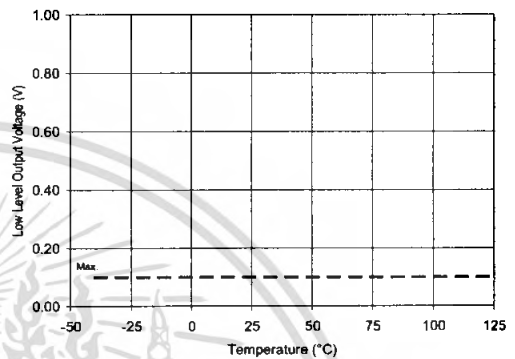


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

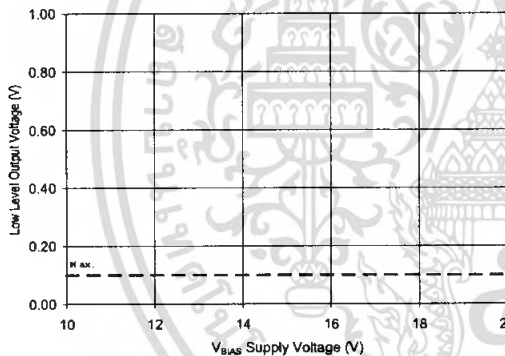


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

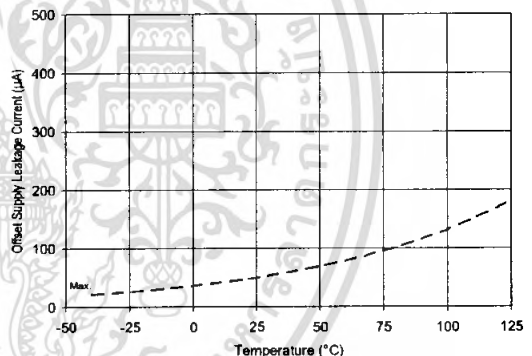


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

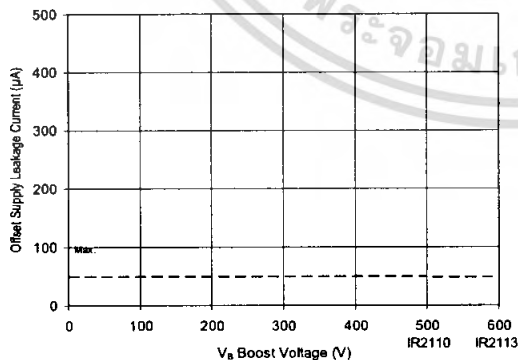


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

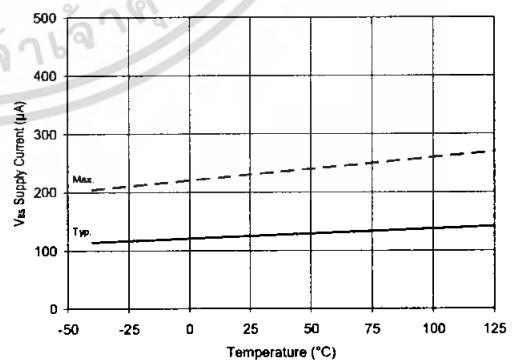


Figure 17A. V_{Bias} Supply Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

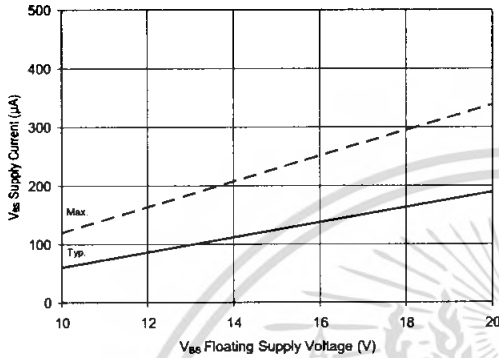


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

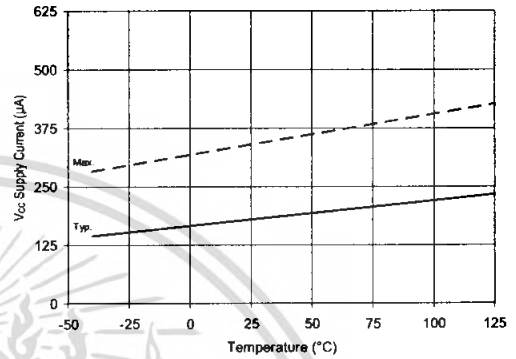


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

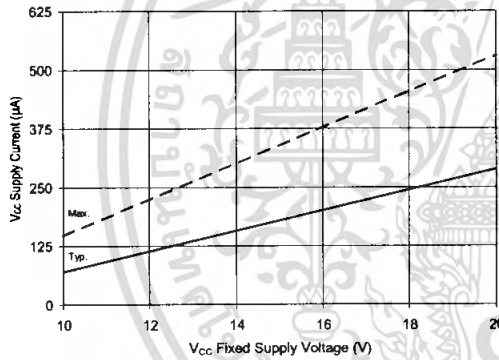


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

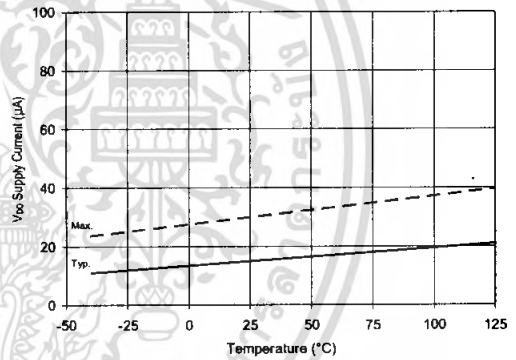


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

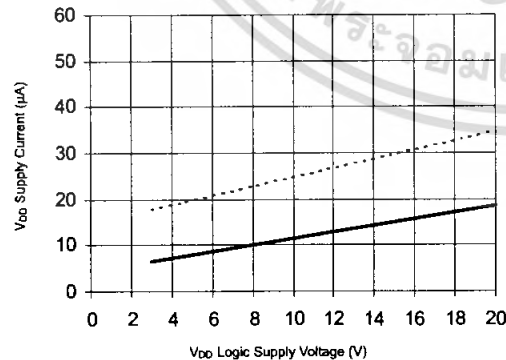


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

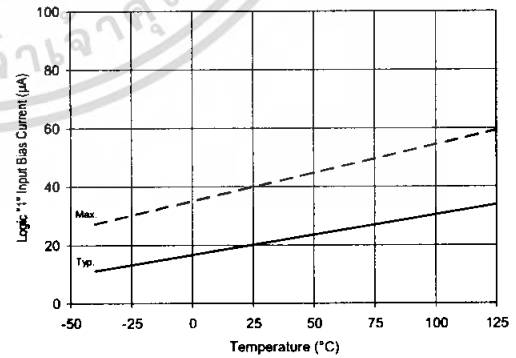


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

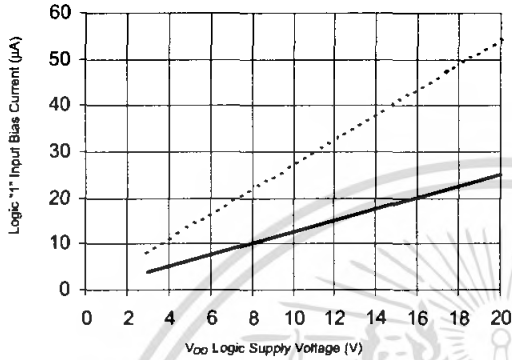


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

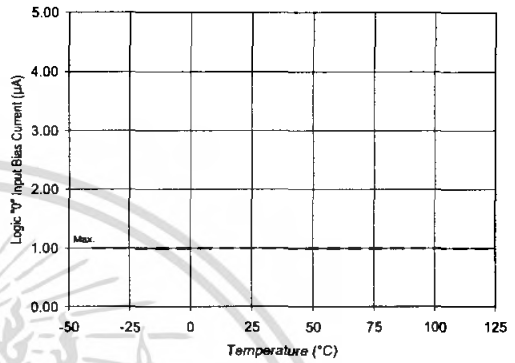


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

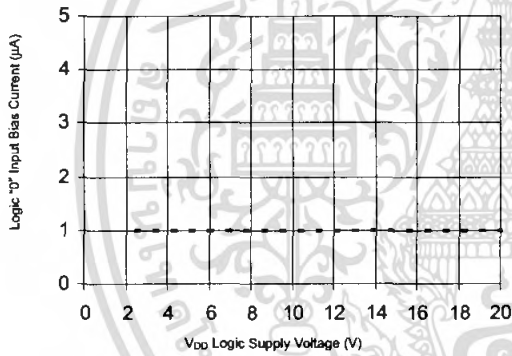


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

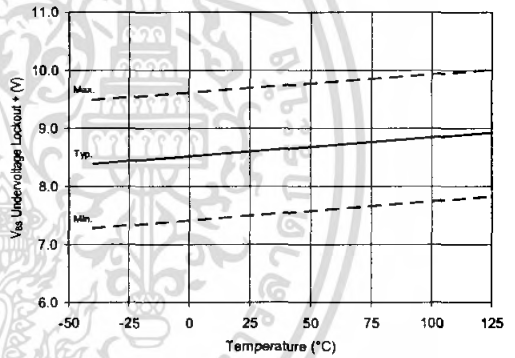


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

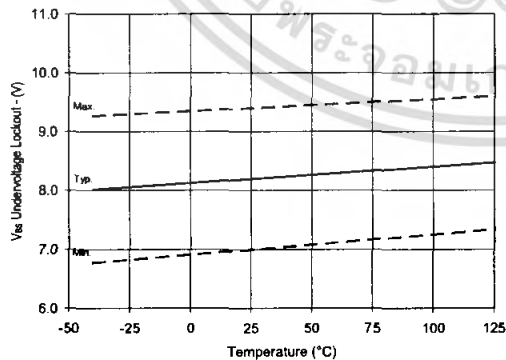


Figure 23. V_{AS} Undervoltage (-) vs. Temperature

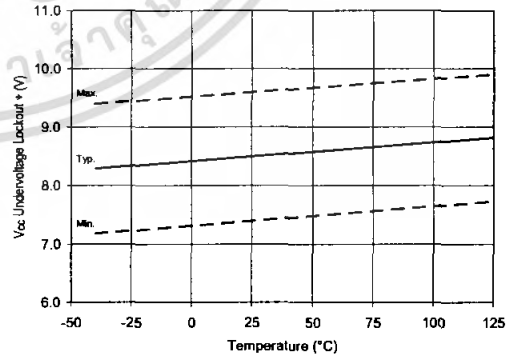


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

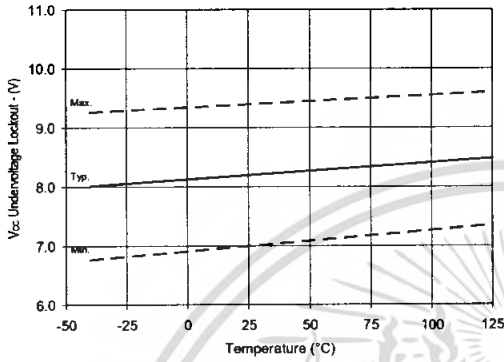


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

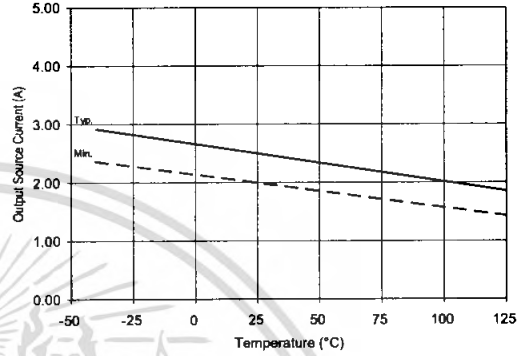


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

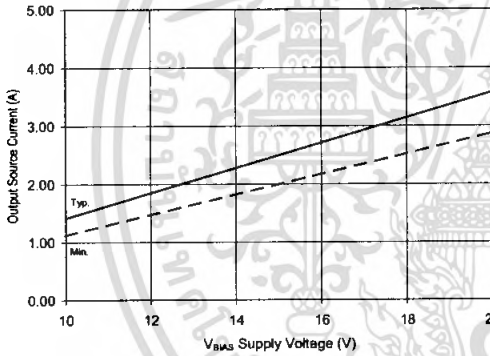


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

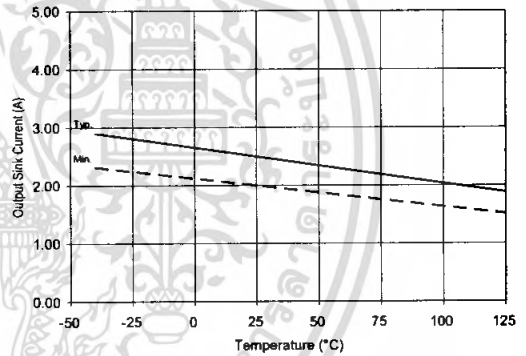


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

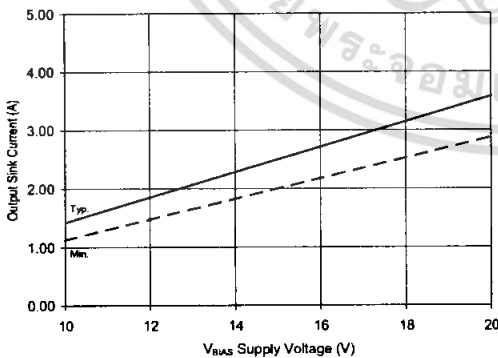


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

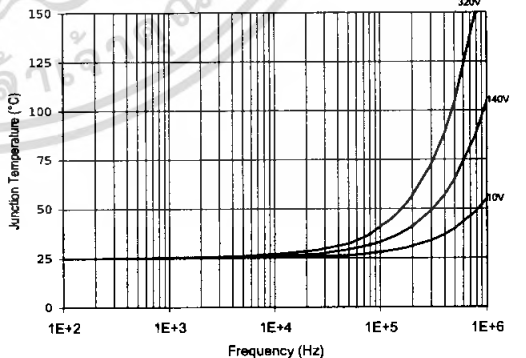


Figure 28. IR2110/IR2113 Tj vs. Frequency
(IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

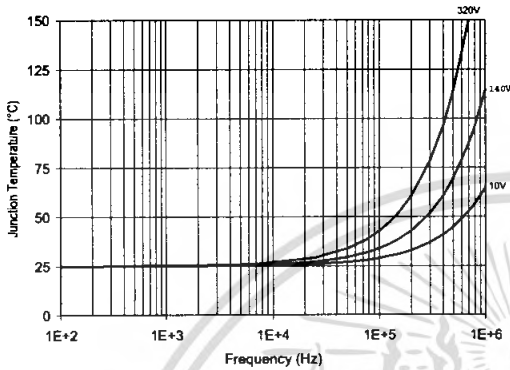


Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

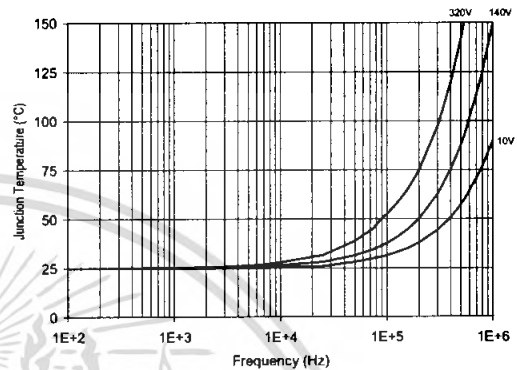


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

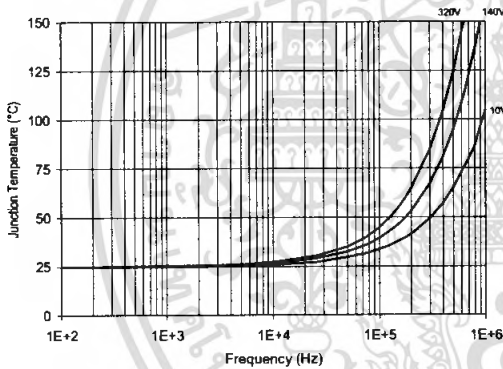


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

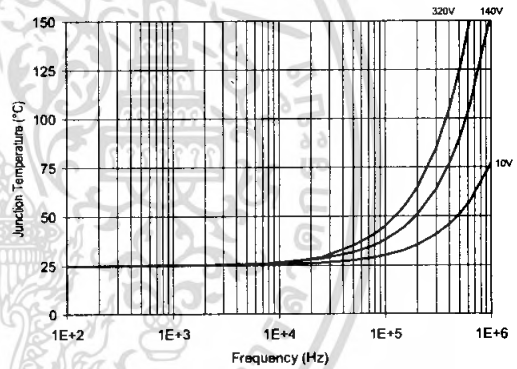


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

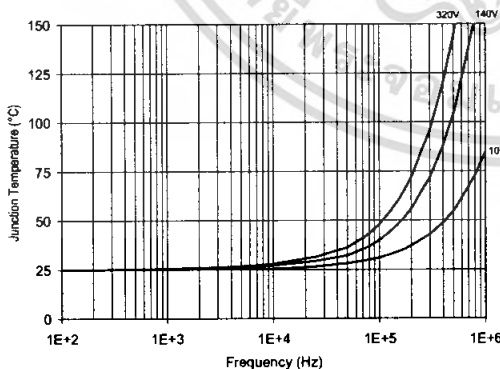


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

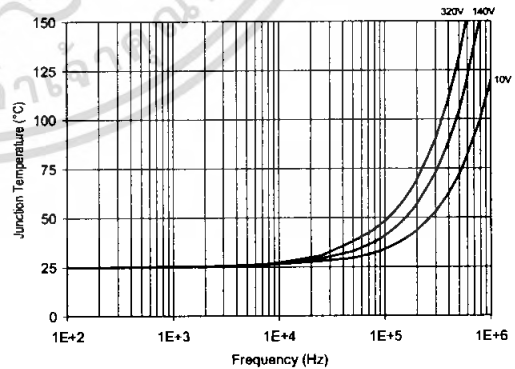


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

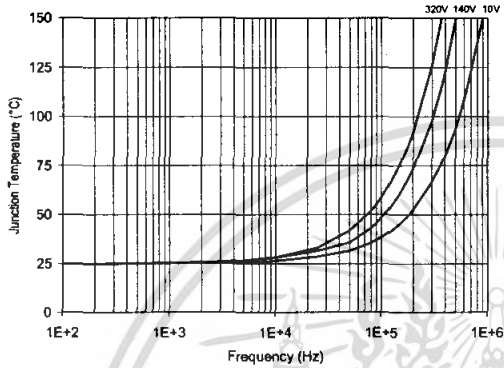


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

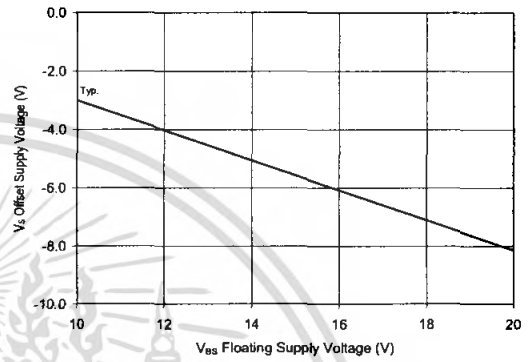


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

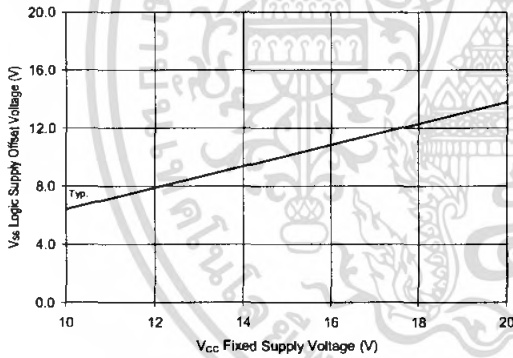
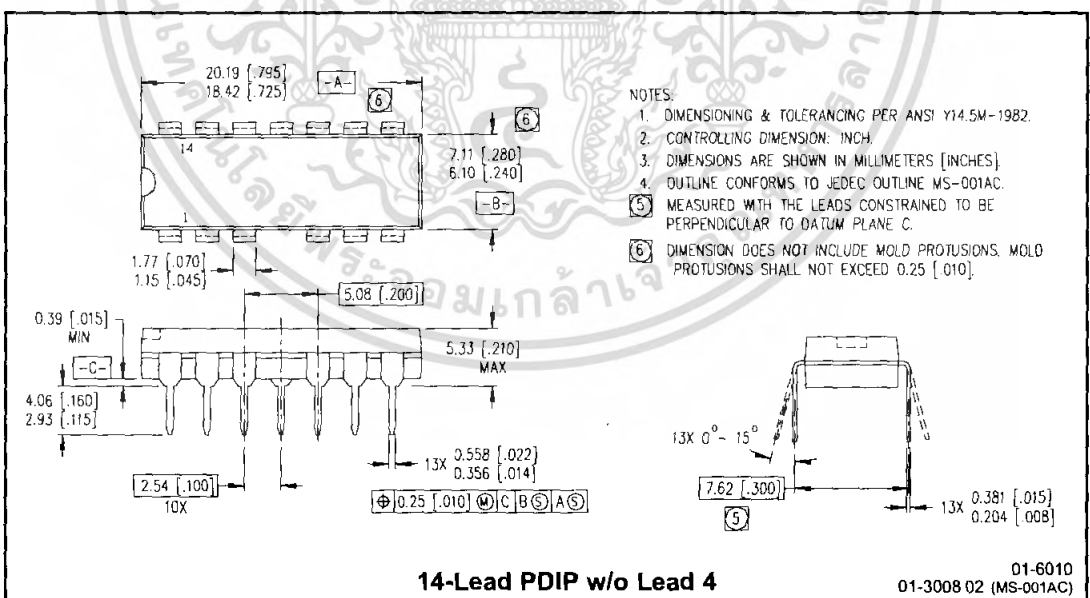
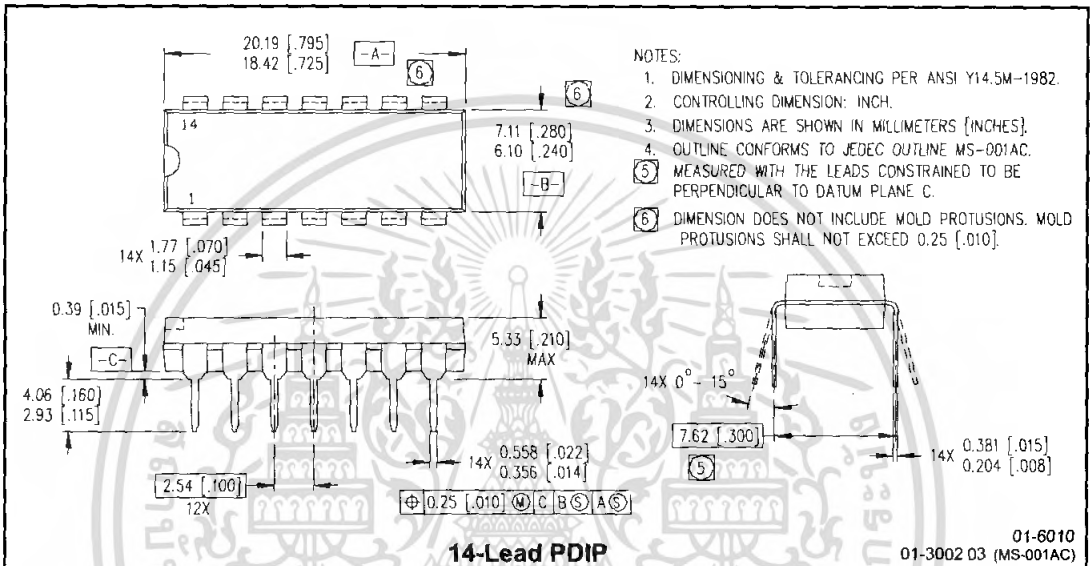


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

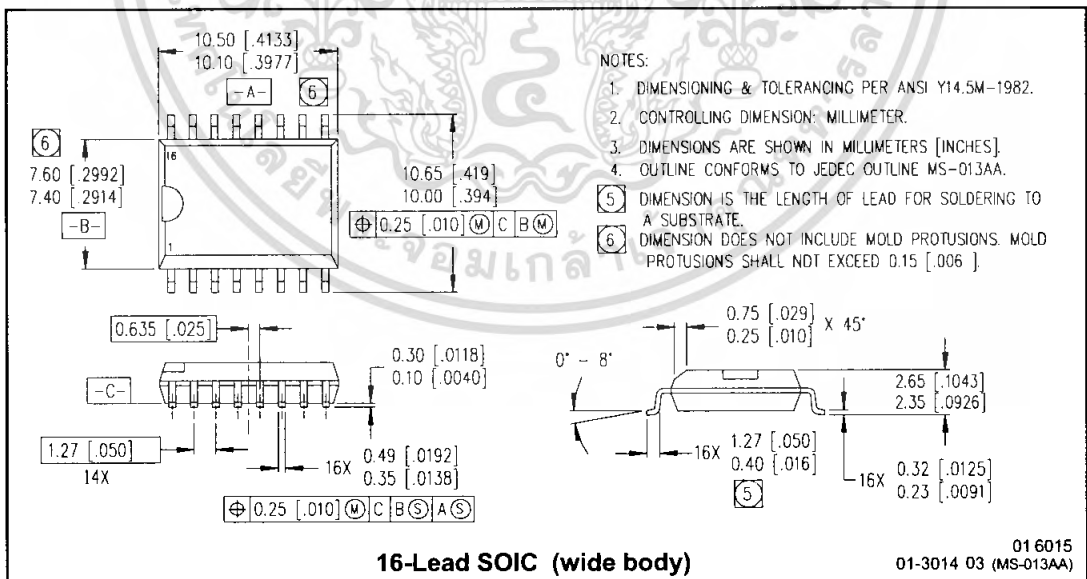
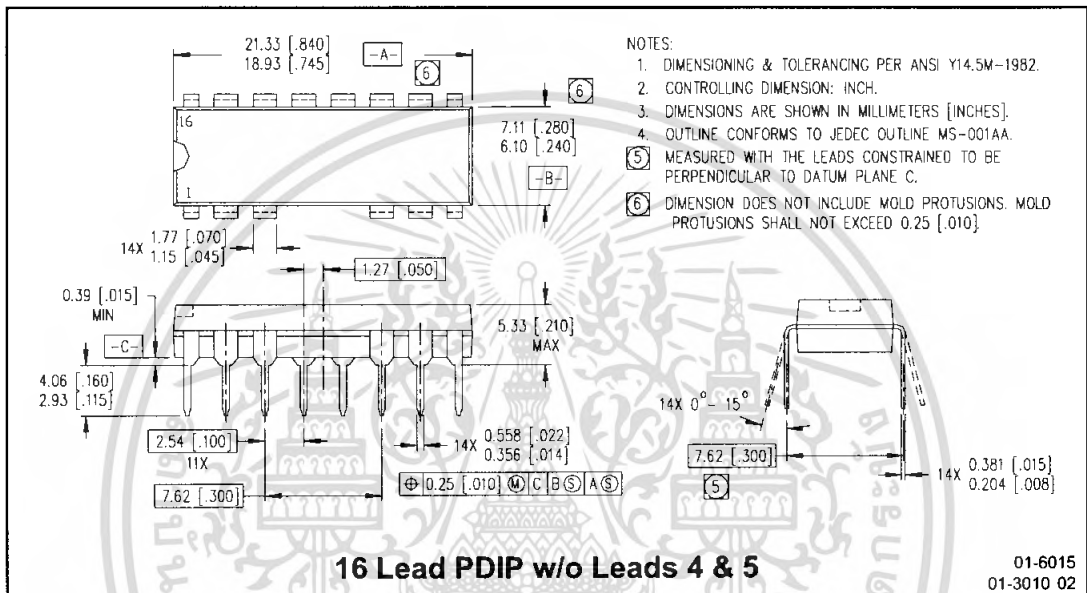
IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Case Outlines



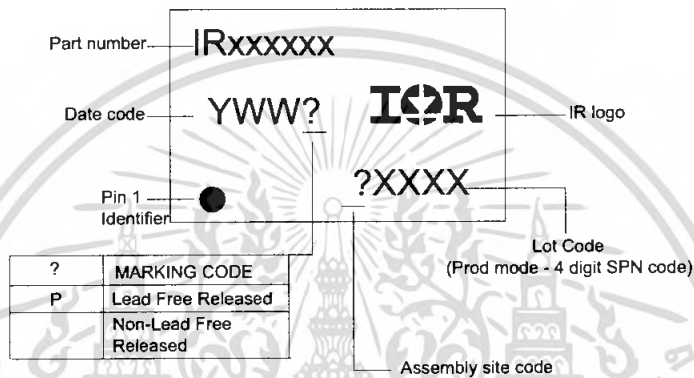
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IOR Rectifier

LEADFREE PART MARKING INFORMATION



ORDER INFORMATION

Part only available Lead Free

- 14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF
- 14-Lead PDIP IR2110-1 order IR2110-1PbF
- 14-Lead PDIP IR2110-2 order IR2110-2PbF
- 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF
- 14-Lead PDIP IR2113-1 order IR2113-1PbF
- 14-Lead PDIP IR2113-2 order IR2113-2PbF
- 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF
- 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105
This product has been qualified per industrial level
Data and specifications subject to change without notice 3/23/2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N5820 - 1N5822

PRV : 20 - 40 Volts
I_o : 3.0 Ampere

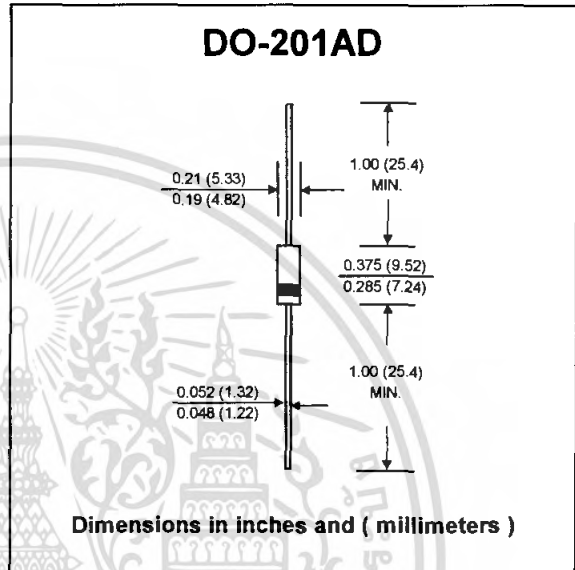
FEATURES :

- * High current capability
- * High surge current capability
- * High reliability
- * High efficiency
- * Low power loss
- * Low cost
- * Low forward voltage drop
- * Pb / RoHS Free

MECHANICAL DATA :

- * Case : DO-201AD Molded plastic
- * Epoxy : UL94V-O rate flame retardant
- * Lead : Axial lead solderable per MIL-STD-202, Method 208 guaranteed
- * Polarity : Color band denotes cathode end
- * Mounting position : Any
- * Weight : 1.1 grams

SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER DIODES



MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

RATING	SYMBOL	1N5820	1N5821	1N5822	UNIT
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V _{RRM}	20	30	40	V
Maximum RMS Voltage	V _{RMS}	14	21	28	V
Maximum DC Blocking Voltage	V _{DC}	20	30	40	V
Maximum Average Forward Current 0.375", 9.5mm Lead Length at T _L = 95 °C	I _{F(AV)}	3.0			A
Maximum Peak Forward Surge Current, 8.3ms single half sine wave Superimposed on rated load (JEDEC Method) T _L = 75 °C	I _{FSM}	80			A
Maximum Forward Voltage at I _F = 3.0 A (Note 1)	V _F	0.475	0.500	0.525	V
Maximum Reverse Current at T _a = 25 °C	I _R	2.0			mA
Rated DC Blocking Voltage (Note 1) T _a = 100 °C	I _{R(H)}	20			mA
Typical Thermal Resistance (Note 2)	R _{θJL}	20			°C/W
Junction Temperature Range	T _J	- 65 to + 125			°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	- 65 to + 125			°C

Notes :

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

(2) Thermal Resistance from Junction to Lead Vertical PC Board Mounting, 0.5" (12.5mm) Lead Lengths with 2.5 in² (63.5mm²) copper pads.

RATING AND CHARACTERISTIC CURVES (1N5820 - 1N5822)

FIG.1 - FORWARD CURRENT DERATING CURVE

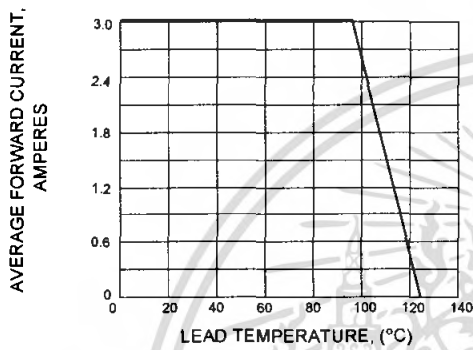


FIG.2 - MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK FORWARD SURGE CURRENT

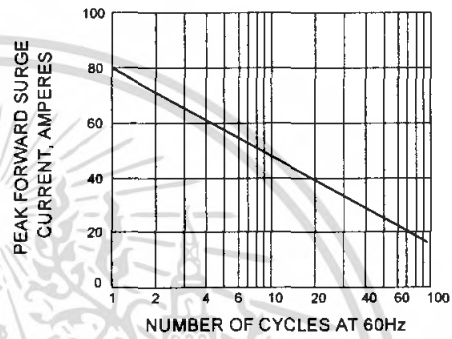


FIG.3 - TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS

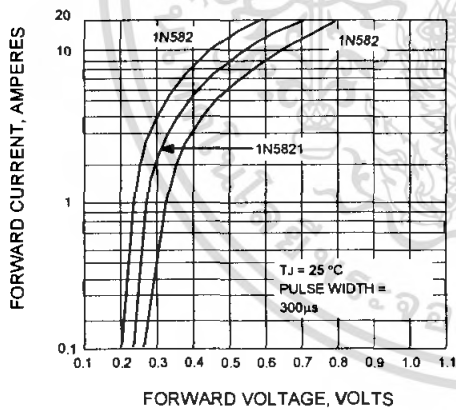
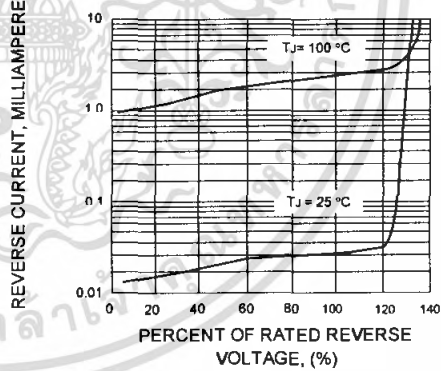


FIG.4 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS



TOSHIBA Transistor Silicon PNP Epitaxial Type (PCT process)

2SA1015(L)

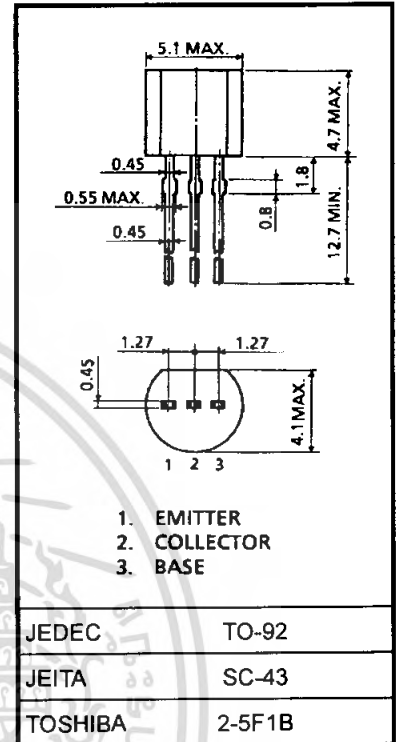
Audio Frequency Amplifier Applications
Low Noise Amplifier Applications

Unit: mm

- High voltage and high current: $V_{CEO} = -50$ V (min),
 $I_C = -150$ mA (max)
- Excellent h_{FE} linearity: $h_{FE} (2) = 80$ (typ.) at $V_{CE} = -6$ V, $I_C = -150$ mA
: $h_{FE} (I_C = -0.1$ mA)/ $h_{FE} (I_C = -2$ mA) = 0.95 (typ.)
- Low noise: $NF = 0.2$ dB (typ.) ($f = 1$ kHz)
- Complementary to 2SC1815 (L)

Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristics	Symbol	Rating	Unit
Collector-base voltage	V_{CBO}	-50	V
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	-50	V
Emitter-base voltage	V_{EBO}	-5	V
Collector current	I_C	-150	mA
Base current	I_B	-50	mA
Collector power dissipation	P_C	400	mW
Junction temperature	T_j	125	°C
Storage temperature range	T_{stg}	-55~125	°C

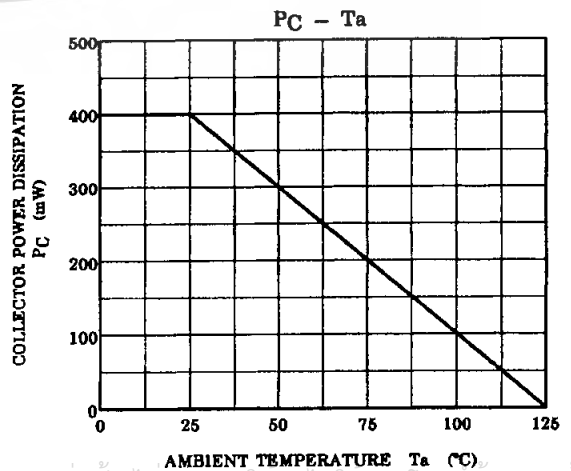
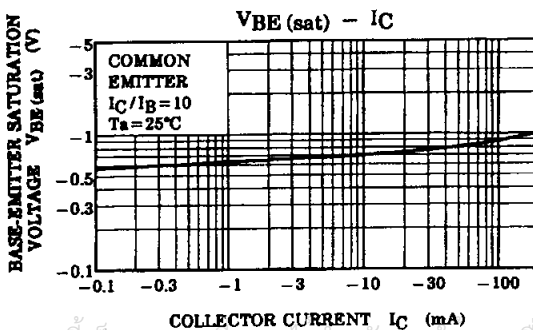
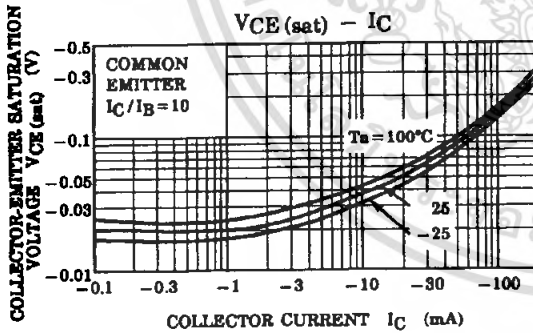
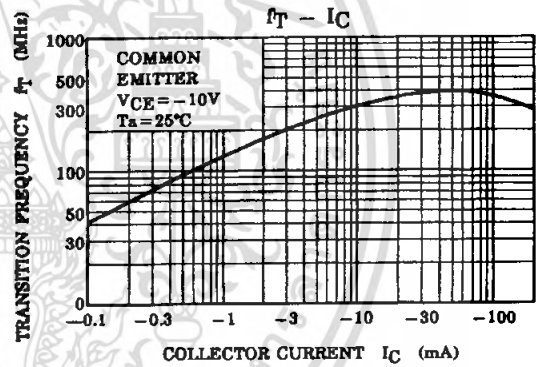
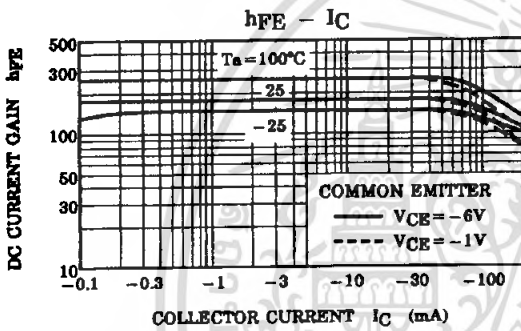
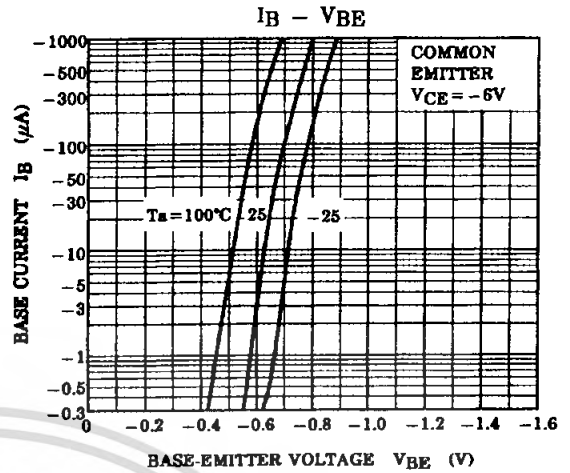
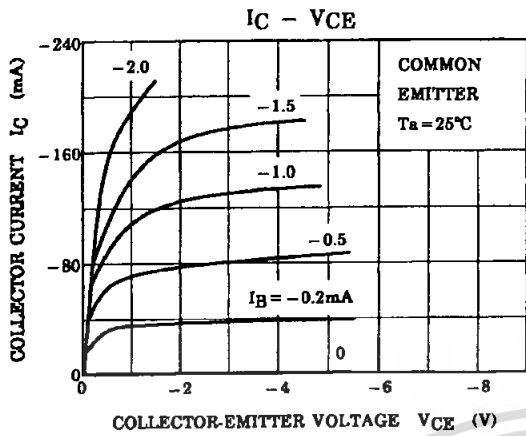


Weight: 0.21 g (typ.)

Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Characteristics	Symbol	Test Condition	Min	Typ.	Max	Unit
Collector cut-off current	I_{CBO}	$V_{CB} = -50$ V, $I_E = 0$	—	—	-0.1	μ A
Emitter cut-off current	I_{EBO}	$V_{EB} = -5$ V, $I_C = 0$	—	—	-0.1	μ A
DC current gain	$h_{FE} (1)$ (Note)	$V_{CE} = -6$ V, $I_C = -2$ mA	70	—	400	
	$h_{FE} (2)$	$V_{CE} = -6$ V, $I_C = -150$ mA	25	80	—	
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE} (sat)$	$I_C = -100$ mA, $I_B = -10$ mA	—	-0.1	-0.3	V
Base-emitter saturation voltage	$V_{BE} (sat)$	$I_C = -100$ mA, $I_B = -10$ mA	—	—	-1.1	V
Transition frequency	f_T	$V_{CE} = -10$ V, $I_C = -1$ mA	80	—	—	MHz
Collector output capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = -10$ V, $I_E = 0$ $f = 1$ MHz	—	4	7	pF
Base intrinsic resistance	$r_{bb'}$	$V_{CB} = -10$ V, $I_E = 1$ mA $f = 30$ MHz	—	30	—	Ω
Noise figure	NF (1)	$V_{CE} = -6$ V, $I_C = -0.1$ mA $f = 100$ Hz, $R_G = 10$ k Ω	—	0.5	6	dB
	NF (2)	$V_{CE} = -6$ V, $I_C = -0.1$ mA $f = 1$ kHz, $R_G = 10$ k Ω	—	0.2	3	

Note: $h_{FE} (1)$ classification O: 70~140, Y: 120~240, GR: 200~400



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



FR301 THRU FR307

3.0 AMPS. Fast Recovery Rectifiers

Voltage Range
50 to 1000 Volts
Current
3.0 Amperes

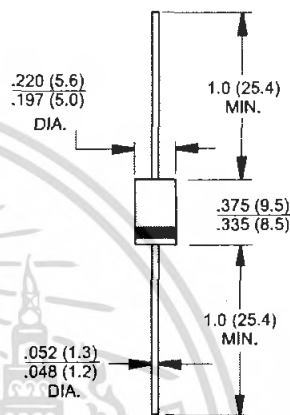
Features

- ✧ Low forward voltage drop
- ✧ High current capability
- ✧ High reliability
- ✧ High surge current capability

Mechanical Data

- ✧ Cases: Molded plastic
- ✧ Epoxy: UL 94V-0 rate flame retardant
- ✧ Lead: Axial leads, solderable per MIL-STD- 202, Method 208 guaranteed
- ✧ Polarity: Color band denotes cathode end
- ✧ High temperature soldering guaranteed: 260°C/10 seconds/.375", (9.5mm) lead lengths at 5 lbs., (2.3kg) tension
- ✧ Weight: 1.2 grams

DO-201AD



Dimensions in inches and (millimeters)

Maximum Ratings and Electrical Characteristics

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

Type Number	Symbol	FR 301	FR 302	FR 303	FR 304	FR 305	FR 306	FR 307	Units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current .375" (9.5mm) Lead Length @ $T_A = 55^\circ C$	$I_{(AV)}$	3.0							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	I_{FSM}	150							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 3.0A	V_F	1.2							V
Maximum DC Reverse Current @ $T_A = 25^\circ C$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 100^\circ C$	I_R	5 100							uA uA
Maximum Reverse Recovery Time (Note 1)	T_{rr}	150			250	500			nS
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_j	60							pF
Typical Thermal Resistance (Note 3)	$R_{\theta JA}$	40							°C/W
Operating Temperature Range	T_J	-65 to +150							°C
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150							°C

- Notes: 1. Reverse Recovery Test Conditions: $I_F = 0.5A$, $I_R = 1.0A$, $I_{RR} = 0.25A$
 2. Measured at 1 MHz and Applied Reverse Voltage of 4.0 Volts D.C.
 3. Mount on Cu-Pad Size 16mm x 16mm on P.C.B.



RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES (FR301 THRU FR307)

FIG.1- MAXIMUM FORWARD CURRENT DERATING CURVE

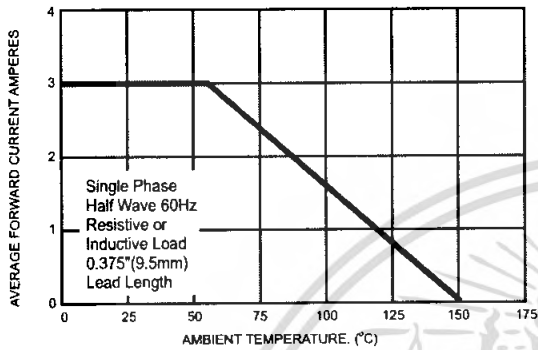


FIG.2- MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK FORWARD SURGE CURRENT

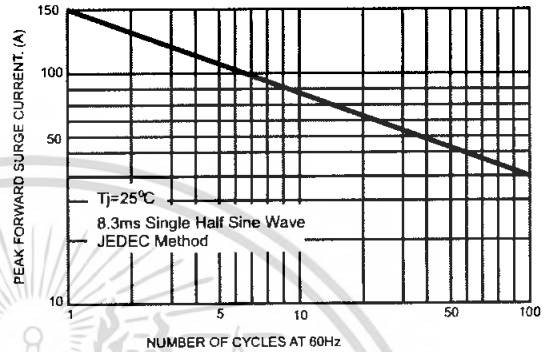


FIG.3- TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS

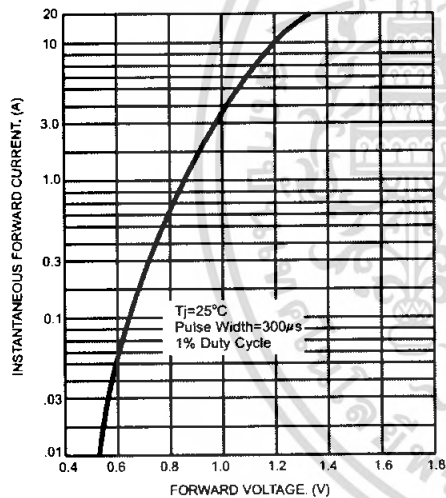


FIG.4- TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE

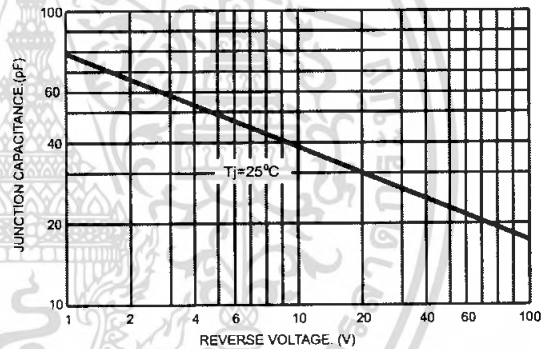
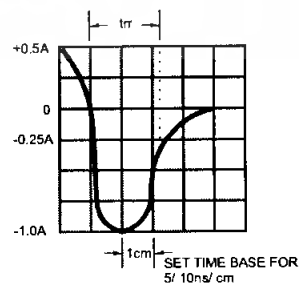
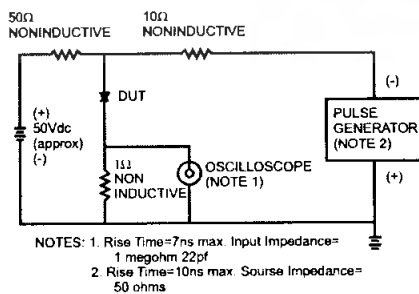
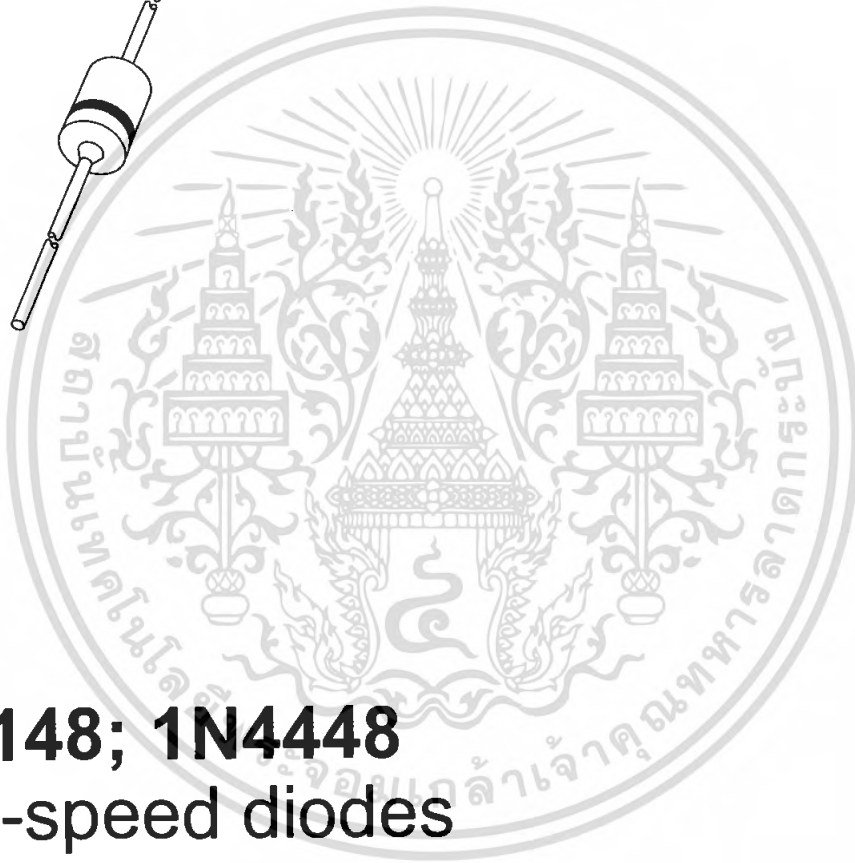
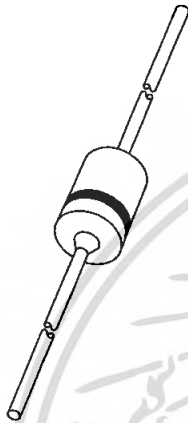


FIG.5- REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTIC AND TEST CIRCUIT DIAGRAM



DATA SHEET



1N4148; 1N4448 High-speed diodes

Product specification
Supersedes data of 2002 Jan 23

2004 Aug 10



PHILIPS

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

FEATURES

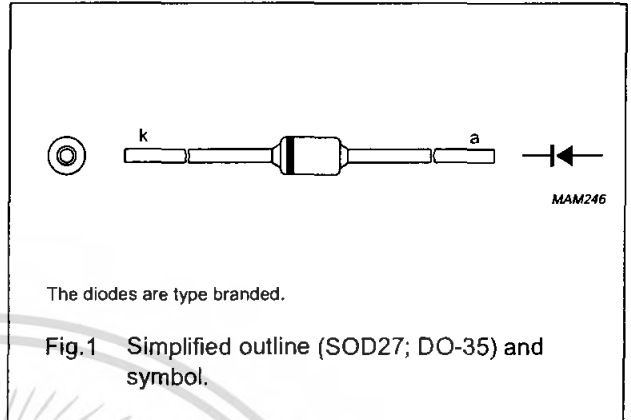
- Hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package
- High switching speed: max. 4 ns
- General application
- Continuous reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak reverse voltage: max. 100 V
- Repetitive peak forward current: max. 450 mA.

APPLICATIONS

- High-speed switching.

DESCRIPTION

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



MARKING

TYPE NUMBER	MARKING CODE
1N4148	1N4148PH or 4148PH
1N4448	1N4448

ORDERING INFORMATION

TYPE NUMBER	PACKAGE		
	NAME	DESCRIPTION	VERSION
1N4148	-	hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads	SOD27
1N4448			

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		–	100	V
V_R	continuous reverse voltage		–	100	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	–	200	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		–	450	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_j = 25\text{ °C}$ prior to surge; see Fig.4			
		$t = 1\ \mu\text{s}$	–	4	A
		$t = 1\ \text{ms}$	–	1	A
		$t = 1\ \text{s}$	–	0.5	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25\text{ °C}$; note 1	–	500	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+200	°C
T_j	junction temperature		–	200	°C

Note

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

THERMAL CHARACTERISTICS

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

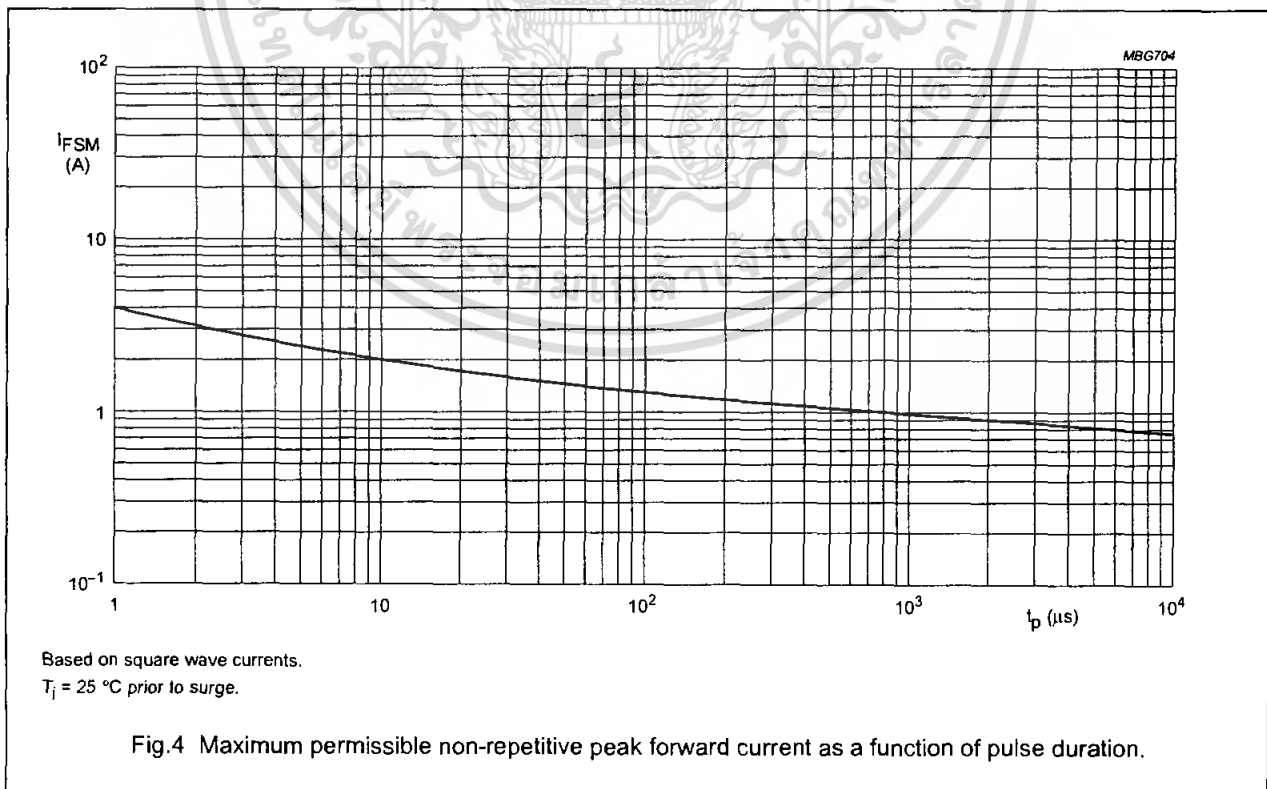
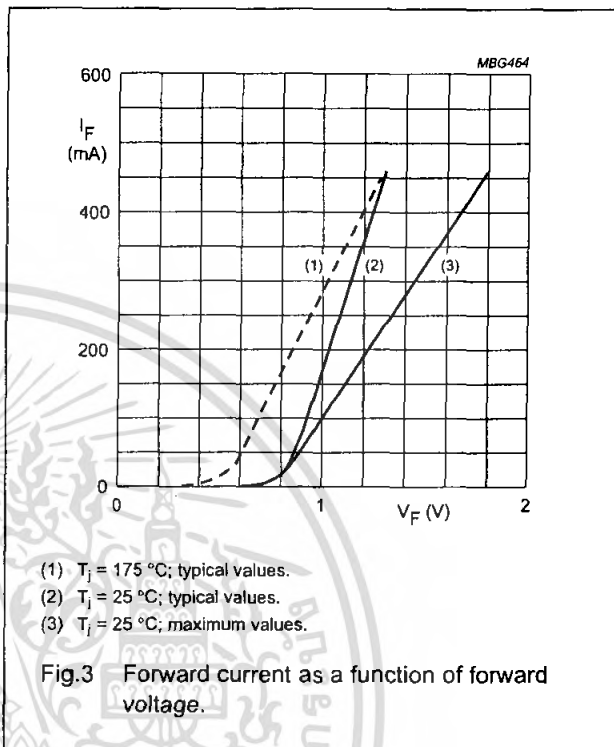
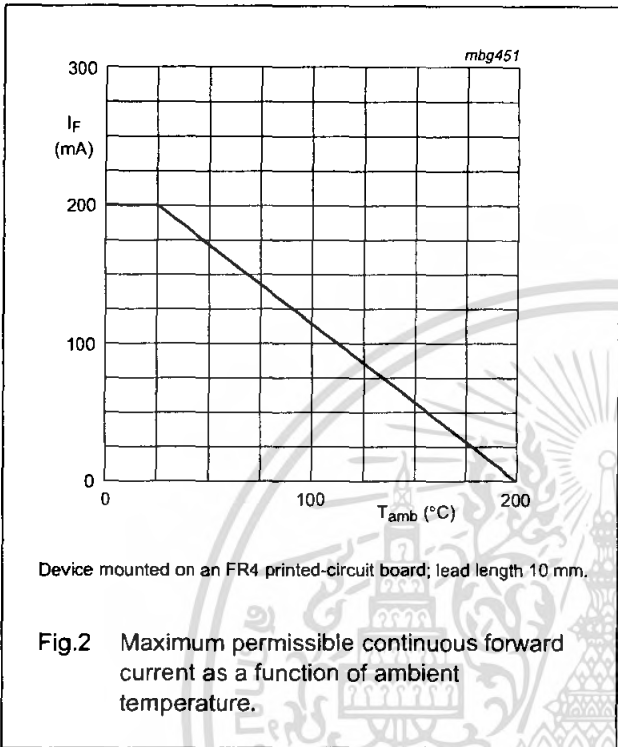
Note

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

High-speed diodes

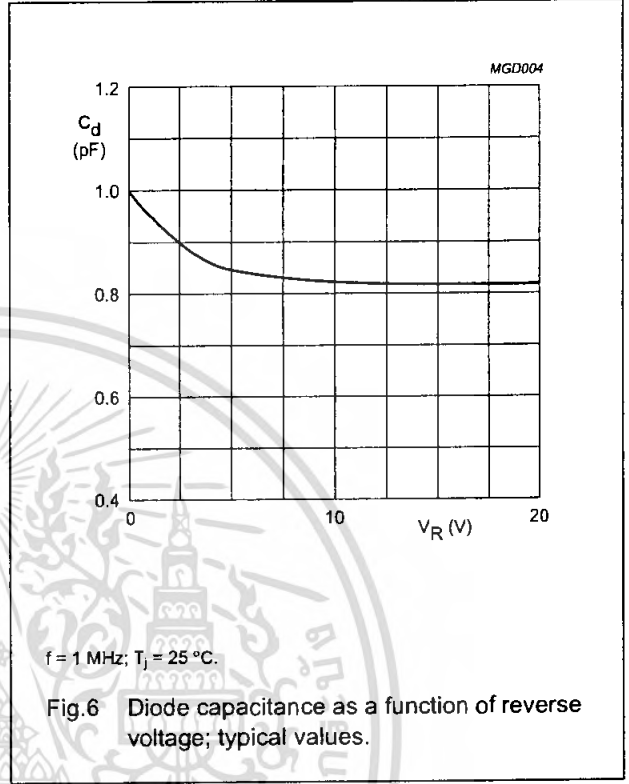
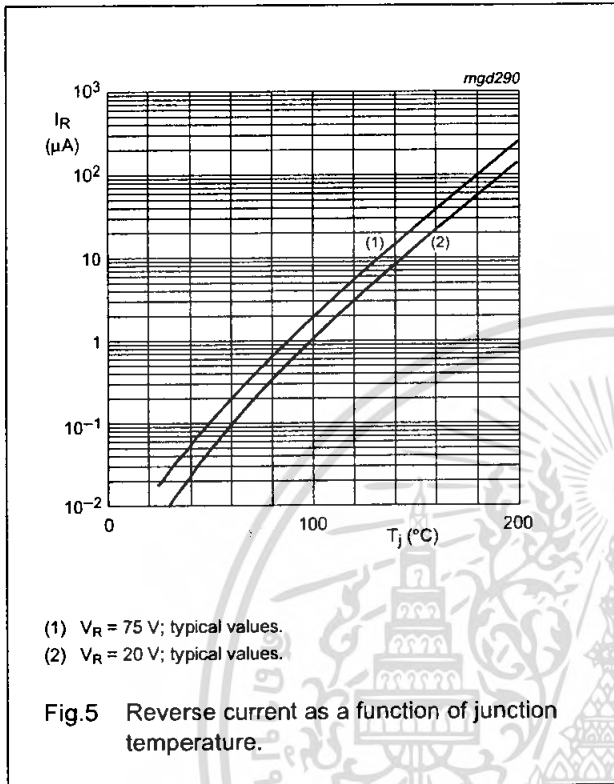
1N4148; 1N4448

GRAPHICAL DATA



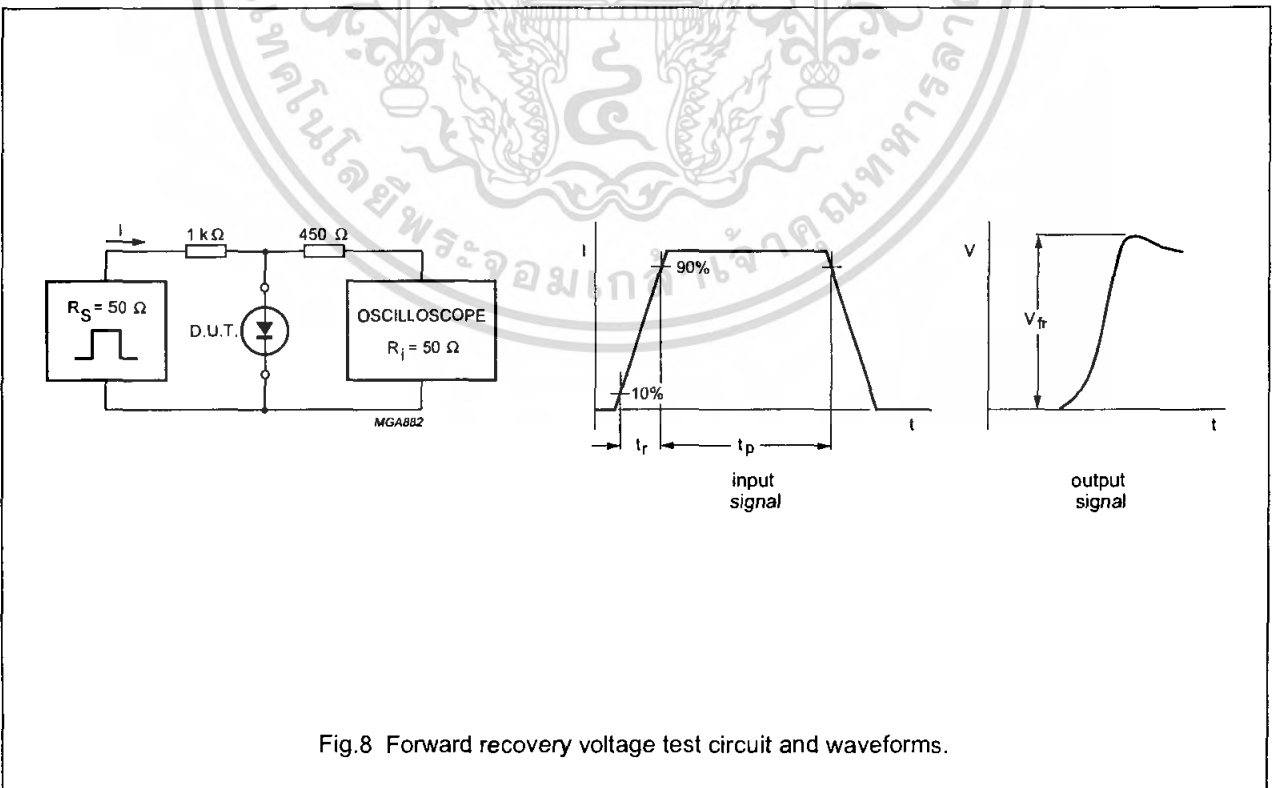
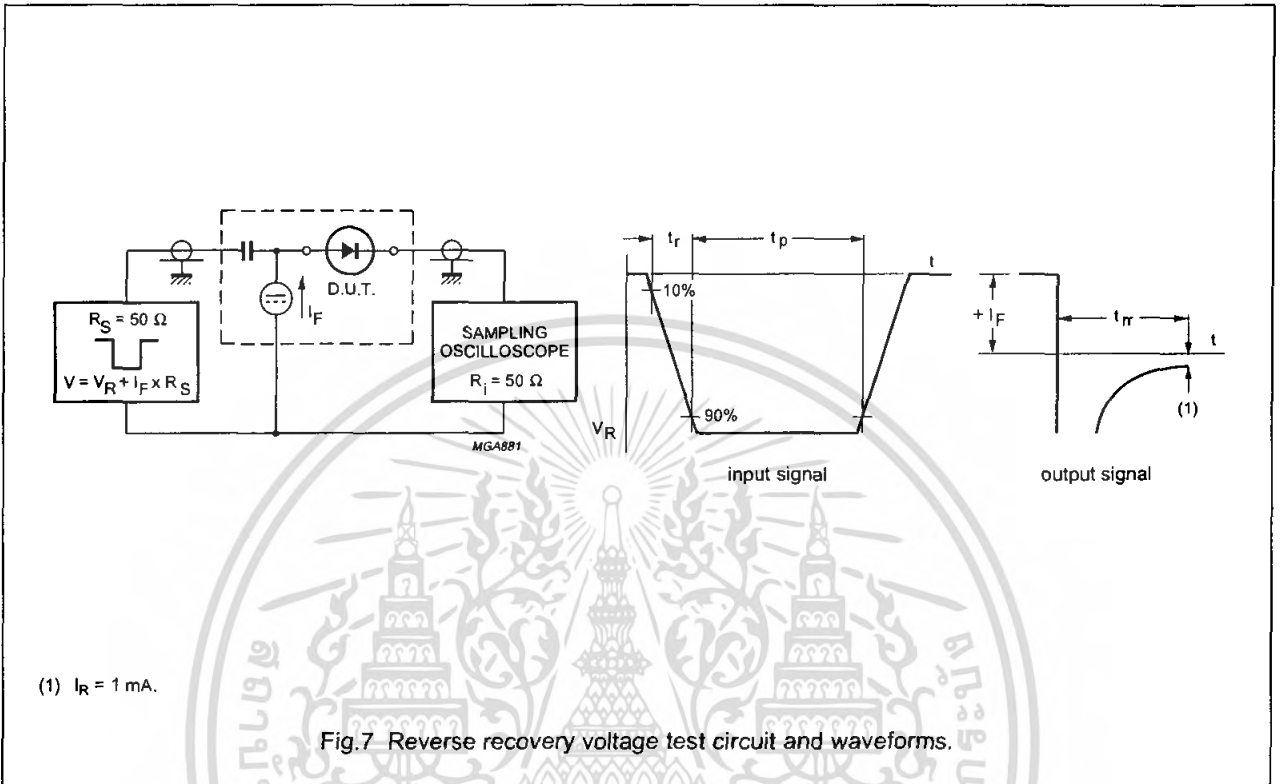
High-speed diodes

1N4148; 1N4448



High-speed diodes

1N4148; 1N4448



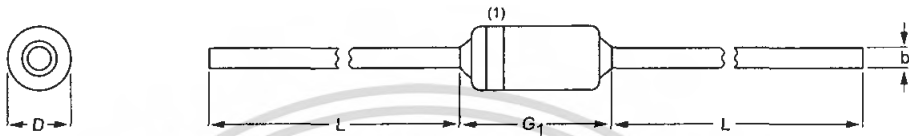
High-speed diodes

1N4148; 1N4448

PACKAGE OUTLINE

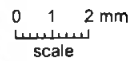
Hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads

SOD27



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	b max.	D max.	G ₁ max.	L min.
mm	0.56	1.85	4.25	25.4



Note

1. The marking band indicates the cathode.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOD27	A24	DO-35	SC-40		97-06-09

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

DATA SHEET STATUS

LEVEL	DATA SHEET STATUS ⁽¹⁾	PRODUCT STATUS ⁽²⁾⁽³⁾	DEFINITION
I	Objective data	Development	This data sheet contains data from the objective specification for product development. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification in any manner without notice.
II	Preliminary data	Qualification	This data sheet contains data from the preliminary specification. Supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification without notice, in order to improve the design and supply the best possible product.
III	Product data	Production	This data sheet contains data from the product specification. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time in order to improve the design, manufacturing and supply. Relevant changes will be communicated via a Customer Product/Process Change Notification (CPCN).

Notes

1. Please consult the most recently issued data sheet before initiating or completing a design.
2. The product status of the device(s) described in this data sheet may have changed since this data sheet was published. The latest information is available on the Internet at URL <http://www.semiconductors.philips.com>.
3. For data sheets describing multiple type numbers, the highest-level product status determines the data sheet status.

DEFINITIONS

Short-form specification — The data in a short-form specification is extracted from a full data sheet with the same type number and title. For detailed information see the relevant data sheet or data handbook.

Limiting values definition — Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device.

These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

Application information — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors make no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

DISCLAIMERS

Life support applications — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips Semiconductors customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors for any damages resulting from such application.

Right to make changes — Philips Semiconductors reserves the right to make changes in the products - including circuits, standard cells, and/or software - described or contained herein in order to improve design and/or performance. When the product is in full production (status 'Production'), relevant changes will be communicated via a Customer Product/Process Change Notification (CPCN). Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no licence or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified.