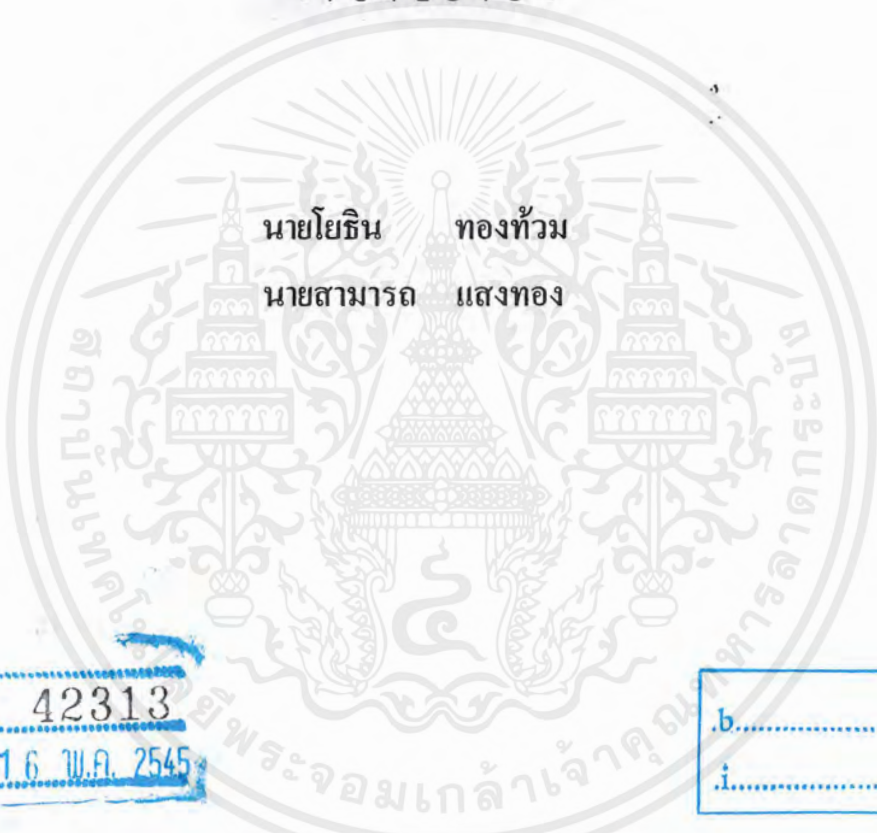


เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรง

DC-DC Converter



นายโยธิน ทองท่วม  
นายสามารถ แสงทอง

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 42313  
จัน, เดือน, ปี 1.6 พ.ศ. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# DC-DC CONVERTER



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2000**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรง

DC-DC Converter

นักศึกษา

นายโยธิน ทองท่วม เลขประจำตัว 41013380

นายสามารถ แสงทอง เลขประจำตัว 41013390

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์เรืองศักดิ์ เจริญผ่อง

ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้  
นับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์เรืองศักดิ์ เจริญผ่อง)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

กรรมการ

( )

กรรมการ

( )

กรรมการ

( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรง. DC-DC Converter.
นักศึกษา	นาย โยธิน ทองท้วม เลขประจำตัว 41013380 นายสามารถ แสงทอง เลขประจำตัว 41013390
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์เรืองศักดิ์ เจริญผ่อง ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2543

### บทคัดย่อ

โครงงานนี้นำเสนอ การแปลงไฟฟ้ากระแสตรง จาก 24 โวลต์ดีซี เป็น 310 โวลต์ดีซี ขนาด 500 วัตต์ โดยมีวัตถุประสงค์ของโครงงานเพื่อลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถพัฒนาไปใช้กับแหล่งจ่ายไฟสำรองได้ และได้ใช้หลักการพัลส์วidthมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) มาเป็นตัวควบคุมการสวิตช์วงจรกำลังที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งกำลังซึ่งต่อกันแบบฟูลบริดจ์ ด้วยความถี่ 30 กิโลเฮิรตซ์ แรงดันไฟกระแสสลับที่ออกจากทางด้านขดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง จะผ่านวงจรเรียงกระแสแล้วจะได้ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 310 โวลต์

เนื่องจากมอสเฟตกำลังมีความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูง เป็นผลให้มีการส่งผ่านพลังงานที่ความถี่สูง ทำให้คอนเวอร์เตอร์นี้มีขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	DC-DC CONVERTER.	
<b>Student</b>	Mr.Yothin	Thongthuam ID 41013380
	Mr.Samart	Sangtong ID 41013390
<b>Advisor</b>	Mr.Ruengsak	Jaroenpong
	Asst.Prof.Uthai	Sritheeravirojana
<b>Academic Year</b>	2000	

## ABSTRACT

This project is present 500 VA 24 Vdc from battery to 310 Vdc converter which used MOSFET in power circuit. The aim of this project is to reduce the size of converter .The pulse width technique is used by frequency 30 KHz to control and switched the full bridge Power MOSFET.The AC output from secondary of step-up high frequency transformer are rectifiered and filter to get 310 Vdc.

Because of power MOSFET is very high switching speed and transferring at high frequency. So this converter has small size and light weight.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จสู่สว่าง ได้อย่างดี ต้องขอขอบคุณท่านอาจารย์ เรืองศักดิ์ เจริญผ่อง และอาจารย์อุทัย ศรีธีรวิโรจน์ เป็นอย่างสูง ที่ให้คำแนะนำ ให้คำปรึกษา ตลอดจนช่วยอำนวยความสะดวกเกี่ยวกับเครื่องมือและห้องทำโปรเจกต์ และที่ขาดเสียมิได้คือ บิดา-มารดาที่ส่งเสริมให้พวกเราเรียนจนสำเร็จ และคอยเป็นกำลังใจอยู่เสมอ ขอขอบคุณพี่วิโรจน์ วุฒิ ที่คอยช่วยเหลือเกี่ยวกับเครื่องมือและขอบคุณสำหรับกำลังใจจากเพื่อนๆ ที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจมา โดยตลอด คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาานิพนธ์ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นายโยธิน ทองท้วม

นายสามารถ แสงทอง

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูปภาพ	จ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์	2
2.1 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์	2
2.2 ทฤษฎีของวงจรควบคุมการทำงาน	5
2.3 วงจรป้อนกลับ	8
2.4 มอสเฟทกำลัง	10
2.5 หลักการทำงานของ FET	13
2.6 ข้อดีของการใช้มอสเฟท	16
2.7 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	18
2.8 วงควบคุมสำหรับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	21
บทที่ 3 โครงสร้างของสวิทชิงคอนเวอร์เตอร์	23
3.1 แบตเตอรี่	24
3.2 สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	25
3.3 การสร้างสัญญาณ PWM	26
3.4 วงจรขับมอสเฟท	30
3.5 วงจรกำลัง ( POWER STATE )	32
3.6 ไดโอดในสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	32
บทที่ 4 ผลการทดลอง	35
บทที่ 5 วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพุทพุต	2
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริคจ์	4
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟูลบริคจ์	5
รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่น PWM แบบ 2 ระดับ และแบบ 3 ระดับ	6
รูปที่ 2.5 แสดงการเปรียบเทียบของสัญญาณต่างๆ	7
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรป้อนกลับ	8
รูปที่ 2.7 ประเภทของ FET	10
รูปที่ 2.8 ลักษณะโครงสร้างของ FET ชนิดหัวต่อ PN	11
รูปที่ 2.9 โครงสร้างของเกตชนิดที่มีฉนวนกัน	12
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของ JFET และ MOSFET	12
รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างของ Mode การทำงาน	13
รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{DS}$ และ $I_{DS}$	14
รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของ FET แบบ Enhancement	15
รูปที่ 2.14 แสดงการขนานมอสเฟต	17
รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะของหม้อแปลง	18
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์	23
รูปที่ 3.2 สวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลาย	25
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ 30 KHz	26
รูปที่ 3.4 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494	27
รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $R_T$ และ $C_T$ ในการกำหนดความถี่	28
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรขับมอสเฟต	31
รูปที่ 3.7 แสดงวงจร POWER STATE	32
รูปที่ 4.1 แสดงการทดลองวงจร โดยการต่อโหลดให้กับวงจร	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

วงจรคอนเวอร์เตอร์เป็นการเปลี่ยนวงจรไฟฟ้าทางด้านอินพุต ซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Direct current) จากแหล่งจ่ายไฟ (แบตเตอรี่) ให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (Direct current) ที่มีแรงดันสูงกว่าหรือต่ำกว่าแหล่งจ่ายไฟ

คอนเวอร์เตอร์ความถี่คงที่ สามารถใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟสำรอง แหล่งจ่ายไฟบนยานพาหนะ หรือนำไปใช้ในระบบแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (UPS) อินเวอร์เตอร์ที่ดีควรมีประสิทธิภาพสูง เชื่อถือได้ ราคาไม่แพง นอกจากราคาแล้วควรมีขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา วิธีหนึ่งที่จะทำการลดขนาดของหม้อแปลงและตัวกรองก็คือ การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่ความถี่สูงๆ ความถี่ยิ่งสูงมากขึ้นขนาดของหม้อแปลงและตัวกรอง ก็จะยิ่งลดลง และเพื่อให้การส่งผ่านมีประสิทธิภาพสูง ต้องลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง (Switching loss) โดยการเลือกอุปกรณ์ที่มีความเร็วในการสวิตชิงสูง ในปริยญาณิพนธ์นี้จึงได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต เป็นอุปกรณ์ในการสวิตชิงเนื่องจากมีข้อดีดังนี้

- ความเร็วในการสวิตชิงมาก
- มี SOA ที่กว้าง เนื่องจากไม่มีการเกิดเบรคดาวน์ชนิดเซกันดารี (Secondary Breakdown)
- ควบคุมการสวิตชิงได้ง่าย เนื่องด้วยควบคุมด้วยศักดาระหว่างขาเกต (GATE) และซอร์ส (SOURCE)
- ขนาดกะทัดรัด

อย่างไรก็ดี มอสเฟตกำลังก็มีข้อเสียเช่นกันคือค่า  $R_{DS}$  (ON) ในมอสเฟตกำลังสูงกว่าในทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ ดังนั้นการใช้งานที่ความถี่ต่ำซึ่งค่าการสูญเสียขณะนำกระแส (ON State Loss) ในอุปกรณ์สวิตชิงจึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลัง

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์

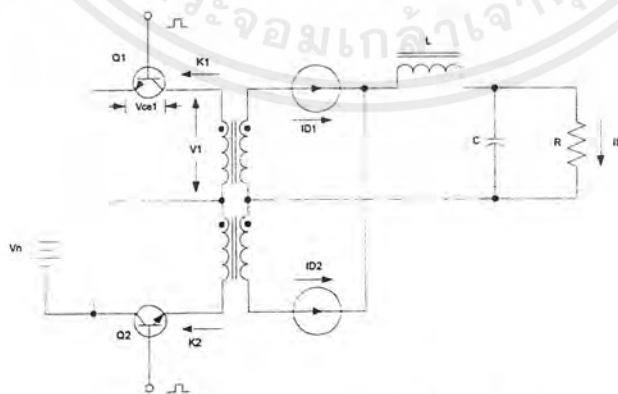
### 2.1 ชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่นิยมใช้งานซึ่งมีหลายแบบ แต่ละแบบจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน รวมถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์ และความเหมาะสมของวงจรแต่ละชนิดด้วย วงจรที่ใช้งานโดยทั่วไปได้แก่ วงจรพุทพุต (Push Pull), วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge) และวงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)

#### 2.1.1 คอนเวอร์เตอร์แบบพุทพุต (Push Pull Converter)

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ใช้อุปกรณ์สวิทช์ซึ่งเพียง 2 ตัวเท่านั้น แต่ต้องมีหม้อแปลงเซนเตอร์แทป (Center Tap Transformer) คอนเวอร์เตอร์แบบนี้เหมาะสำหรับงานที่ไม่ต้องการกำลังสูงนัก เนื่องจากการใช้หม้อแปลงเซนเตอร์แทปจะทำให้มีสไปค์โวลต์เตจ (Spike Voltage) เกิดขึ้นมาก และข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ก็คือต้องพันทางด้านปฐมภูมิให้ขอลวด 2 ขด ที่แบ่ง โดยจุดกราวด์มีความสมมาตร (Symmetrical) กัน

ลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้แสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพุทพุต (Push Pull)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการทำงานของวงจรจะเสมือนกับว่ามีวงจรฟอร์เวิร์ด (Forward) 2 วงจรผลัดกันทำงานวงจรละครึ่งไซเคิล(Cycle) กระแสเฉลี่ยที่ผ่านอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของกระแสในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็น

สวิตช์เองก็ต้องทนแรงดันเป็น 2 เท่า

ข้อดีของวงจรพหุขมูลนั้น จะอยู่ในจุดของวงจรที่ไม่มีความยุ่งยาก วงจรขับจะไม่ซับซ้อน และไม่ต้องมีการแยกกราวด์ (Isolated Drive-Circuit) กระแสพิกัดจะต่ำกว่าปกติครึ่งหนึ่งของกระแสในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ตัวอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เองก็ต้องทนแรงดันเป็น 2 เท่า

ข้อจำกัดของวงจรพหุขมูล

1. ข้อจำกัดทางด้านขนาดของอุปกรณ์ เช่น การทนต่อพิกัดสัปดาห์ สำหรับวงจรพหุขมูลพิกัดสัปดาห์ของอุปกรณ์ที่เป็นตัวสวิตช์ จะต้องทนได้ประมาณสองเท่าของสัปดาห์อินพุท และกรณีที่เกิดสัปดาห์สไปค์ซึ่งเป็นผลมาจากลิกเกจอินดักแตนซ์ของหม้อแปลง ก็ยังทำให้อุปกรณ์นั้นต้องทนโวลท์สูงขึ้นไปอีก

2. ปัญหาการอิ่มตัวของแกนที่ใช้เป็นหม้อแปลง ปัจจุบันนิยมใช้แกนเฟอร์ไรท์ กันอย่างกว้างขวางในกรณีที่สวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงๆ ประมาณ 20 KHz ขึ้นไป จะเกิด loss มากเมื่อใช้แกนอื่น การที่เฟอร์ไรท์มีจุดอิ่มตัวของแกนสูง เพราะมีความหนาแน่นของฟลักซ์ต่ำประมาณ 3000 Gauss

การเกิดปัญหาแกนหม้อแปลงอิ่มตัวมาจาก เมื่ออุปกรณ์ที่ใช้เป็นสวิตช์ เริ่มนำกระแสฟลักซ์จะเพิ่มขึ้นในทิศทางของ B-H curve และจะกลับทิศเมื่ออุปกรณ์ตัวแรกหยุดนำกระแส อุปกรณ์ตัวที่สองจะนำกระแสแทน

การแก้ปัญหาในส่วนที่เกิดขึ้นนี้ สามารถทำได้โดย

1. สร้างแก๊ปให้กับแกนหม้อแปลง (Gap Core) เพื่อเป็นการลดลิกเกจอินดักแตนซ์ แต่จะมีผลให้การทรานสเฟอร์พลังงานลดลง

2. ติดวงจร สนับเบอร์ (Snubber Circuit) เพื่อจำกัดขนาดของ สัปดาห์สไปค์

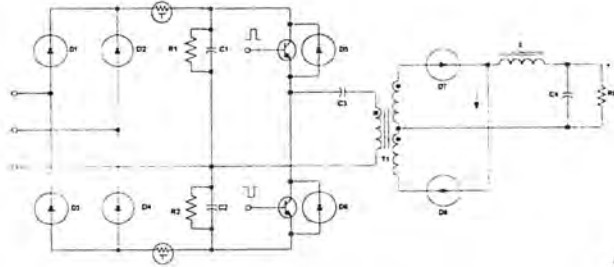
3. ชั่วงจรซึ่งทำให้การทำงานของอุปกรณ์ซึ่งสมดุลกัน แต่วิธีนี้จะใช้กับวงจรที่พิเศษๆ เพราะจะเป็นการเพิ่มราคา และความยุ่งยากซับซ้อนให้กับวงจร

### 2.1.คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)

วงจรฮาร์ฟบริดจ์ จะเป็นการสลับกันทำงานทีละครึ่งไซเคิลของอุปกรณ์สวิตช์ โดยที่หม้อแปลงไม่มีการแทป สัปดาห์ที่คร่อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของสัปดาห์อินพุท การที่สวิตช์ตัวที่หนึ่งทำงานจะทำให้กระแสไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานกระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็น  
ไซเคิล วงจรเป็นดังรูป



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริดจ์

ข้อดีของวงจรนี้คือ นอกจากสามารถลดขนาดของหม้อแปลง เนื่องจากสัปดาห์ลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของสัปดาห์อินพุตแล้ว วงจรฮาร์ฟบริดจ์ยังสามารถทำให้สัปดาห์ของเอาต์พุตเกิดความสมดุลกันได้อีกแต่สำหรับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์จะสูงขึ้นกว่าปกติ โดยถ้าเราสมมติว่า วงจรมีประสิทธิภาพ 80% และมีค่า duty ไซเคิล (Duty Cycle) = 0.8 จะได้กระแสที่ขณะทำงาน

$$I_c = \frac{3 * P_{out}}{V_{in}}$$

ข้อเสียของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบนี้คือ ค่ากำลังที่ออกมาจะน้อยกว่าแบบพฤษภาคมและแบบฟูลบริดจ์ครึ่งหนึ่ง เนื่องจากค่าโวลต์เตจที่ลดลงครึ่งหนึ่ง ในกรณีที่เกิดสัปดาห์ที่ไม่สมดุลกันแล้วนำไปผ่านเข้าหม้อแปลง จะทำให้เกิด Flux Walking ซึ่งจะมีผลต่อไปทำให้หม้อแปลงเกิดอิมิตัว และกระแสจำนวนมากอาจจะเกิดขึ้นเช่นเดียวกับวงจรพฤษภาคม  
การแก้ไข

1. เราสามารถแก้ไขการเกิดปัญหานี้ โดยการต่อ C-Coupling เข้าไป โดยการต่ออนุกรมเข้าไปกับหม้อแปลงด้าน Primary ซึ่งจะยกระดับ ดิซี ขึ้นมา
2. อีกวิธีหนึ่งคือการลดเวลา turn-on ของทรานซิสเตอร์ โดยการใช้ Baker Clamp Diode ในวงจรขับเบส

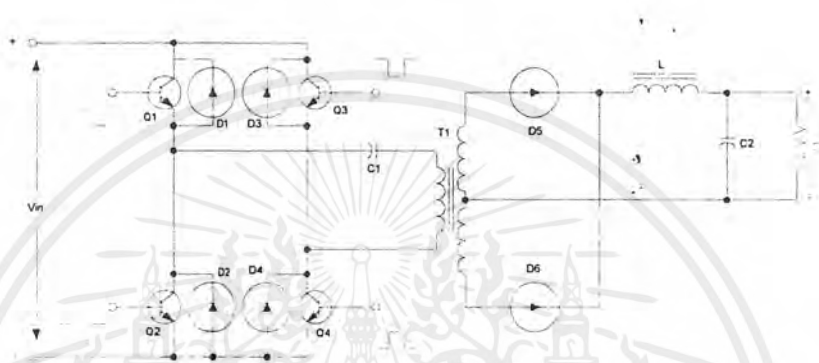
### 2.1.3 คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge Circuit)

วงจรฟูลบริดจ์ เป็นวงจรที่เหมาะสมสำหรับการสวิตช์ที่พิกัดสูงขึ้นไป เพราะถ้าใช้วงจรพฤษภาคมหรือฮาร์ฟบริดจ์ ปัญหาจะมากกว่า คอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง 4 ตัว ลักษณะการทำงานของวงจรคือ จะผลัดกันนำกระแสที่ละคู่ดังรูปที่ 3 ในที่นี้ Q1 จะทำงานพร้อมกับ Q4 และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q3 จะทำงานพร้อมกับQ2 สลับกันไปทีละครึ่งไซเคิล โดยที่ Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการ Short Through เช่นเดียวกันกับ Q3 และ Q4

ในที่นี้ถ้าหากสมมติ ว่าประสิทธิภาพของวงจร 80% และ Duty Cycle=0.8 จะได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะที่ทำงาน

$$I_c = \frac{1.6 * V_{out}}{V_{in}}$$



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟูลบริดจ์

## 2.2 ทฤษฎีของวงจรควบคุมการทำงาน

ในการที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเปิดและปิดตามเวลาที่ต้องการนั้น และจะต้องไม่ทำงานพร้อมกันเพราะจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งนั้นเสียหายได้ จะต้องใช้วงจรควบคุมซึ่งโดยทั่วไปจะใช้สัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) โดยสัญญาณ PWM ที่ดีนั้นจะต้องควบคุมแรงดันเอาต์พุทให้คงที่ และจะต้องให้แรงดันเอาต์พุทที่มีฮาร์โมนิกส์น้อย วิธีการทำให้รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุทเป็นพัลส์ที่มีขนาดที่ถูกต้องจะต้องใช้รูปคลื่นไซน์เป็นรูปคลื่นอ้างอิงที่ความถี่ที่ต้องการเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม

### 2.2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชัน

การมอดูเลทความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นในหนึ่งคาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยหลายๆ พัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่น PWM ชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่น PWM ใจแนวคิดต่างๆ

รูปคลื่น พัลส์วิดมอดูเลชันแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ.

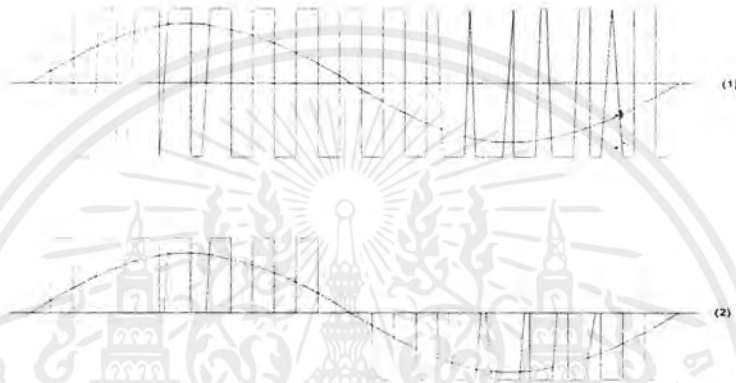
รูปคลื่นพัลส์วิดมอดูเลชันมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่ถูกนำมาใช้ประยุกต์มากที่สุด และเป็นชนิดพื้นฐานที่สุด ได้แก่แบบ 2 ระดับ (2 Level PWM) และแบบ 3 ระดับ (3 Level PWM)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. รูปคลื่นพัลส์วัดมอดูเลชันแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับคือ  $+E$  และ  $-E$

2. รูปคลื่นพัลส์วัดมอดูเลชันแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับคือ  $+E, 0$  และ  $-E$

รูปคลื่นทั้ง 2 แบบ มีลักษณะดังรูปที่ 4 โดยแสดงรูปคลื่นพัลส์วัดมอดูเลชันเปรียบเทียบกับคลื่นความถี่มูลฐาน (Fundamental) ของรูปคลื่นพัลส์วัดมอดูเลชันนั้น



รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่น PWM (1) แบบ 2 ระดับ (2) แบบ 3 ระดับ

### 2.2.2 การสร้างรูปคลื่นพัลส์วัดมอดูเลชัน.

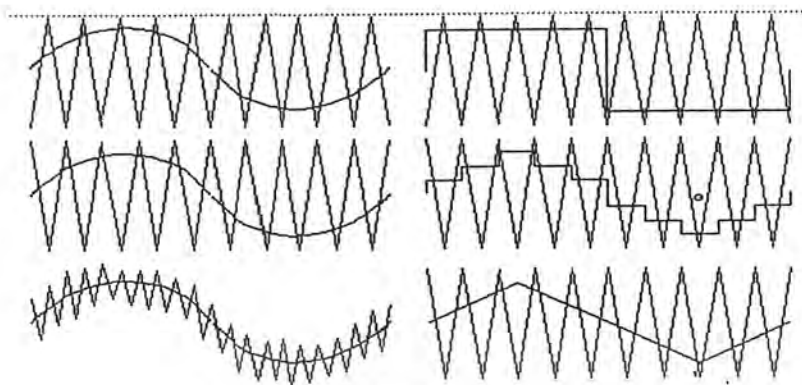
รูปคลื่นพัลส์วัดมอดูเลชันสามารถสร้างขึ้นมาโดยวิธีต่างๆ ได้แก่

1. โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณ ซึ่งสอดคล้องกับมุมการสวิตช์ผ่านทางพอร์ตเอาต์พุต (Output Port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิตช์มุมต่างๆออกมาเสียก่อน แล้วจึงนำไปเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (Pattern) สัญญาณพัลส์วัดมอดูเลชันขึ้นมาแล้วส่งผ่านพอร์ตเอาต์พุตออกมา

2. โดยการใช้วงจรถอดลอกวิธีที่สะดวกที่สุดคือ ใช้วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339 หรือ LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับรูปคลื่นพัลส์วัดมอดูเลชันที่ต้องการ กับสัญญาณแครี่เรีย (Carrier Signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิตช์ของคลื่นรูปพัลส์วัดมอดูเลชันก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะ

ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงการเปรียบเทียบของสัญญาณต่างๆ

การสร้างสัญญาณ PWM จาก IC เบอร์ TL 494

การสร้างสัญญาณ PWM สำหรับคอนเวอร์เตอร์มีหลายวิธี เช่นการนำสัญญาณรูปคลื่นไซน์มาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม หรือการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์กำเนิดสัญญาณ PWM นอกจากนั้นใช้ไอซีสำเร็จรูปสร้างสัญญาณ PWM ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ซึ่งไอซีที่ใช้มีมากมายหลายเบอร์ให้เลือกใช้ ซึ่งลักษณะความแตกต่างของ ไอซีในแต่ละเบอร์นั้นขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งานของวงจร

หลักการทำงาน

การทำงานของไอซี โดยส่วนมากจะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาท์พุทมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นหลัก วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุท และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM เอาท์พุทที่ได้จากวงจร PWM โดยค่าที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปคลื่นฟันเลื่อยอีกครั้งหนึ่ง เอาท์พุทที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปคลื่นฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันจากวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  และของวงจร PWM ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่เป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ที่ขาอินเวอร์ตจึงผลต่างของค่าแรงดันเอาท์พุทจึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่ามากขึ้นแรงดันเอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุท

ของวงจร PWM ค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอส

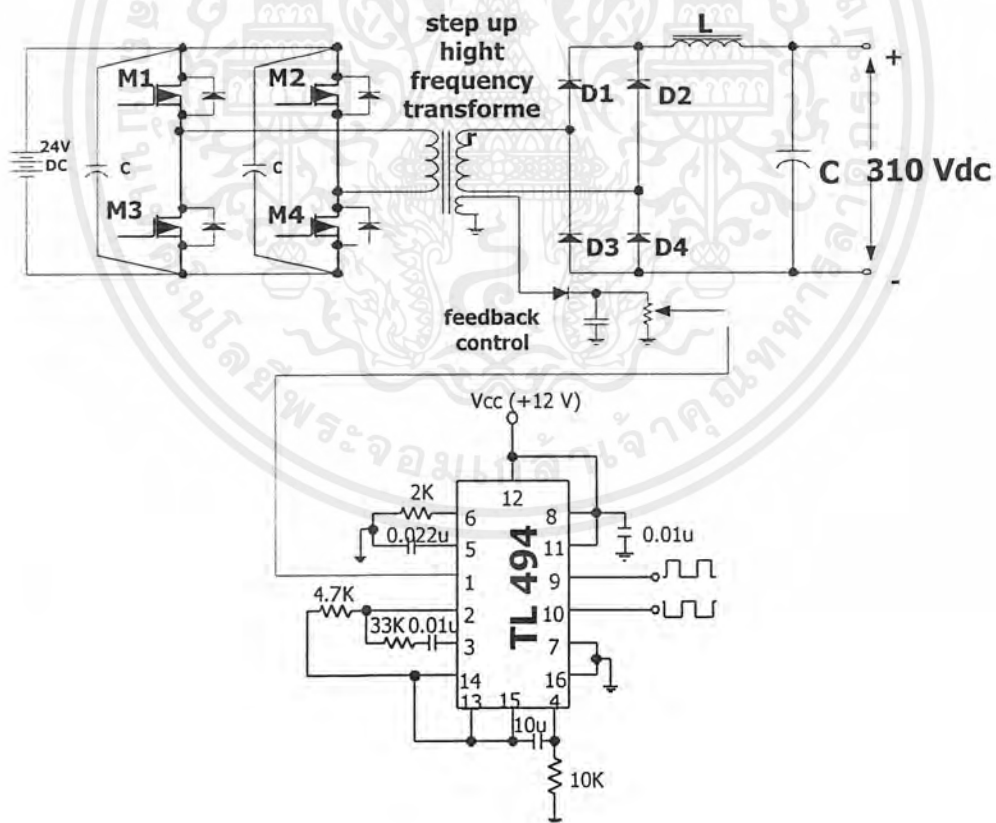
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟทก็จะมีค่าลดลง แต่ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลานำ กระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟทก็จะมีค่าเพิ่มทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถ คงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ตัวอย่าง ไอซีที่ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ในโหมคควบคุมจากแรงดัน ได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 หรือ TL 494 เป็นต้น

สำหรับในการสร้างคอนเวอร์เตอร์ในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นตัวสร้าง สัญญาณ PWM เนื่องจากเป็นไอซีที่ง่ายต่อการใช้งานอีกทั้งมีการป้อนกลับจากเอาต์พุตด้วยจึงทำ ให้คอนเวอร์เตอร์ที่ได้นั้นมีเสถียรภาพสูง

### 2.3 วงจรป้อนกลับ

ที่ตัวไอซี TL 494 จะมีขาป้อนกลับจากเอาต์พุต คือขา 1 แต่ตัวไอซีต้องการแรงดันจ่ายเข้า ขา 1 ตอนเริ่มต้นทำงาน จึงต้องสร้างวงจรที่ใช้ในการจ่ายแรงดันเริ่มต้นในการทำงาน ดังแสดงใน รูป 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปจะประกอบด้วยวงจร 2 ส่วน คือ วงจรป้อนกลับในขณะที่กำลังทำงานและวงจรป้อนกลับขณะเริ่มต้นการทำงาน

### 2.3.1 หลักการทำงานของวงจรป้อนกลับ

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อขา  $C_k$  ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง  $C_k$  จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแอมพลิจูดแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่  $-0.3$  ถึง  $(V_{cc}-2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-Inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

### การกำหนดค่าเวลาเพื่อ $T_D$ (Dead Time)

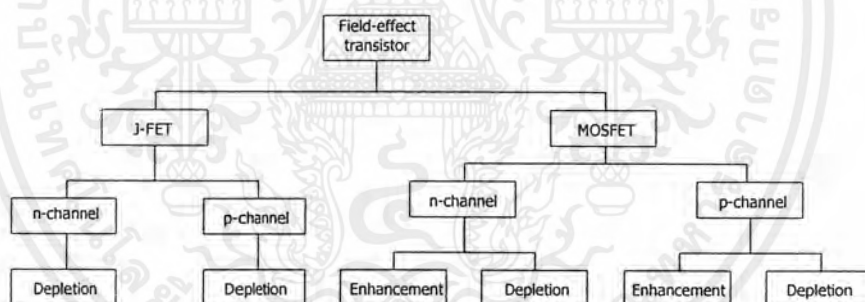
TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ  $t_D$  ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0-3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 % ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{ON}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 % ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (out put control) เข้ากับขา 14 ( $+5 V_{cc}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

## 2.4 มอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET)

Field - Effect transistor หรือที่เรียกสั้น ๆ ว่า FET มีลักษณะการทำงานที่คล้ายกับทรานซิสเตอร์มากแต่ก็มีข้อแตกต่างกันอยู่บ้างโดยที่ FET เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิดยูนิโพลาร์ (unipolar) แตกต่างจากทรานซิสเตอร์ที่เป็นชนิดไบโพลาร์ (Bipolar) ซึ่งทรานซิสเตอร์ทำงานได้โดยอาศัยการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระและโฮลเราจึงเรียกว่าทรานซิสเตอร์ว่าเป็นสิ่งประดิษฐ์ ขั้วไฟฟ้า 2 ขั้ว หรือ ไบโพลาร์ ส่วน FET จะทำงานมีกระแสไหล เนื่องจากประจุเพียงชนิดเดียวเท่านั้น คือ อิเล็กตรอนอิสระหรือโฮล อย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น จึงได้รับการขนานนามว่าเป็นสิ่งประดิษฐ์ขั้วไฟฟ้าเดี่ยวหรือยูนิโพลาร์นั่นเอง

ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดรอยต่อ (Junction Field Effect Transistor หรือเจเฟต (J-FET) และทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดโลหะออกไซด์ - สารกึ่งตัวนำ (Metal-oxide - semiconductor FET หรือมอสเฟต (MOSFET) ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดรอยต่อมีแต่แบบดีพลีชัน (Depletion Mode) เท่านั้น และมีทั้งแบบ P-Channel และ N-Channel ส่วนทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้าชนิดโลหะออกไซด์นั้น มีทั้งแบบดีพลีชันและเอ็นฮานซ์เมนต์ (Enhancement Mode) และมีทั้งแบบ P- Channel และ N- Channel

ผังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ประเภทของ FET

### 2.4.1 การทำให้ POWER MOSFET นำกระแส (Turn - on)

วงจรที่ใช้ไคร์ฟมอสเฟตจะต้องมีค่าศักดาเกิน threshold Voltage (ค่าแรงไฟฟ้าต่ำสุดที่สามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้) และกระแสของวงจรไคร์ฟจะต้องมีค่าเพียงพอที่จะชาร์จ Input Capacitance ของมอสเฟตได้ในช่วงเวลาที่ต้องการ

$$C_{iss} = C_{GD} + C_{GS}$$

$C_{iss}$  = Input Capacitance ของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $C_{GD}$  = ค่า Capacitance ที่อยู่ระหว่างขาเกตและขาเดรน  
 $C_{GS}$  = ค่า Capacitance ที่อยู่ระหว่างขาเกตและขาซอร์ส

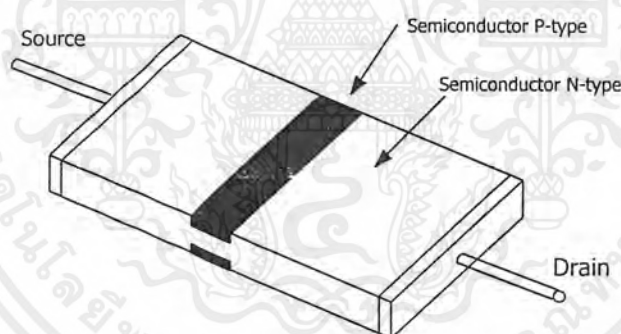
ดังนั้นวงจรไคร์ฟจึงต้องมี output Impedance ต่ำพอที่จะรับพลังงานจากการคายประจุของค่า C และทันกับความเร็วในการสวิตชิง

#### 2.4.2 การทำให้ POWER MOSFET หยุดนำกระแส (Turn-off)

มอสเฟตเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทเมเจอร์ริตี้แครีเรียร์ เพียงแค่ไม่มี  $V_{GS}$  มอสเฟตก็สามารถหยุดนำกระแสได้เพราะเหมือนกับว่ามีค่าความต้านทานสูงมากระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สซึ่งเป็นการบล็อกกระแสไม่ให้ไหลได้

#### 2.4.3 ลักษณะโครงสร้างและการทำงานของ FET ชนิดมีหัวต่อ P - N

โครงสร้างของ FET ชนิดนี้ เริ่มจากการนำเอาแท่งของสารกึ่งตัวนำมาสร้างเป็นตัว FET แท่งสารกึ่งตัวนำตัวนี้มีคุณสมบัติเหมือนเป็นตัวต้านตัวหนึ่ง โดยมีปลายข้างหนึ่งต่อเป็นขั้ว เรียกว่า ซอร์ส (Source) ส่วนอีกปลายหนึ่งเรียกว่า เดรน



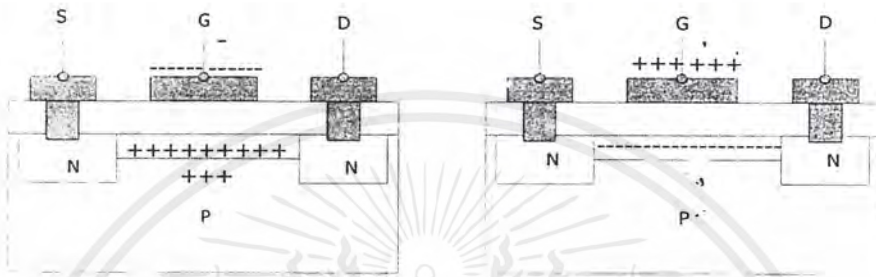
รูปที่ 2.8 ลักษณะโครงสร้างของ FET ชนิดหัวต่อ PN

และสิ่งหนึ่งที่ทำให้เข้าใจการทำงานของ FET ดีขึ้นก็คือ กระแสที่ไหลผ่านแท่งสารนี้จะเป็นกระแสโฮล (ในกรณีที่เป็นสารชนิด P) หรือกระแสอิเล็กตรอน (ในกรณีที่เป็นสารชนิด N) เท่านั้น เมื่อเพิ่มเกตให้กับแท่งสารกึ่งตัวนำ ซึ่งทำมาจากสารชนิด P จะทำให้เกิดเป็นช่องว่างระหว่างรอยต่อ PN ดังนั้นกระแสจะต้องไหลผ่านช่องว่างนี้ และถ้าเราสามารถควบคุมให้ขนาดของช่องว่างนี้ เพิ่มขึ้นหรือลดลงก็จะทำให้ค่าความต้านทานระหว่างปลายทั้งสองข้างของแท่งสาร เกิดการเปลี่ยนแปลง การนำเอาสารชนิด P และ N มาต่อให้เกิดเป็นบริเวณรอยต่อที่เรียกว่า ดีพลีชัน (Depletion) และถ้าเรานำการไบอัสกลับระหว่างรอยต่อนี้ ช่วงรอยต่อดีพลีชัน จะยังมีค่ามากขึ้น ทำให้เป็นการยากที่อิเล็กตรอนอิสระหรือโฮลจะทำการเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.4 ลักษณะโครงสร้างและการทำงานของ FET ชนิดที่เกทมีฉนวนกั้น

มี FET อีกแบบหนึ่งที่ถูกนิยมนำมาใช้กันเป็นอย่างมาก โดย FET ชนิดนี้จะใช้โลหะออกไซด์มาเคลือบที่ผิวส่วนบน ในบางครั้งเรียกสิ่งประดิษฐ์นี้ว่า มอสเฟต (MOS FET) ซึ่งย่อมาจาก Metal oxide semiconductor field Effect transistor ลักษณะเด่นของ MOSFET คือ คุณสมบัติในเรื่องความต้านทานที่เกทสูงมากเหมือนหลอดสูญญากาศ โครงสร้างของ มอสเฟต ดังรูป 2.9

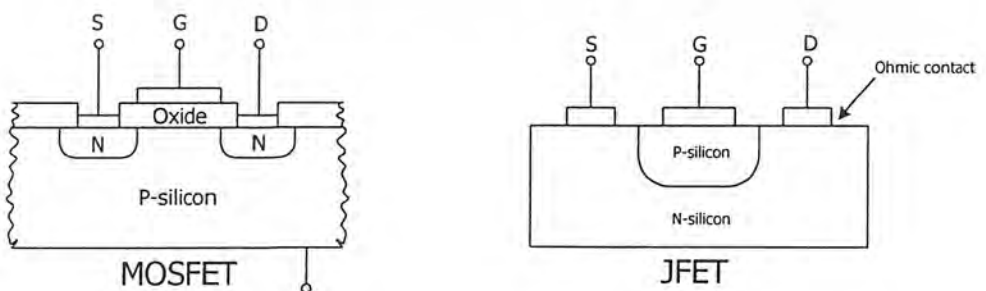


รูปที่ 2.9 โครงสร้างของ FET ที่เกทมีฉนวนกั้น

จากรูปจะเห็นว่า MOSFET ต่างกับ FET ตรงที่บริเวณขั้วเกทจะมีฉนวนกั้นกลาง โดยไม่ให้ขั้วเกทถูกต้องกับสารกึ่งตัวนำ แต่ลักษณะการทำงานก็เหมือนกับ FET ทั่วไป ส่วนของฉนวนที่กั้นที่บริเวณเกทเป็นสารจำพวกออกไซด์ของซิลิกอน การทำงานของ MOSFET พิจารณาได้จากรูป โดยปกติส่วนของสับสเตรทจะต่อถึงกับซอร์ทหรือมิฉะนั้นจะต่อกับกราวด์ ส่วนของประจุบวกจะเกิดขึ้นและจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดประจุซึ่งทำให้เกิดช่องทางของกระแสได้

ข้อแตกต่างระหว่าง JFET และ MOSFET

ความแตกต่างทางด้าน โครงสร้าง ดังรูปที่ 2.10



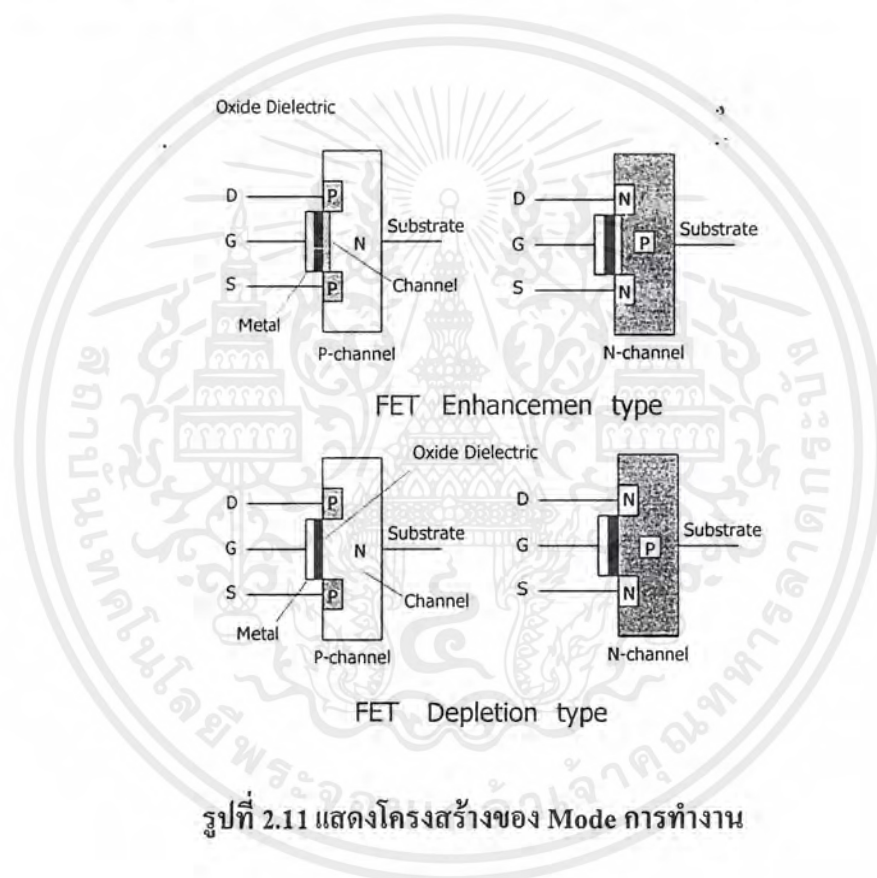
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของ JFET และ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาเกตของ JFET จะติดกับเนื้อสาร ส่วนขาเกตของ MOSFET จะถูกแยกออกจากเนื้อสารด้วย ฉนวน JFET นั้นมีแค่ Depletion Mode ส่วน MOSFET มีทั้ง Depletion Mode และ Enhancement Mode

## 2.5 หลักการทำงานของ FET

FET สามารถแบ่งการทำงานออกเป็นได้ Mode โดยถูกแบ่งออกเป็น 2 Mode คือ Depletion Mode และ Enhancement Mode ลักษณะโครงสร้างของ Mode การทำงานดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างของ Mode การทำงาน

### 2.5.1 Depletion Mode

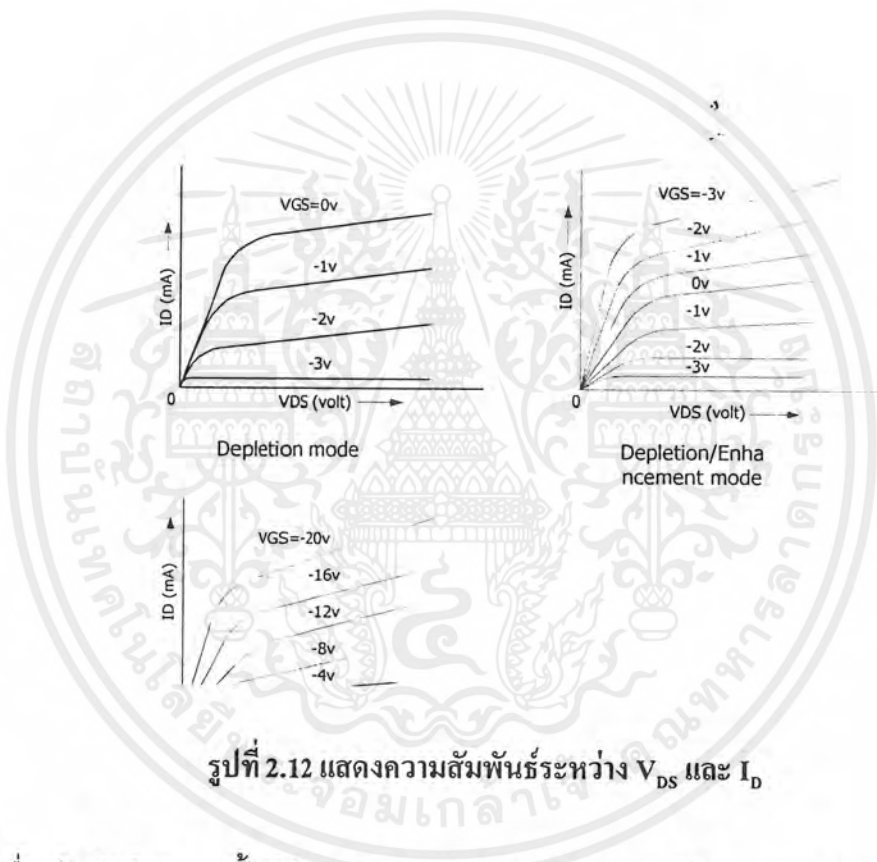
FET ใน Depletion Mode นี้ ในสภาวะปกติจอนำกระแสถ้าไม่ได้ทำการไบแอส  $V_{GS}$  ซึ่งถ้าไม่มีการไบแอส FET จะทำหน้าที่เสมือนกับ ไดโอด คือจะยอมให้กระแสไหลผ่านในทิศทางเดียวกันเท่านั้น แต่เมื่อทำการไบแอสค่า  $V_{GS}$  จะทำให้กระแสของ FET ลดลง จะลดลงมากหรือน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน  $V_{GS}$  ที่ไบแอสอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.2 Enhancement Mode

FET ใน Depletion Mode นี้จะมีลักษณะการทำงานตรงกันข้ามกับแบบ Depletion Mode กล่าวคือในสภาวะปกติ(ไม่มีกรไบเเอส)FETจะไม่ทำงานซึ่งมีลักษณะคล้าย ทรานซิสเตอร์ แต่เมื่อเราทำงานไบเเอส  $V_{GS}$  FET จึงจะเริ่มนำกระแส และค่า  $V_{GS}$  ที่ใช้จะเป็นบวก หรือ ลบนั้นขึ้นอยู่กับว่า FET เป็น N-channel หรือ P-channel

ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  และกระแสเดรน ( $I_D$ ) ของการทำงานของ FET ทั้งแบบ Depletion Mode และแบบ Enhancement Mode ดังรูปที่ 2.12

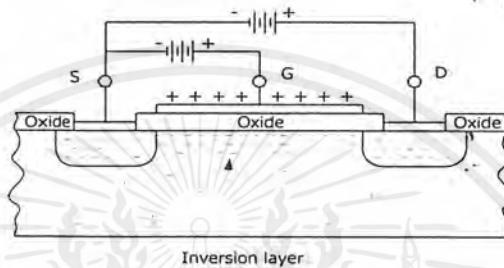
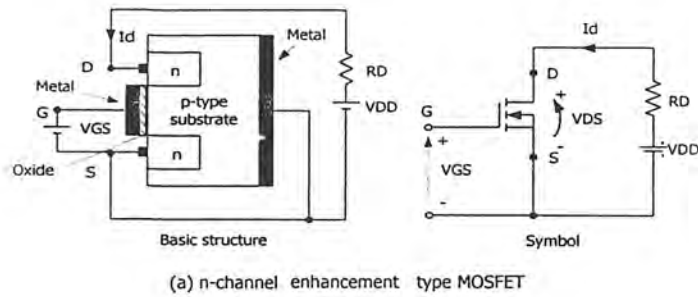


รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{DS}$  และ  $I_D$

เนื่องด้วยในโครงงานนี้ได้ใช้ MOSFET แบบ Enhancement Mode N-channel ดังนั้นจึงขออธิบายในส่วนนี้เท่านั้น

โครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่ 2.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของ FET แบบ Enhancement

จากรูปสามารถอธิบายการทำงานได้ ดังนี้คือ ในสภาวะปกติขณะที่ยังไม่มีกระแสไบอัสที่ channel ของ FET ส่วนที่ติดกับออกไซด์จะไม่มีอิเล็กตรอนอิสระอยู่เลย (อาจจะมีแต่น้อยมาก) ในสภาวะนี้ FET จะไม่สามารถนำกระแสได้ แต่เมื่อทำการไบอัส ที่เป็นบวกที่ขาเกตของ MOSFET ศักย์ไฟฟ้าที่เป็นบวกจะดึงเอาอิเล็กตรอนมาที่ channel ตรงส่วนที่ใกล้กับออกไซด์ ในสภาวะเช่นนี้ FET จะสามารถนำกระแสได้ เมื่อมีการป้อนแรงดัน คร่อมขาคเรนและซอร์ส ( $V_{DS}$ )

การทำงานของ MOSFET จะเห็นว่าที่ขาเกตและซอร์ทเสมือนมี capacitance อยู่เมื่อมีการป้อนศักดาคร่อมขาคเรนและซอร์ท ก็จะเป็นการ charge capacitor ทั้งนี้ความเร็วในการ switching ของ MOSFET จึงขึ้นกับค่า capacitance นี้ คือถ้าค่า capacitance มีค่ามากก็จะทำให้การ switching ช้า แต่โดยปกติแล้วค่า capacitance นี้จะมีค่าน้อยอยู่แล้ว จึงทำให้ FET ตอบสนองความถี่ได้สูงมาก การที่ FET สามารถตอบสนองความถี่ได้สูงมากนี้ เป็นข้อได้เปรียบของ FET ที่มี การต่อรวมกับอุปกรณ์ switching

## 2.6 ข้อดีของการใช้มอสเฟต

### 2.6.1 ความเร็ว

มอสเฟตมีความสามารถในการสวิตชิ่งด้วยความเร็วโดยปราศจากการสะสมประจุอย่างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังนั้นจึงไม่เกิดช่วงเวลาสะสมจึงทำให้มอสเฟตมีความเร็วกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิตชิ่ง

ความเร็วของมอสเฟตขึ้นอยู่กับการอัดและคายประจุของตัวเก็บประจุภายในตัวมอสเฟตเองโดยไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

### 2.6.2 อินพุต

ขาเกทของมอสเฟตนั้นถูกแยก(isolate)จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นออกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานกระแสตรงสูงมาก มอสเฟตสามารถถูกไบอัสด้วยแรงดันประมาณ 10 Volt ด้วยค่าแรงดันขนาดนี้จึงสามารถทำการขับมอสเฟตได้ด้วย IC,TTL,CMOS ได้โดยตรงทำให้ลดความยุ่งยากของวงจร

### 2.6.3 ย่านความปลอดภัย

ขอบเขตย่านปลอดภัยของมอสเฟตได้ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรคดาวน์ ขอบเขตของย่านความปลอดภัยจะกว้าง เนื่องจากไม่เกิดการเบรคดาวน์ทางด้านเซกกันดารี (Breakdown Secondary) ซึ่งบางทีอาจจะไม่จำเป็นต้องใช้วงจรสับเบอร์ก็ได้

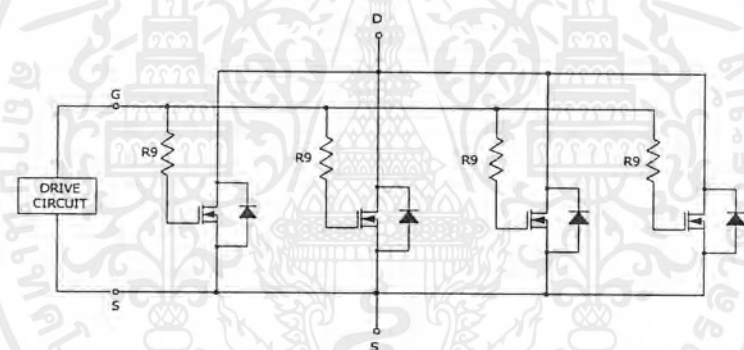
### 2.6.4 อุณหภูมิ

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของมอสเฟรมีค่าตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิในตัวมอสเฟตสูงขึ้นกระแสเดรนจะมีค่าน้อยลง ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจึงไม่มีเหตุเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ (thermal runaway)

### 2.6.5 แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลัง หาได้จากความต้านทานของอุปกรณ์  $R_{DS}$  สำหรับอุปกรณ์แรงดันต่ำค่าของ  $R_{DS}$  จะต้องมีค่าต่ำสุดสำหรับแรงดันสูง ค่า  $R_{DS}$  ต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ  $R_{DS}$  เป็นบวกเพิ่มกำลังได้

มอสเฟต สามารถเพิ่มกำลังของการ switching ได้โดยการนำเอามอสเฟตมาต่อขนานกันได้หลาย ๆ ตัวดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงการขนานมอสเฟต

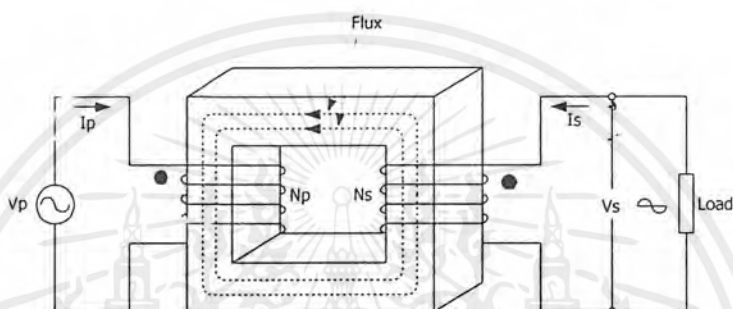
ค่า  $R_q$  จะป้องกันการ ออสซิลเลต ที่อาจเกิดจากค่าอินดักเตนซ์ที่แฝงในขาเดรน และค่าคาปาซิเตนซ์ระหว่างขาเกตกับขาเดรนในมอสเฟต สำหรับการสวิทชิงที่ความถี่สูง ๆ ค่าความต้านทานที่ใช้ควรมีค่าน้อยที่สุด

อย่างไรก็ตาม มอสเฟต ก็มีข้อเสียเช่นกัน คือว่า  $R_{DS}$  ในมอสเฟตกำลัง สูงกว่าในทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ ดังนั้น การใช้งานที่ความถี่ต่ำ ซึ่งค่าความสูญเสียขณะนำกระแสในอุปกรณ์สวิทชิงกำลัง เป็นสิ่งสำคัญ จึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลังที่ความถี่ต่ำ

## 2.7 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

### 2.7.1 ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดตัวนำที่พันรอบแกนปิดจะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่ไหลให้กับขดลวดมีการเปลี่ยนแปลงไปมา ฟลักซ์แม่เหล็กจะเกิดการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ถ้าเรานำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกนนี้จะเกิด แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น หรือที่เรียกว่า EMF. และเมื่อทำการต่อโหลดเข้าก็จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าจากรูปแสดงลักษณะของหม้อแปลงแบบง่าย ๆ



รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะของหม้อแปลง

ขดลวดทางอินพุท เรียกว่า ขดปฐมภูมิ และทางเอาต์พุท เรียกว่า ขดทุติยภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบและแรงดันจะมีอัตราส่วนคงที่ คือ

$$N_p = V_p$$

โดย

$N_p$  และ  $V_p$  คือ จำนวนรอบของขดลวดและแรงดันทางด้านปฐมภูมิ ตามลำดับ

$N_s$  และ  $V_s$  คือ จำนวนรอบของขดลวดและแรงดันทางด้านทุติยภูมิตามลำดับ

แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามสมการการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าเราให้ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (flux density , B) อยู่ในช่วงที่เป็นเส้นตรง (Linear) เราจะได้สมการ

$$B_{max} = \frac{V_p * 10^8}{KfN_pA_e}$$

เมื่อ  $B_{max}$  คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_p$  คือ แรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ (โวลท์)

$f$  คือ ค่าความถี่ (Hz)

$N_p$  คือ จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

$A_e$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็นตารางเซนติเมตร

$K$  คือ ค่าคงที่มีค่าเป็น 4.4 สำหรับแรงดันรูปไซน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

ปกติค่า  $B_{max}$  จะเลือกที่ค่า  $B_{sat} / 2$  เพื่อให้แน่ใจว่าได้ทำงานในช่วงเส้นตรง (linear) และตัวประกอบที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือ พื้นที่สำหรับวางเส้นลวดตัวนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนแกนบ็อบบิน (Bobbin) พารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบและสำคัญมากในการเลือกขนาดแกนที่เหมาะสมพารามิเตอร์เหล่านั้นได้แก่ บริเวณเนื้อที่ของแกนที่จะพันขดลวดซึ่งจะต้องเลือกให้ใหญ่พอที่จะทำให้พิจารณาตามขนาดขดลวดเพื่อให้เกิดการสูญเสียที่น้อยที่สุดขนาดของแกนที่เหมาะสม

สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนหลักคำนวณจาก

$$P_{out} = (1.16 B_{max} f d A_e A_c) \times 10^{-9}$$

เมื่อ  $P_{out}$  คือ กำลังที่จ่ายให้เป็นวัตต์

$d$  คือ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดตัวนำเป็นแอมป์ต่อตารางเมตร

$A_e$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็นตารางเซนติเมตร

$A_c$  คือ พื้นที่สำหรับขดลวดบนบ็อบบินเป็นตารางเซนติเมตร

บางบริษัทพื้นที่ของบ็อบบินใช้สัญลักษณ์  $W_a$  หรือ หน้าต่างบ็อบบิน และความหนาแน่นของกระแสในสายจะใช้หน่วยเซอร์คูลาร์มิลล์ ต่อแอมป์ (Cmil/A) ใช้สัญลักษณ์  $D$  โดย

$$d = \frac{1.27 * 10^6}{D}$$

จากค่า  $d$  ที่ได้สามารถนำไปหาค่ากำลังที่จ่ายในรูปของ  $D$  ซึ่งจะได้

$$P_{out} = \frac{1.47 B_{max} f A_e A_c * 10^{-3}}{D}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่า D จะเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ในทางปฏิบัติจะใช้ได้ค่าเพียง 200 - 400 เพื่อความปลอดภัยของสาย โดยสมการ Pout นี้ ใช้สำหรับ คำนวณและเลือกหาขนาดของแกนที่จะใช้พันขดลวด

การเลือกลักษณะแกนและชนิดของวัสดุ

วัสดุที่ใช้ทำเป็นแกนหม้อแปลงโดยทั่วไปสามารถเป็นแกนหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่ที่นิยมใช้กันมากที่สุด คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เพราะความหนาแน่นของฟลักซ์อยู่ในช่วง 3000 - 5000 เกาส์มีการสูญเสียต่ำประกอบง่าย แกนเฟอร์ไรต์มีรูปร่างและขนาดมากมายมีทั้งลักษณะแกนที่เป็นรูป EE,EI,EC ซึ่งใช้กับกำลังไฟฟ้าสูง ๆ และแกนพอด (Pot) เหมาะสำหรับใช้กับไฟปานกลาง (20 - 200 วัตต์)

### 2.7.2 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

1. เลือกแกนเฟอร์ไรต์
2. เลือก Bmax ที่ศักค่าต่ำสุดจากตารางโดยประมาณ จะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดจริง ๆ หากค่ากระแส Ip โดยคำนวณจากศักค่าต่ำสุด และจะต้องเป็นศักค่าไฟตรง จาก

$$I_p = \frac{3P_{out}}{V_{in}}$$

หาขนาดและบ็อบบินจาก

$$AcAe = \frac{0.68P_{out} \cdot D \cdot 10^3}{fB_{max}}$$

และเลือกค่า AcAe จากตารางให้เหมาะสม ควรมากกว่า 50 % ขึ้นไปของค่าที่คำนวณได้

3. คำนวณ ขนาดของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อเราทราบค่า D และ Ip สามารถนำไปเลือกขนาดของขดลวดเมื่อทราบขนาดของบ็อบบิน จะทราบจำนวนรอบที่พัน

$$N_p = \frac{V_p \cdot 10^8}{4fB_{max} A_e}$$

สมมติเป็นทางด้านปฐมภูมิไป 30% ของเนื้อที่จะได้จำนวนรอบที่ควรพันได้ จากการคำนวณ เช่น 100% 180 รอบ 30% ควรจะได้ 60 รอบ กรณีที่เป็นจริงได้ 60 รอบ หรือ น้อยกว่านี้แสดงว่าเลือกแกน และ บ็อบบิน ได้ถูกต้อง หากว่าได้มากกว่านี้ ต้องเลือกและคำนวณใหม่

6. ตรวจสอบค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด ที่ค่าแรง ดันป้อนสูงสุด  
หาค่าแรงดันป้อนสูงสุดได้จาก

$$B_{max} = \frac{V_p \cdot 10^8}{K_f N_p A_e}$$

7. คำนวณจำนวนชั้นของคานปฐมภูมิ

8. คำนวณจำนวนรอบคานทุติยภูมิ

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_s}{V_p}$$

9. คำนวณขนาด ลวดและจำนวนชั้นของคานทุติยภูมิ

10. ตรวจสอบว่าทั้งคานปฐมภูมิและทุติยภูมิ รวมกันแล้วขนาดเกิน บ็อบบินหรือเปล่า

### 2.7.3 สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการปฏิบัติ

เมื่อทดสอบหม้อแปลงจริงๆ การพันแบบละเอียดจะดีกว่า แม้ว่าหม้อแปลงส่วนใหญ่จะพันขดลวด หนึ่งทับกับอีกขดหนึ่ง การที่จะลัดลิกเกจอินดักเตทซ์ ที่อาจเกิดขึ้นให้น้อยลงโดยพันแบบแซนควิช

## 2.8 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลา นำกระแส ( Ton) ของเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในโหมดควบคุมแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส ซึ่งในที่นี้จะขอกล่าวเฉพาะการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันเท่านั้นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ของวงจร เพื่อตรวจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM

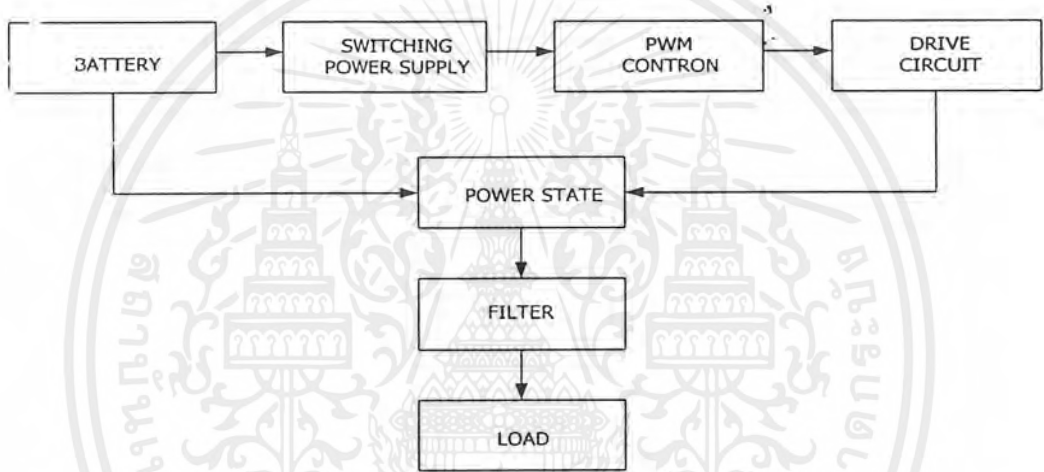
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงจึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันอ้างอิงจะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต  $T_{on}$  ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันอ้างอิงจะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น  $T_{on}$  ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่ เบอร์ MC34.600, MC34166 และ TL494 เป็นต้น

ซึ่งในโครงการนี้จะใช้โหมดควบคุมจากแรงดัน โดยใช้ไอซีเบอร์ TL494

### บทที่ 3

## โครงสร้างของสวิทชิงคอนเวอร์เตอร์

สำหรับการทำงานของโครงงานนี้สามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) ตามรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบของคอนเวอร์เตอร์

โดยแต่ละส่วนจะทำหน้าที่ ดังนี้

-แบตเตอรี่

-สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

-วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยและสัญญาณพัลส์

วงจรขับมอสเฟต (Drive Circuit) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ที่สร้างขึ้นให้มีกำลังสูงพอที่จะนำไปขับมอสเฟตกำลัง

-วงจรกำลัง (Power Stage) จะเป็นส่วนหนึ่งที่แปลงแรงดันไฟตรง

-วงจรกรองความถี่ (Filter) ทำหน้าที่กรองความถี่ฮาร์มอนิกต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นออกไปอันเนื่องมาจากสัญญาณที่ออกมาจากวงจรกำลังเป็นรูปพัลส์เพื่อให้ได้เอาต์พุตเป็นดีซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1 แบตเตอรี่

แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสะสมของ UPS ช่วงเวลาเบ็กอัพขึ้นอยู่กับโหลดของ UPS และขนาดของแบตเตอรี่ แบตเตอรี่ที่นิยมใช้มี 2 แบบ คือนิกเกิลแคดเมียม และชนิดตะกั่ว-สังกะสี แบตเตอรี่ทั้ง 2 ชนิดแบ่งตามอัตราการคายประจุ/อัดประจุได้ 3 ประเภทคือ สูง (H) กลาง (M) และต่ำ (L) ประเภทที่ต้องการกระแสสูงในระยะเวลาอันสั้น ส่วนประเภทอัตราต่ำเหมาะกับงานที่ต้องจ่ายกระแสต่ำเป็นเวลานาน

การกำหนดขนาดของแบตเตอรี่ มักกำหนดมาจากผลคูณของกระแสที่แบตเตอรี่จ่ายออกมากับเวลาที่แบตเตอรี่จ่ายกระแส มีหน่วยเป็น แอมป์แปร์-ชั่วโมง หรือ Ah (Ampere-hours) ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาด และอัตราการอัด / คายประจุ ของแบตเตอรี่ การเลือกแบตเตอรี่ต้องเลือกที่ชนิดก่อน แล้วจึงเลือกขนาด ชนิดของแบตเตอรี่ต้องคำนึงถึงความเหมาะสม ประสิทธิภาพ อายุการใช้งาน ตลอดจนการบำรุงรักษา สำหรับการเลือกขนาดจำเป็นต้องมีข้อมูลดังต่อไปนี้

- กำลังโหลด (P)
  - ช่วงเวลาเบ็กอัพ (Tb)
  - เพาเวอร์แฟคเตอร์ของโหลด (PF)
  - ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์
  - แรงดันต่ำสุดของคอนเวอร์เตอร์ ( $V_{min}$ )
  - แรงดันต่ำสุดของแบตเตอรี่ คือ เซลล์ (end voltage หรือ final voltage)
- และจึงนำมาทำการคำนวณดังต่อไปนี้

$$I_B = \frac{P * PF}{N * V_{min}}$$

จำนวนเซลล์ของแบตเตอรี่ที่ต้องนำมาต่ออนุกรม

$$N = V_{min} * \frac{V_{min}}{\text{cell}}$$

กำลังวัตต์ของแบตเตอรี่ที่ต้องจ่าย

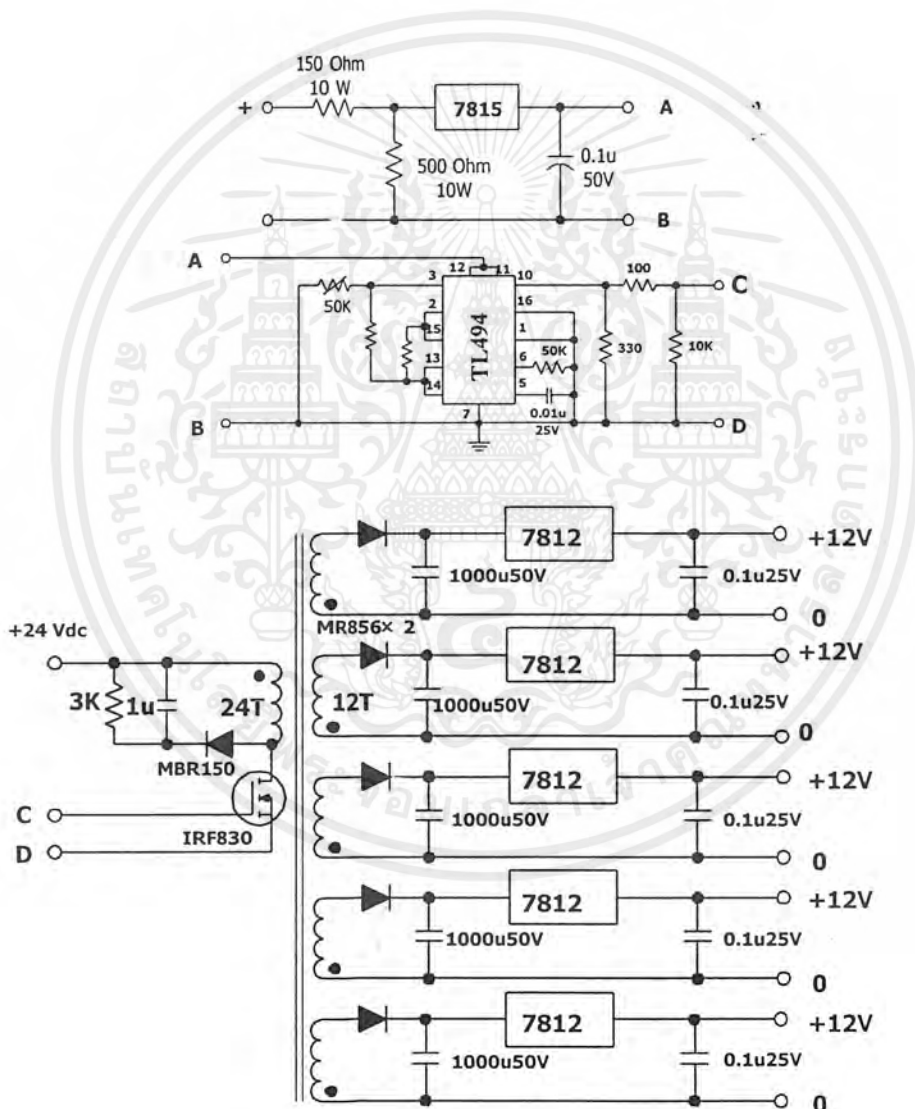
$$\frac{\text{Wattles}}{\text{cell}} = \frac{P * PF}{n * n}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ในโครงงานนี้ในส่วนของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้น จำเป็นที่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟที่ พิกัดขนาด + 12 โวลท์ เพราะอุปกรณ์ส่วนใหญ่เป็นไอซีออปแอมป์

จากในโครงงาน แหล่งจ่ายไฟหลักนั้นเป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 24 โวลท์ สำหรับการ สร้างไฟ + 12 โวลท์ นั้นเราจะใช้เร็กกูเลเตอร์ ( IC Regulator) เบอร์ 7812 นั้นได้มาจากหม้อแปลง ความถี่สูงโดยสร้างมอสเฟตเบอร์ IRF 830 เป็นตัวสวิตชิงซึ่งสามารถสร้างได้ดังรูป



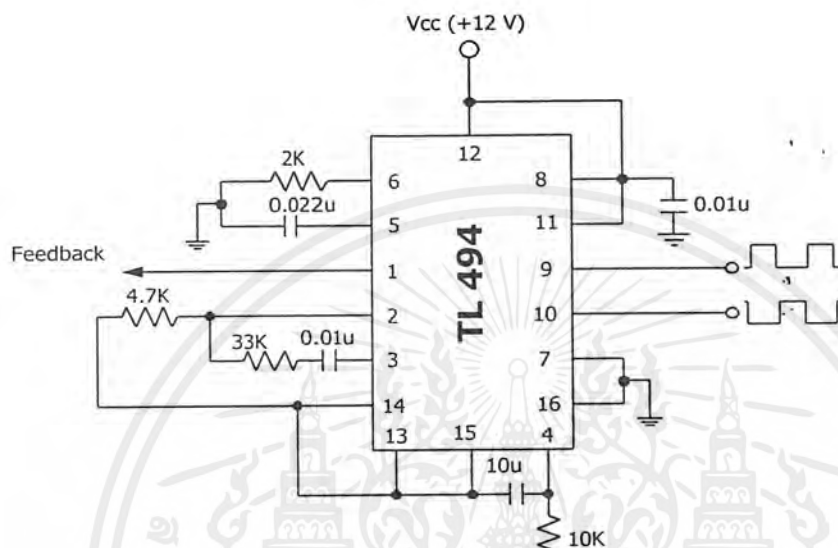
รูปที่ 3.2 Switching Power Supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การสร้างสัญญาณ PWM

#### 3.3.1 การสร้างสัญญาณพัลส์ (Pulse)

การสร้างสัญญาณพัลส์ ความถี่ 30 K Hz ใช้ IC เบอร์ TL 494 เป็นตัวผลิตสัญญาณ



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ 30 KHz

พัลส์ การกำหนดคาบเวลาสามารถกำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ ขา 6 และ ขา 5 ของ IC

$$T = \frac{R_T \cdot C_T}{1.1}$$

ฉะนั้น

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

$$= 30 \text{ k Hz}$$

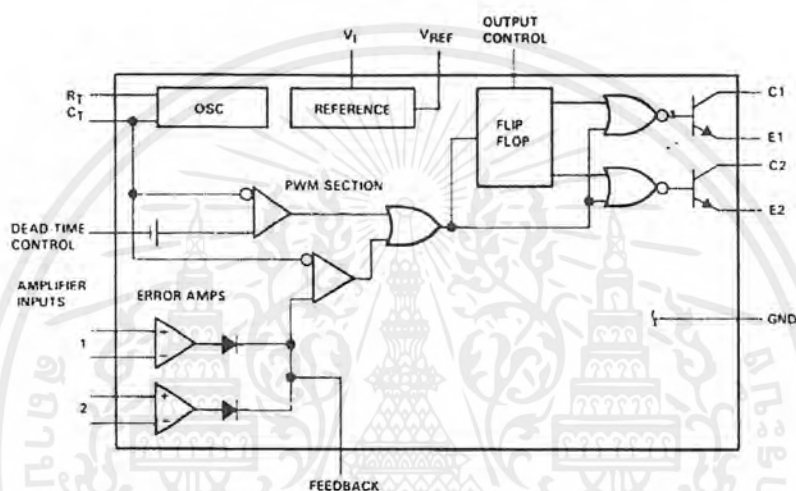
พิจารณาจากกราฟความสัมพันธ์ของ  $R_T$  และ  $C_T$  จึงเลือกใช้  $C_T = 0.001 \mu\text{F}$  และ  $R_T$  เป็นความต้านทานปรับค่าได้  $50 \text{ k } \Omega$  เพื่อผลิตสัญญาณฟันเลื่อย ความถี่ 30 k Hz ซึ่งวัดได้ที่ขา 5 ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซี TL 494 ส่วนสัญญาณพัลส์เราจะได้จากขา 9 และขา 10 ซึ่งสัญญาณจากทั้งสองขาจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา

### ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งมีโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL494 แสดงคงรูปการทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



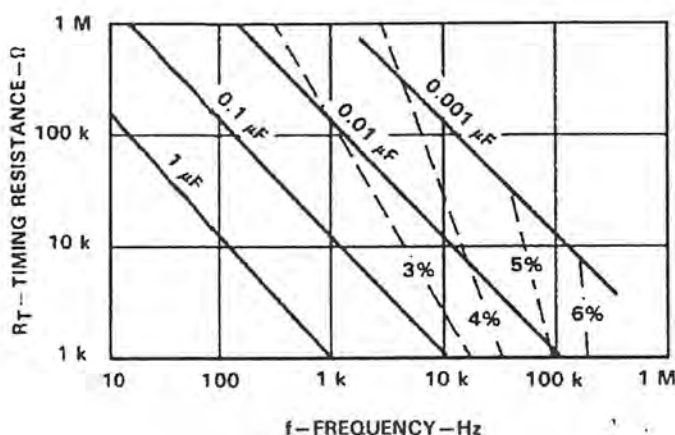
รูปที่ 3.4 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494

#### การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T \cdot C_T}{1.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ของค่า  $R_T C_T$  ในการกำหนดความถี่

### การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อขา  $C_k$  ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง  $C_k$  จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง  $(V_{CC}-2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-Inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

### การกำหนดค่าเวลาเมื่อ $T_D$ (Dead Time)

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ  $t_D$  ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0-3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 % ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{ON}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 % ของค่าคาบเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อต่อขา 13 (out put control) เข้ากับขา 14 (+5 V<sub>ref</sub>) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

### การเลือกใช้ Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> ที่เอาต์พุตของไอซี

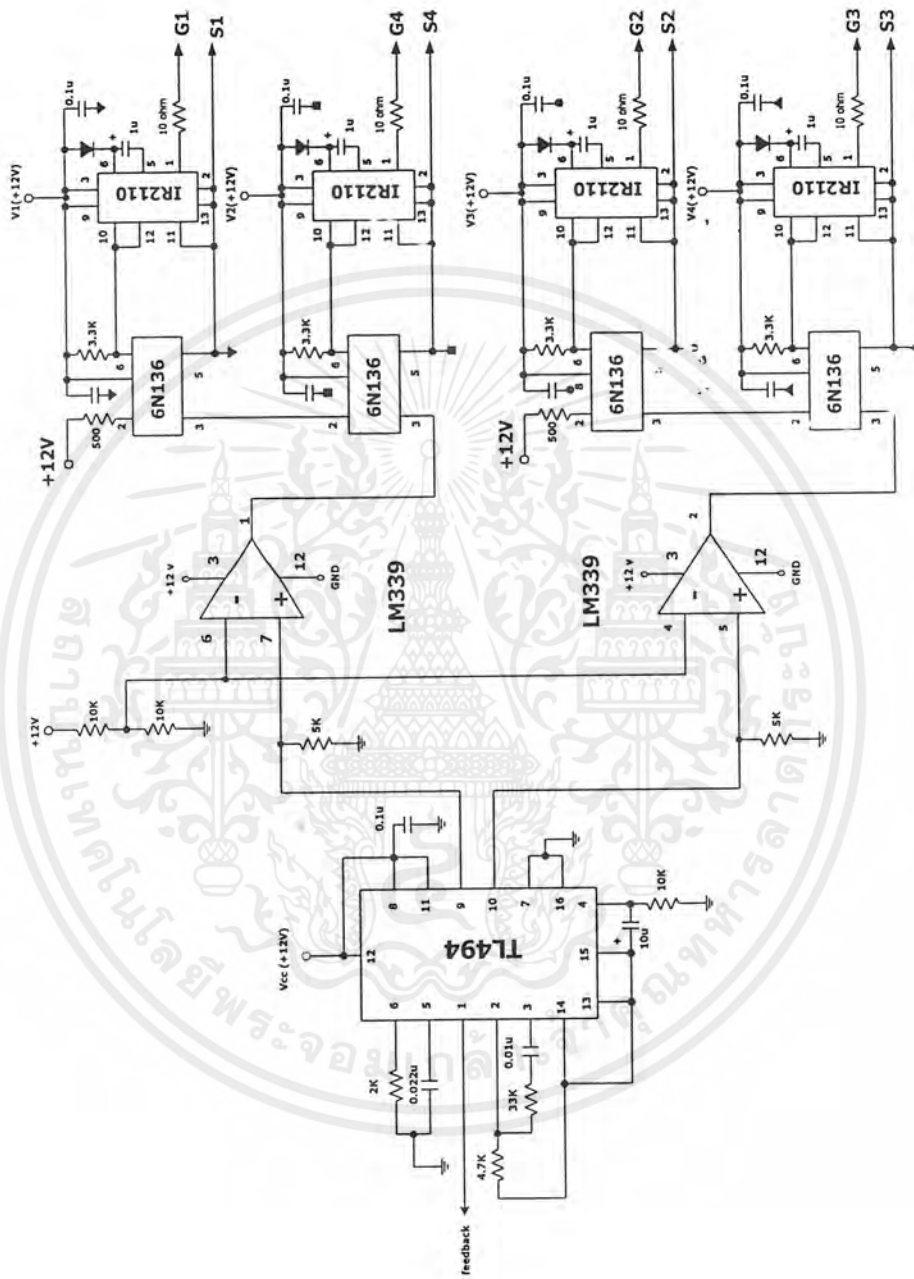
เอาต์พุต Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 โดยขณะที่ C<sub>r</sub> คิซซาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C<sub>r</sub> จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 V<sub>ref</sub>) Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์แบบพหุขั้ว ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื่นเค็ยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื่นเค็ยของไอซี

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 7 < V<sub>cc</sub> < 40 โวลท์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน V<sub>ref</sub> = 5 โวลท์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง ± 1.5% ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลท์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศา

### 3.4 วงจรขับมอเตอร์ (DRIVE CIRCUIT)

วงจรขับมอเตอร์จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอเตอร์ เพื่อให้มอเตอร์สามารถทำงานได้อย่างเหมาะสม วงจรขับมอเตอร์เป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก เนื่องจากมอเตอร์ควบคุมการทำงานด้วยแรงดัน เราจะใช้สัญญาณพัลส์ ในการขับวงจรฟูลบริดจ์ ซึ่งมอเตอร์จะสลับกันทำงานที่ละสองตัวสลับกันไปสัญญาณที่จะสามารถขับมอเตอร์ได้นั้นต้องมีระดับสัญญาณไม่ควรต่ำกว่า 11 โวลต์ เพื่อให้มอเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังรูปที่ 3.6 เป็นวงจรรวมประกอบด้วยวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ประมาณ 30 กิโลเฮิร์ต โดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494 ซึ่งจะผลิตสัญญาณออกมาสองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 180 องศา จากนั้นก็นำไปผ่านออปแอมป์ซึ่งทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ แล้วป้อนให้กับ ไอซีเบอร์ 6N136 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่แยกกราวด์ของภาคเพาเวอร์กับภาคคอนโทรลไม่ให้ยุ่งเกี่ยวกับกัน จากนั้นสัญญาณก็จะผ่านเข้าไอซีเบอร์ IR2110 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่ขับมอเตอร์ จากนั้นก็นำไปป้อนให้กับขาเกทของมอเตอร์ในวงจรเพาเวอร์ต่อไป





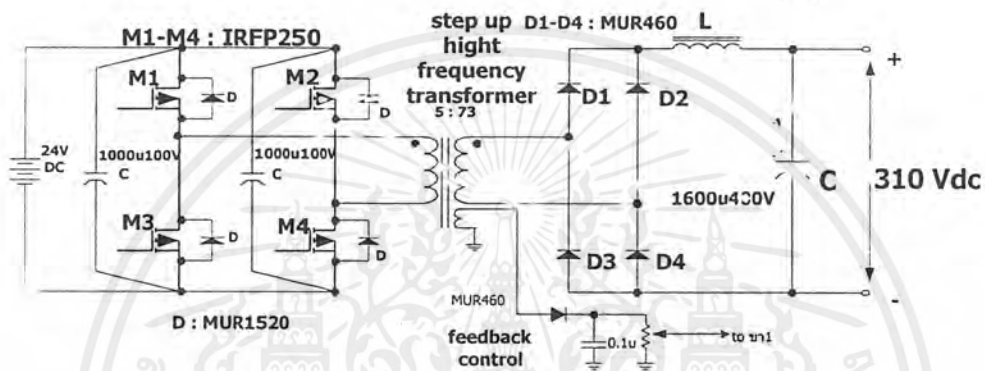
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรขับมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 วงจรกำลัง (Power State)

ในวงจรกำลัง จะเป็นลักษณะของวงจรเพาเวอร์ และเป็นส่วนจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 250 เป็นตัวสวิทช์

จากสัญญาณที่ออกมาจาก Drive Circuit จะถูกป้อนให้กับวงจร POWER STATE โดยป้อนให้กับขา GATE แต่ละตัวของเพาเวอร์มอสเฟต วงจรกำลังที่ใช้ในโครงการนี้เป็นวงจรฟูลบริดจ์ โดยในส่วนของวงจรฟูลบริดจ์จะใช้สัญญาณ PWM ในการ DRIVE วงจรฟูลบริดจ์แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงวงจร POWER STATE

### 3.6 ไดโอดในสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย

#### 3.6.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไดโอดจะเกิดได้ 2 ลักษณะคือกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะการใช้งานไดโอดที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไดโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดให้ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย

ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน ไดโอดในช่วงนี้จะมีค่ากำลังงานสูญเสียเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_D = V_F I_F$$

เมื่อ  $P_D$  คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส

$V_F$  คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส

$I_F$  คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไป จึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้ เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้ จะเรียกว่า ช่วงเวลาคืนตัว

( Reverse Recovery Time ) หรือ  $t_{rr}$

ช่วงเวลาคืนตัว  $t_{rr}$  จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่างๆ กันจะให้ค่า  $t_{rr}$  ที่แตกต่างกันออกไปด้วยจะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา  $t_{rr}$  นี้ ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานที่ความถี่สูง

### 3.6.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอเตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอเตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือ

- มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- มีช่วงเวลาคืนตัว  $t_{rr}$  สั้น
- สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่วไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอเตอร์ได้ เนื่องจากมีช่วงเวลาคืนตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอเตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

1. ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด ( Fast Recovery Diode )
2. อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด ( Ultra Fast Recovery Diode )
3. โชตต์กี้ไดโอด ( Schottky Diode )

### ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่า ซิลิคอนไดโอดมาก และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด จะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้ถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส  $V_F$  ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

### ชอตต์กี้ไดโอด

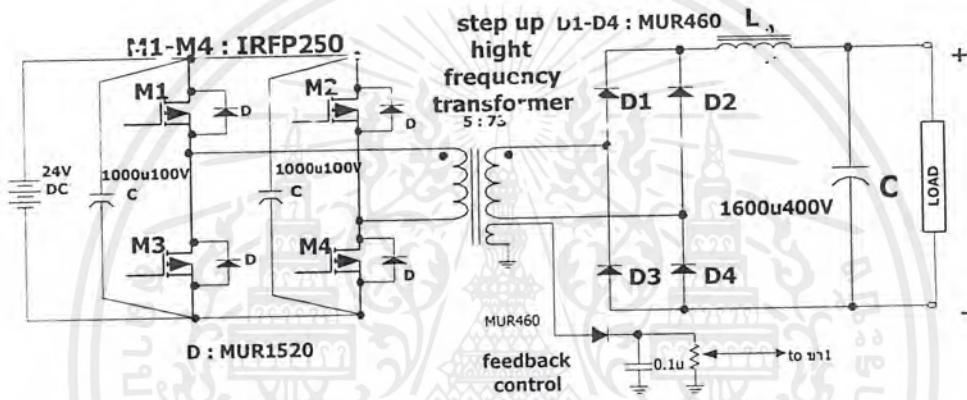
ชอตต์กี้ไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เช่นที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ชอตต์กี้ไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของนชอตต์กี้ไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าชอตต์กี้ไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ชอตต์กี้ไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ชอตต์กี้ไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบัน มีอัตราทนแรงดันขณะไบอัสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และมีกระแสรั่วไหลสูง ทำให้มีกำลังสูญเสียขณะถูกไบอัสกลับค่อนข้างสูง

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

เมื่อนำสวิตช์ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานถูกต้องสมบูรณ์แล้วไปทำการจ่ายโหลด ซึ่งจะนำไปต่อกับโหลดดังวงจรดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงการทดสอบวงจรโดยการต่อโหลดให้กับวงจร

ผลของการทดสอบโหลดเป็นดังนี้

โหลด	ค่าแรงดันเอาต์พุต
1 K.ohm	310 volt
500 ohm	310 volt
330 ohm	310 volt
250 ohm	305 volt
200 ohm	290 volt
166 ohm	275 volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่าเพาเวอร์ของคอนเวอร์เตอร์ที่ค่าโหลดค่าต่างๆแสดงดังนี้

-ที่โหลด 1 K.ohm จะมีกระแสไหลผ่าน = 0.31 แอมป์

เพาเวอร์ = 96 วัตต์

-ที่โหลด 500 ohm จะมีกระแสไหลผ่าน = 0.62 แอมป์

เพาเวอร์ = 192.2 วัตต์

-ที่โหลด 330 ohm จะมีกระแสไหลผ่าน = 0.94 แอมป์

เพาเวอร์ = 292 วัตต์

-ที่โหลด 250 ohm จะมีกระแสไหลผ่าน = 1.22 แอมป์

เพาเวอร์ = 372 วัตต์

-ที่โหลด 200 ohm จะมีกระแสไหลผ่าน = 1.45 แอมป์

เพาเวอร์ = 450 วัตต์

-ที่โหลด 166 ohm จะมีกระแสไหลผ่าน = 1.51 แอมป์

เพาเวอร์ = 381 วัตต์

จะเห็นได้ว่าค่าโหลดที่เหมาะสมที่จะทำให้ได้ค่าเพาเวอร์ดีที่สุดคือ 200 โอห์ม ซึ่งจะได้ค่าเพาเวอร์ประมาณ 450 วัตต์ ซึ่งที่ค่า 200 โอห์มนี้จะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตตกลงจาก 310 โวลต์ เหลือประมาณ 290 โวลต์ แม้จะมีวงจรถ้อนกลับแล้วแต่โวลท์ก็ยังคง

## บทที่ 5

### วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

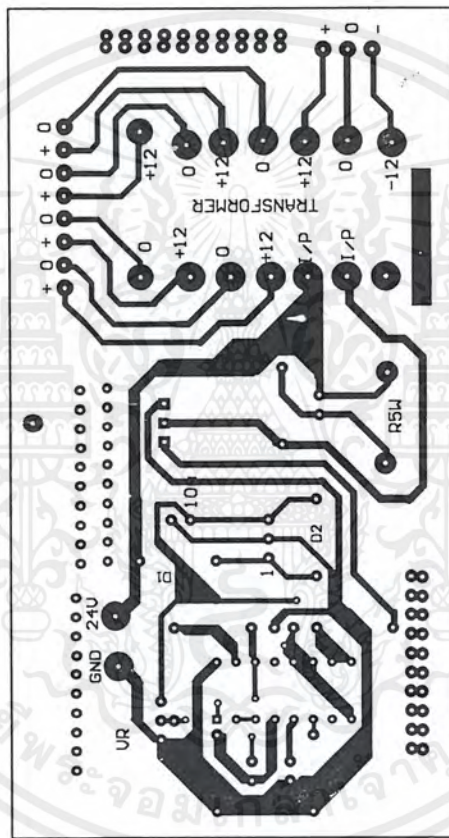
1.) ในการ set dead time นั้นควรระมัดระวังเป็นพิเศษ ถ้าหากเผื่อเยอะเกินไป voltage output ก็จะออกมาน้อยซึ่งไม่เป็นการดีนัก แต่ในทางกลับกันถ้าหากปรับเข้ามาชิดมากเกินไป ก็เป็นอันตรายแก่ MOSFET ได้อาจจะเกิดการ เสียหายขึ้นได้ ดังนั้นจึงควรจะต้องปรับให้พอเหมาะ

2.) ผลการทดลองในสถานะ NO LOAD เราจะได้ค่าแรงดันตามต้องการคือ 310 โวลต์ที่ดี แต่เมื่อทำการ Take Load เพิ่มขึ้นจะทำให้แรงดันตกลง อาจเนื่องมาจากวงจร feedback ที่ออกแบบนั้นทำงานได้ไม่ค่อยดีนัก จึงต้องออกแบบให้ดีกว่านี้เพื่อเฝ้ารักษาแรงดันไม่ให้ตกลงไป

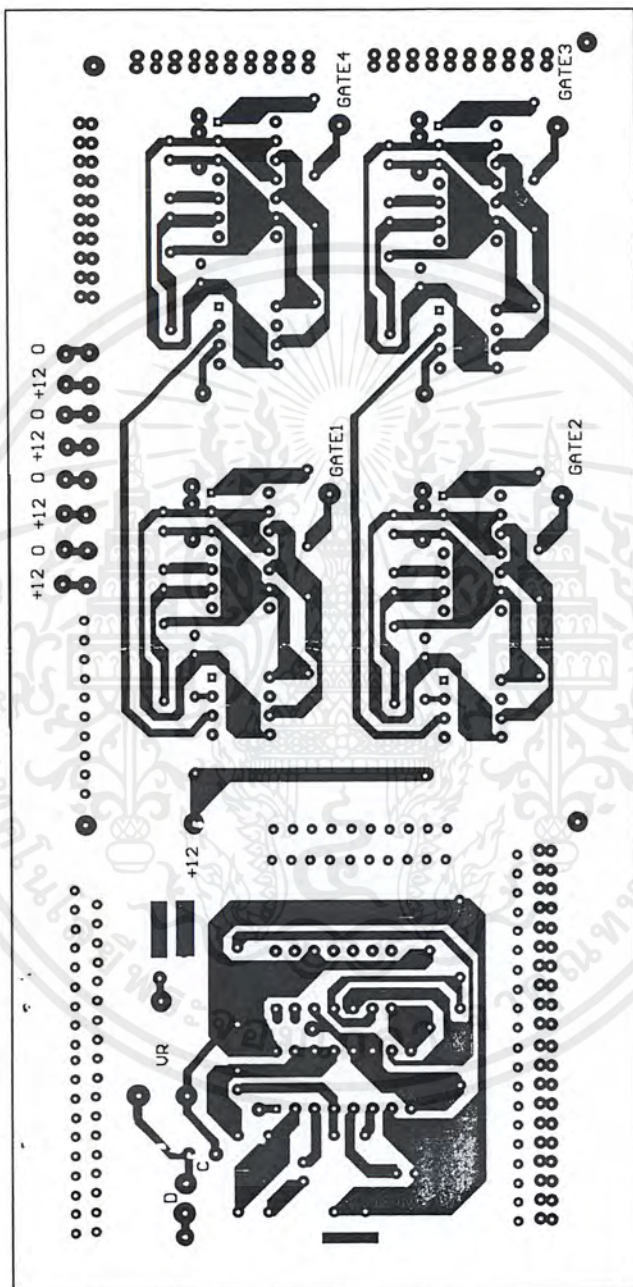
3.) จากการออกแบบระบบฟีดแบ็ค ยังไม่ค่อยดีทำให้ระบบ Feedback ไม่สามารถช่วยเพิ่มเนื้อ voltage ชดเชยได้เพียงพอสำหรับ Voltage ที่ drop ลงไปในส่วนของ L และส่วนของหม้อแปลง ดังนั้นจึงจะต้องปรับปรุงในส่วนของ Feedback ให้ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

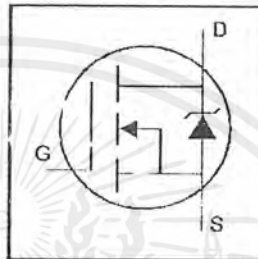


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP250N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$V_{DSS} = 200V$
$R_{DS(on)} = 0.075\Omega$
$I_D = 30A$

## Description

Fifth Generation HEXFETs 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-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



## Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	30	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	21	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	120	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	214	W
	Linear Derating Factor	1.4	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	315	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	30	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	21	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	8.6	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	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	—	0.7	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

# IRFP250N

International  
IR Rectifier

## 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	200	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.26	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.075	$\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 18A$ ②
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	17	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 18A$ ②
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS} = 200V, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 160V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	$\mu A$	$V_{DS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	$\mu A$	$V_{GS} = -20V$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	123	nC	$I_D = 18A$ $V_{DS} = 160V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	57	nC	$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 6 and 13 ②
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD} = 100V$ $I_D = 18A$
$t_r$	Rise Time	—	43	—	ns	$R_G = 3.9\Omega$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	41	—	ns	$R_D = 5.5\Omega$ , See Fig. 10 ②
$t_f$	Fall Time	—	33	—	ns	
$L_D$	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	—	nH	
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	2159	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	315	—	pF	$V_{DS} = 25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	83	—	pF	$f = 1.0MHz$ , See Fig. 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	30	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	120	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 18A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	186	279	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 18A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	1.3	2.0	$\mu C$	$di/dt = 100A/\mu s$ 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 Fig. 11)  
② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 1.9mH$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 18A$ . (See Figure 12)

③  $I_{SD} \leq 18A, di/dt \leq 374A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

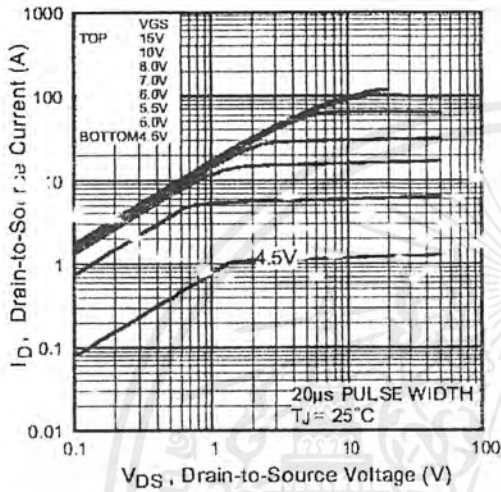


Fig 1. Typical Output Characteristics

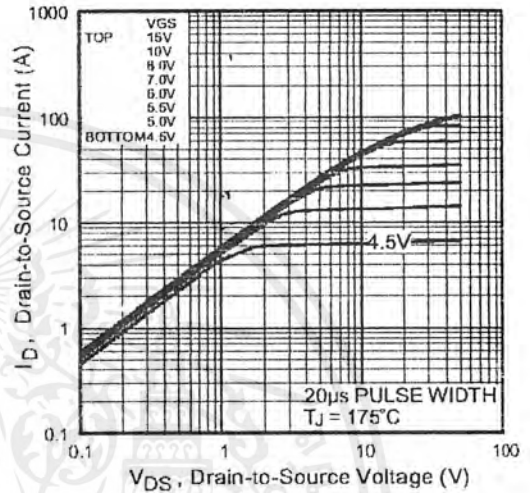


Fig 2. Typical Output Characteristics

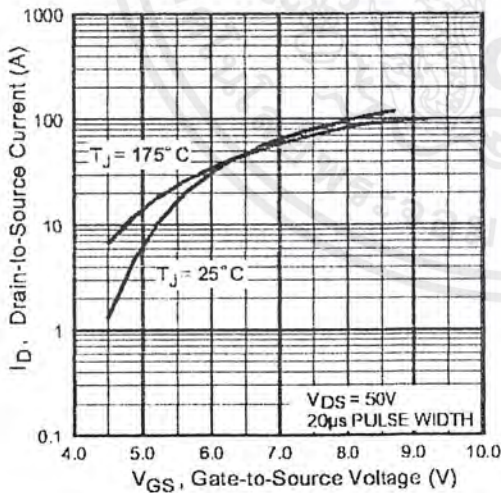


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

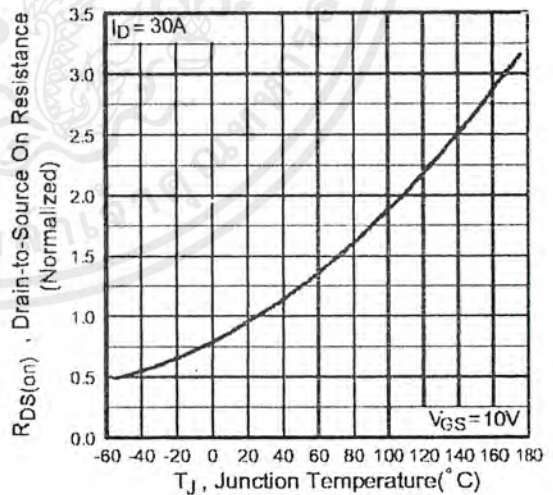


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

# IRFP250N

International  
IR Rectifier

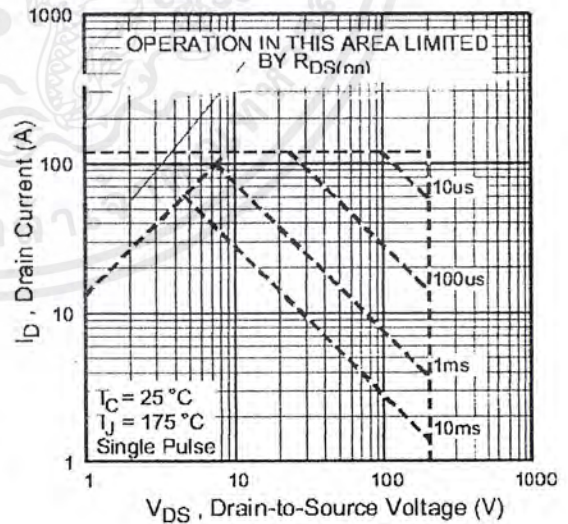
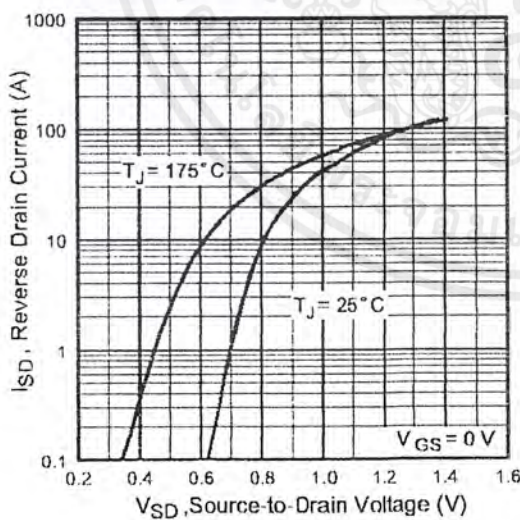
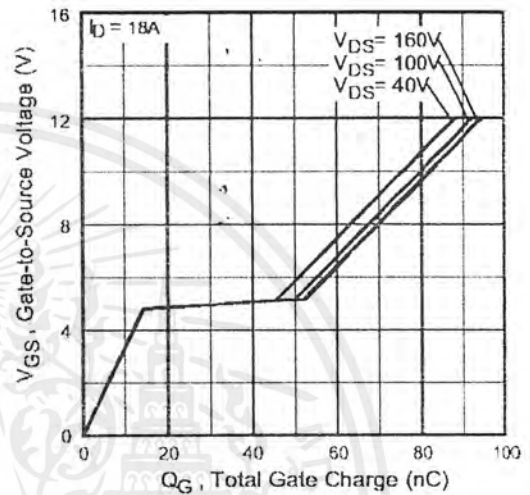
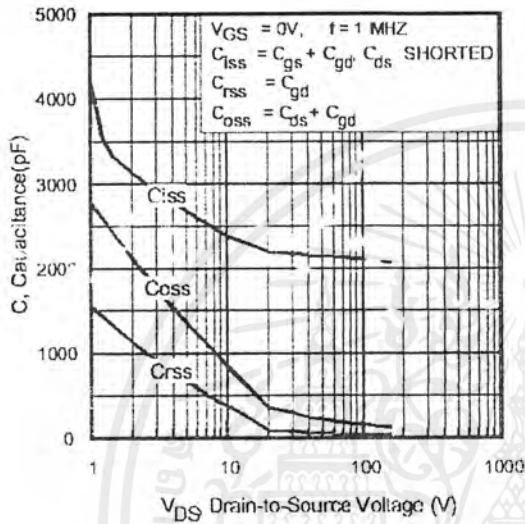


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

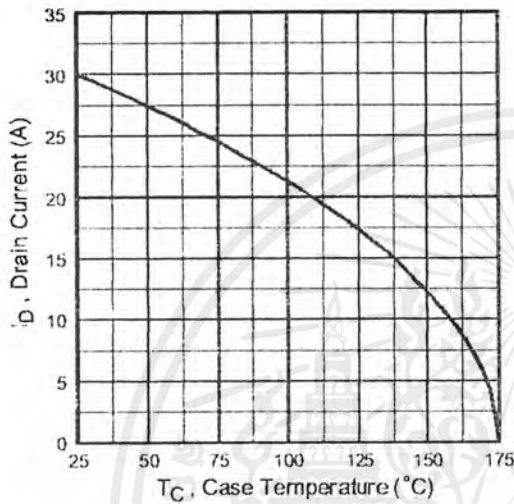


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

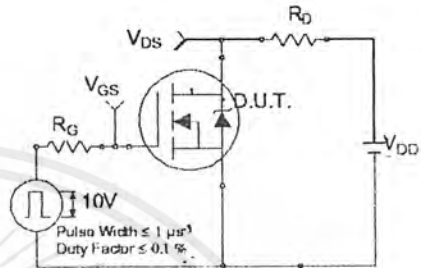


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

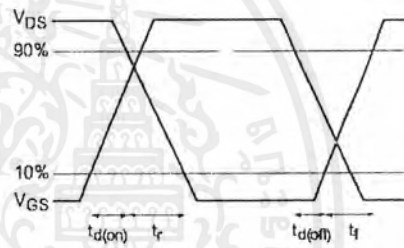


Fig 10b. Switching Time Waveforms

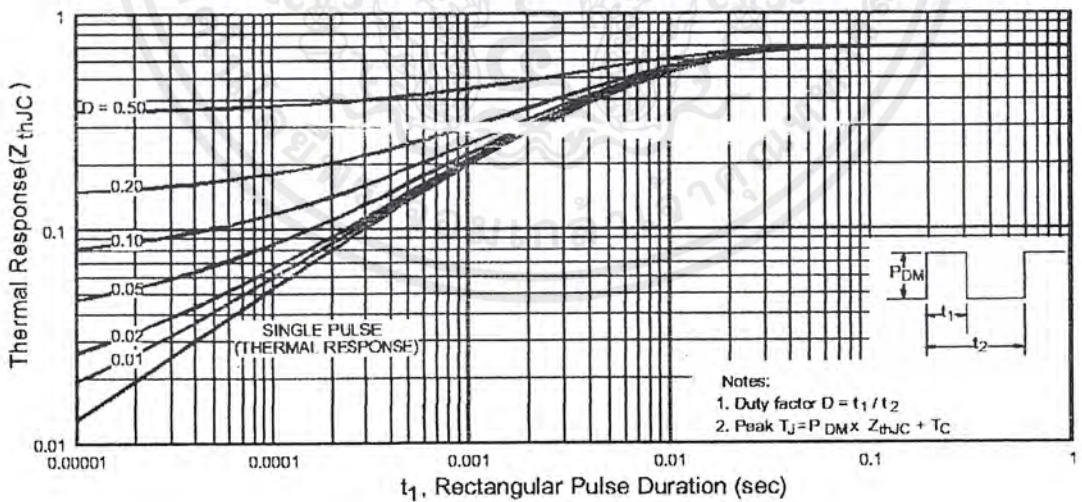


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP250N

International  
IR Rectifier

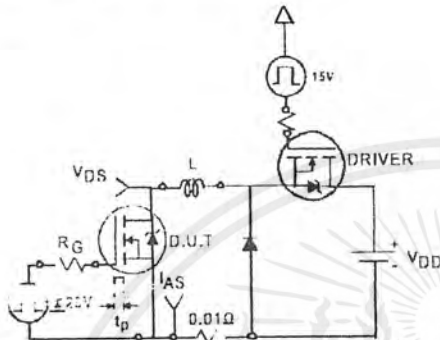


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

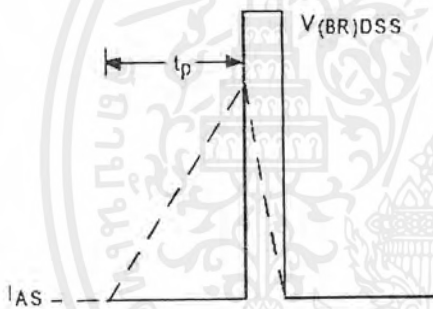


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

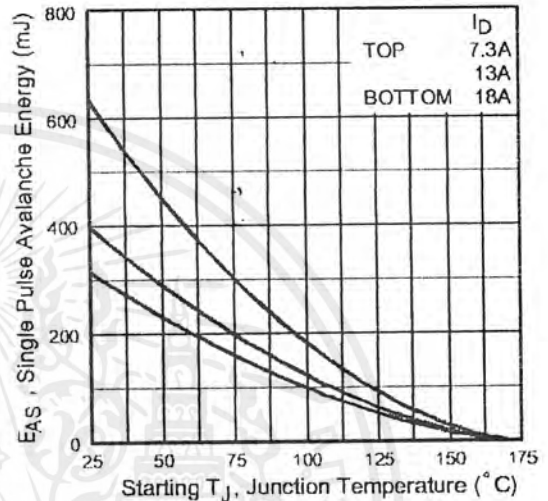


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

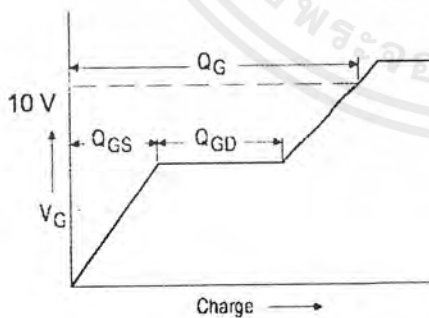


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

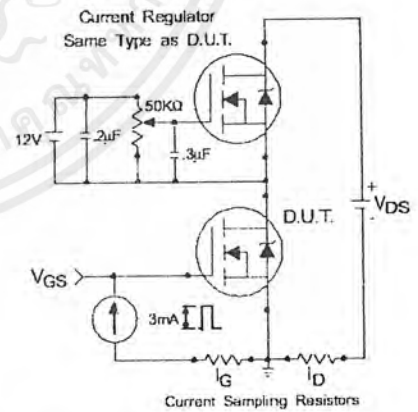


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

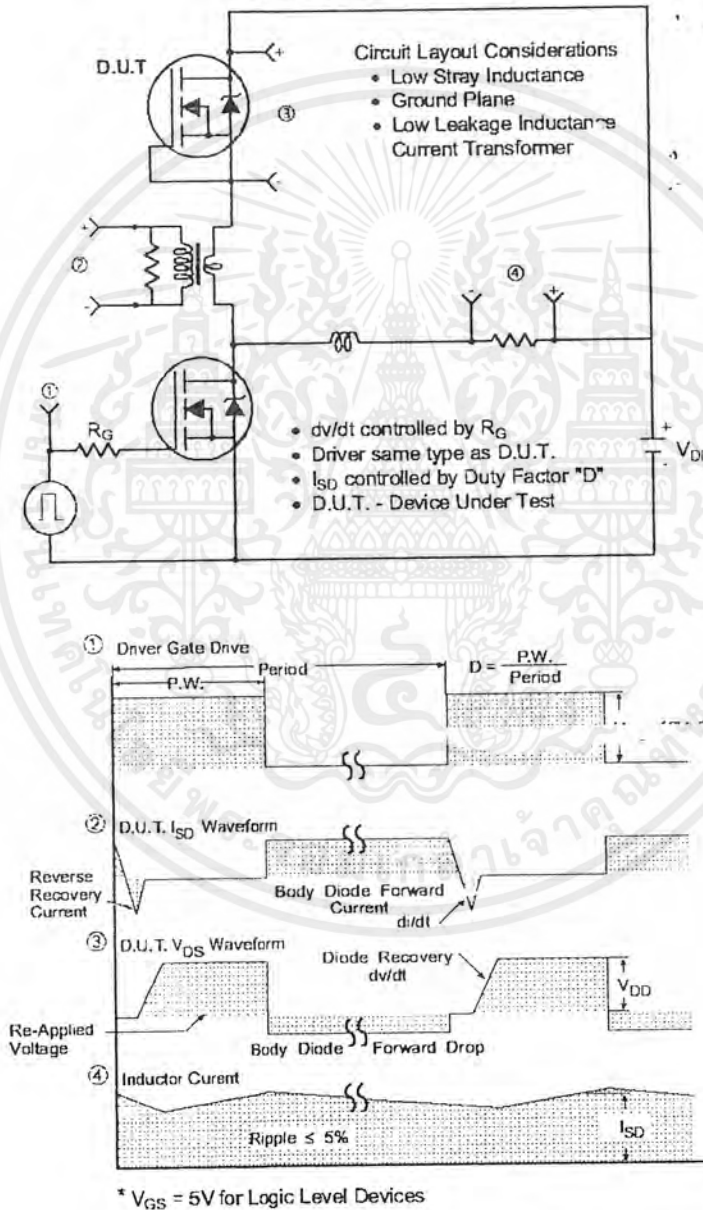


Fig 14. For N-Channel HEXFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

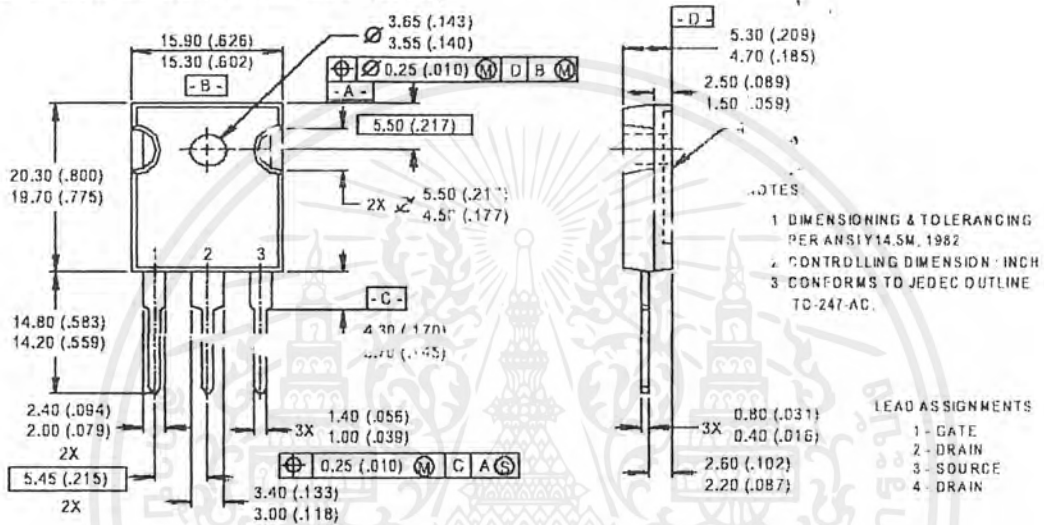
# IRFP250N

International  
**IR** Rectifier

## Package Outline

### TO-247AC Outline

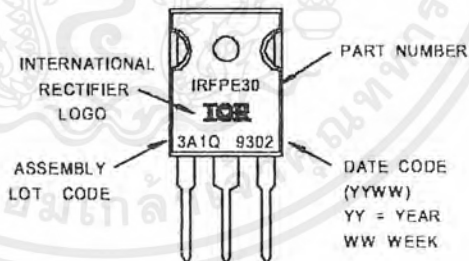
Dimensions are shown in millimeters (inches)



## Part Marking Information

### TO-247AC

EXAMPLE: THIS IS AN IRFPE30 WITH ASSEMBLY LOT CODE 3A1Q



International  
**IR** Rectifier

**IR WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105  
**IR EUROPEAN REGIONAL CENTRE:** 439/445 Godstone Rd, Whyteleafe, Surrey CR3 0BL, UK Tel: ++ 44 (0)20 8645 8000  
**IR CANADA:** 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200  
**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 (0) 6172 96590  
**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 011 451 0111  
**IR JAPAN:** K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo 171 Tel: 81 (0)3 3983 0086  
**IR SOUTHEAST ASIA:** 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 (0)838 4630  
**IR TAIWAN:** 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673 Tel: 886-(0)2 2377 9936

*Data and specifications subject to change without notice. 10/00*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# IR2110

## 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	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
$V_B$	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	525	V
$V_S$	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)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{DD} + 0.3$	
$dV/dt$	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Figure 2)	—	50	V/rs
$P_D$	Package Power Dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ (14 Lead DIP)	—	1.6	W
	(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	1.5	
	(16 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	1.6	
	(16 Lead SOIC)	—	1.25	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient (14 Lead DIP)	—	75	$^\circ\text{C/W}$
	(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	85	
	(16 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	75	
	(16 Lead SOIC)	—	100	
$T_J$	Junction Temperature	—	150	$^\circ\text{C}$
$T_S$	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	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
$V_B$	High Side Floating Supply Absolute Voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
$V_S$	High Side Floating Supply Offset Voltage	Note 1	500	
$V_{HO}$	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	$V_{SS} + 5$	$V_{SS} + 20$	
$V_{SS}$	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
$V_{IN}$	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	$V_{SS}$	$V_{DD}$	
$T_A$	Ambient Temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for  $V_S$  of -4 to +500V. Logic state held for  $V_S$  of -4V to  $-V_{BS}$ .

### 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.

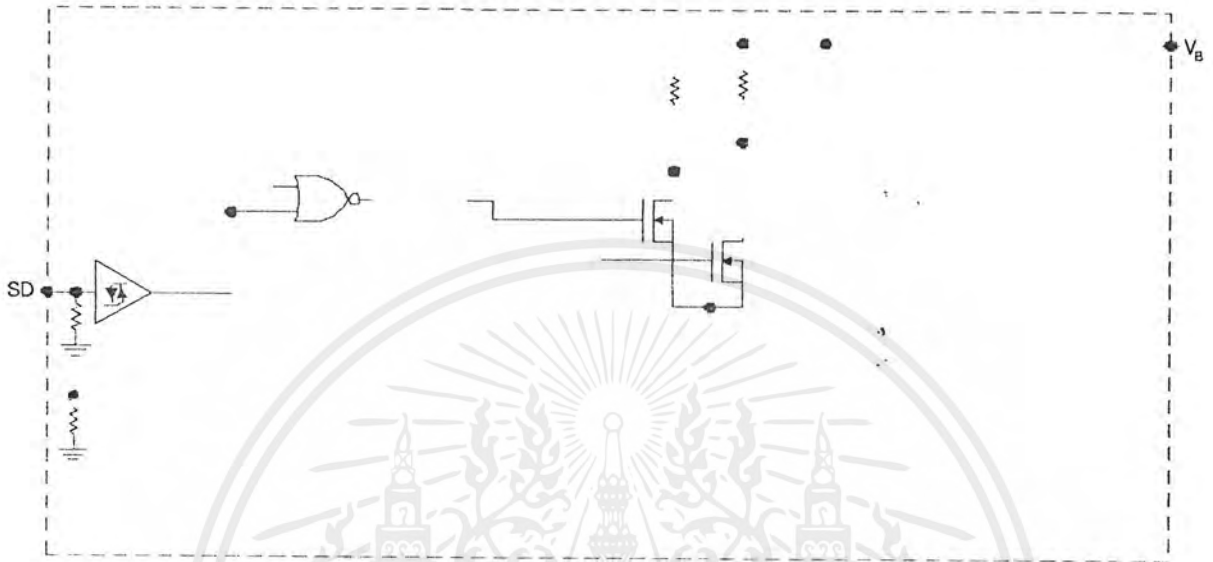
Symbol	Parameter Definition	Figure	Value			Units	Test Conditions
			Min.	Typ.	Max.		
$t_{on}$	Turn-On Propagation Delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-Off Propagation Delay	8	—	94	125		$V_S = 500V$
$t_{sd}$	Shutdown Propagation Delay	9	—	110	140		$V_S = 500V$
$t_r$	Turn-On Rise Time	10	—	25	35		
$t_f$	Turn-Off Fall Time	11	—	17	25		
MT	Delay Matching, HS & LS Turn-On/Off	—	—	—	10		

### 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	Parameter Definition	Figure	Value			Units	Test Conditions
			Min.	Typ.	Max.		
$V_{IH}$	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	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ Supply Current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V \text{ or } V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ Supply Current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V \text{ or } V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ Supply Current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V \text{ or } V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" Input Bias Current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	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	—		$V_O = 15V, V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

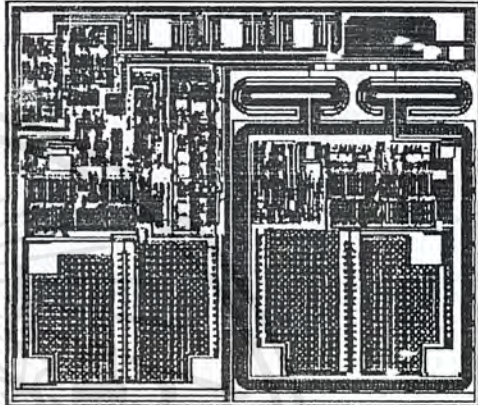
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



Lead

Symbol	Description
V <sub>DD</sub>	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
V <sub>SS</sub>	Logic ground
V <sub>B</sub>	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
V <sub>CC</sub>	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

**Device Information**

Process & Design Rule		HVDCMOS 4.0 $\mu\text{m}$	
Transistor Count		220	
Die Size		100 X 117 X 26 (mil)	
Die Outline			
Thickness of Gate Oxide		800Å	
Connections	Material	Poly Silicon	
	First Layer	Width	4 $\mu\text{m}$
		Spacing	6 $\mu\text{m}$
	Thickness	5000Å	
Second Layer	Material	Al - Si (Si: 1.0% $\pm$ 0.1%)	
	Width	6 $\mu\text{m}$	
	Spacing	9 $\mu\text{m}$	
	Thickness	20,000Å	
Contact Hole Dimension		8 $\mu\text{m}$ X 8 $\mu\text{m}$	
Insulation Layer	Material	PSG (SiO <sub>2</sub> )	
	Thickness	1.5 $\mu\text{m}$	
Passivation (1)	Material	PSG (SiO <sub>2</sub> )	
	Thickness	1.5 $\mu\text{m}$	
Passivation (2)	Material	Proprietary*	
	Thickness	Proprietary*	
Method of Saw		Full Cut	
Method of Die Bond		Ablebond 84 - 1	
Wire Bond	Method	Thermo Sonic	
	Material	Au (1.0 mil / 1.3 mil)	
Leadframe	Material	Cu	
	Die Area	Ag	
	Lead Plating	Pb : Sn (37 : 63)	
Package	Types	14 & 16 Lead PDIP / 16 Lead SOIC	
	Materials	EME6300 / MP150 / MP190	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

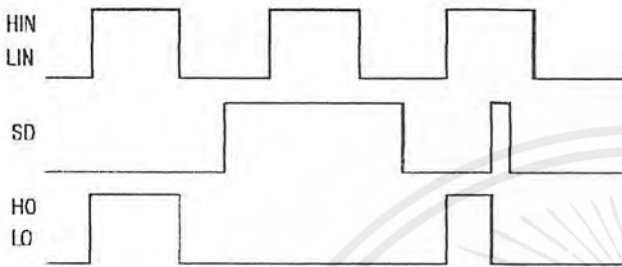


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

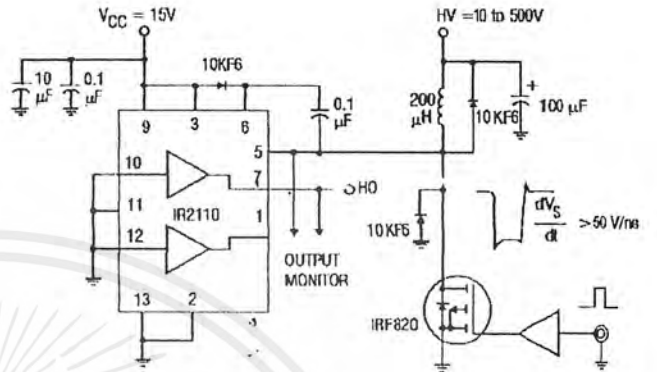


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

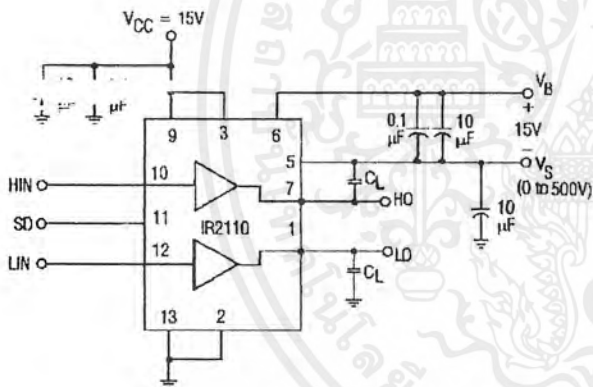


Figure 3. Switching Time Test Circuit

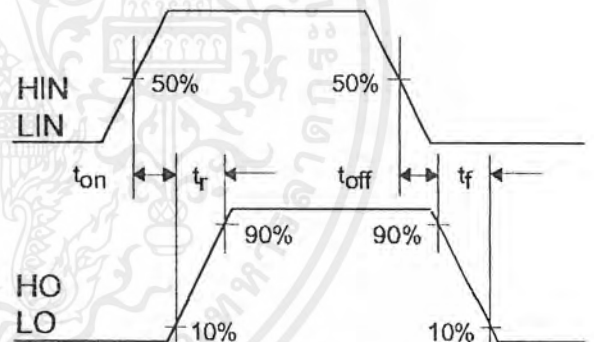


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

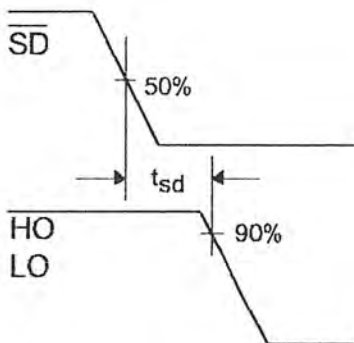


Figure 3. Shutdown Waveform Definitions

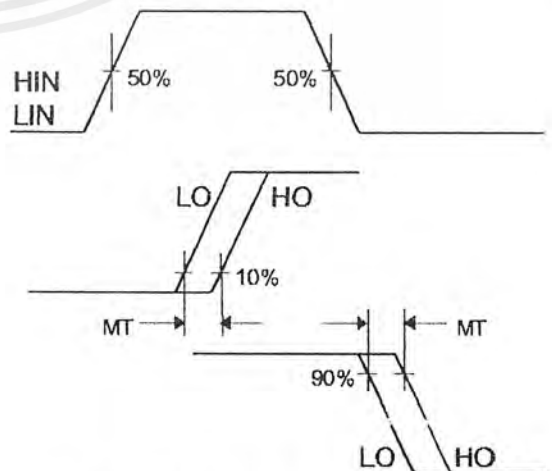


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

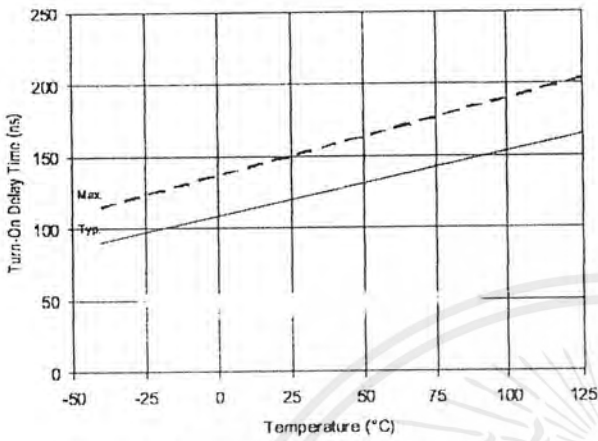


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

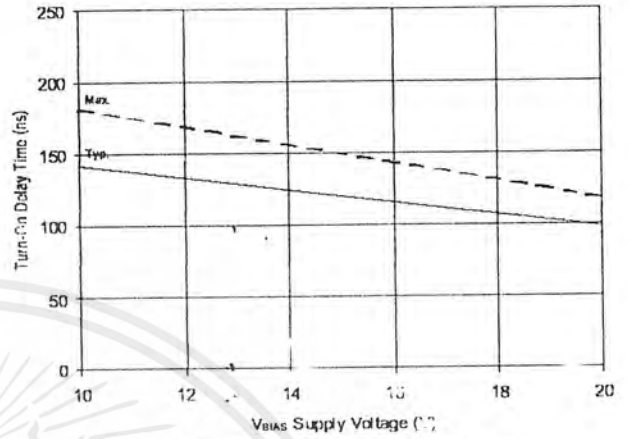


Figure 7B. Turn-On Time vs. Voltage

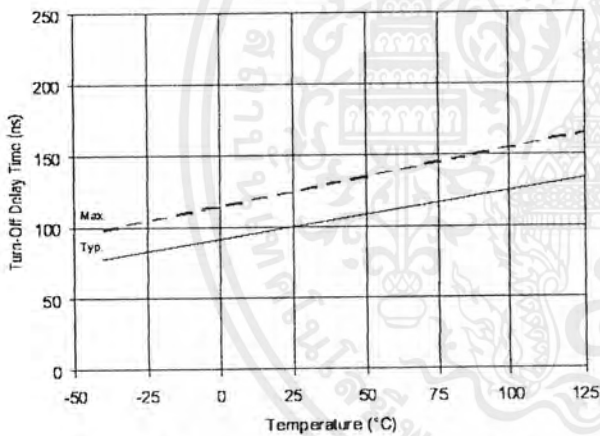


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

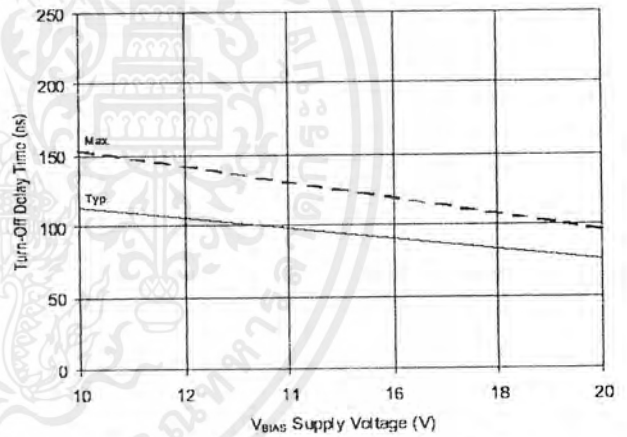


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Voltage

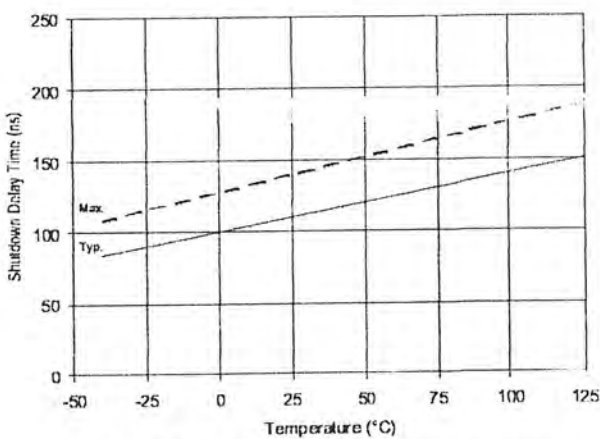


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

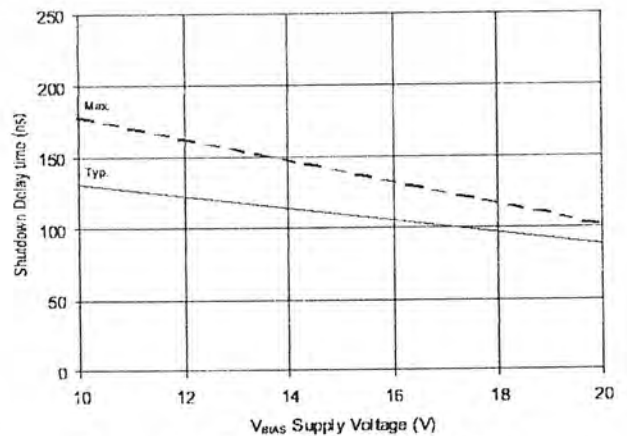


Figure 9B. Shutdown Time vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

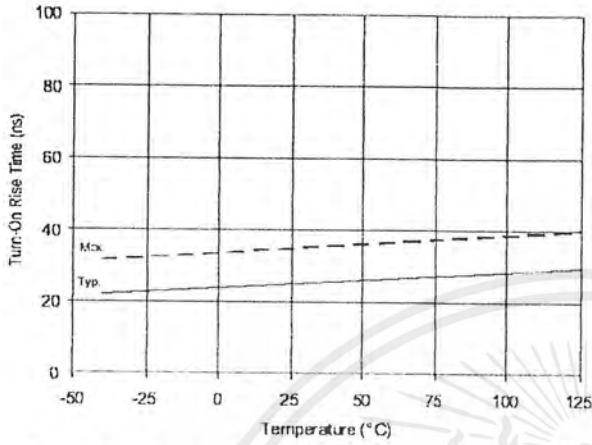


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

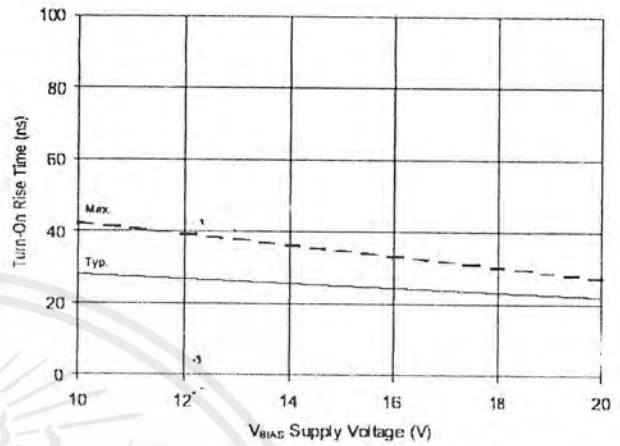


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

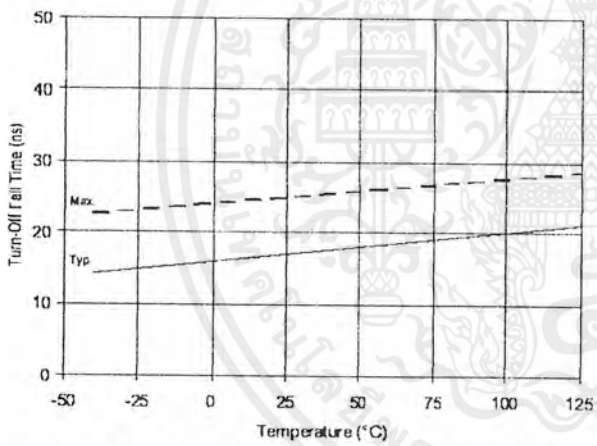


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

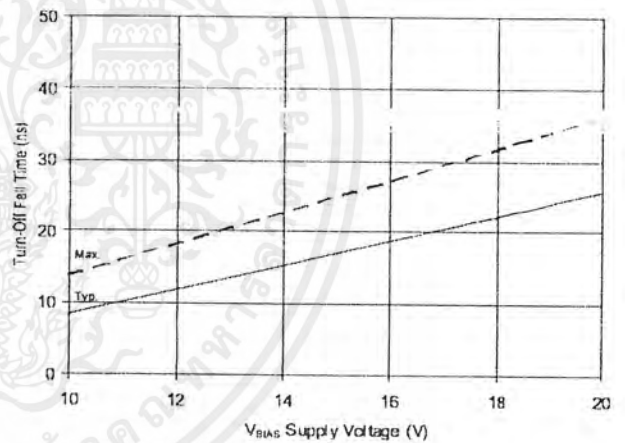


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

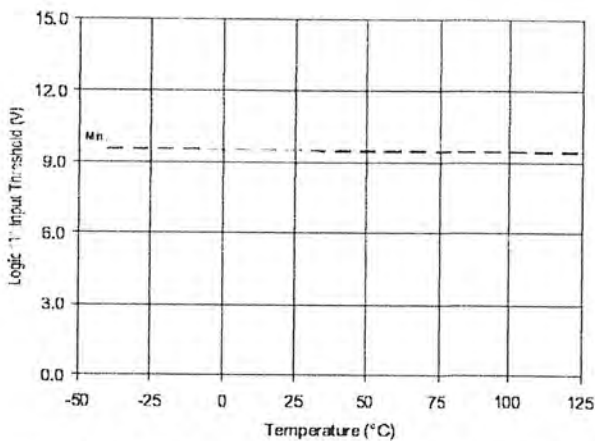


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

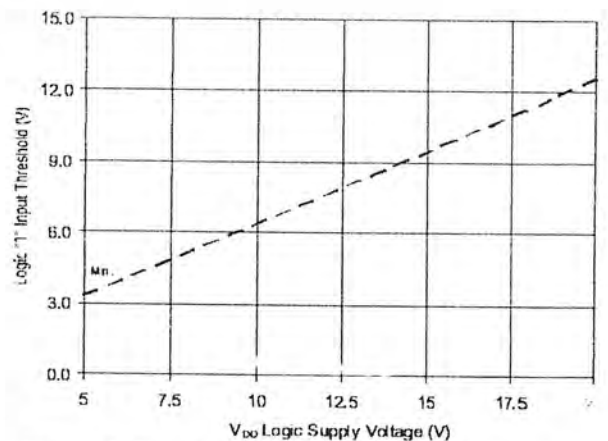


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

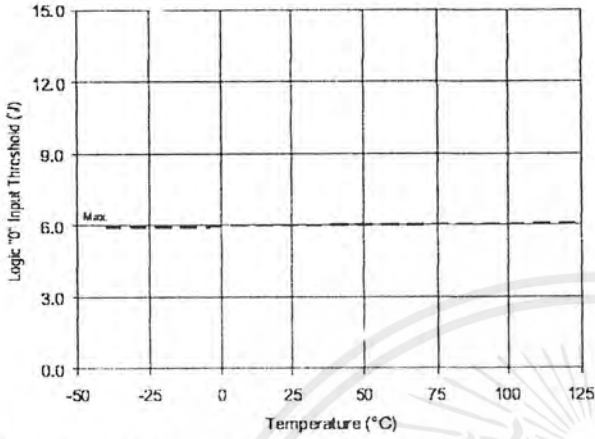


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

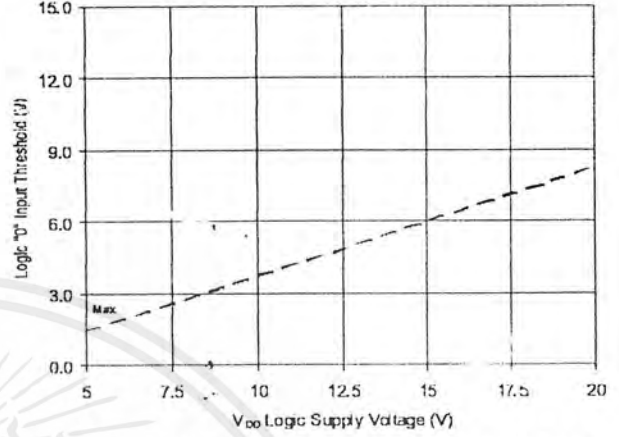


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

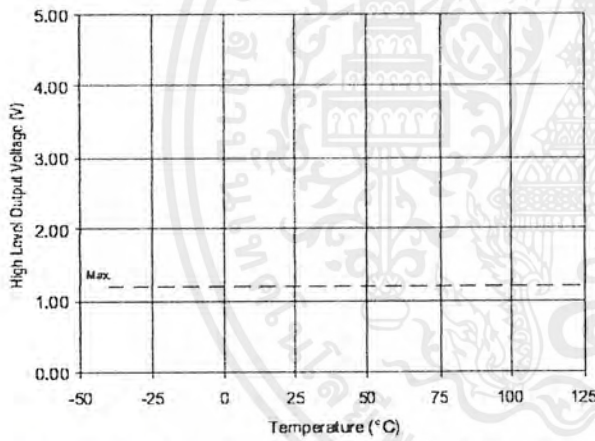


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

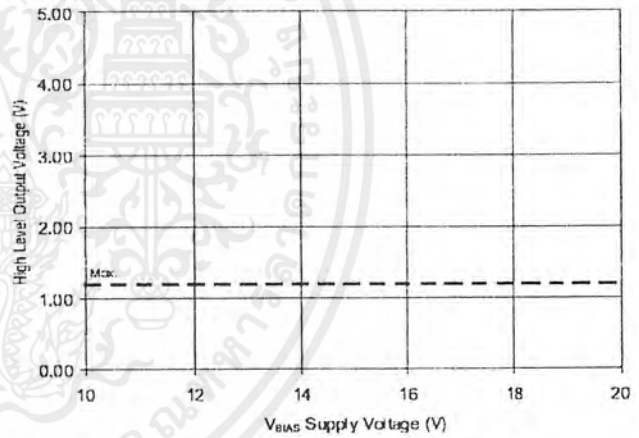


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

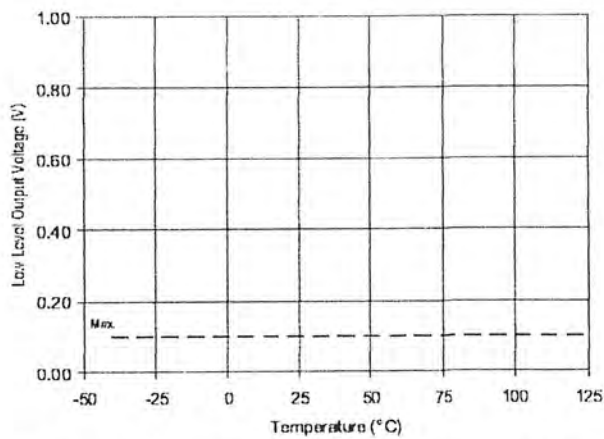


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

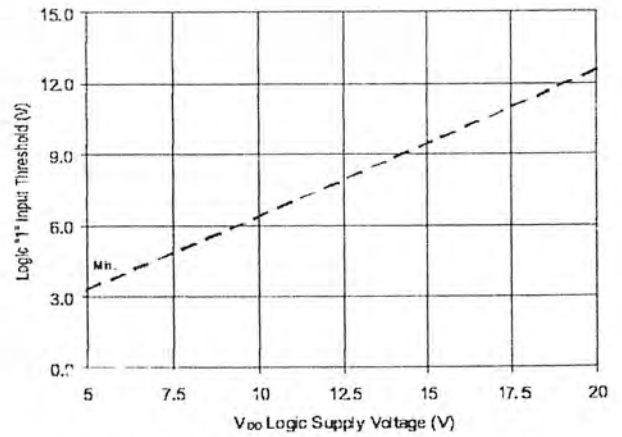


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

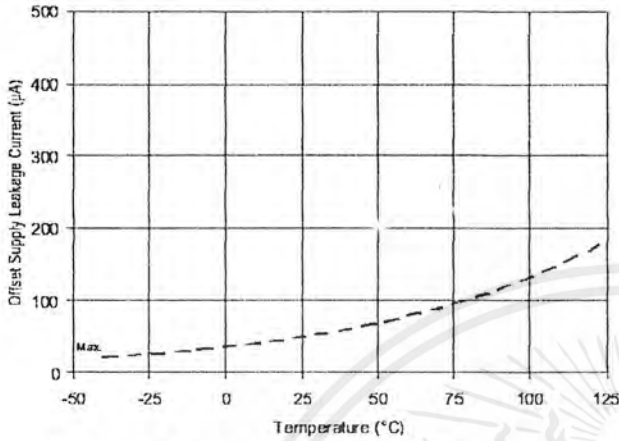


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

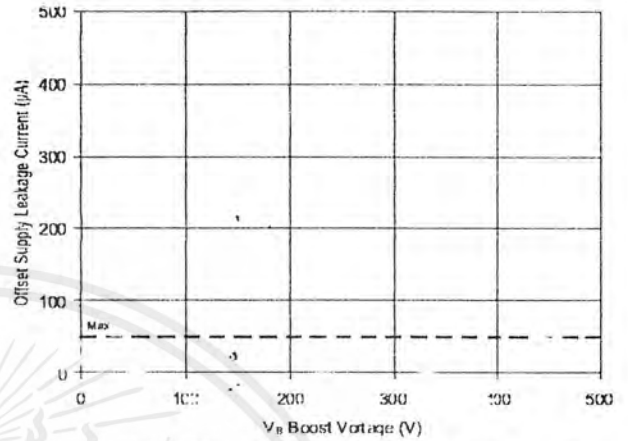


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

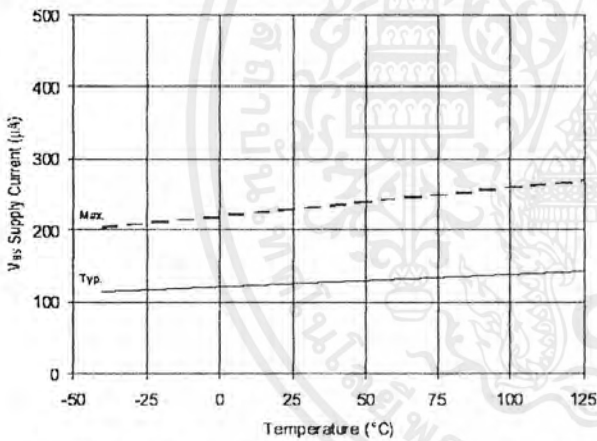


Figure 17A.  $V_{BS}$  Supply Current vs. Temperature

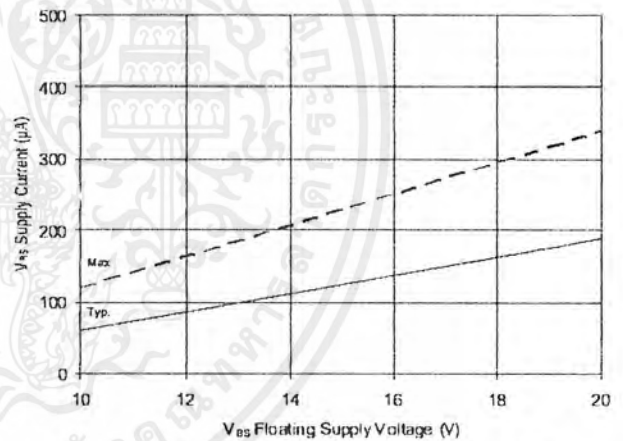


Figure 17B.  $V_{BS}$  Supply Current vs. Voltage

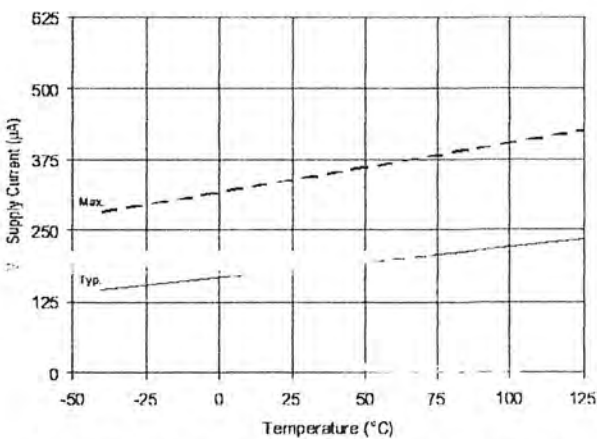


Figure 18A.  $V_{CC}$  Supply Current vs. Temperature

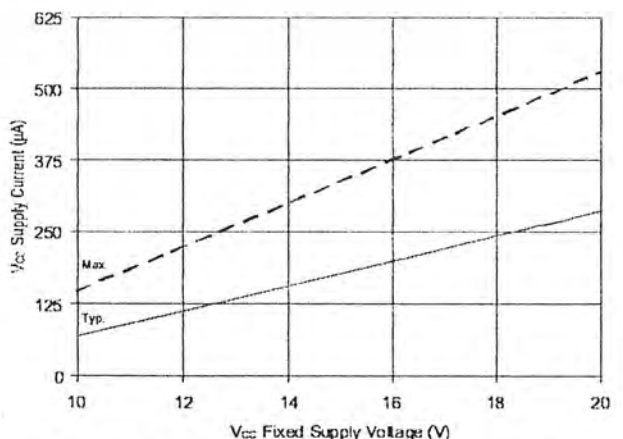


Figure 18B.  $V_{CC}$  Supply Current vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นับผูกมัดเห็นาไปเซประะโยชนดานการค้

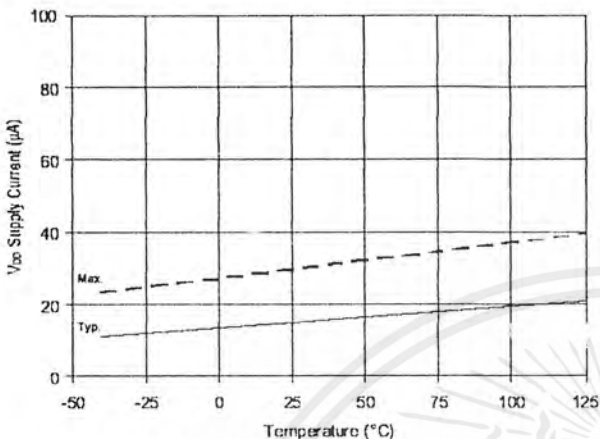


Figure 19A. V<sub>DD</sub> Supply Current vs. Temperature

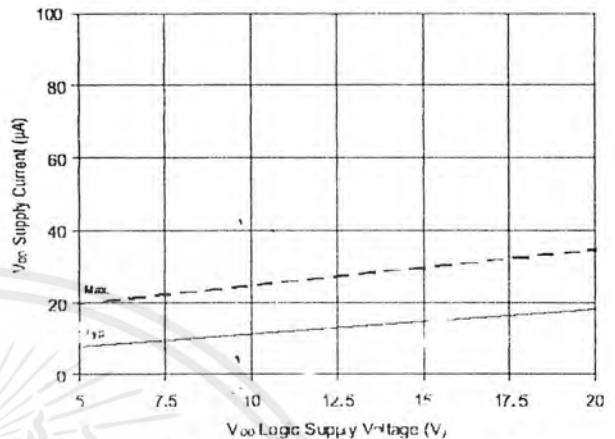


Figure 19B. V<sub>DD</sub> Supply Current vs. Voltage

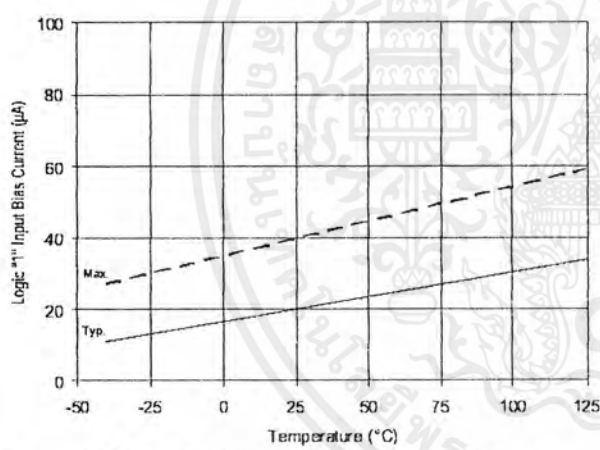


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

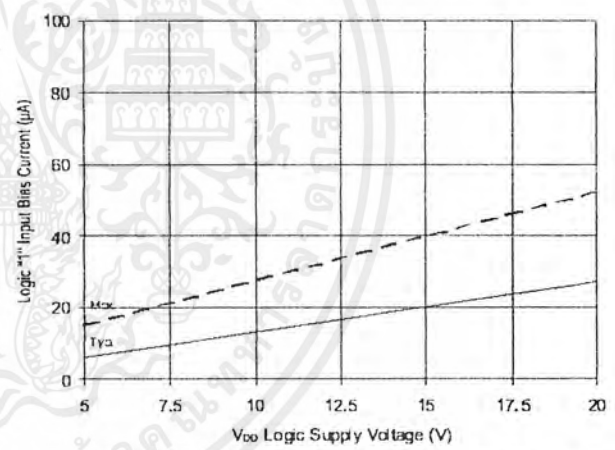


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. Voltage

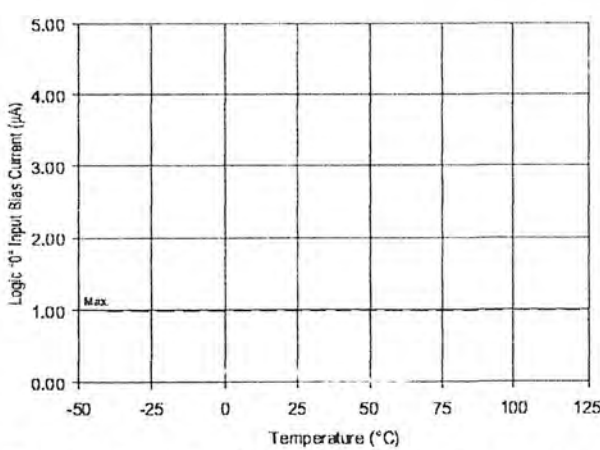


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

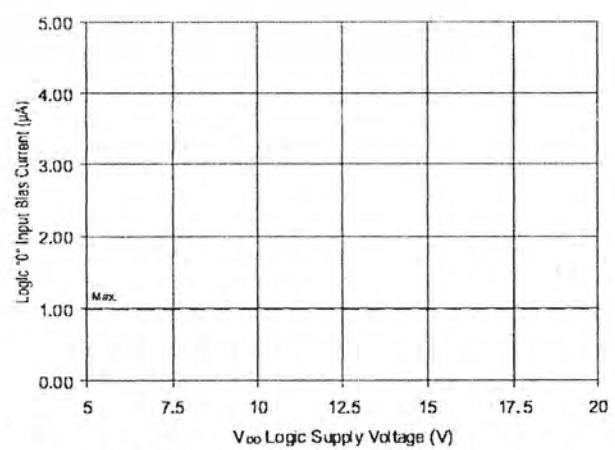


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. Voltage

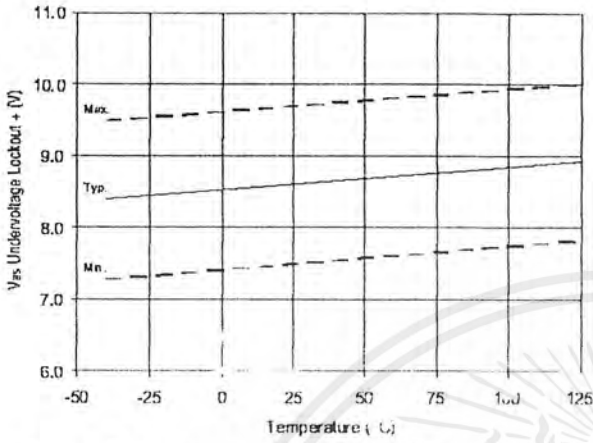


Figure 22.  $V_{BS}$  Undervoltage (+) vs. Temperature

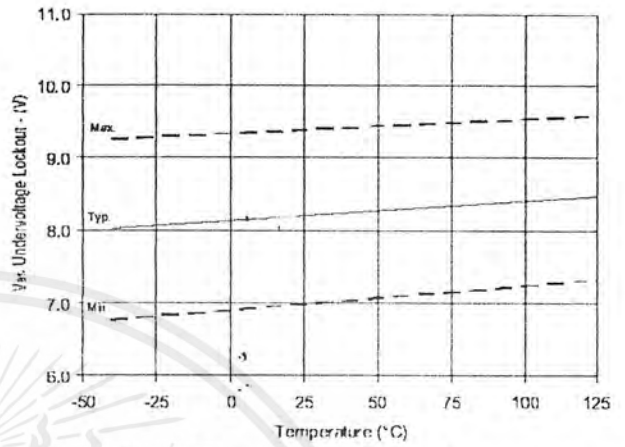


Figure 23.  $V_{BS}$  Undervoltage (-) vs. Temperature

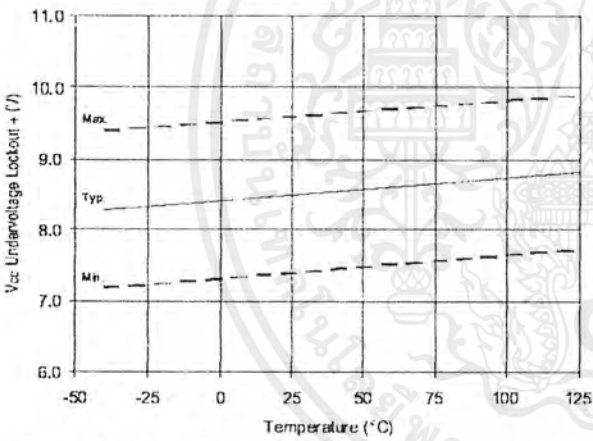


Figure 24.  $V_{CC}$  Undervoltage (+) vs. Temperature

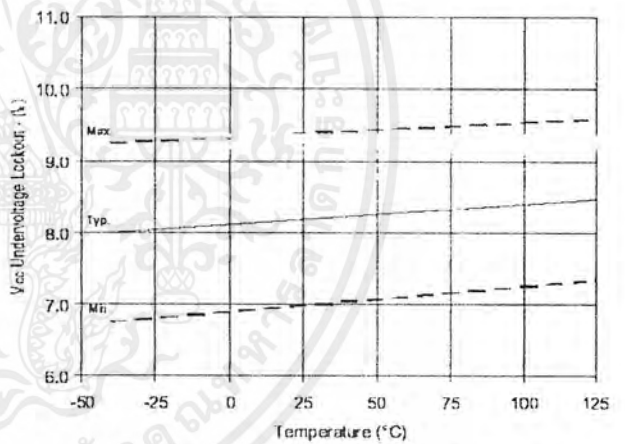


Figure 25.  $V_{CC}$  Undervoltage (-) vs. Temperature

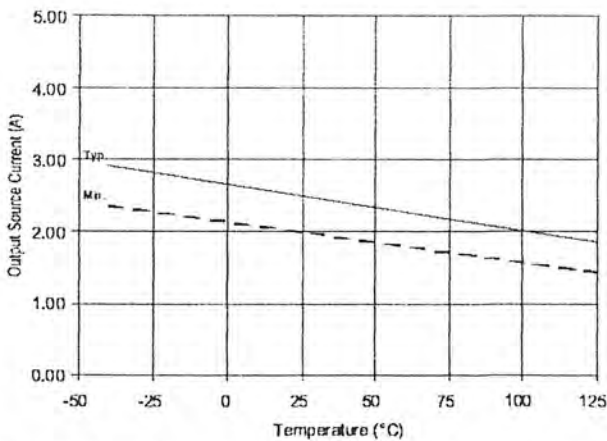


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

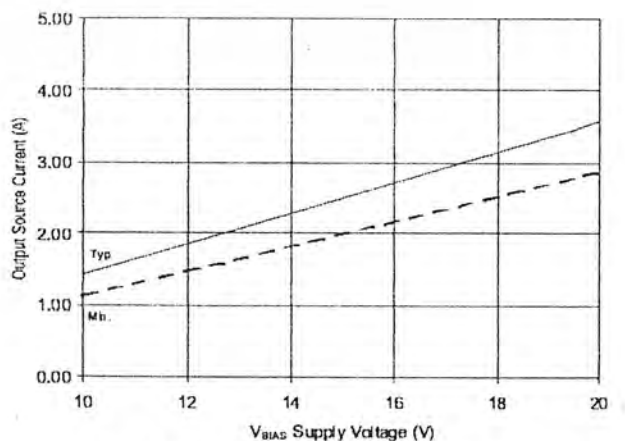


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

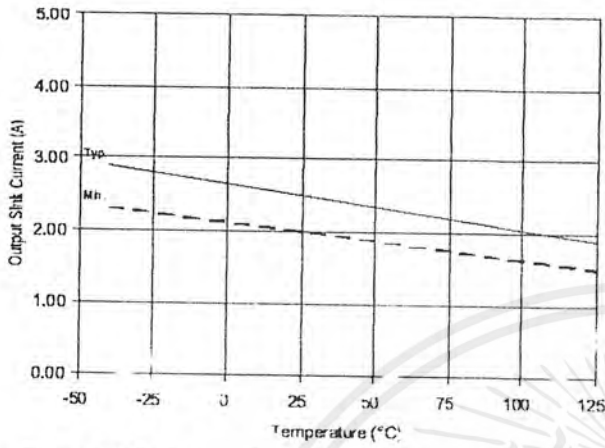


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

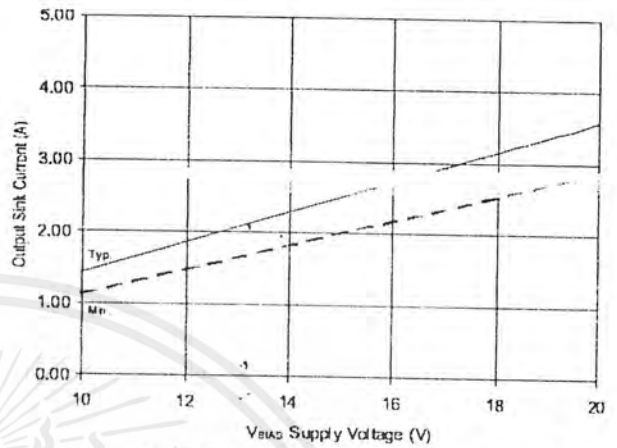


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

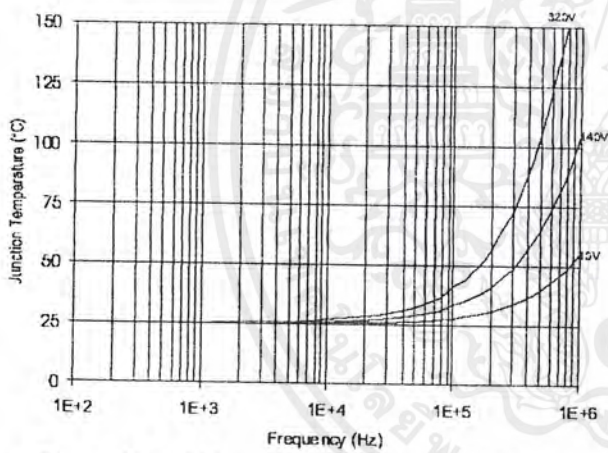


Figure 28. IR2110  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC20)  
 $R_{GATE} = 33\Omega, V_{CC} = 15V$

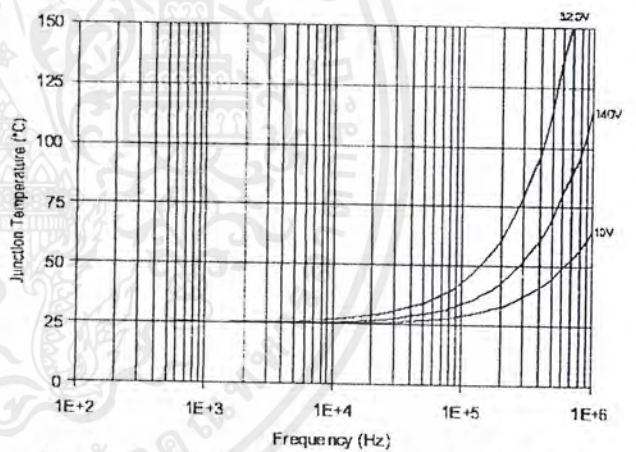


Figure 29. IR2110  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC30)  
 $R_{GATE} = 22\Omega, V_{CC} = 15V$

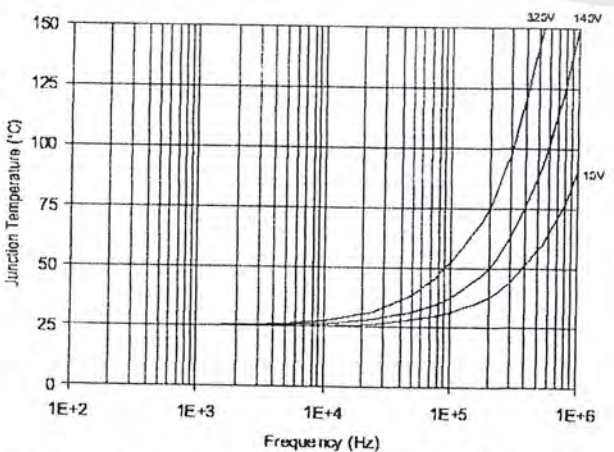


Figure 30. IR2110  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC40)  
 $R_{GATE} = 15\Omega, V_{CC} = 15V$

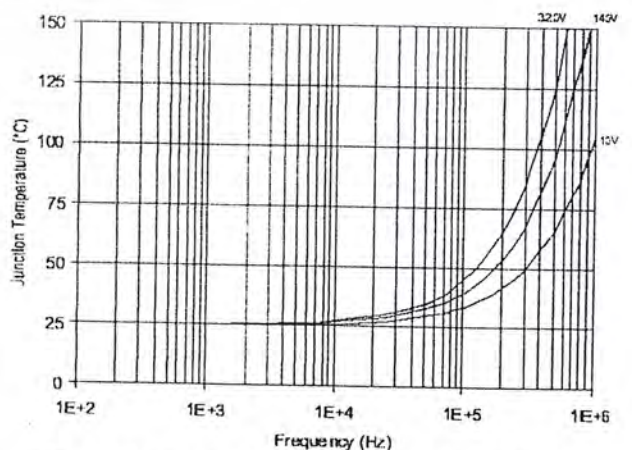


Figure 31. IR2110  $T_j$  vs. Frequency (IRFPE50)  
 $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัท IR Rectifier เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำมาใช้เพื่อการค้า

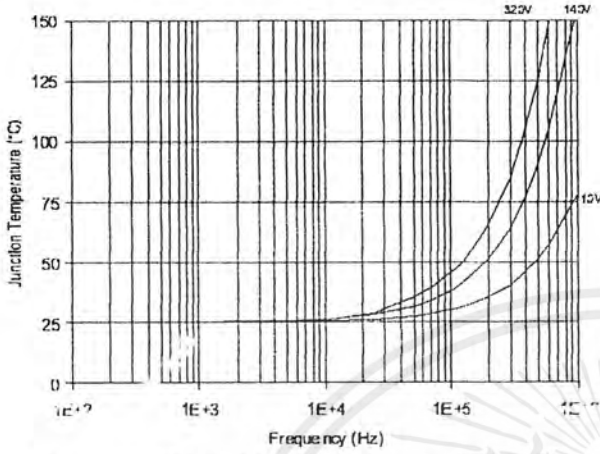


Figure 32. IR2110S  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC20)  
 $R_{GA, Z} = 33\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

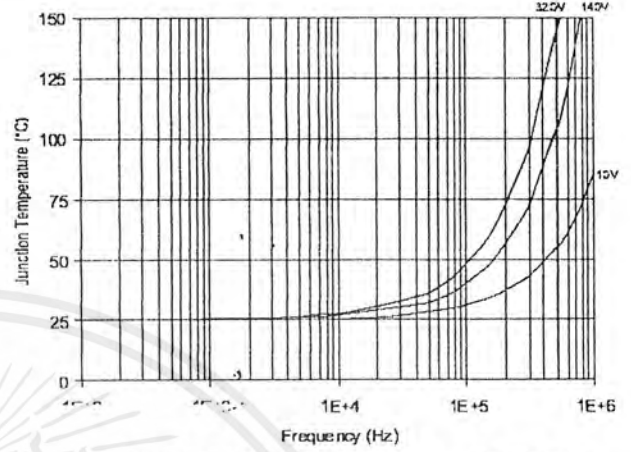


Figure 33. IR2110S  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC30)  
 $R_{GATE} = 22\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

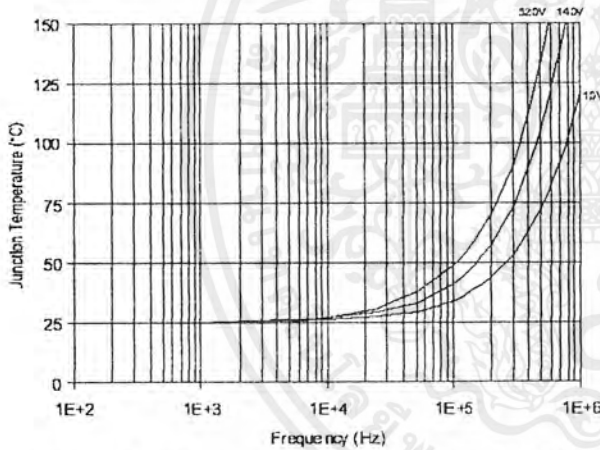


Figure 34. IR2110S  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC40)  
 $R_{GATE} = 15\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

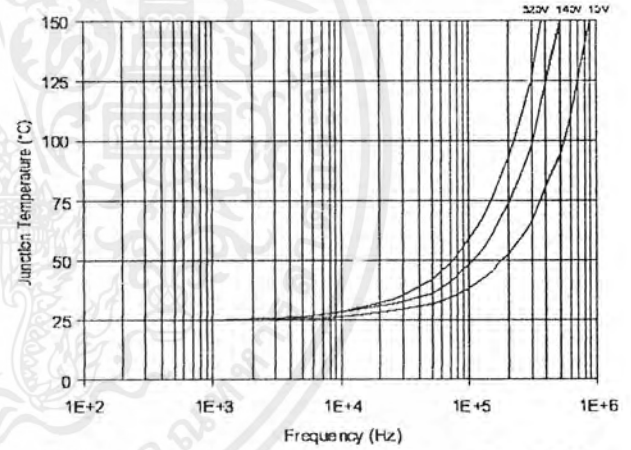


Figure 35. IR2110S  $T_j$  vs. Frequency (IRFPE50)  
 $R_{GATE} = 10\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

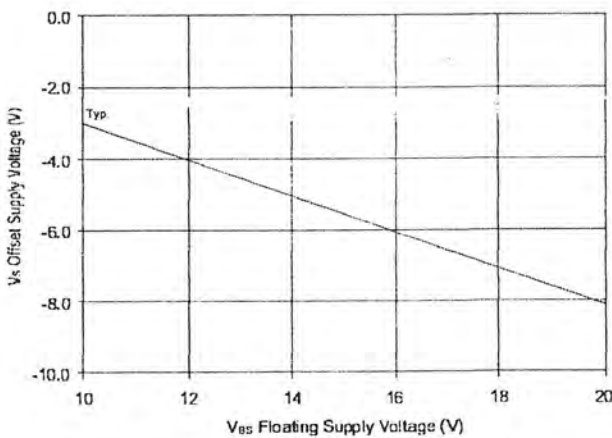


Figure 36. Maximum  $V_s$  Negative Offset vs.  $V_{BS}$  Supply Voltage

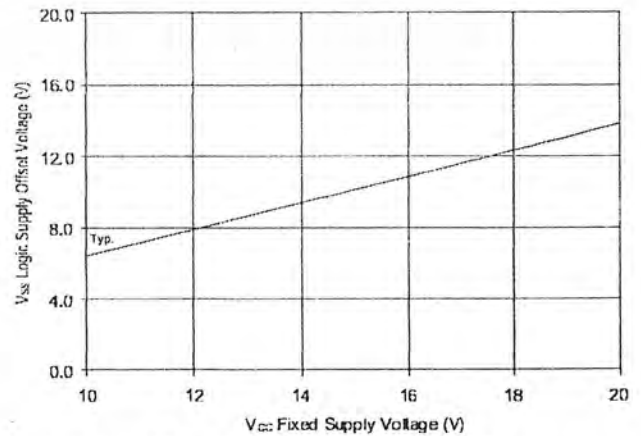


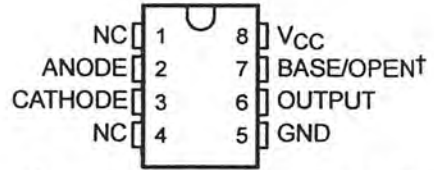
Figure 37. Maximum  $V_{SS}$  Positive Offset vs.  $V_{CC}$  Supply Voltage

# 6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPERS/OPTOISOLATORS

SOES022 – JULY 1986 – REVISED OCTOBER 1995

- Compatible with TTL Inputs
- High-Speed Switching . . . . 1 Mbit/s Typ
- Bandwidth . . . 2 MHz Typ
- High Common-Mode Transient Immunity . . . . 1000 V/μs Typ
- High-Voltage Electrical Insulation . . . 3000 VDC Min
- Open-Collector Output
- UL Recognized . . . File Number 65085

6N135, 6N136, OR HCPL4502 PACKAGE  
(TOP VIEW)



† Terminal 7 is BASE on the 6N135 and 6N136 and OPEN on the HCPL4502

NC – No internal connection

## description

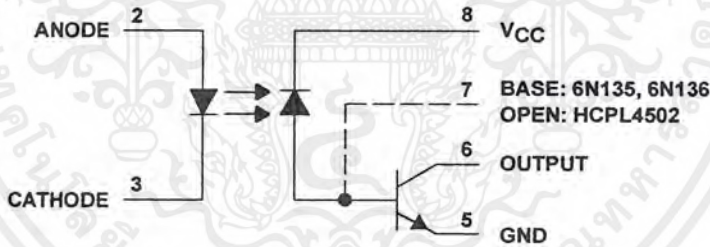
These high-speed optocouplers are designed for use in analog or digital interface applications that require high-voltage isolation between the input and output. Applications include line receivers that require high common-mode transient immunity, and analog or logic circuits that require input-to-output electrical isolation.

The 6N135, 6N136, and HCPL4502 optocouplers each consists of a light-emitting diode and an integrated photon detector composed of a photodiode and an open-collector output transistor. Separate connections are provided for the photodiode bias and the transistor-collector output. This feature, which reduces the transistor base-to-collector capacitance, results in speeds up to one hundred times that of a conventional phototransistor optocoupler.

The 6N135 is designed for TTL/CMOS, TTL/LSTTL, and wide-band analog applications.

The 6N136 and HCPL4502 are designed for high-speed TTL/TTL applications. The HCPL4502 has no base connection.

## schematic



PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกา... นั้น ไม่นอญญาตให้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 7-1  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิ... ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

# 6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPERS/OPTOISOLATORS

SOES022 – JULY 1986 – REVISED OCTOBER 1995

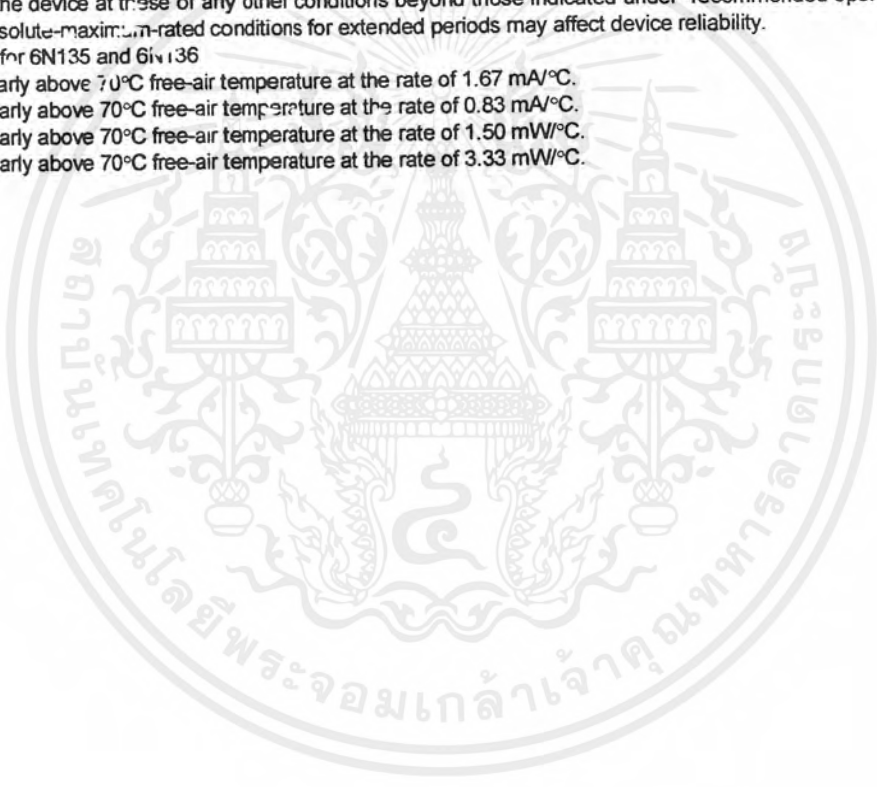
## absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†‡

Supply and output voltage range, $V_{CC}$ and $V_O$ .....	-0.5 V to 15 V
Reverse input voltage .....	5 V
Emitter-base reverse voltage .....	5 V
Peak input forward current (pulse duration = 1 ms, 50% duty cycle, see Note 1) .....	50 mA
Peak transient input forward current (pulse duration 1 $\mu$ s, 300 Hz) .....	1 A
Average forward input current(see Note 2) .....	25 mA
Peak output current .....	16 mA
Average output current .....	8 mA
Base current .....	5 mA
Input power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (see Note 3) .....	45 mW
Output power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (see Note 4) .....	100 mW
Storage temperature range, $T_{stg}$ .....	-55°C to 125°C
Operating free-air temperature range, $T_A$ .....	-55°C to 100°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds .....	260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

‡ JEDEC registered data for 6N135 and 6N136

- NOTES: 1. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.67 mW/°C.  
 2. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 0.83 mW/°C.  
 3. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.50 mW/°C.  
 4. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 3.33 mW/°C.



# 6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPERS/OPTOISOLATORS

SOES022 – JULY 1986 – REVISED OCTOBER 1995

**electrical characteristics over operating free-air temperature range of 0°C to 70°C (unless otherwise noted)**

PARAMETER	TEST CONDITIONS	6N135			6N136, HCPL4502			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	MIN	TYP†	MAX	
$V_F$ ‡	Input forward voltage	$I_F = 16 \text{ mA}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		1.6	1.7	1.6	1.7	V
$\infty V_F$	Temperature coefficient of forward voltage	$I_F = 16 \text{ mA}$		-1.8		-1.8		mV/°C
$V_{BR}$ ‡	Input breakdown voltage	$I_R = 10 \mu\text{A}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$		5		5		V
$V_{OL}$	Low-level output voltage	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ , $I_F = 16 \text{ mA}$ , $I_B = 0$	$I_{OL} = 1.1 \text{ mA}$	0.1	0.4			V
			$I_{OL} = 2.4 \text{ mA}$			0.1	0.4	
$I_{OH}$ ‡	High-level output current	$I_F = 0$ , $I_B = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_{CC} = V_O = 5.5 \text{ V}$	3	500	3	500	nA
			$V_{CC} = V_O = 15 \text{ V}$	0.01	1	0.01	1	$\mu\text{A}$
$I_{CH}$	High-level output current	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ , $I_F = 0$	$V_O = 15 \text{ V}$ , $I_B = 0$		50		50	$\mu\text{A}$
$I_{CCH}$ ‡	Supply current, high-level output	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ , $I_F = 0$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_O = 0$ , $I_B = 0$	0.02	1	0.02	1	$\mu\text{A}$
$I_{CCH}$	Supply current, high-level output	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ , $I_F = 0$	$I_O = 0$ , $I_B = 0$		2		2	$\mu\text{A}$
$I_{CCL}$	Supply current, low-level output	$V_{CC} = 15 \text{ V}$ , $I_F = 16 \text{ mA}$	$I_O = 0$ , $I_B = 0$	40		40		$\mu\text{A}$
$h_{FE}$	Transistor forward current transfer ratio	$V_O = 5 \text{ V}$	$I_O = 3 \text{ mA}$	100		100 (6N136 only)		
$CTR$ ‡	Current transfer ratio	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ , $I_F = 16 \text{ mA}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_O = 0.4 \text{ V}$ , $I_B = 0$ , See Note 5	7%	18%	19%	24%	
$CTR$	Current transfer ratio	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ , $I_F = 16 \text{ mA}$ , See Note 5	$V_O = 0.5 \text{ V}$ , $I_B = 0$	5%		15%		
$r_{IO}$	Input-output resistance	$V_{IO} = 500 \text{ V}$ , See Note 6	$T_A = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$		$10^{12}$	$\Omega$
$I_{IO}$ ‡	Input-output insulation leakage current	$V_{IO} = 3000 \text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ , See Note 6	$t = 5 \text{ s}$ , $RH = 45\%$		1		1	$\mu\text{A}$
$C_i$	Input capacitance	$V_F = 0$	$f = 1 \text{ MHz}$	60		60		pF
$C_{io}$	Input-output capacitance	$f = 1 \text{ MHz}$	See Note 6	0.6		0.6		pF

† All typical values are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

‡ JEDEC registered data for 6N135 and 6N136

NOTES: 5. Current transfer ratio is defined as the ratio of output collector current  $I_O$  to the forward LED input current  $I_F$  times 100%.  
6. These parameters are measured with terminals 2 and 3 shorted together and terminals 5, 6, 7, and 8 shorted together.



# 6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPLEDERS/OPTOISOLATORS

SOES022 – JULY 1986 – REVISED OCTOBER 1995

operating characteristics,  $V_{CC} = 5\text{ V}$ ,  $I_F = 16\text{ mA}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	6N135			6N136, HCPL4502			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
BW Bandwidth (-3 dB)	$R_L = 100\ \Omega$ , See Note 7		2			2		MHz

NOTE 7: Bandwidth is the range of frequencies within which the ac output voltage is not more than 3 dB below the low-frequency value.

switching characteristics at  $V_{CC} = 5\text{ V}$ ,  $I_F = 16\text{ mA}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS		6N135			6N136, HCPL4502			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$t_{PLH}^\dagger$	Propagation delay time, low-to-high-level output	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	See Note 8,		1	1.5				$\mu\text{s}$
		$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	See Note 9,					0.6	0.8	
$t_{PHL}^\dagger$	Propagation delay time, high-to-low-level output	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	See Note 8,		0.7	1.5				$\mu\text{s}$
		$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	See Note 9,					0.6	0.8	
$\frac{dV_{CM}}{dt}$ (H)	Common-mode input transient immunity, high-level output	$\Delta V_{CM} = 10\text{ V}$ , $R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ , See Figure 2	$I_F = 0$ , See Notes 8 and 10,		1000					$\text{V}/\mu\text{s}$
		$\Delta V_{CM} = 10\text{ V}$ , $R_L = 1.9\text{ k}\Omega$ , See Figure 2	$I_F = 0$ , See Notes 9 and 10,					-1000		
$\frac{dV_{CM}}{dt}$ (L)	Common-mode input transient immunity, low-level output	$\Delta V_{CM} = 10\text{ V}$ , See Notes 9 and 10,	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ , See Figure 2		-1000					$\text{V}/\mu\text{s}$
		$\Delta V_{CM} = 10\text{ V}$ , See Notes 9 and 10,	$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$ , See Figure 2					-1000		

$^\dagger$  JEDEC registered data for 6N135 and 6N136

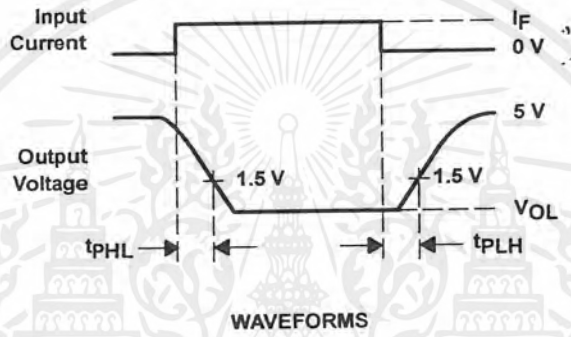
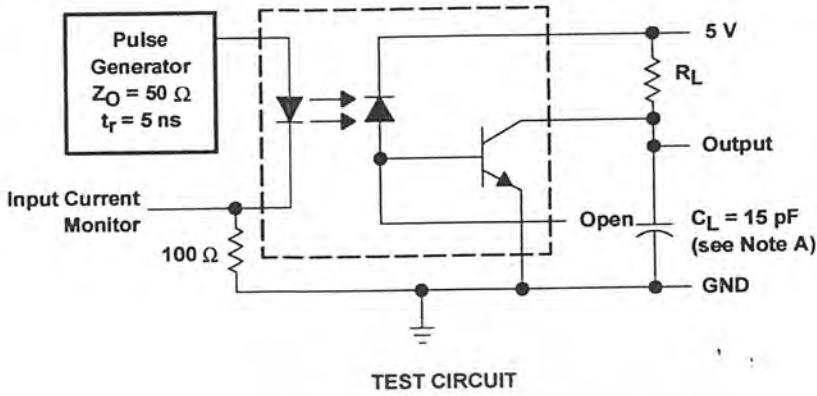
NOTES: 8. The 4.1-k $\Omega$  load represents one LSTTL unit load of 0.36 mA and a 6.1-k $\Omega$  pullup resistor.

9. The 1.9-k $\Omega$  load represents one TTL unit load of 1.6 mA and a 5.6-k $\Omega$  pullup resistor.

10. Common-mode transient immunity, high-level output, is the maximum rate of rise of the common-mode input voltage that does not cause the output voltage to drop below 2 V. Common-mode input transient immunity, low-level output, is the maximum rate of fall of the common-mode input voltage that does not cause the output voltage to rise above 0.8 V.



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



NOTE A.  $C_L$  includes probe and stray capacitance.

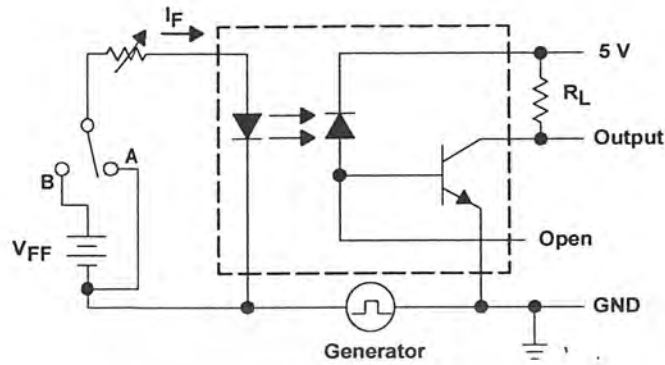
Figure 1. Switching Test Circuit and Waveforms



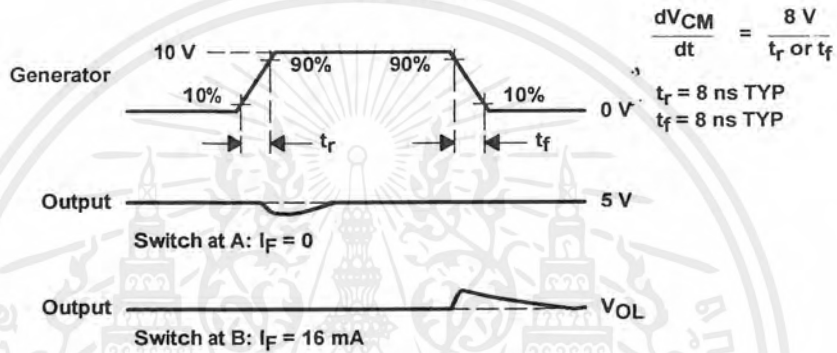
**6N135, 6N136, HCPL4502  
OPTOCOUPPLERS/OPTOISOLATORS**

SOES022 – JULY 1986 – REVISED OCTOBER 1995

**PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION**



**TEST CIRCUIT**



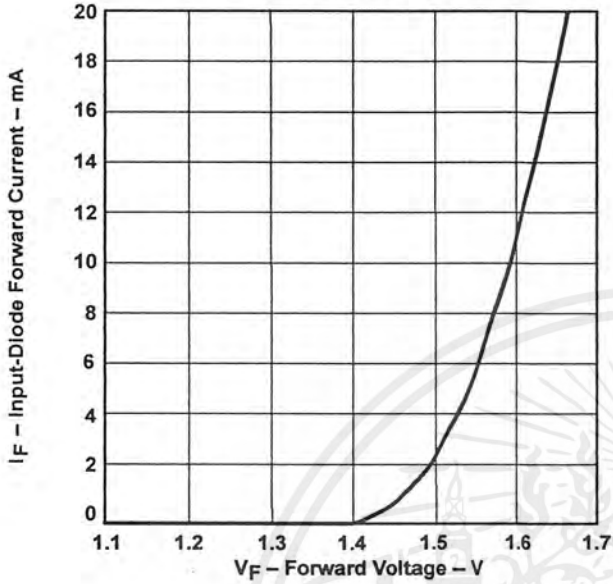
**VOLTAGE WAVEFORMS**

**Figure 2. Transient Immunity Test Circuit and Waveforms**



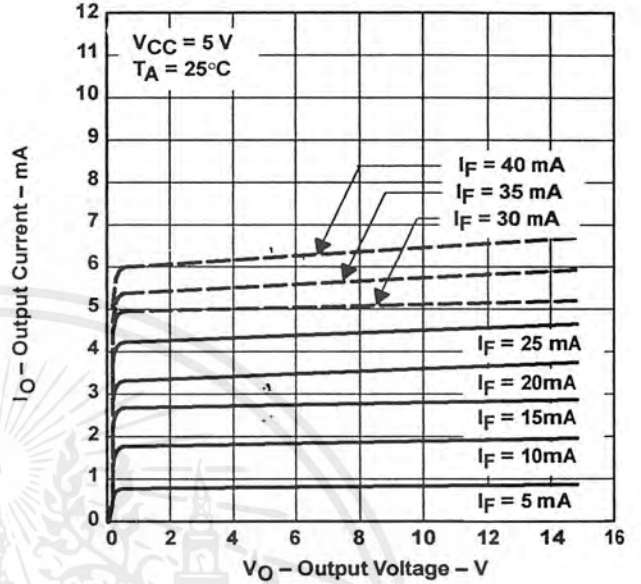
**TYPICAL CHARACTERISTICS**

**INPUT-DIODE FORWARD CURRENT  
 vs  
 FORWARD VOLTAGE**



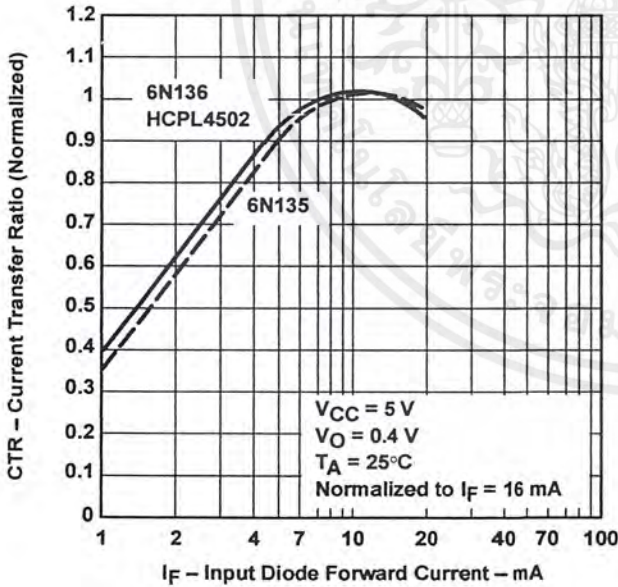
**Figure 3**

**6N135  
 CURRENT TRANSFER CHARACTERISTICS**



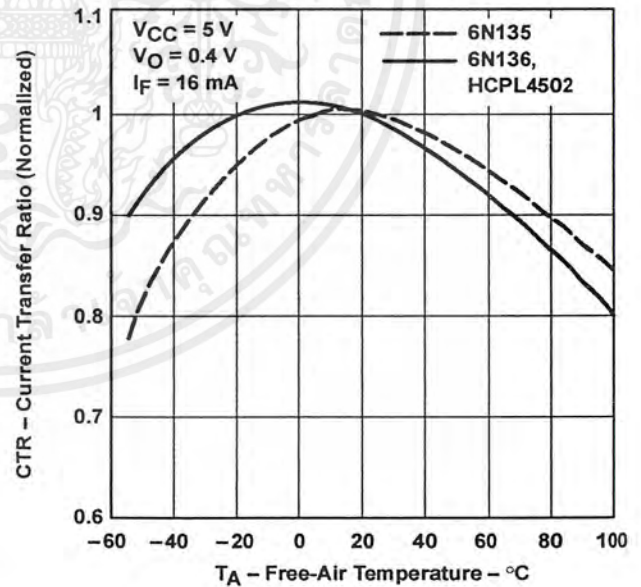
**Figure 4**

**CURRENT TRANSFER RATIO (NORMALIZED)  
 vs  
 INPUT DIODE FORWARD CURRENT**



**Figure 5**

**CURRENT TRANSFER RATIO (NORMALIZED)  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE**



**Figure 6**



# 6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPPLERS/OPTOISOLATORS

SOES022 - JULY 1986 - REVISED OCTOBER 1995

## TYPICAL CHARACTERISTICS

HIGH-LEVEL OUTPUT CURRENT  
vs  
FREE-AIR TEMPERATURE

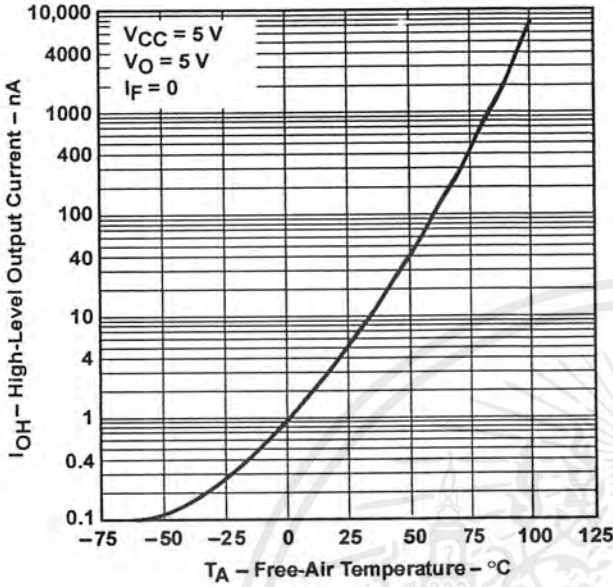


Figure 7

DIFFERENTIAL CURRENT TRANSFER RATIO  
vs  
INPUT-DIODE QUIESCENT FORWARD CURRENT

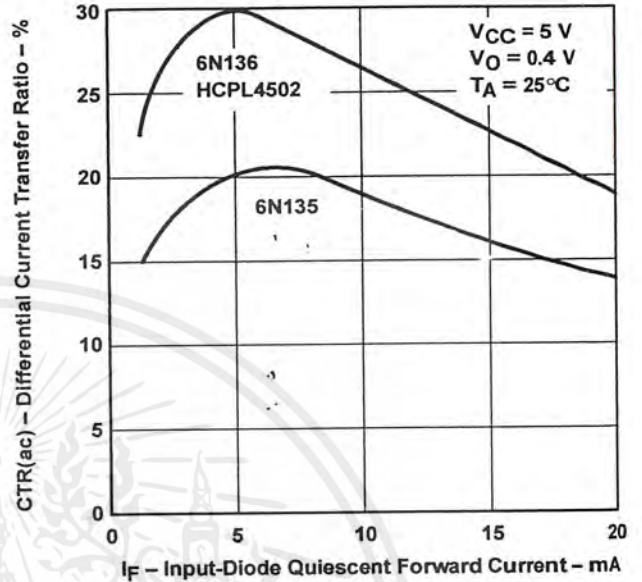


Figure 8

FREQUENCY RESPONSE (NORMALIZED)  
vs  
FREQUENCY

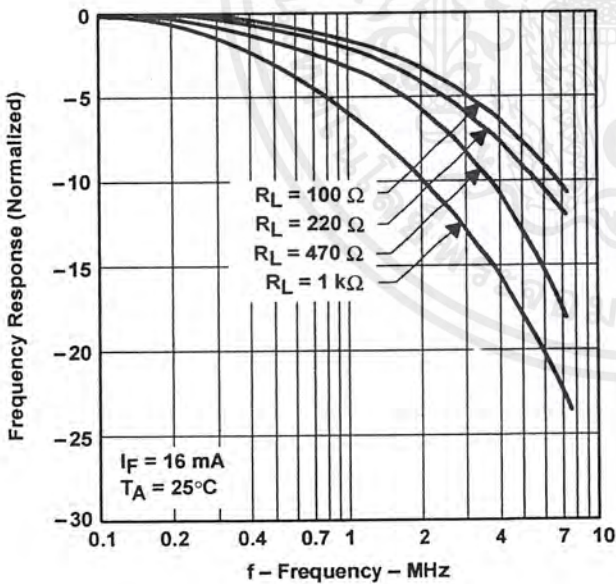


Figure 9

PROPAGATION DELAY TIME  
vs  
FREE-AIR TEMPERATURE

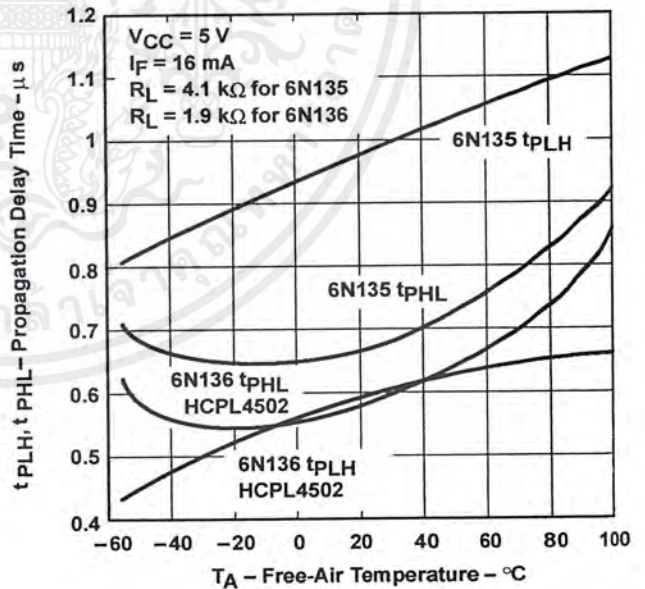
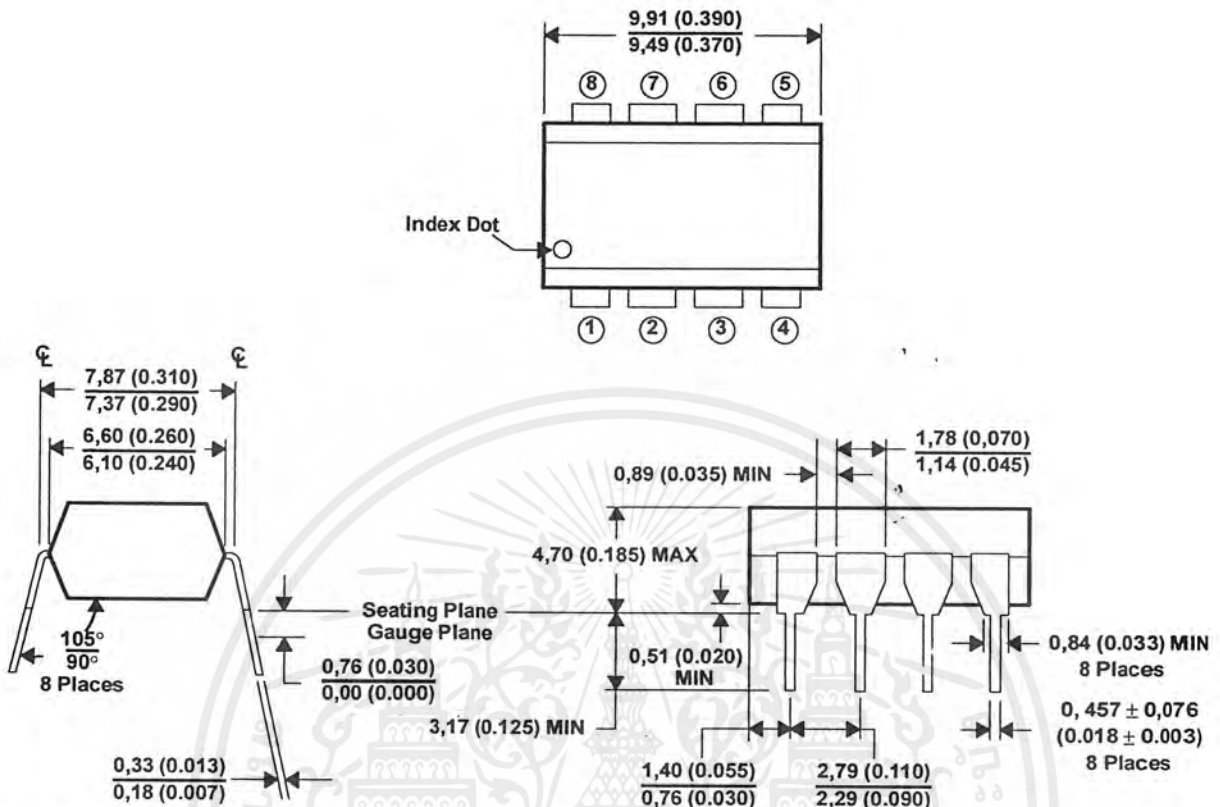


Figure 10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **TEXAS INSTRUMENTS** ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

MECHANICAL INFORMATION



- NOTES: A. JEDEC registered data. This data sheet contains all applicable registered data in effect at the time of publication.  
 B. Terminal connections:  
 1. No internal connection (part of the light-emitting diode)  
 2. Anode (part of the light-emitting diode)  
 3. Cathode (part of the light-emitting diode)  
 4. No internal connection  
 5. GND (Emitter) (part of the light-emitting diode)  
 6. Output (part of the detector)  
 7. Base: 6N135, 6N136 (part of the detector)  
 Open: HCPL4502 (part of the detector)  
 8. V<sub>CC</sub> (part of the detector)  
 C. All linear dimensions are given in millimeters and parenthetically given in inches.

Figure 11. Mechanical Information



FEATURES

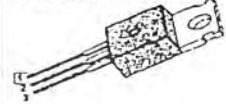
- ◆ Avalanche Rugged Technology
- ◆ Rugged Gate Oxide Technology
- ◆ Lower Input Capacitance
- ◆ Improved Gate Charge
- ◆ Extended Safe Operating Area
- ◆ Lower Leakage Current: 10µA (Max.) @  $V_{DS} = 500V$
- ◆ Lower  $R_{DS(ON)}$ : 0.638Ω (Typ.)

$$BV_{DSS} = 500 V$$

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

$$I_D = 8 A$$

TO-220



1. Gate 2. Drain 3. Source

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Characteristic	Value	Units
$V_{DSS}$	Drain-to-Source Voltage	500	V
$I_D$	Continuous Drain Current ( $T_C=25^\circ C$ )	8	A
	Continuous Drain Current ( $T_C=100^\circ C$ )	5.1	
$I_{DM}$	Drain Current-Pulsed (1)	32	A
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 30$	V
$E_{AS}$	Single Pulsed Avalanche Energy (2)	640	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current (1)	8	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy (1)	13.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (3)	3.5	V/ns
$P_D$	Total Power Dissipation ( $T_C=25^\circ C$ )	134	W
	Linear Derating Factor	1.08	
$T_J, T_{STG}$	Operating Junction and Storage Temperature Range	- 55 to +150	°C
$T_L$	Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8. from case for 5-seconds	300	

Thermal Resistance

Symbol	Characteristic	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-	0.93	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink	0.5	-	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	-	62.5	

**FAIRCHILD**  
SEMICONDUCTOR™

©1998 Fairchild Semiconductor Corporation

Rev. B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF840

## N-CHANNEL POWER MOSFET

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

Symbol	Characteristic	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Condition
$BV_{DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	500	-	-	V	
$\Delta BV/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coeff.	-	0.66	-	$V/^\circ\text{C}$	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	-	4.0	V	
$I_{GSS}$	Gate-Source Leakage, Forward	-	-	100	nA	
	Gate-Source Leakage, Reverse	-	-	-100	nA	
$I_{DSS}$		-	-	10	$\mu\text{A}$	
		-	-	100	$\mu\text{A}$	
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source				$\Omega$	
	On-State Resistance	-		0.85	$\Omega$	
$g_{fs}$	Forward Transconductance	-	6.8	-	S	
$C_{iss}$	Input Capacitance	-	1190	1550	pF	
$C_{oss}$	Output Capacitance	-	150	175	pF	
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	-	66	75	pF	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	-	18	45	ns	
$t_r$	Rise Time	-	22	55	ns	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	-	83	175	ns	
$t_f$	Fall Time	-	30	70	ns	
$Q_p$	Total Gate Charge		57	74	nC	
$Q_{GS}$	Gate-Source Charge		7.5	-	nC	
$Q_{gd}$	Gate-Drain (. Miller. ) Charge		28.4	-	nC	

#### Notes:

- (1) Repetitive Rating: Pulse Width Limited by Maximum Junction Temperature
- (2)  $L=18\text{mH}$ ,  $I_{AS}=8\text{A}$ ,  $V_{DD}=50\text{V}$ ,  $R_G=27\Omega$ , Starting  $T_J=25^\circ\text{C}$
- (3)  $I_{SD} \leq 8\text{A}$ ,  $di/dt \leq 160\text{A}/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq BV_{DSS}$ , Starting  $T_J=25^\circ\text{C}$
- (4) Pulse Test: Pulse Width =  $250\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$
- (5) Essentially Independent of Operating Temperature

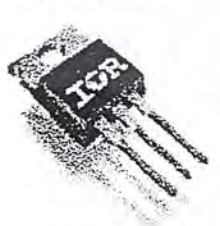


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1620CT  
MURB1620CT  
MURB1620CT-1

- Ultrafast Recovery Time
- Low Forward Voltage Drop
- Low Leakage Current
- 175°C Operating Junction Temperature

$t_{rr} = 25\text{ns}$   
 $I_{F(AV)} = 16\text{Amp}$   
 $V_R = 200\text{V}$

Parameters		Max	Units
$V_{RRM}$	Peak Repetitive Peak Reverse Voltage	200	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current	8.0	A
	Total Device, (Rated $V_R$ ), $T_C = 150^\circ\text{C}$	Total Device	
$I_{FSM}$	Non Repetitive Peak Surge Current	100	A
$I_{FM}$	Peak Repetitive Forward Current (Rated $V_R$ , Square wave, 20 KHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	Per Leg	
$T_J, T_{STG}$	Operating Junction and Storage Temperatures	-65 to 175	$^\circ\text{C}$

Case Styles		
MUR1620CT	MURB1620CT	MURB1620CT-1
		
TO-220AB	D <sup>2</sup> PAK	TO-262

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

$V_{BR}, V_r$	Breakdown Voltage, Blocking Voltage	200	-	-	V	$I_R = 100\mu\text{A}$
$V_F$	Forward Voltage	-	-	0.375	V	$I_F = 8\text{A}$
		-	-	0.895	V	$I_F = 8\text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_R$	Reverse Leakage Current	-	-	5	$\mu\text{A}$	$V_R = V_R \text{ Rated}$
		-	-	250	$\mu\text{A}$	$T_J = 150^\circ\text{C}, V_R = V_R \text{ Rated}$
$C_T$	Junction Capacitance	-	25	-	pF	$V_R = 200\text{V}$
$L_S$	Series Inductance	-	8.0	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body

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

$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	-	-	35	ns	$I_F = 1.0\text{A}, di_F/dt = 50\text{A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{V}$
		-	-	25		$I_F = 0.5\text{A}, I_R = 1.0\text{A}, I_{REC} = 0.25\text{A}$
		-	20	-		$T_J = 25^\circ\text{C}$
		-	34	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{RRM}$	Peak Recovery Current	-	1.7	-	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$
		-	4.2	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	-	23	-	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$
		-	75	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$

**Thermal - Mechanical Characteristics**

Parameters	Min	Typ	Max	Units
$T_J$ Max. Junction Temperature Range	-	-	-65 to 175	$^\circ\text{C}$
$T_{Stg}$ Max. Storage Temperature Range	-	-	-65 to 175	
$R_{thJC}$ Thermal Resistance, Junction to Case Per Leg	-	-	3.0	
$R_{thJA}$ Thermal Resistance, Junction to Ambient Per Leg	-	-	50	
$R_{thCS}$ Thermal Resistance, Case to Heatsink	-	0.5	-	
$Wt$ Weight	-	2.0	-	g
	-	0.07	-	(oz)
Mounting Torque	6.0	-	12	Kg-cm
	5.0	-	10	lbf.in

① Typical Socket Mount

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

พันธ์ศักดิ์ พุฒิมานิตพงษ์. 2539. วงจรพัลส์และสวิทซ์. พิมพ์ครั้งที่ 2 .กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดดูเกชั่น.

สุวัฒน์ ตัน. เทคนิคและการออกแบบสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย. พิมพ์ครั้งที่ 2.กรุงเทพฯ :

บริษัทเอนเทคไทย จำกัด.

สุวัฒน์ แซ่ตัน. 2538. สวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายในเครื่องรับโทรทัศน์. พิมพ์ครั้งที่ 1.

กรุงเทพฯ : บริษัทเอนเทคไทย จำกัด.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้