

เครื่องแปลงไฟฟ้าชนิดความถี่สูงจากแบตเตอรี่ 12 โวลต์

เป็นไฟบ้าน 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ 500 VA

(High Frequency Inverter 12 VDC to 220 VAC 50Hz 500VA)



จัดทำโดย

นาย ศิริศักดิ์ ธานี 43015891

นาย สมชาย นาคูคม 43015893

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 46546

วัน, เดือน, ปี 4 เม.ย. 2546

Box containing .b..... and .i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องแปลงไฟชนิดความถี่สูง จากแบตเตอรี่ 12 VDC เป็นไฟบ้าน 220 VAC ขนาด 500VA

( High Frequency Inverter 12 VDC to 220 VAC 50Hz 500VA )

ผู้จัดทำ

1. นายศิริศักดิ์ ธานี 43015891
2. นายสมชาย นาคูม 43015893

(ผศ.อุทัย

ศิริธีระวิโรจน์)

(อาจารย์ที่ปรึกษา)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแปลงไฟชนิดความถี่สูง จากแบตเตอรี่ 12 VDC เป็นไฟบ้าน 220 VAC ขนาด 500VA 50 Hz

นายศิริศักดิ์ ธานี

นายสมชาย นาอุดม

ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์(อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2545

### บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ จะกล่าวถึงการออกแบบอินเวอร์เตอร์โดยการใช้มอสเฟตในการทำการ สวิตชิง โดยมีไอซี IR 2113 ใช้เป็นตัวขับให้ เพาเวอร์มอสเฟตทำงานในลักษณะการทำงานแบบฟูล- บริดจ์ ซึ่งได้รับสัญญาณอินพุตมาจากการทำการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณรูปคลื่นซายน์ที่มี ความถี่ 50 Hz กับสัญญาณไฟตรง โดยแรงดันอินพุตของชุดเพาเวอร์มอสเฟตได้มาจากส่วนที่ทำหน้าที่ แปลงไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลท์ เป็น 220 โวลท์ สำหรับแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากชุดเพาเวอร์มอสเฟต คือ ไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลท์ ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## High Frequency Inverter 12VDC to 220VAC 50Hz 500VA

Sirisak Thanee

Somchai Naudom

Asst. Prof. Uthai Sriteeraviroj, Adviser

Academic Year 2002

### ABSTRACT

This project is objected for designing an inverter by using MOSFET as switching equipment. IR 2113 is used for driving MOSFET in full bridge inverter circuit . It receives input signal from output of compare operating between sine wave signal, which frequency is 50 Hz , and DC voltage . Input voltage of MOSFET receives from 12VDC to 220VDC Converter .Output voltage of full bridge inverter circuit is square wave signal which has frequency 50 Hz and voltage 220V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
ความสำคัญ	1
วัตถุประสงค์ของการทำโครงการ	1
ขอบเขตของโครงการ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีโดยทั่วไป	
บล็อกไดอะแกรมของโครงการ	2
อินเวอร์เตอร์	
อินเวอร์เตอร์ฮาร์ฟบริดจ์ที่ทำงานแบบ PWM	4
อินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ทำงานแบบ PWM	6
การกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตซ์ด้วยเทคนิคชาน์สามเหลี่ยม	11
คอนเวอร์เตอร์	
ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	17
ฟอร์เวอร์สคอนเวอร์เตอร์	18
พูช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์	19
ฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	21
ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	23
รีโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์	24
แกนเฟอร์ไรต์	25
บอบบี้น	26
ไอซี TL 494 สำหรับ โหมคควบคุมจากแรงดัน	27
วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	31
วงจรสับเบอร์	33
เพาเวอร์มอสเฟต	37
บทที่ 3 การทดลอง	
วงจรควบคุมการสวิตซ์จาก TL494	41
วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM	41
วงจรกำลัง	42
การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	43
ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	44
แบตเตอรี่	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีหม้อแปลง	47
ขั้นตอนการออกแบบ	48
ผลการทดลอง	50
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 วงจรกึ่งบริดจ์และลักษณะสติก	4
รูปที่ 2.2 รูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์ bipolar voltage switching	5
รูปที่ 2.3 วงจรบริดจ์และลักษณะสติกสำหรับการขับนำสวิตช์แบบต่างๆ	7
รูปที่ 2.4 รูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียววิธีที่หนึ่งและสเปกตรัม	9
รูปที่ 2.5 รูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียววิธีที่สอง	10
รูปที่ 2.6 แสดงค่า Duty cycle รอบๆ ค่า 0.5	12
รูปที่ 2.7 แสดงหลักการกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์เพื่อให้ Duty cycle แปรค่า รอบๆ ค่า 0.5 โดยใช้เทคนิครูปไซน์ตัดกับสามเหลี่ยม	12
รูปที่ 2.8 สเปกตรัมของรูปคลื่น PWM ที่ใช้สวิตช์แรงดันแบบสองขั้วและมีการมอดูเลตเกิน	13
รูปที่ 2.9 แสดงอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดของคี่ประกอบหลักมูลกับแอมพลิจูดรูปคลื่น	14
รูปที่ 2.10 รูปคลื่นสามเหลี่ยมและรูปไซน์ ซึ่งนำมาตัดกันเพื่อให้เกิดสัญญาณขับสวิตช์ ในกรณีการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียววิธีที่หนึ่ง	14
รูปที่ 2.11 หลักการคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คขั้นพื้นฐาน	15
รูปที่ 2.12 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	16
รูปที่ 2.13 คอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็คที่ให้แรงดันหลายระดับ	17
รูปที่ 2.14 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ตัดแปลงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง	18
รูปที่ 2.15 ลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวิร์ด	18
รูปที่ 2.16 คอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล และรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ	20
รูปที่ 2.17 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลในวงจร พุก-พุล	21
รูปที่ 2.18 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์	21
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจร ฮาร์ฟบริดจ์	22
รูปที่ 2.20 วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	23
รูปที่ 2.21 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ	25
รูปที่ 2.22 แสดงตัวอย่างของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.23 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	28
รูปที่ 2.24 รูปแสดงตัวอย่างการใช้งาน TL494	28
รูปที่ 2.25 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	29
รูปที่ 2.26 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาท์พุทของ TL 494	30
รูปที่ 2.27 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ	31
รูปที่ 2.28 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	32
รูปที่ 2.29 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	32
รูปที่ 2.30 (ก) แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	33
รูปที่ 2.30 (ข) แสดงวงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส	34
รูปที่ 2.31 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน	35
รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	38
รูปที่ 2.33 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	39
รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟต ถูกไบแอสให้นำกระแส	40
รูปที่ 3.1 วงจรกำลังที่ใช้กับโครงการนี้	42
รูปที่ 3.2 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้น ในหม้อแปลง	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความสำคัญ

การใช้งานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์จำเป็นที่จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟให้กับตัวมันเองซึ่งแหล่งจ่ายไฟดังกล่าวสามารถที่จะแยกได้หลายชนิด เช่น แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ถูกแปลงมาจากไฟกระแสสลับ, แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่แปลงมาจากกระแสตรง, แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่เปลี่ยนความถี่ในการใช้งาน ฯลฯ แต่ในที่นี้เราจะกล่าวถึงเฉพาะแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่ถูกแปลงมาจากกระแสตรงเท่านั้นซึ่งในการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูงๆ เราจะใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Mosfet) ซึ่งมีพิกัดแรงดันไม่สูงมากนักใช้งานแทนทรานซิสเตอร์และเอส ซี อาร์ (SCR) เนื่องจากการใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Mosfet) มีข้อดีกว่า เอส ซี อาร์ คือ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถควบคุมการทำงานในการเป็นเพาเวอร์สวิตช์ปิดและเปิดได้ด้วยแรงดันที่ป้อนให้กับขาเกตให้ควบคุมการทำงานในการเป็นเพาเวอร์สวิตช์ปิดและเปิดในภาคเพาเวอร์สเตท

##### 1.1.1 วัตถุประสงค์ของการทำโครงการ

เพื่อทำเครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่อยู่ในรูปแบตเตอรี่ 12 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่เหมือนกับรูปคลื่นที่ใช้กันอยู่ตามบ้านเรือนทั่วไป โดยในอดีตนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้งานกันอยู่โดยทั่วไปจะมีผลเสียหลายอย่างเช่น ความร้อนสูง, ประสิทธิภาพต่ำ, อุปกรณ์ทางด้านเพาเวอร์มีขนาดใหญ่ ฯลฯ ดังนั้น โครงการนี้จึงถูกทำขึ้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวทั้งหมด

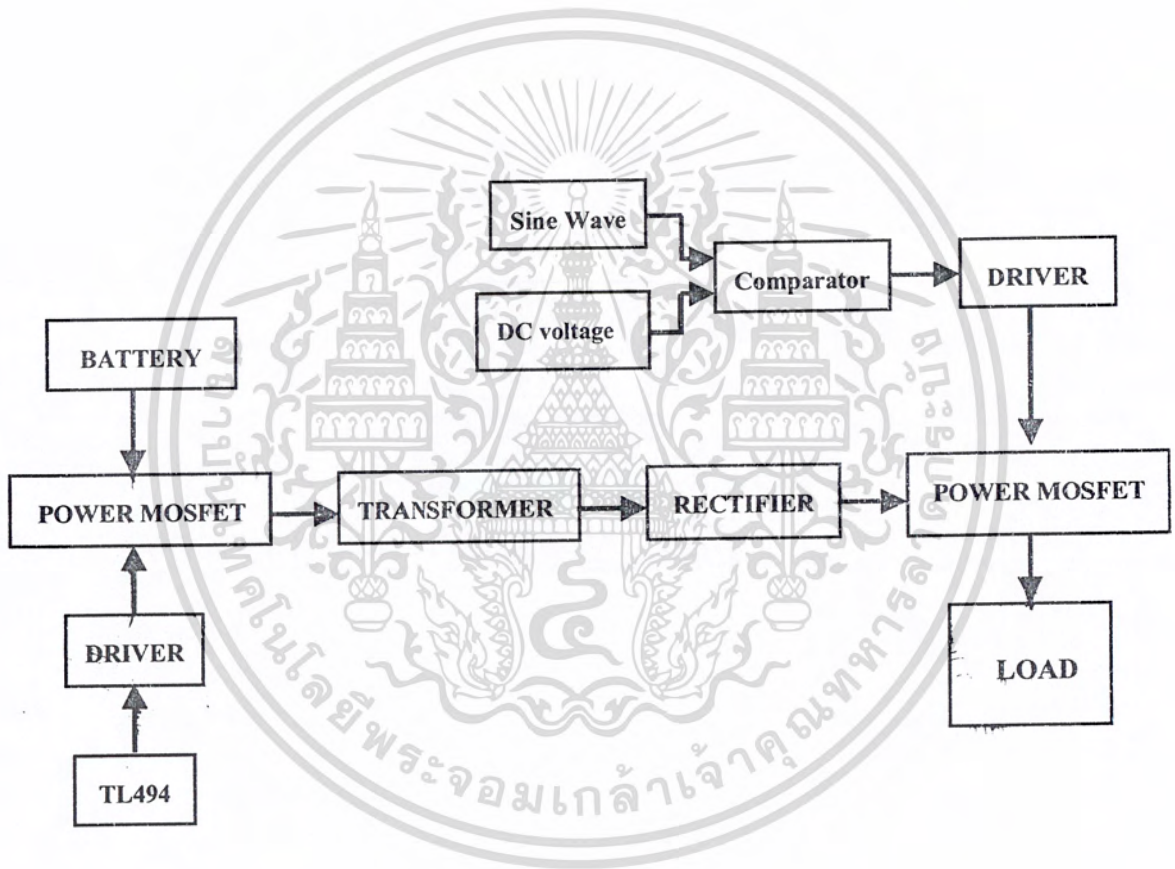
##### 1.1.2 ขอบเขตของโครงการ

ในโครงการนี้จะเป็นสร้างอินเวอร์เตอร์ ที่มีพิกัดในการจ่ายโหลด 500VA ที่แรงดันอินพุต 12 VDC และแรงดันเอาต์พุตมีค่า 220 VAC มีความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีโดยทั่วไป

### 2.1 บล็อกไดอะแกรมของโครงการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกโคอะแกรม แรงดันจากแบตเตอรี่จะเป็นแรงดันอินพุตให้กับชุดเพาเวอร์มอสเฟตชุดแรกซึ่งจะใช้เบอร์ IRFP 150 ซึ่งเป็นเพาเวอร์มอสเฟตที่มีคุณสมบัติทนกระแสได้สูงถึง 30 แอมป์ และนอกจากนั้นยังขนานกัน 2 ตัวเพื่อการทนกระแสได้สูงขึ้น นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตชุดนี้ ทนกระแสได้ประมาณ 60 แอมป์ นั่นเอง สำหรับชุดที่ใช้ทำการสวิตซิ่งนั้นจะได้มาจาก ไอซี TL 494 ผ่านชุดขับเพาเวอร์มอสเฟตซึ่งจะใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ในการแยกกราวด์โดยจะมี 2 เอาท์พุต เพื่อขับให้เพาเวอร์มอสเฟต ทำงานที่ละคู่ ซึ่งแต่ละคู่จะทำให้ได้แรงดันทางซิกบวก และซิกลบ โดยใช้ความถี่ในการทำงานที่ 30 กิโลเฮิร์ต ซึ่งความถี่ดังกล่าวสามารถกำหนดได้ที่ ตัวไอซี

แรงดันที่ได้จากชุดเพาเวอร์มอสเฟต จะเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันต่ำ ซึ่งจะถูกยกระดับแรงดันขึ้นด้วยหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อให้ได้แรงดันที่ 220 โวลต์ เหตุที่ใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์นั้น เนื่องจากหม้อแปลงชนิดนี้จะทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ซึ่งการทำงานที่ความถี่สูงนี้จะมีข้อดีคือ จะสามารถลดขนาดของหม้อแปลงลงได้มาก เมื่อเทียบกับการทำงานที่ความถี่ต่ำในระดับการจ่ายกำลังวัตต์เท่ากัน ในโครงการนี้เลือกใช้แกนขนาด EE-80 ซึ่งหากทำงานที่ความถี่ 30 กิโลเฮิร์ต จะจ่ายโหลดได้มากกว่า 1000 วัตต์

แรงดันที่ได้จากหม้อแปลง จะนำไปผ่านการเรียงกระแส เพื่อแปลงให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยอุปกรณ์ ที่สำคัญในภาคนี้คือ ไดโอด MUR 860 ซึ่งเป็นไดโอดชนิด Ultra Fast ทำงานได้ดีที่ความถี่สูง แรงดันที่ได้จะถูกนำไปกรองโดยตัวเก็บประจุ ค่า 660 ไมโครฟารัดก่อนที่จะนำไปเป็นแรงดันอินพุตของชุดเพาเวอร์มอสเฟต IRFP 460

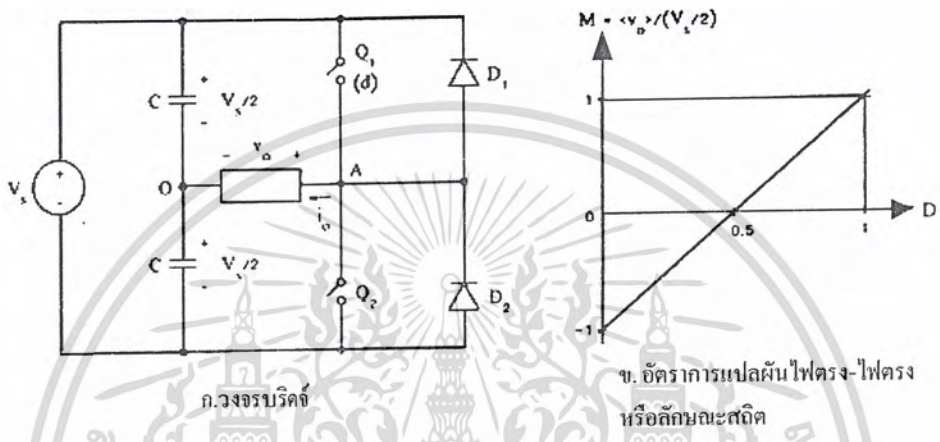
สำหรับสัญญาณที่จะนำมาเป็นตัวขับ ชุดเพาเวอร์มอสเฟต IRFP 460 นั้นได้มาจาก การเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่ 50 เฮิร์ตกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม นั้นกำเนิดมาจาก IC XR 2206 เจื่อนใจในการเปรียบเทียบนั้น สัญญาณรูปคลื่นไซน์จะต้องมีแอมพลิจูดมากกว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสมอ และระดับความแตกต่างของแอมพลิจูด จะเป็นตัวกำหนดค่าเวลา Dead Time ของการสวิตซิ่ง โดยยิ่งความแตกต่างยังมีมากเท่าใดค่า เวลา Dead Time ยิ่งมีค่ามากเท่านั้น อุปกรณ์หลักที่ใช้ในส่วนของการเปรียบเทียบนั้นคือ IC LM 393 โดยเอาท์พุตของ ไอซีตัวนี้จะนำไปเข้าภาคขับชุดเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ IR 2113 เป็นตัวขับชุดเพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัว โดยการทำงานจะทำงานที่ละคู่และแต่ละคู่จะทำงานให้ได้แรงดันทั้งซิกบวกและซิกลบ เพื่อนำไปขับโหลดโดยแรงดันที่โหลดจะได้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต

### 2.2 อินเวอร์เตอร์

#### อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ทำงานแบบ PWM

วงจรแปลง DC to Dc converter แบบ Half bridge ให้แรงดันออก  $V_o$  ที่สามารถแปรค่าได้ระหว่าง  $-V_s/2$  ถึง  $V_s/2$  เมื่อ Duty cycle แปรค่าระหว่าง 0 ถึง 1 สำหรับวงจร Half bridge ที่แสดงอยู่ในรูปที่ 1 อัตราการแปรผันไฟตรง-ไฟตรง (เมื่อ C เป็นตัวแบ่งแรงดันมีลักษณะอุดมคติ) มีค่าเท่ากับ

$$M = \frac{\langle V_o \rangle}{V_s/2} = 2D - 1 \tag{1}$$



ก. วงจรบริดจ์

ข. อัตราการแปรผันไฟตรง-ไฟตรง หรือลักษณะสถิต

รูปที่ 2.1 วงจรกึ่งบริดจ์และลักษณะสถิต

จากรูปที่ 2.1 (ข) สังเกตได้ว่าถ้าเราแปรค่า Duty cycle รอบๆ ค่า 0.5 จะได้แรงดันด้านออก  $V_o$  เป็นไฟสลับ อนึ่ง ใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวแบ่งแรงดัน  $V_o$  ต้องมีลักษณะสมมาตรหรือค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ มิฉะนั้นอัตราการแบ่งแรงดันจะเปลี่ยนไป ถ้าต้องการแรงดันรูปไซน์ ฟังก์ชันของ Duty cycle จะเป็นดังนี้

$$d(t) = 0.5 + m_a \sin \omega_a t ; m_a \leq 0.5 \tag{2}$$

โดยที่  $m_a$  คืออัตราการมอดูเลตแอมพลิจูด

$\omega_a$  คือค่าความถี่การมอดูเลต (modulating frequency)

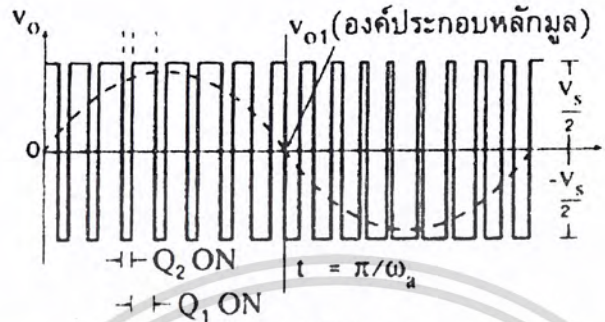
เมื่อแทนค่า  $d(t)$  ลงในสมการที่ (1) จะได้ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของ  $V_o$  ดังนี้

$$\overline{V_o} = \frac{V_s}{2} 2m_a \sin \omega_a t = V_s m_a \sin \omega_a t \tag{3}$$

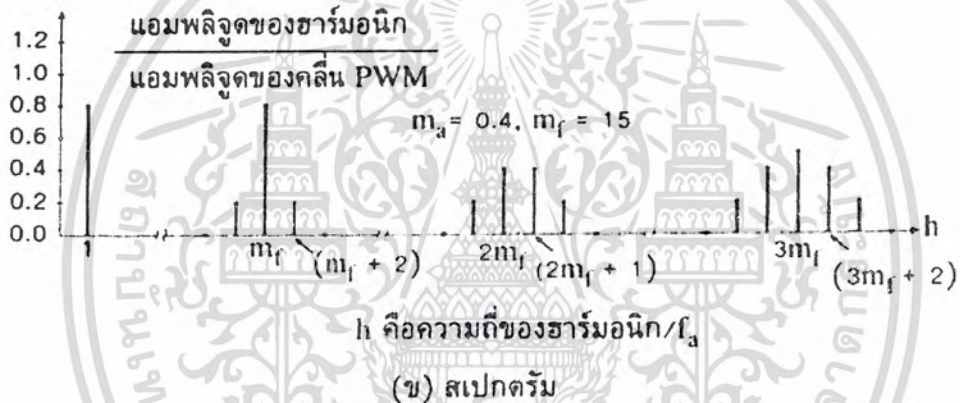
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สเปกตรัมของรูปคลื่น PWM ของ bipolar voltage switching

รูปที่ 2.2 (ก) แสดงรูปคลื่น PWM แบบ Half Bridge ( bipolar voltage switching ) รูปคลื่นนี้ได้จากการสวิตช์แบบคู่ประกอบสำหรับวงจร half bridge ในรูปที่ 2.1 (ก) ที่เรียกชื่อว่า “ Bipolar voltage switching “ ก็เพราะ  $V_o$  มีแรงดันค่าบวกและค่าลบ



(ก) รูปคลื่น PWM



(ข) สเปกตรัม

รูปที่ 2.2 รูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์ bipolar voltage switching

เรานิยามอัตราการมอดูเลตความถี่ (frequency-modulation ratio) ดังนี้

$$mf = \frac{f}{f_a} \quad (4)$$

โดยที่  $f$  คือ ความถี่การสวิตช์ และ  $f_a$  ความถี่การมอดูเลต

เงื่อนไขที่จะทำให้สามารถหาค่าเฉพาะที่ของคลื่น PWM ก็คือ  $m_f \gg 1$  และความถี่หักมุม (corner frequency)  $f_c$  ของวงจรองความถี่ต่ำเป็นไปตามเงื่อนไขซึ่งตรงกับเงื่อนไขที่ (5) คือ

$$f_a \ll f_c \ll f \quad (5)$$

เมื่อวิเคราะห์หาฮาร์มอนิกของคลื่น PWM เราพบว่าสำหรับ  $mf \geq 9$  แอมพลิจูดของฮาร์มอนิก

แทบจะไม่ขึ้นอยู่ค่าของ  $mf$  แต่  $mf$  จะเป็นตัวกำหนดความถี่ของฮาร์มอนิก  $f_h$  ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_h = f_{ha} = (jmf \pm k) f_a \quad (6)$$

โดยที่  $h, j$  และ  $k$  เป็นเลขจำนวนเต็ม

โดยทั่วไปเราเลือกค่าอัตราการมอดูเลตความถี่  $mf$  ให้เป็นเลขคี่ ทั้งนี้เพื่อให้รูปคลื่น PWM มีลักษณะสมมาตรคี่ [ $f(-t) = -f(t)$ ] รวมทั้งมีลักษณะสมมาตรครึ่งคลื่น [ $f(t) = -f(t+ T/2)$ ] เมื่อเป็นเช่นนี้รูปคลื่น PWM จะมีแต่ฮาร์โมนิกคี่ กล่าวคือสมการที่ (6) ถ้า  $j$  เป็นเลขคี่  $K$  เป็นเลขคู่ แต่ถ้า  $j$  เป็นเลขคู่  $k$  จะเป็นเลขคี่ ในรูปที่ 1 (ข) แสดงสเปกตรัมของคลื่น PWM

### อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่ทำงานแบบ PWM

วงจรและการขับนำสวิตช์ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว

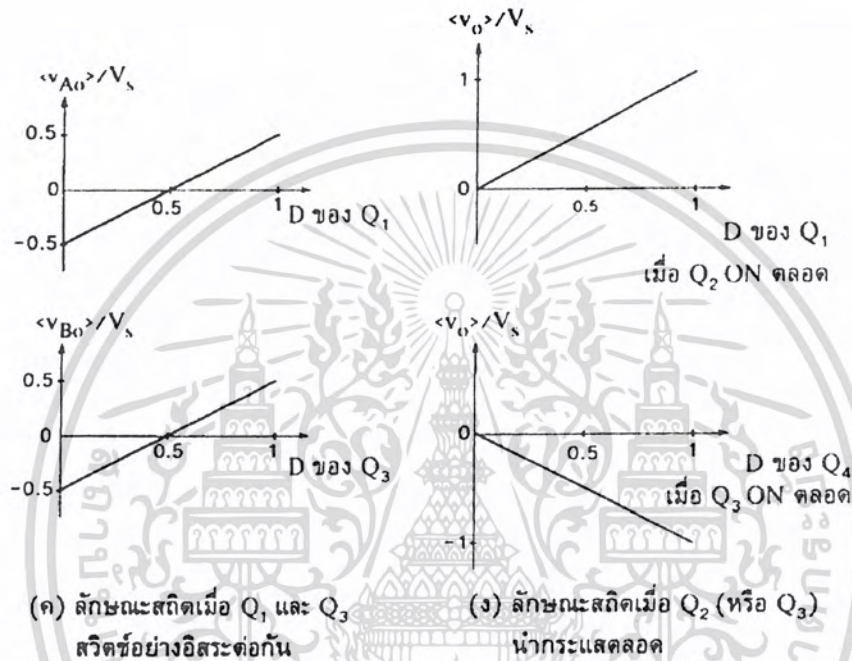
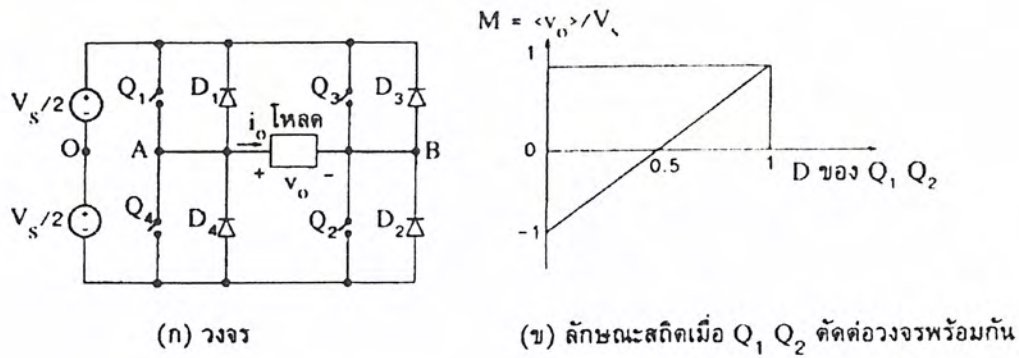
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรบริดจ์ที่ต้องการขับนำสวิตช์เพื่อให้เกิดการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว ( $V_o$  เป็นค่าบวกกับค่าลบ) คู่สวิตช์ Q1 Q2 จะตัดต่อวงจรพร้อมกันและเป็นคู่ประกอบกับคู่สวิตช์ Q3 Q4 ให้  $D$  เป็น Duty cycle ของ Q1 Q2 อัตราการแปลงผันไฟตรง - ไฟตรง ของวงจรบริดจ์ที่มีค่าเท่ากับ

$$M = \frac{\langle V_o \rangle}{V_s} = 2D - 1 \quad (7)$$

ในรูปที่ 2.3 (ข) แสดงกราฟของอัตราการแปลงผันเมื่อ Q1 Q2 ตัดต่อวงจรพร้อมกัน ถ้าต้องการให้วงจรทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ เราจะได้ค่า Duty cycle เป็นฟังก์ชันของเวลาตามสมการที่ 2 และเงื่อนไข 5 เมื่อเป็นเช่นนี้ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของ  $V_o$  จะเป็นฟังก์ชันไซน์ดังนี้

$$\overline{V_o} = 2V_s m_a \sin \omega a t \quad (8)$$

รูปคลื่นของ  $V_o$  และสเปกตรัมของ  $V_o$  จะเป็นเหมือนกรณีวงจร Half bridge และแสดงอยู่ในรูปที่ 2.2 ต่างกันเฉพาะแอมพลิจูดของ  $V_o$  ซึ่งเท่ากับ  $V_s$  ในกรณีของวงจรบริดจ์



รูปที่ 2.3 วงจรบริดจ์และลักษณะสถิติสำหรับการขับนำสวิตช์แบบต่างๆ

### การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว

การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (unipolar voltage switching) เป็นการสวิตช์แรงดันระหว่างค่าบวกกับค่าศูนย์เป็นเวลาครึ่งคาบ แล้วจึงสวิตช์แรงดันค่าลบกับศูนย์ในครึ่งคาบถัดไป การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียวทำได้ 2 วิธี ในวิธีแรกการสวิตช์ของ  $Q_1$  และ  $Q_3$  เป็นอิสระต่อกัน

(อย่างไรก็ดี การสวิตช์ของ  $Q_4$  และ  $Q_2$  เป็นคู่ประกอบด้วย  $Q_1$  และ  $Q_3$  ตามลำดับ) ให้ 0 เป็นจุดกลางของจุดแหล่ง  $V_s$  ดูตามรูปที่ 2.3 (ก)  $V_{Ao}$  และ  $V_{Bo}$  ขึ้นอยู่กับ ค่า Duty cycle ของ  $Q_1$  และ  $Q_3$  เท่านั้น เราคำนวณได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\langle V_{Ao} \rangle}{V_s} = D1 - 0.5$$

และ

$$\frac{\langle V_{Bo} \rangle}{V_s} = D3 - 0.5$$
(9)

โดยที่ D1 และ D3 คือ Duty cycle ของ Q1 และ Q3 ตามลำดับ  
 กราฟของอัตราการแปลงผันเหล่านี้แสดงอยู่ในรูปที่ 2 (ค) ถ้าเราให้ D1 และ D3 เป็นฟังก์ชัน  
 ของเวลาดังนี้

$$d_1(t) = 0.5 + m_a \sin \omega_a t \quad (10)$$

$$d_3(t) = 0.5 - m_a \sin \omega_a t$$

โดยที่อัตราการมอดูเลต  $m_a$  มีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.5 แทนค่าลงในสมการที่ (8) จะได้

$$\frac{\bar{V}_{AO}}{V_s} = m_a \sin \omega_a t \quad (11)$$

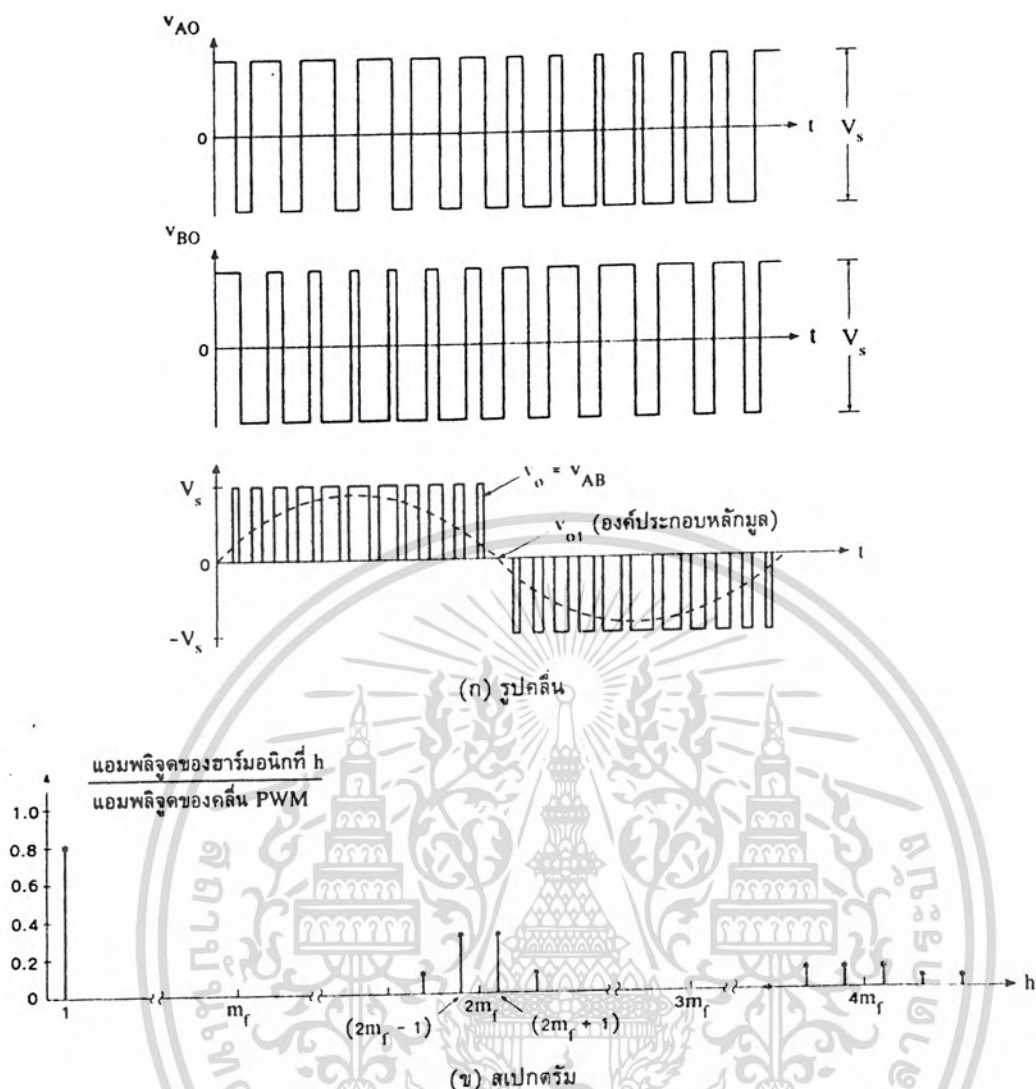
$$\frac{\bar{V}_{BO}}{V_s} = -m_a \sin \omega_a t$$

นั่นคือ

$$\frac{\bar{V}_{AB}}{V_s} = \frac{\bar{V}_o}{V_s} = 2m_a \sin \omega_a t \quad (12)$$

รูปที่ 2.3 (ก) แสดงรูปคลื่น PWM ที่ใช้สวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว โดยการสวิตช์ที่มีอิสระต่อกัน สังเกตได้ว่าความสวิตช์สำหรับรูปคลื่น PWM มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า (เพื่อเทียบกับรูปคลื่น  $V_{Ao}$  เป็นต้น)

ข้อดีของการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียวก็คือการกรองจะสะดวกขึ้น เนื่องจากความถี่ต่ำสุดของฮาร์มอนิกเกิดขึ้นที่ความถี่เป็นสองเท่าของความถี่การสวิตช์ หนึ่ง ในกรณีนี้เนื่องจาก  $V_{Ao}$  และ  $V_{Bo}$  มีเฟสต่างกันเท่ากับ  $\pi$  ที่ความถี่  $2m_f f_a$  ฮาร์มอนิกของ  $V_{Ao}$  และ  $V_{Bo}$  จะมีเฟสต่างกัน  $2\pi m_f$  ฮาร์มอนิกที่  $2m_f$  ของ  $V_{AB} = V_o$  จึงเป็นศูนย์ คงเหลือแต่ Sideband เช่น ฮาร์มอนิกที่  $2mf \pm 1$  ฯลฯ (ดูรูปที่ 2.4ข)



รูปที่ 2.4 รูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียววิธีที่หนึ่งและสเปกตรัม

อนึ่งการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียววิธีที่หนึ่งตรงกับวงจรตามแผนภาพของรูปที่ 2.1 สเปกตรัมของรูปคลื่น PWM สามารถคำนวณได้จากสเปกตรัมของรูปคลื่น PWM ของวงจร Half bridge ดังแสดงในตารางที่ 2.1

การสวิตช์วิธีที่สองมีลักษณะการสวิตช์ดังนี้ ในครึ่ง Cycle บวกของ Q2 ต่อวงจรอยู่ตลอดเวลา ส่วน Q1 และ Q4 ทำงานแบบคู่ประกอบ โดยที่ Duty cycle ของ Q1 เท่ากับ

$$d_1 = 2m_a \sin(\omega_a t); m_a \leq 0.5; 0 < \omega_a t < \pi \quad (13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันคร่อมโหลด  $V_o$  ในครึ่ง Cycle บวกจะเป็นดังในรูปที่ 2.5 คือเป็นพัลส์บวก (แต่ความถี่ของรูปคลื่นเท่ากับความถี่การสวิตช์ไม่ใช่สองเท่าเหมือนการสวิตช์วิธีแรก) อัตราการแปลงผันจะเป็นดังรูปที่ 2.6 (ง) รูปบน และค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของ  $V_o$  คือ

$$\bar{V}_o = 2V_s m_a \sin \omega_a t ; m_a \leq 0.5 ; 0 < \omega_a t < \pi \quad (14)$$

ในครึ่ง Cycle ลบ ให้ Q3 ต่อวงจรรออยู่ตลอดเวลา ส่วน Q1 และ Q4 ทำงานแบบคู่ประกอบโดยที่ Duty cycle ของ Q4 เท่ากับ

$$d_4 = -2V_s m_a \sin \omega_a t ; m_a \leq 0.5 ; 0 < \omega_a t < 2\pi \quad (15)$$

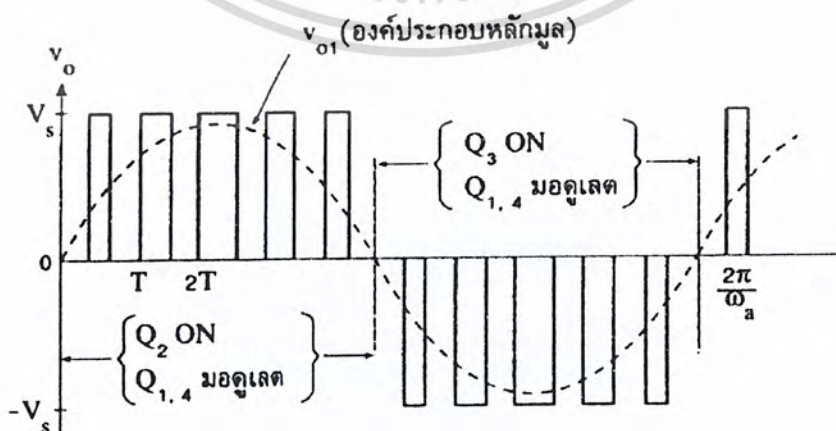
อัตราการแปลงผันจะมีค่าเป็นลบดังแสดงในรูปที่ 2 (ง) รูปล่าง และค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของ  $V_o$  คือ

$$\bar{V}_o = -V_s (-2V_s m_a \sin \omega_a t) ; m_a \leq 0.5 ; 0 < \omega_a t < 2\pi \quad (16)$$

จากสมการที่ (14) และ (16) สรุปได้ว่า

$$\bar{V}_o = 2V_s m_a \sin \omega_a t ; m_a \leq 0.5 \quad (17)$$

ข้อดีของการสวิตช์วิธีที่สอง คือ สวิตช์ที่ทำงานที่ความถี่สูงมีเพียงสองสวิตช์ (Q1 และ Q4) ส่วน Q2 และ Q3 สวิตช์ความถี่ต่ำ (ความถี่  $\omega_a$ ) แต่การสวิตช์วิธีแรกมีข้อดีคือฮาร์โมนิกเริ่มที่ความถี่  $(2m_f \pm k) f_a$  ส่วนวิธีที่สองเริ่มที่  $(mf \pm k) f_a$



รูปที่ 2.5 รูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียววิธีที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ด้วยเทคนิคไซน์สามเหลี่ยม

ในข้อก่อนๆ เราได้กล่าวถึง Duty cycle  $d$  ที่เป็นฟังก์ชันของไซน์ ในข้อนี้ในข้อนี้จะกล่าวถึงวิธีที่จะได้มาซึ่ง Duty cycle ดังกล่าว วิธีที่ง่ายที่สุดคือการใช้สัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ตัดกับสัญญาณพาหะรูปสามเหลี่ยม โดยที่สัญญาณอ้างอิงมีความถี่ต่ำ (ความถี่การมอดูเลต) ส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมมีความถี่สูง (ความถี่การสวิตช์)

### Duty cycle แปรค่ารอบๆ ค่า 0.5

สำหรับรูปคลื่น PWM ในตัวอย่างของวงจร Forward converter และสำหรับรูปคลื่น PWM เมื่อใช้การสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว (ดูสมการที่ (2)) Duty cycle เป็นฟังก์ชันไซน์ที่แปรค่ารอบๆ ค่า 0.5 ซึ่งนำมาเขียนซ้ำได้ดังนี้

$$d = 0.5 + m_a \sin \omega_a t \quad (18)$$

รูปที่ 2.1 (ก) แสดงวงจรที่ใช้กำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ซึ่งมี Duty cycle ที่แปรค่ารอบๆค่า 0.5 เมื่อแรงดันอ้างอิง  $V_r < 0$  (หรือน้อยกว่าศูนย์) (รูปที่ 2.6 (ค) หรือรูปที่ 2.6 (ง)) สัญญาณขับนำสวิตช์  $q(t)$  มี Duty cycle น้อยกว่า 0.5 (หรือมากกว่า 0.5) จากรูปคลื่นเรากำหนดได้ว่า

$$d(t) = q(t) = \frac{T_{on}}{T} = 0.5 + \frac{V_r}{V_{pp}} \quad (19)$$

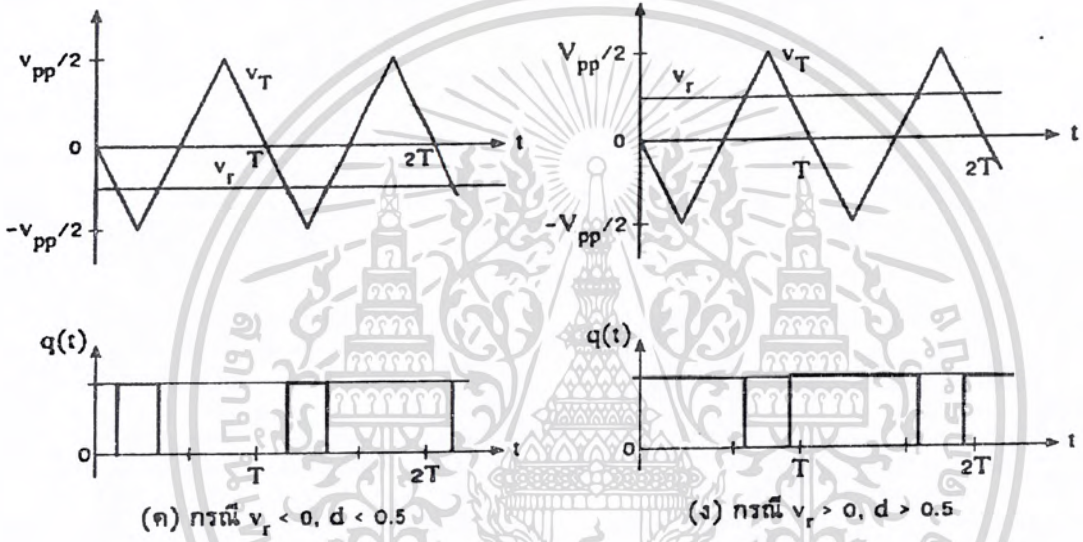
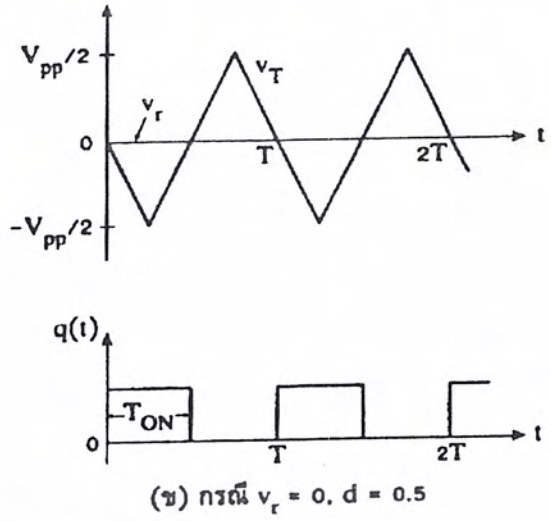
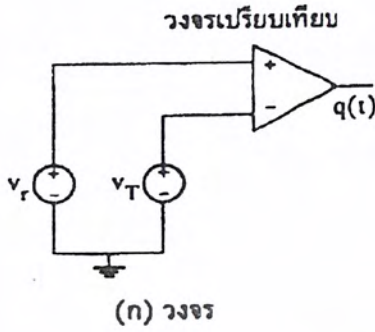
โดยที่  $V_{pp}$  คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันสามเหลี่ยม  $V_T$  เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (18) และ (16) เราพบว่า  $V_T$  แปรค่าซ้ำๆ เมื่อเทียบกับคาบการสวิตช์ เช่น  $V_r = V_r \sin \omega_a t$  โดยที่  $2\pi\omega_a \ll 1/T$  จะได้

$$d(t) = q(t) = 0.5 + m_a \sin \omega_a t \quad (20)$$

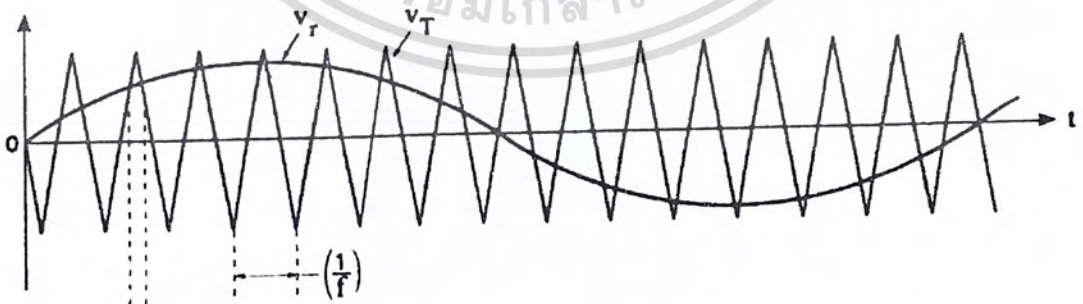
โดยที่

$$m_a = \frac{V_r}{V_{pp}} \quad (21)$$

ในรูปที่ 2.6 แสดงรูปคลื่นของ  $V_r$  และ  $V_T$  เทคนิคนี้มีชื่อว่า การใช้รูปไซน์ตัดกับสามเหลี่ยม (sine – triangle intercept technique) .



รูปที่ 2.6 แสดงค่า Duty cycle รอบๆ ค่า 0.5



รูปที่ 2.7 แสดงหลักการกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์เพื่อให้ Duty cycle แปรค่า รอบๆ ค่า 0.5 โดยใช้เทคนิครูปไซน์ตัดกับสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

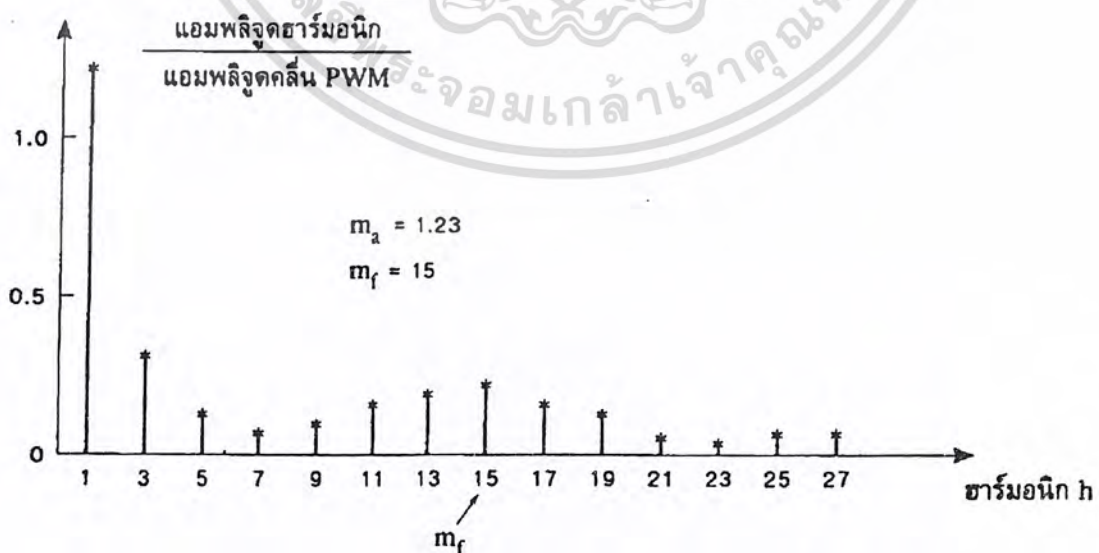
## การเลือกค่า $m_f$ และ $m_a$

อัตราการมอดูเลตความถี่  $m_f$  คือ  $f/f_a$  ต้องมีค่าใหญ่กว่า 1 มาก โดยทั่วไปเราจะเลือกค่าความถี่การสวิตช์  $f$  ไม่ให้สูงเกินไป เช่น ต่ำกว่า 5 KHz (100 เท่าความถี่ของสายกำลัง) เพื่อลดการสูญเสียในการสวิตช์ซึ่งเป็นการปฏิภาคกับความถี่ หรือไม่ก็เลือก  $f$  ให้สูงกว่า 20 KHz เพื่อไม่ให้ห่วงจรกำเนิดเสียงที่หูของคนเราได้ยินและจะเกิดความรำคาญ ถ้าใช้อินเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ความถี่ด้านออก  $f_a$  มักมีค่าไม่เกิน 200 Hz จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $f_a = 200\text{Hz}$  ถ้าเลือกให้  $f$  ไม่เกิน 5 KHz อัตราการมอดูเลตความถี่จะมีค่าไม่เกิน 25

ในกรณีที่  $m_f \leq 25$  เราควรใช้เทคนิค PWM (synchronous) คือ รูปคลื่นของ  $V_r$  และ  $V_T$  เข้าใจหว่ากันและกัน  $m_f$  เป็นเลขจำนวนเต็ม อีกประการหนึ่ง ณ เวลาที่  $V_T$  เป็นศูนย์ทั้งคู่ ความลาดชัน (Slop) ของ  $V_r$  และ  $V_T$  ควรมีค่าตรงกันข้าม (ดูรูปที่ 2.7)

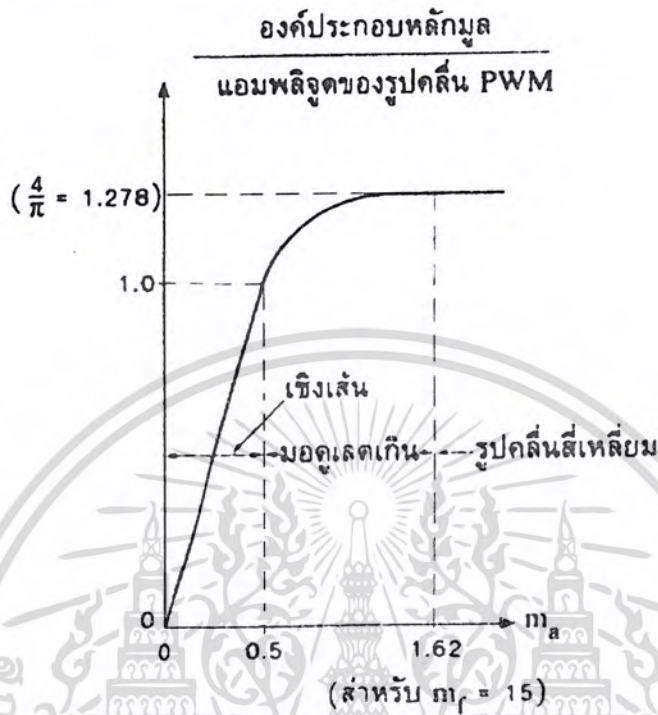
ในกรณีที่  $m_f > 25$  การใช้เทคนิค PWM synchronous อาจจะไม่จำเป็น เนื่องจาก  $m_f$  มีค่ามาก ฮาร์โมนิกย่อย (subharmonic) อันเนื่องมาจากการไม่เข้าใจหว่ากันของ  $V_r$  และ  $V_T$  จะมีค่าต่ำอย่างไรก็ดีสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ฮาร์โมนิกย่อยที่มีความถี่ต่ำ แม้จะมีเพียงเล็กน้อยก็อาจจะทำให้เกิดกระแสค่าสูง จึงควรหลีกเลี่ยงกรณีที่  $m_f$  ไม่เป็นเลขจำนวนเต็มอยู่ดี

เมื่อใช้เทคนิครูปไซน์ตัดสามเหลี่ยม อัตราการมอดูเลตแอมพลิจูด  $m_a$  มีค่าเท่ากับ  $V_r/V_{pp}$  ถ้า  $m_a < 0.5$  หมายความว่าแอมพลิจูดรูปไซน์เล็กกว่าของรูปสามเหลี่ยม แสดงว่าเราอยู่ในพิสัยเชิงเส้น ถ้าเราต้องการเพิ่มแอมพลิจูดขององค์ประกอบหลักมูล เราอาจจะพยายามเพิ่มค่า  $m_a$  ให้ใหญ่กว่า 0.5 ในกรณีนี้เรียกว่าการมอดูเลตเกิน (Over modulation) การมอดูเลตเกินมีผลทำให้ให้เกิดการฮาร์โมนิกต่ำในรูปคลื่น PWM (ดูรูปที่ 2.8) และอิมพลิจูดขององค์ประกอบหลักมูลจะเป็นฟังก์ชันไม่เชิงเส้นของ  $m_a$  (ดูรูปที่ 2.9)



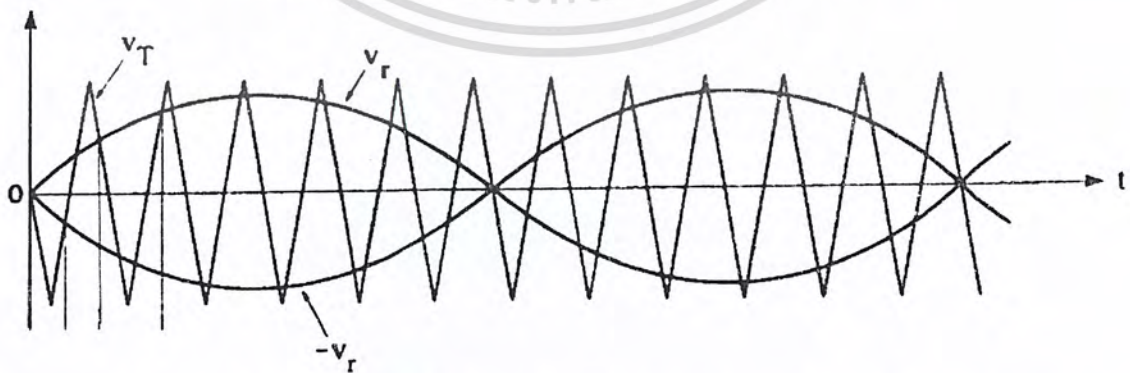
รูปที่ 2.8 สเปกตรัมของรูปคลื่น PWM ที่ใช้สวิตช์แรงดันแบบสองขั้วและมีการมอดูเลตเกิน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออัตราการมอดูเลตแอมพลิจูดมีค่าสูงขึ้นจนถึงประมาณ 1.62 รูปคลื่น PWM จะมีลักษณะเหมือนรูปสามเหลี่ยม และองค์ประกอบหลักมูลมีค่าประมาณ  $4/\pi$  เท่าแอมพลิจูดของรูปคลื่น PWM ในกรณีที่มีการมอดูเลตเกิน เราควรใช้เทคนิค PWM แบบ synchronous



รูปที่ 2.9 แสดงอัตราส่วนระหว่างแอมพลิจูดขององค์ประกอบหลักมูลกับแอมพลิจูดรูปคลื่น PWM ในกรณีที่มีการมอดูเลตเกิน

สำหรับรูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบชั่วเดียววิธีที่หนึ่ง Duty cycle ส่วนที่เป็นฟังก์ชันไซน์จะมีเฟสต่างกัน  $180^\circ$  นั่นคือ  $D = 0.5 \pm m_a \sin \omega_a t$  (ดูสมการที่ (20.15)) เราต้องใช้วงจรเปรียบเทียบดังในรูปที่ 20.9 (ก) 2 ชุด ชุดแรกใช้แรงดัน  $V_r = V_r \sin \omega_a t$  ชุดที่ 2 ใช้แรงดัน  $-V_r$  รูปคลื่นของแรงดันสามเหลี่ยมและแรงดันอ้างอิงจะเป็นดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 รูปคลื่นสามเหลี่ยมและรูปไซน์ ซึ่งนำมาตัดกันเพื่อให้เกิดสัญญาณขับสวิตช์ในกรณี การสวิตช์แรงดันแบบชั่วเดียววิธีที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

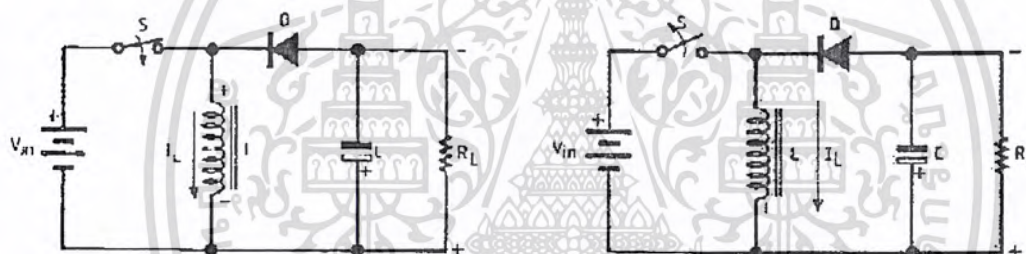
## 2.3 คอนเวอร์เตอร์ (Converter)

ในโครงการนี้ จำเป็นต้องใช้ CONVERTER เพื่อแปลงแรงดันไฟตรง 12 V จากแบตเตอรี่ เป็นแรงดันสูงประมาณ 310 โวลท์ก่อนที่จะแปลงแรงดันดังกล่าวให้เป็นแรงดันกระแสสลับ 220 โวลท์ รูปคลื่น Sine โดยคอนเวอร์เตอร์นั้น แบ่งออกเป็นหลายชนิดดังนี้

1. ฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช – พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push – pull Converter)
4. ฮาร์ฟ – บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Half – Bridge Converter)
5. ฟูล – บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ (Full – Bridge Converter)
6. รีโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converter)

โดยทั้งหมดมีรายละเอียดดังนี้

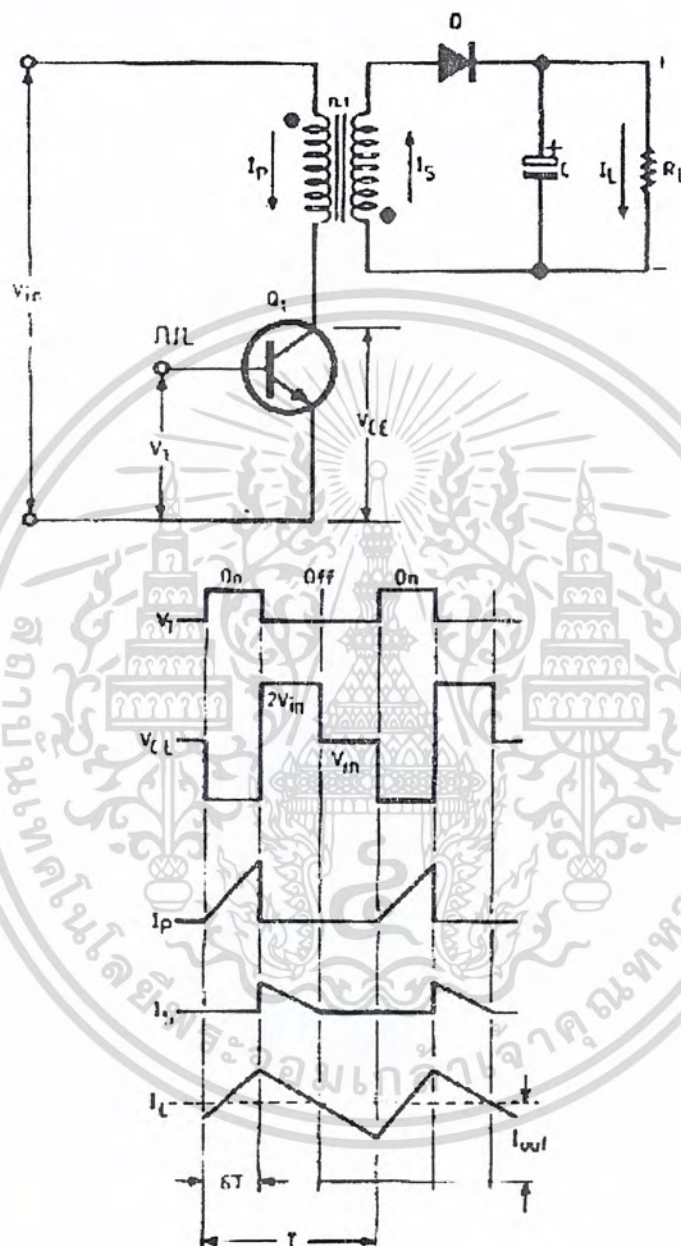
### ฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)



รูปที่ 2.11 หลักการคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คขั้นพื้นฐาน

จาก รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค เมื่อสวิตช์ S ปิด รูป (ก) กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L$  สะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็ก ไดโอด D จะถูกไบแอสกลับ จึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด  $R_L$  ในขณะนี้ ต่อมาเมื่อสวิตช์เปิด รูป (ข) ตัวเหนี่ยวนำก็จะคายพลังงานออกมา (เนื่องจากสนามแม่เหล็กยุบตัว) แต่ขั้วของแรงดันจะกลับขั้วกับที่ป้อนเข้ามา (ซึ่งเป็นไปตามธรรมชาติของตัวเหนี่ยวนำ) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรง นำกระแสจากการคายพลังงานกลับของตัวเหนี่ยวนำกลับไปสู่ โหลด และจะมีขั้วแรงดันตรงข้ามกลับแรงดันอินพุตถ้าสวิตช์ปิด-เปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่องกระแสอินพุตและเอาต์พุต ก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์อย่างต่อเนื่องด้วยจึงสรุปได้ว่า ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คนั้น พลังงานจะถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำในระหว่างที่สวิตช์ปิด และพลังงานจะถูกปล่อยไปสู่โหลดในระหว่างสวิตช์เปิด หรือฟลายแบ็คนั่นเอง

รูปแบบพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ที่แสดงในรูปที่ 2.11 นั้นไม่ได้รับการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต จึงไม่ค่อยปลอดภัยเท่าไรนัก ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ซึ่งที่ใช้กันในทางปฏิบัติจึงต้องมีหม้อแปลงแยกจากกันทางไฟฟ้า ซึ่งเป็นหม้อแปลงความถี่สูงที่มีขนาดเล็ก



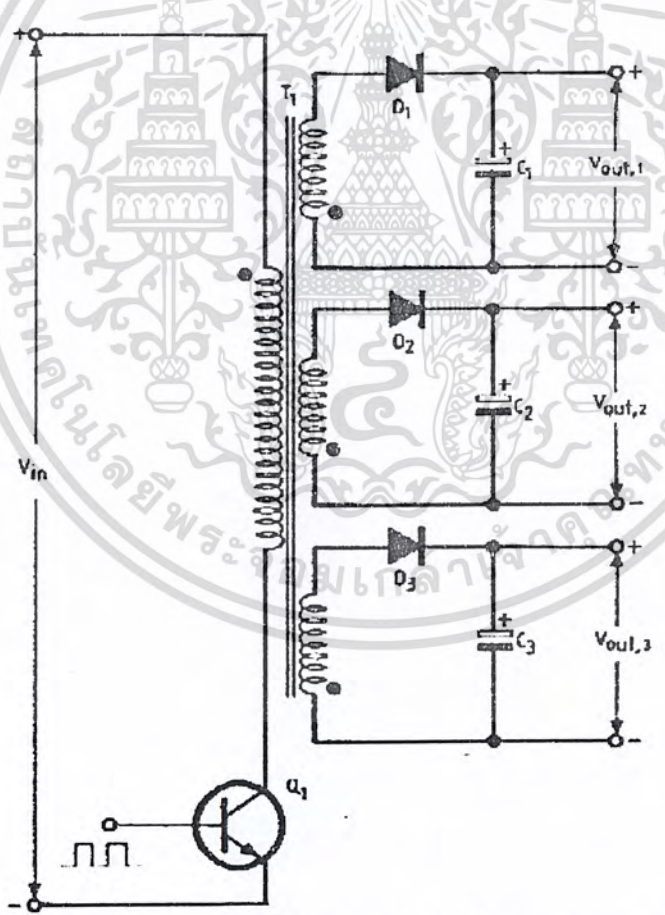
รูปที่ 2.12 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ใช้กันในทางปฏิบัติดังรูปที่ 2.12 พร้อมด้วยรูปคลื่นของสัญญาณตามจุดต่างๆเมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 นำกระแส กระแสจะไหลผ่านขดปฐมภูมิและสะสมพลังงานไว้ แต่แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขดทุติยภูมิ จะมีชั่วครู่กันข้ามกับขดปฐมภูมิ (สังเกตจากจุดที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ) ดังนั้นจึงไม่มีพลังงานปล่อยไปยังโหลด เพราะไดโอดถูกไบแอสกลับและเมื่อ Q1 หยุด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแส ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะคลายพลังงานออกมา แต่ขั้วแรงดันจะกลับกันทำให้ไดโอดค้ำน ทฤษฎีได้รับไบแอสตรงนำกระแสผ่านไปยังโหลดและเก็บประจุที่ C แม้ว่าหม้อแปลงจะทำหน้าที่แยก จากกันทางไฟฟ้าแล้ว ยังกระทำตัวเป็นโซ่อีกด้วย ซึ่งในทางทฤษฎีไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำที่ เอาต์พุต อีก แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อยๆไว้ ตรงระหว่างไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI / RFI ที่เกิดจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์เอง

**คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คในรูปแบบอื่น**

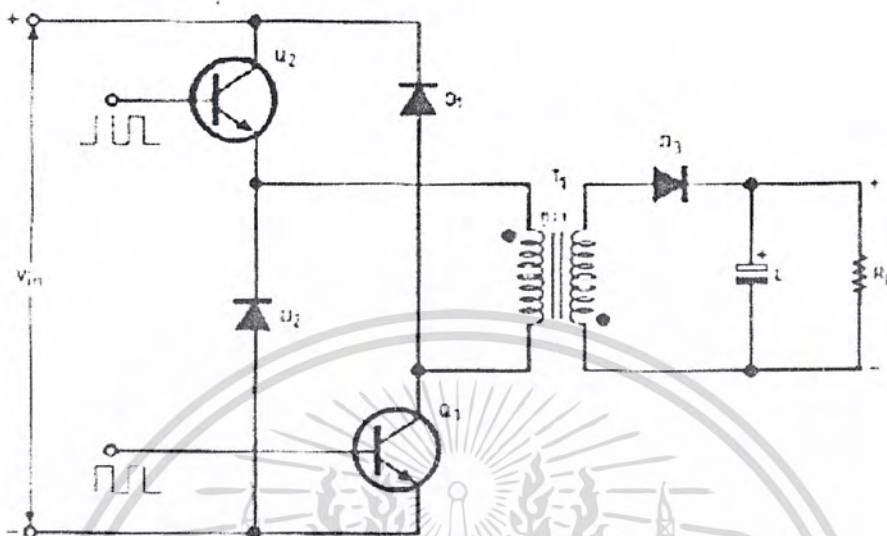
ข้อเสียของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ผ่านมา คือทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้ สูงมากกว่า 2 เท่า ของแรงดันอินพุต ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันได้สูง มักมีราคาแพง จึงได้ มีการปรับปรุงรูปแบบของวงจรมาเป็น ดังรูปที่ 13 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวให้ ทำงานพร้อมกัน ไดโอด D1 และ D2 จะทำหน้าที่ เป็นแคลมป์ไบ่งไดโอด (Clamping Diode) จำกัดแรงดัน  $V_{CE}$  ของทรานซิสเตอร์ ให้ไม่เกิน  $V_{IN}$  ดังนั้นจึงสามารถใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ทนแรงดันต่ำได้



รูปที่ 2.13 คอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็คที่ให้แรงดันหลายระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

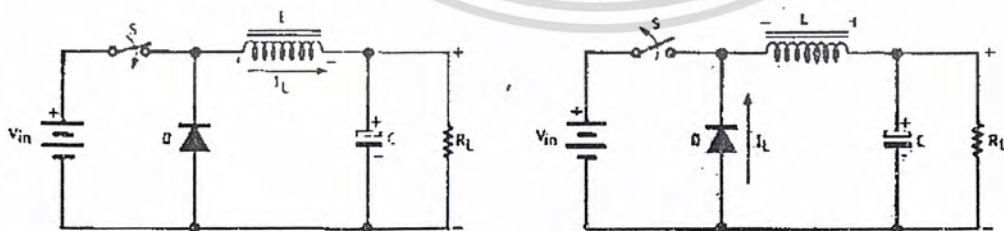
นอกจากนี้ ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุต จากคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กหลายๆ ระดับก็ สามารถทำได้ง่าย ๆ โดยการเพิ่มขดลวดทุติยภูมิที่หม้อแปลง ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ดัดแปลงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง

### ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

มีลักษณะวงจรและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 เมื่อ Q1 ทำงานจะมี กระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ ของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปของสนามแม่เหล็ก และยังส่ง สนามแม่เหล็กบางส่วนไปคล้องเกี่ยวกับ 2 ขดที่เหลือ โดยแรงดันที่จุดของขดปฐมภูมิ และ ทุติยภูมิ จะมีขั้วเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะนี้จึงมีกระแสไหลผ่านไดโอด D2 ไปสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังโหลด  $R_L$  ส่วน D3 จะถูกไบแอสกลับ



รูปที่ 2.15 ลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอว์เวิร์ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q1 หยุดทำงานสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัวทำให้ชั่วแรงแค้นที่จุดทางด้านทุติยภูมิเปลี่ยนเป็นลบ D2 จึงถูกไบแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคายพลังงานโดยผ่าน  $R_L$  และ D3

สำหรับขดลวดขดกลาง (ดีแมกนีโตเซชัน) ของหม้อแปลง T1 นั้นจะทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กตกค้าง เมื่อ Q1 หยุดทำงาน โดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กด้านกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส ซึ่งก็คือพื้นที่ ส่วนที่แรงงานรูปคลื่น  $I_p$  นั้นเอง

### พุก - พูล คอนเวอร์เตอร์ (Push - Pull Converter)

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ เป็นการนำเอาคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาต่อร่วมกันโดยทำงานแบบผลัดกันส่งพลังงานไปยังโหลดในแต่ละครึ่งไซเคิล

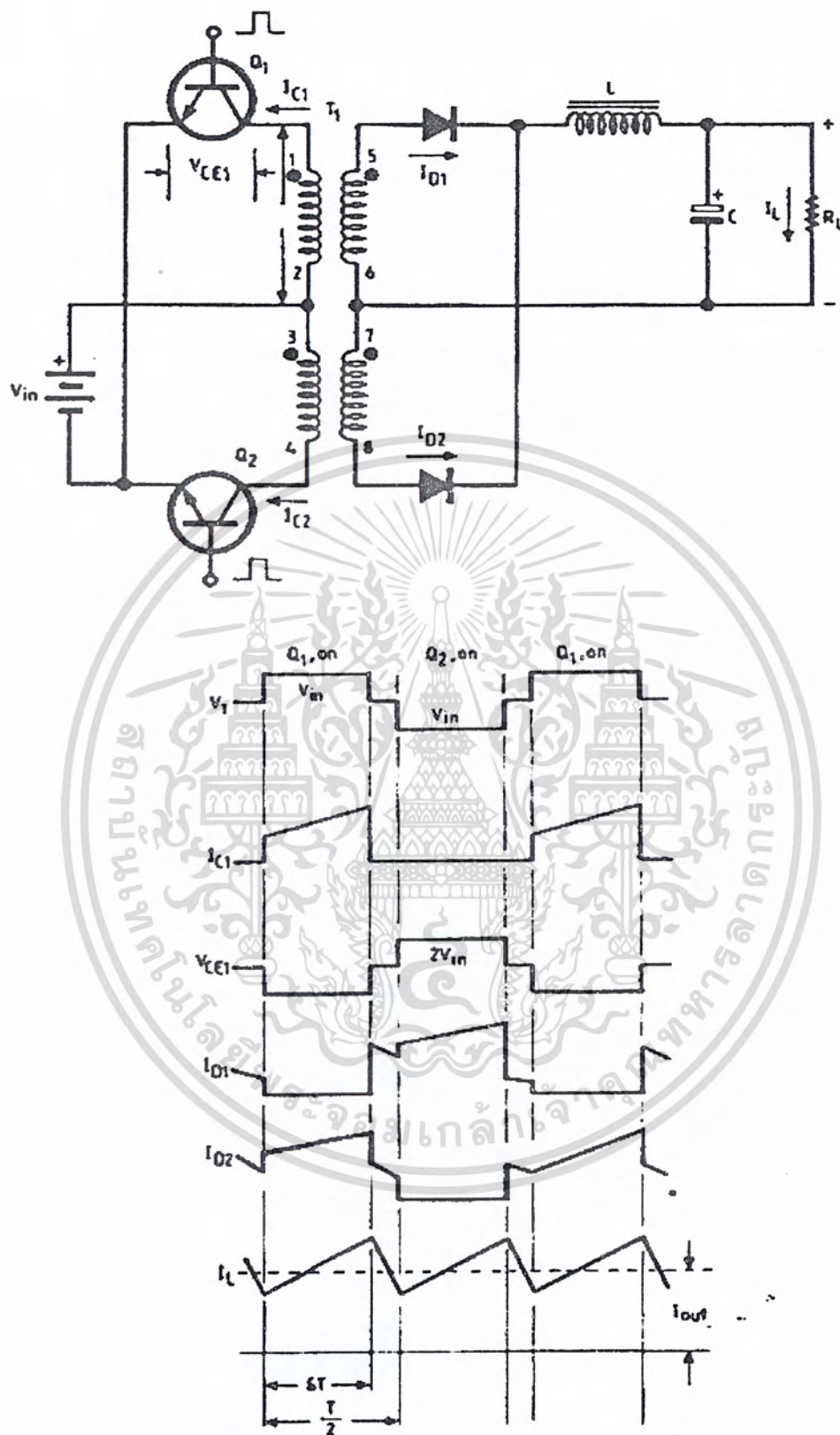
ลักษณะวงจรเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พูล และรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 6 เมื่อ Q1 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T1 จากจุด 2 ไปยัง จุด 1 ดังนั้นจุด 5 และจุด 7 มีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D1 จึงนำกระแส  $I_{d1}$  ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและโหลด ในขณะที่ D2 ถูกไบแอสกลับ แรงแค้นเอาที่พุกที่ตกคร่อม

แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์แบบพุก - พูลจะมีข้อดีหลายอย่างเช่น ปริมาตรของแกนเล็กลง กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับเคลื่อนด้วยกราวด์เดียวกันทำให้วงจรจับเบสไม่ยุ่งยาก ฯลฯ แต่ก็ยังมีข้อเสียบางอย่างที่ทำให้ไม่นิยมเท่าที่ควร

ข้อเสียอย่างแรกคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ต้องใช้จะต้องทนแรงแค้นได้มากกว่า 2 เท่าของแรงแค้นอินพุต บวกกับแรงแค้นสไปค์ซึ่งเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ดังรูปที่ 13 ซึ่งสิ่งนี้อาจจะเป็นปัญหาในการนำไปใช้กับโหลดที่ต้องการกำลังสูงๆ

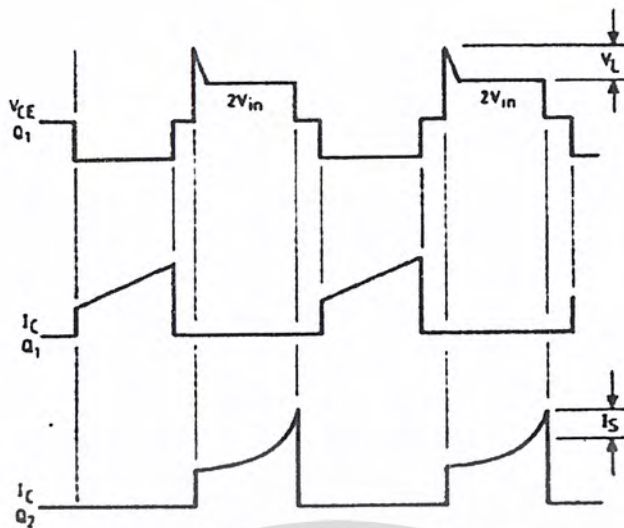
นอกจากนั้นในรูปที่ 2.17 ยังแสดงถึงปัญหาข้อที่ 2 ของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ นั่นก็คืออันตรายจากการอิมพัลส์ของแกนหม้อแปลงซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

จากวงจร เมื่อ Q1 นำกระแสและ Q2 ไม่ทำงานเส้นแรงแม่เหล็กที่หม้อแปลงจะสวิงไปในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H และจะกลับทิศไปอีกทางหนึ่ง เมื่อ Q2 นำกระแสแทน Q1 และเพื่อให้ 2 พื้นที่ของกราฟ B-H ที่เกิดจากการสวิตช์ของ Q1 และ Q2 เท่ากัน คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องเท่ากันและอยู่ภายใต้สภาวะการทำงานเดียวกัน ถ้าไม่เป็นดังนี้ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กตกค้างในทิศทางใดทิศทางหนึ่งซึ่งเปรียบเสมือนการป้อนไฟตรงให้แก่หม้อแปลงตลอดเวลา แกนของหม้อแปลงจึงอิมพัลส์เร็วขึ้นทำให้เกิดกระแสสไปค์ดังรูปที่ 2.17 กระแสสไปค์ที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียเป็นจำนวนมากในทรานซิสเตอร์จนทำให้อุณหภูมิสูงขึ้น ซึ่งจะยิ่งทำให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แตกต่างกันมากขึ้นไปอีก จนทำให้ทรานซิสเตอร์พังในที่สุด



รูปที่ 2.16 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช – พูล และรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ

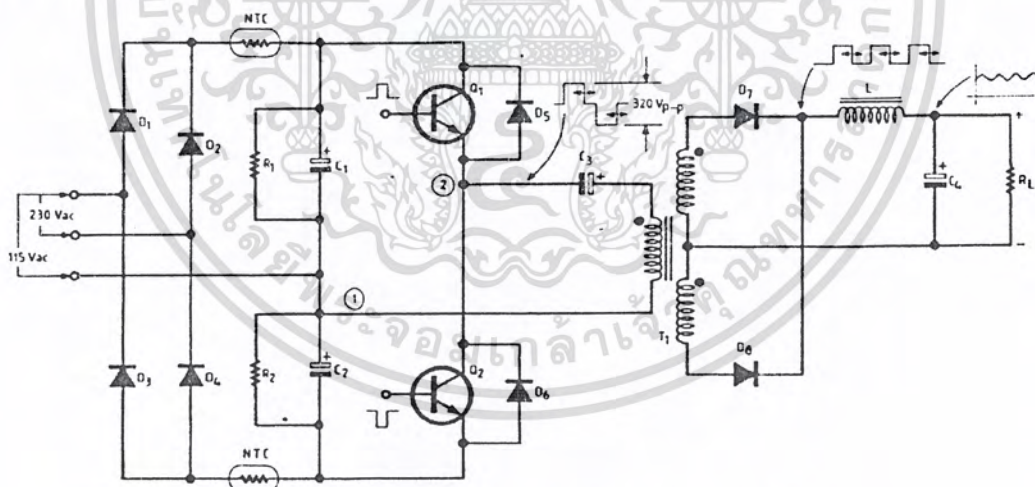
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำร้วไหลในวงจร พูช – พูล

### ฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half – Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้จัดเป็นตระกูลเดียวกับพูช-พูล เพราะใช้หลักการเดียวกันคือใช้ อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง 2 ตัว ช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด

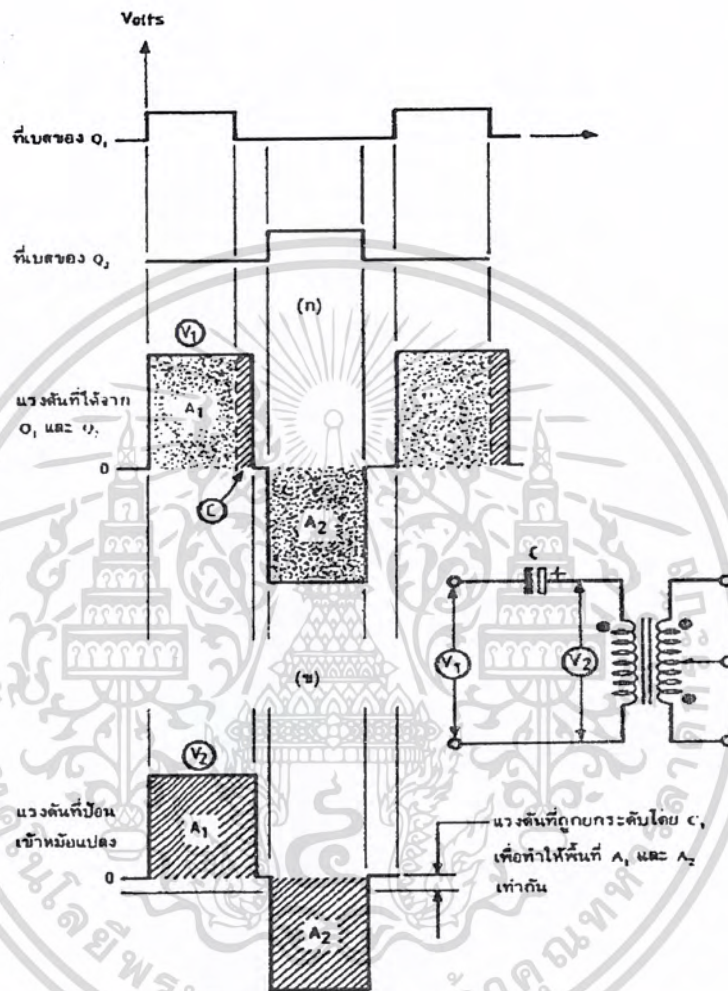


รูปที่ 2.18 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์

จากรูปที่ 2.18 สังเกตได้ว่าขดปฐมภูมิแต่ละด้านของหม้อแปลงจะถูกต่ออยู่กับจุดที่มีแรงดันไฟตรงเป็นครึ่งหนึ่ง ที่มีขั้วต่างกัน โดยมีทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 เป็นตัวสวิตซ์ตัดต่อ ทำให้ได้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจึงทำการเรกตีไฟร์และฟิลเตอร์แรงดันทางเอาท์พุทของขดทุติยภูมิ ด้วยไดโอด D7, D8, L และ C4 ได้เป็นไฟกระแสตรงป้อนแก่โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้ แรงดันที่ตกคร่อม  $Q_1$  และ  $Q_2$  ขณะไม่ทำงานมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตครึ่งหนึ่ง จึงสามารถใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันไม่สูงนักได้ แต่ในลักษณะการทำงานเช่นนี้ก็มีข้อเสียเช่นกันคือ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานจะมีค่าสูงเป็น 2 เท่าของวงจรแบบพุช - พูล



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจร ฮาร์ฟบริดจ์

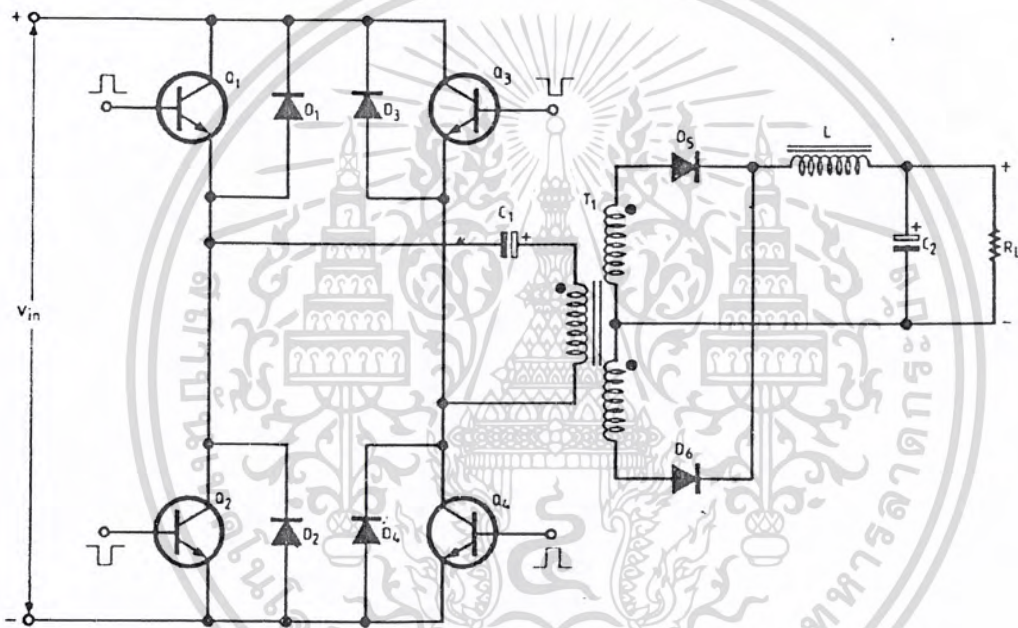
จุดประสงค์หนึ่งของวงจรนี้คือ ทำให้พื้นที่ทั้ง 2 ทิศทางของกราฟ B-H เท่ากันโดยอัตโนมัติ เพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว จากรูปที่ 2.19 ทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติการสวิตช์ที่ไม่เท่ากัน เช่น  $Q_1$  หยุดทำงานช้ากว่า  $Q_2$  ก็จะเกิดพื้นที่ C ดังรูปที่ 2.19ก ซึ่งแสดงแรงดันที่เกินขึ้นมา ถ้าปล่อยแรงดันซึ่งมีรูปคลื่นซิกวอกและลบไม่เท่ากันนี้ไปขับหม้อแปลง ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างขึ้นมาได้ ทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวและทรานซิสเตอร์อาจจะพังในที่สุด วงจรนี้จึงใช้วิธี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แก้โดยใส่ตัวเก็บประจุ  $C_3$  ไว้ค้ำปลิงสัญญาณก่อนป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง  $C_3$  จะทำการเลื่อนระดับไฟตรงของสัญญาณเพื่อชดเชยให้พื้นที่  $A_1$  และ  $A_2$  เท่ากันดังรูปที่ 2.19 (ข)

### ฟูล บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

แม้ว่าวงจรฮาร์ฟบริดจ์จะมีข้อดีในการลดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ลงมาครึ่งหนึ่งของ  $V_m$  และป้องกันไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว แต่ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์กลับเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแบบ พุช – พูล ดังนั้นจึงมักใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์ในงานที่ใช้กำลังต่ำและปานกลาง ไม่สูงมากนักเพราะว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนกระแสสูงๆหายากและราคาแพง



รูปที่ 2.20 วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ด้วยเหตุนี้จึงได้เกิดวงจรฟูลบริดจ์ ซึ่งรวมลักษณะเด่นด้านแรงดันของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ และด้านกระแสของวงจรพุช – พูล ไว้ดังรูปที่ 2.20 โดยการทำงานของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ซึ่งนำกระแสพร้อม กับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  นำกระแสพร้อมกับ  $Q_3$  โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน

จากการทำงานเช่นนี้จึงทำให้แรงดันทางขั้วขดปฐมภูมิของหม้อแปลงมีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง  $+V_m$  และ  $-V_m$  ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์  $V_{ce}$  ขณะไม่นำกระแสจึงไม่มากไปกว่า  $V_m$  อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านก็ยังเท่ากับวงจรพุช – พูลด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ข้อเสียของวงจรนี้ก็คือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ทรานซิสเตอร์ทำงานไม่พร้อมกันดังนั้นจึงต้องแยกใช้วงจรขับเคลื่อนของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันคโดยเด็ดขาด

## ไดโอดคอมมิวเตตติ้ง

คือไดโอดที่ต่อคร่อม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต มีหน้าที่อยู่ 2 อย่างคือ

- 1) เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ไดโอดจะชักนำพลังงานจากค่าความเหนี่ยวนำในหม้อแปลงกลับคืนสู่ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุต ด้วยเหตุนี้แรงดันนี้ที่เคยเกิดขึ้นในวงจรพุกซ์ – พูล จึงไม่เกิดขึ้นในวงจรฮาร์ฟบริดจ์
- 2) ป้องกันคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากการสวิงที่เป็นลบ อันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นการป้องกันทรานซิสเตอร์ไม่ให้พังเสียหายจากแรงดันย้อนกลับ

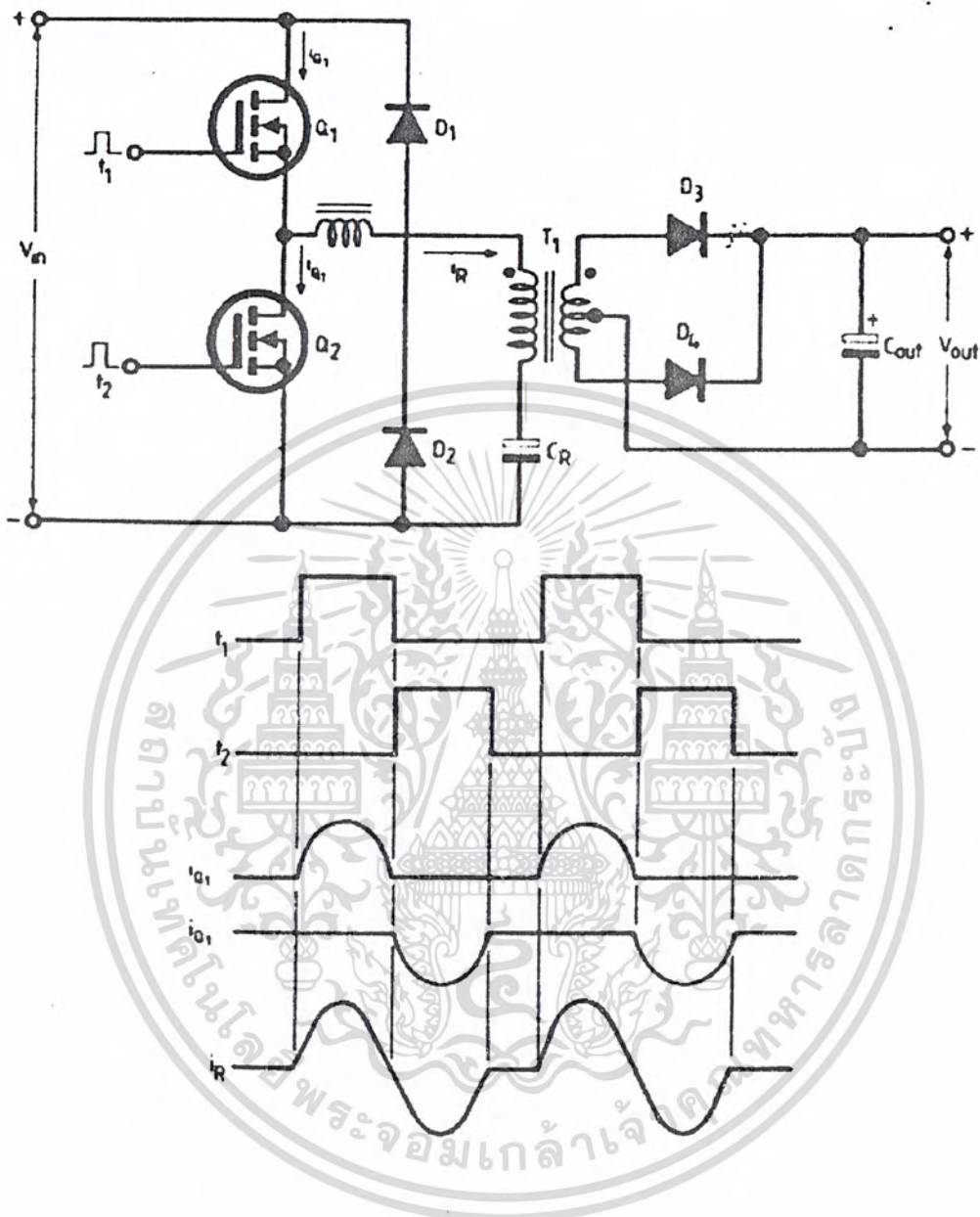
ไดโอดคอมมิวเตตติ้งมักจะเป็นแบบฟาสต์รีคัฟเวอรี่ หรืออัลตราฟาสต์รีคัฟเวอรี่ และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยที่สุดเป็น 2 เท่าของแรงดัน  $V_{ce}$  ขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

## คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 100 KHz ได้ซึ่งจะทำให้ไฟมีขนาดเล็กลง นอกจากนั้นคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ยังมีสัญญาณรบกวน EMI/EFI ต่ำมาก และสามารถทำงานได้ดีแม้จะทำงานที่ความถี่สูง

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็เป็นแบบหนึ่งที่น่ามาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะมีข้อได้เปรียบกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นตรงที่ ให้ประสิทธิภาพสูงกว่าในระดับกำลังเอาต์พุตที่เท่า ๆ กันเพราะว่าการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ต่ำมาก(ที่เพาเวอร์มอสเฟตและไดโอดเรียงกระแส) จึงทำให้แผ่นระบายความร้อน ที่ติดกับเพาเวอร์มอสเฟตมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดขนาดและน้ำหนักรวม ของแหล่งจ่ายไฟลงไปด้วย ที่เป็นเช่นนี้ได้ก็เนื่องจากลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะสวิตช์แรงดันไฟตรง เมื่อกระแสครนของเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้เป็นผลให้หม้อแปลงและตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลง เพราะกระแสที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมนี้จะเป็นรูปคลื่นชายน้อย่างแท้จริง จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว ดังเช่นที่เกิดขึ้นกับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ ที่มีลักษณะกระแสเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ทำให้การแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EFI และ RFI มีระดับต่ำ

รูปแบบวงจรและสัญญาณที่เกี่ยวข้อง ดังแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ

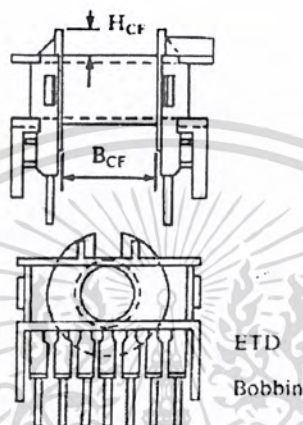
### แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บอบบี้ (Bobbin)

บอบบี้หรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟบอบบี้จะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้บอบบี้จะมีขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ตัวอย่างขนาดของบอบบี้ดูได้จากภาพบอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดงเพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



ภาพที่ 2.22 แสดงตัวอย่างของบอบบี้สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

## ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งโรมารี่และเซคชั่นคาร์รี่ของหม้อแปลงสวิตซิ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบี้เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่แผ่นขดลวด ความถี่และผลค้างเคียงอื่น ๆ

## เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซิ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟโรมารี่และขดเซคชั่นคาร์รี่ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซิ่งเป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

### ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกอบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ที่ภาพ

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง(ไม่เกิน125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับใช้สอดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็กจึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไปและไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่กล่าวถึง

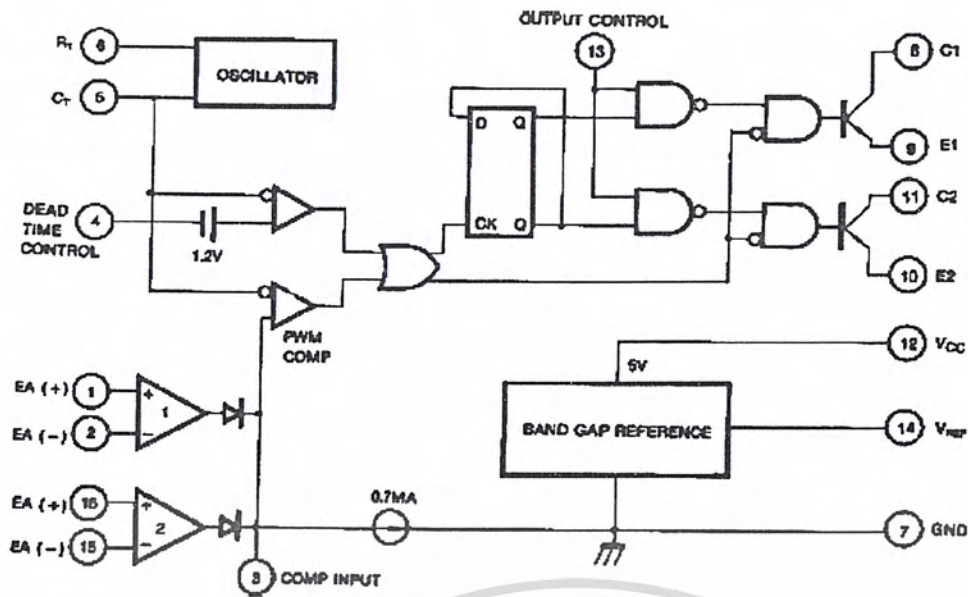
### ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์ของคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

### ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับหม้อควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยหม้อควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในภาพที่ การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

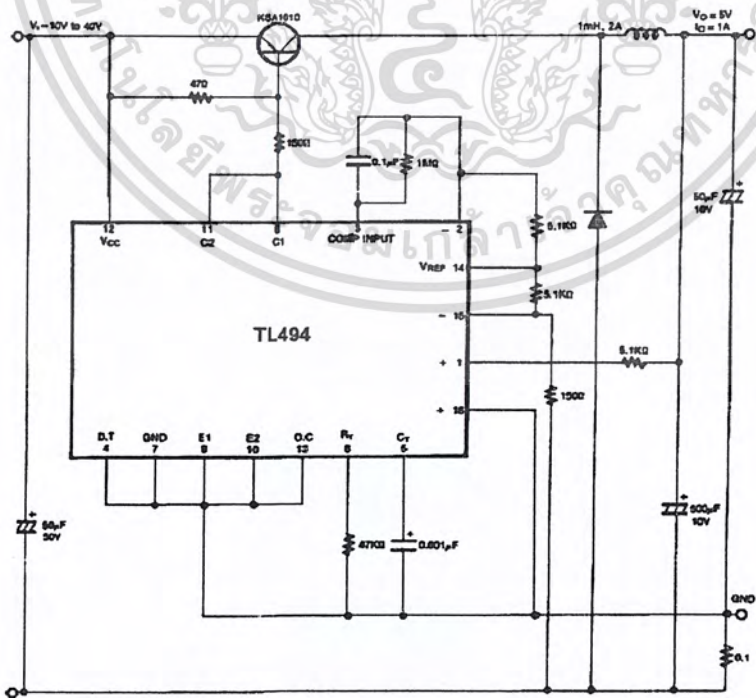


ภาพที่ 2.23 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

**การกำหนดคาบเวลาการทำงาน**

วงจรถง TL 494 เป็นวงจรถง PWM ที่มีความถี่ที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี คาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \quad (22)$$



ภาพที่ 2.24 รูปแสดงตัวอย่างการใช้งาน TL494

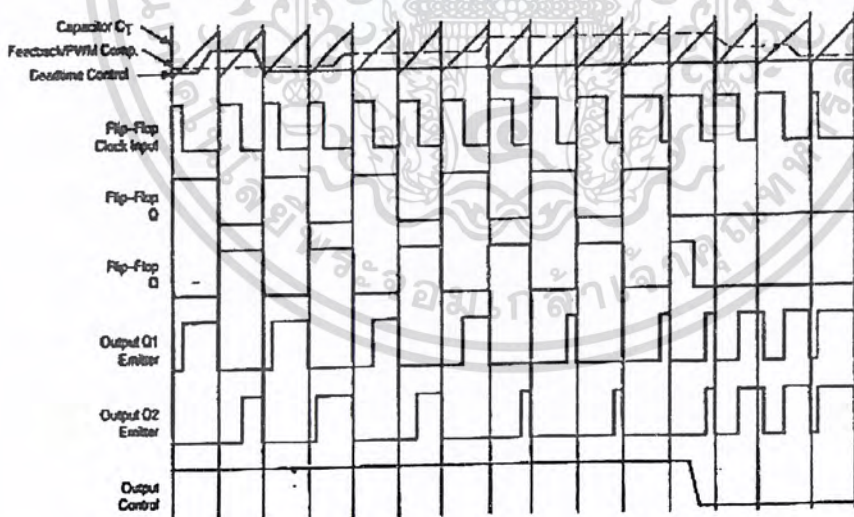
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกท ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อ  $C_k$  ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง  $C_k$  จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ ไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง  $(V_{CC} - 2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

Figure 2. Timing Diagram



ภาพที่ 2.25 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

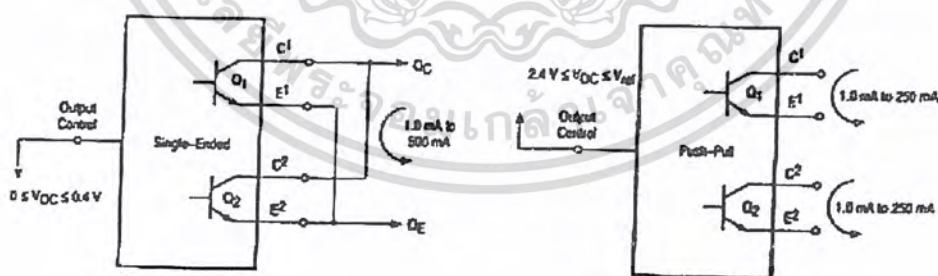
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การกำหนดคาบเวลาเมื่อ $T_D$

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดคาบเวลาเมื่อ  $T_D$  ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 % ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{ON}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

### การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Out Control) โดยขณะที่  $C_T$  ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Deat-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_k$  จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5  $V_{ref}$ ) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้น้ำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาในการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลาน้ำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)



รูปที่ 2.26 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $7 \leq V_{CC} \leq 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายในเท่ากับ 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง  $\pm 1.5\%$  ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง  $70^\circ\text{C}$

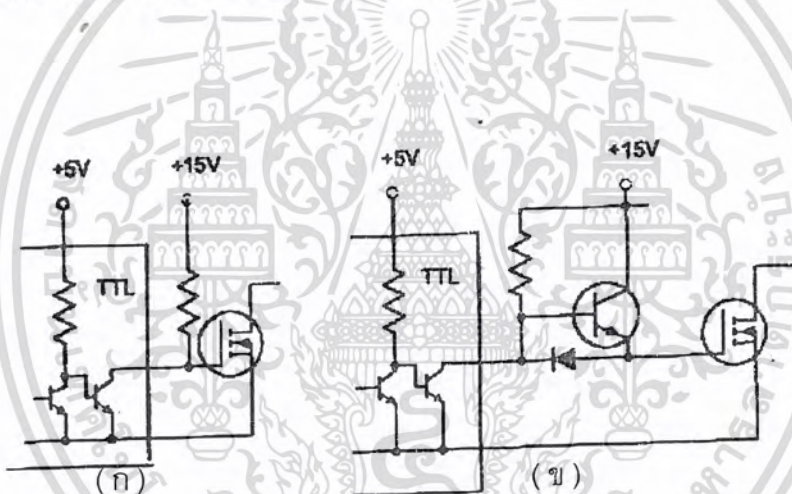
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรถับเพาเวอร์มอสเฟต

การจับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการจับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคกคร่อมที่ขาเกตและซอร์มีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การจับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

## วงจรถับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรถับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



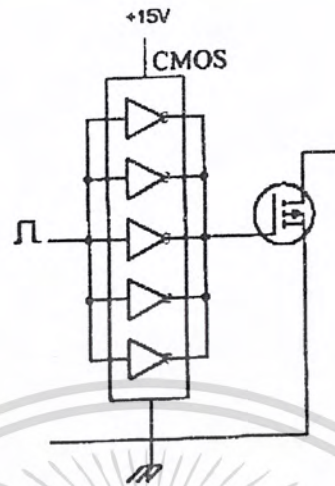
รูปที่ 2.27 แสดงการจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

ภาพที่ 2.27 (ก) แสดงวงจรถับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอ์ฟริซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะจับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมักมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอ์ฟริซิสเตอร์

ภาพที่ 2.27 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้นและลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรถับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

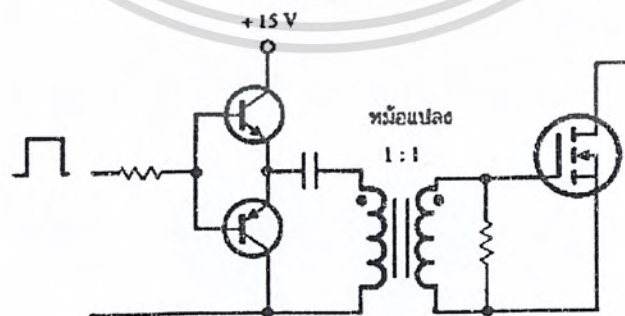


รูปที่ 2.28 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

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

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

## วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



ภาพที่ 2.29 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ฟริคจิ้งจวบเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการจวบเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

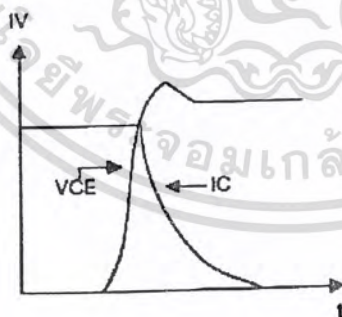
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรถวมคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรถวบเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังภาพที่ 2.29

### วงจรสับเบอ์

วงจรสับเบอ์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรถวบคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอ์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอ์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจรสับเบอ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

### วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส

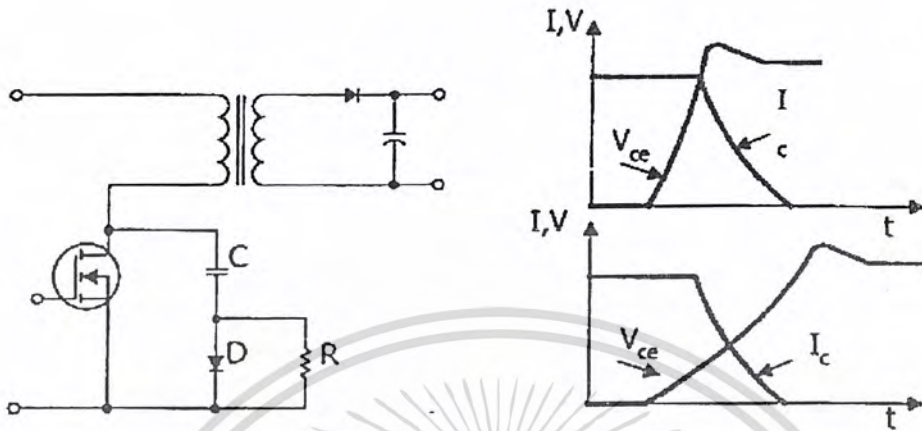
ในการเปลี่ยนแปลงสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสูงค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 (ก) แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอ์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่

ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.30 (ข)



รูปที่ 2.30 (ข) แสดงวงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และ ไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไปแรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไปค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{I_p * t_{ON} \pi}{2 * V_{in}} \quad (23)$$

$$R1 = \frac{t_{ON(min)}}{2 * 3 * C1} \quad (24)$$

เมื่อ  $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{in}$  คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

$t_{ON}$  คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$t_{OFF}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

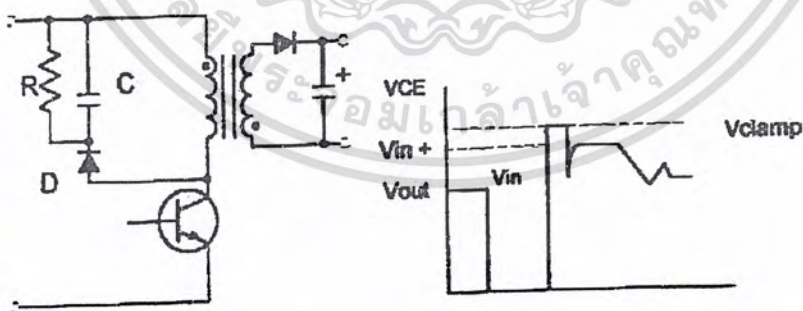
การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูงโดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

$$P_d = \frac{C1 (2V_m)^2}{2T} \quad (25)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### วงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปกติ ภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวอร์คอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอรัสามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.31



ภาพที่ 2.31 แสดงวงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดัน สไปค์ค่าของ R1 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} CV_c^2 = \frac{1}{2} L_i I_p^2 \quad (26)$$

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

$$C = \frac{L_i I_p^2}{(V_{cc0} - V_{clamp})} \quad (27)$$

เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ  
 $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{cc0}$  คือ อัตราแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off (min)}}{2 * 3 * C} \quad (28)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[(1/2) L_i I_p^2]}{T} \quad (29)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$T_{off}$  คือ ช่วงเวลาหนุ่ดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสในขณะที่ย่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ควรรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดำเนินตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

### ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่า ซิลิกอนไดโอดมากและฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

### เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดุมอดคูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงแบบ P-ch

### กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมากจึงมีการสูญเสียสูงกว่า เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

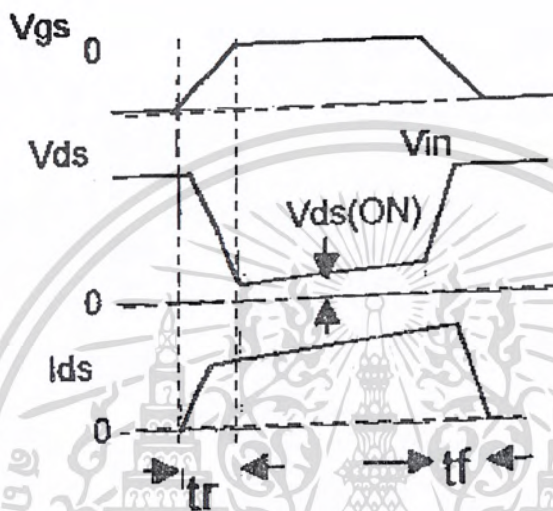
$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \quad (30)$$

$$P_{SW(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} * V_m tr}{f} \quad (31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.5 I_{pk(off)} * V_{in} tr}{T} \tag{32}$$

$$P_c = I_{Drms}^2 * R_{DSON} (T_j) \tag{33}$$



รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  
เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

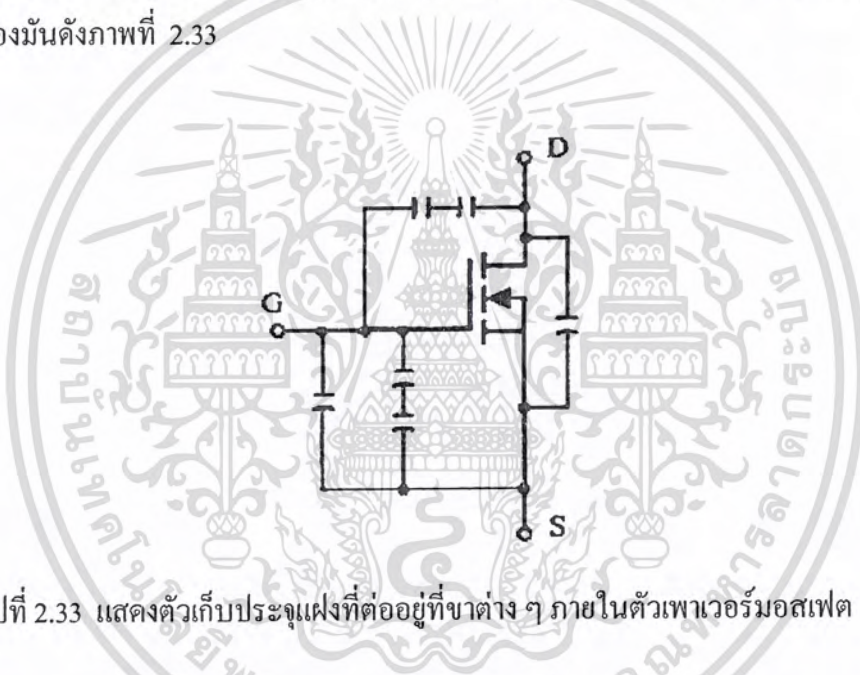
เมื่อ	Pc	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	Psw <sub>(off)</sub>	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	Psw <sub>(on)</sub>	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	Ipk <sub>(on)</sub>	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	Idrms	คือ	ค่ากระแส rms R <sub>dson</sub> (T <sub>j</sub> ) คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	T <sub>r</sub>	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	T <sub>f</sub>	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

## เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสแลอิมิตเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

## ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังภาพที่ 2.33

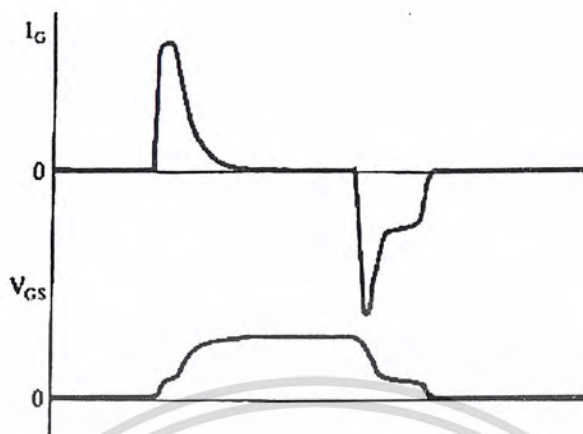


รูปที่ 2.33 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในภาพ

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

ภาพคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดัง  
ภาพที่ 2.34



ภาพที่ 2.34 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

### ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$  ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิทักดความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

### พิทักดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นอาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะ ดังนี้คือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การทดลองและผลการทดลอง

##### วงจรควบคุมการสวิตซ์ซิงจาก TL 494

จากวงจรไอซี TL 494 ถูกจัดให้ทำงานเพื่อกำเนิดพัลส์ ที่ขา 9 และ ขา 10 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุตของไอซี โดยจะกำเนิดพัลส์สลับกันไปมาระหว่างขา 9 และ ขา 10 สามารถปรับความถี่ในการสร้างพัลส์ได้ด้วยการปรับค่าที่ VR1 และมี VR2 ไว้สำหรับการปรับค่าเดดไทม์ หรือปรับค่าควิต์ไซ้เกิลการทำงานของมอสเฟต สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตขา 9 และ ขา 10 จะถูกต่อผ่าน R4 และ R6 ไปทริกขาเกตของ Q1 และ Q2 ตามลำดับ ซึ่งเป็นมอสเฟตเบอร์ IRF 510 เมื่อมอสเฟตทำงานจะทำให้ไฟบวกจากแบตเตอรี่ ไหลผ่านขดปฐมภูมิลงกราวด์ทำให้เกิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดทุติยภูมิ แล้วนำสัญญาณดังกล่าวไปเพื่อทริกเกตของมอสเฟตในส่วนภาคเพาเวอร์ ต่อไป โดยมีไดโอด D1-D10 ซึ่งเป็นซีเนอร์ไดโอดขนาด 9.1 โวลท์ เบอร์ IN4739 เป็นตัวจำกัดแรงดันเพื่อไม่ให้เกิดแรงดันสไปร์เกินขึ้น ซึ่งจะมีผลต่อเสถียรภาพในการทำงาน ของมอสเฟตในส่วนเพาเวอร์ ในส่วนของ D1,R8,C3และ D2,R9,C4 ที่ต่ออยู่ทางด้านขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จะทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าด้านกลับเมื่อQ1และQ2 หยุดนำกระแส

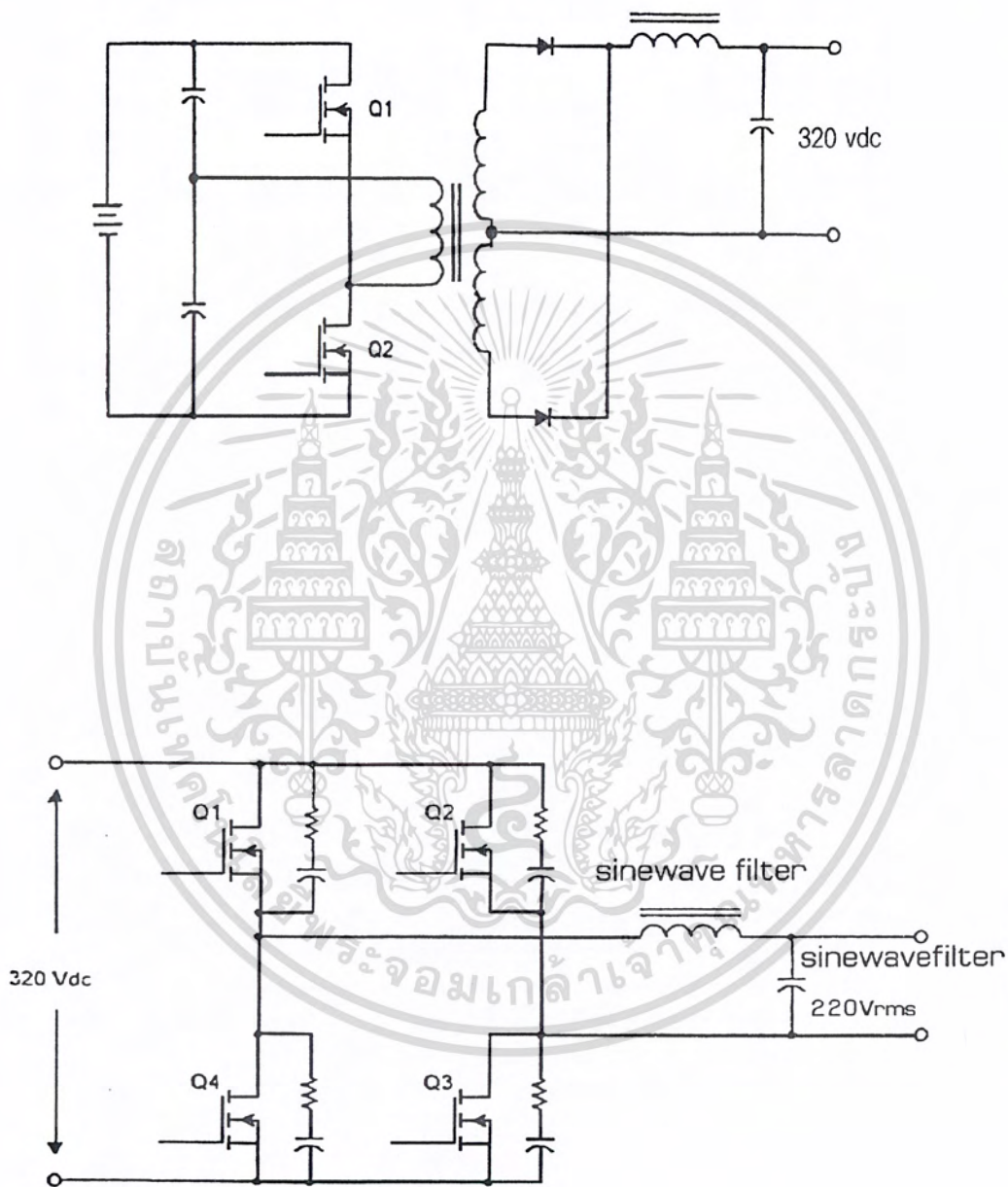
ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับวงจร จะได้มาจากแบตเตอรี่ แล้วผ่าน ไอซี 7812 เพื่อให้ได้แรงดันคงที่ที่ 12 โวลท์ โดยมี C6และC7 ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เรียบ และ C5และC8 เป็นตัวกรองสัญญาณรบกวนความถี่สูง ที่เกิดขึ้นจากการสวิตซ์ซิงลงกราวด์ จากการใช้ไอซีรักษาระดับแรงดันเบอร์ 7812 มาใช้ในแหล่งจ่าย จึงทำให้ ไฟฟ้าที่จ่ายให้กับไอซี TL494 แยกกับไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรสวิตซ์ซิง ดังนั้นจึงช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิตซ์ซิงลงได้

##### วงจรกิจักสัญญาณ PWM

จากวงจรไอซี TL 494 จะกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ 20 KHz ออกมาที่ขา 10 จากนั้นจะถูกนำไปหาความถี่ด้วยไอซี U2 , U3, U4 เพื่อให้ได้ความถี่ 50 เฮิรต์ แล้วถูกทำให้มีทั้งซีกบวกและ ซีกลบด้วย U5 จากนั้น ผ่านU6 ซึ่งต่อเป็นวงจรอินติเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ สามเหลี่ยมเข้าสู่ U7 ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 สัญญาณที่ออกจาก U7 จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ที่มีความถี่ 50 เฮิรต์ จากนั้นนำไปมอดูเลชันกับสัญญาณพื่นเลื่อย ที่ได้จากขา 5 ของไอซี TL 494 โดยเอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณพีคดับลิเวียม ในซีกการทำงานหนึ่ง ส่วนอีกซีกจะได้จาก สัญญาณซายน์ที่ถูกกลับเฟสโดย U9 แล้วนำไปมอดูเลชันกับพื่นเลื่อย ซึ่งไอซีที่ใช้ในการมอดูเลชันคือไอซี LM 393 สัญญาณที่ออกจากขา 1 และขา 7 ของ ไอซีเบอร์นี้จะเป็นสัญญาณพีคดับบริเวียม

## วงจรกำลัง

วงจรที่ใช้ในโครงงานนี้มี 2 ส่วนด้วยกันคือ วงจรฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรฟูลบริดจ์



รูปที่ 3.1 วงจรกำลังที่ใช้กับ โครงงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

### ทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับหม้อแปลง

กระแสที่ไหลผ่านขดลวด จะทำให้เกิดฟลักซ์ถ้าเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่านแกน โดยตลอดเมื่อนำขดลวดมาพันในแกนตรงข้าม ก็จะทำให้เหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันและมีกระแสไหลผ่านเช่นกันถ้าหากหม้อแปลงมีประสิทธิภาพสูงสุดแล้ว

$$N_p/N_s = V_p/V_s$$

จะเพิ่มหรือลดแรงดันขึ้นอยู่กับขดลวดว่าจะต้องการแรงดันเอาต์พุตต่ำหรือสูงกว่าแรงดันอินพุต โดยที่ศักดาไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับสมการ

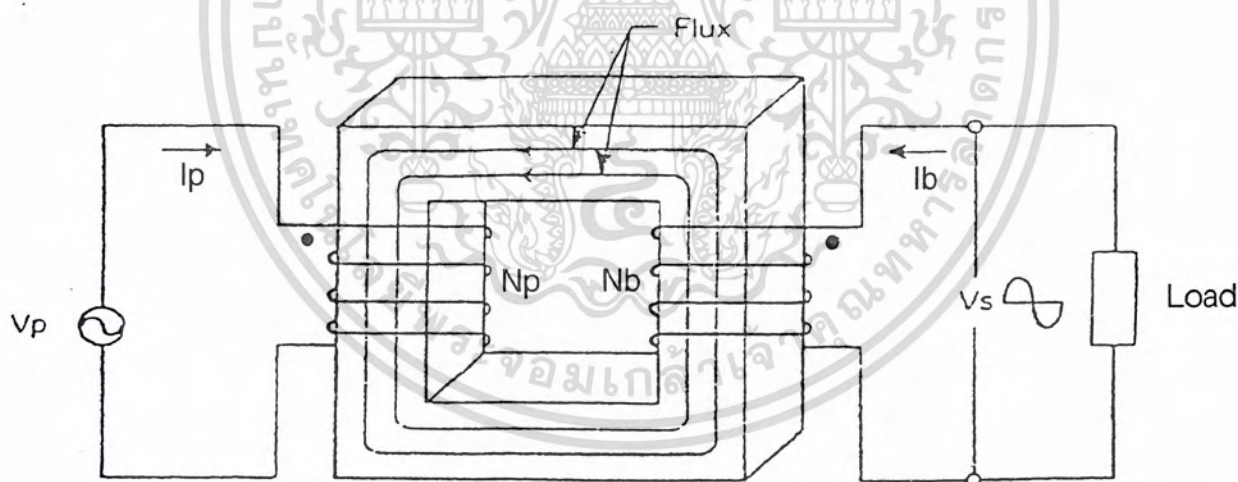
$$E = N A_s (dB/dt) 10^{-6}$$

ถ้าหากหม้อแปลงทำงานในช่วงลิเนียร์จะได้สมการ

$$B_{max} = V_p * (10)^8 / K f N_p A_s$$

โดยที่ค่า  $K = 4.4$  ถ้าเป็นคลื่นไซน์

$K = 4.0$  ถ้าเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม



รูปที่ 3.2 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงจะเลือก Bmax ในช่วงลิเนียร์ของ B-H curve โดยที่

$$B_{max} = B_{sat}/2$$

$$N_p = (V_p) \cdot (10)^8 / 4f B_{max} A_e$$

จะเห็นว่าพารามิเตอร์ที่ต้องการออกแบบจะสำคัญมากในการเลือกขนาดของแกนหม้อแปลงที่เหมาะสม พารามิเตอร์เหล่านี้ ได้แก่

- บริเวณเนื้อที่แกนที่จะพันขดลวด ซึ่งจะต้องเลือกให้พอดีที่จะพันตามขนาดของขดลวด เพื่อที่จะให้เกิดการสูญเสียน้อยที่สุด
- ขนาดของแกนที่เหมาะสม

พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้มีความสัมพันธ์กันตามสมการ

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

P : ความสามารถในการรับพลังงานของขดลวด ( วัตต์ )

B : ความเข้มสนามแม่เหล็ก ( Gauss )

A<sub>e</sub> : พื้นที่เอ็ฟเฟคทีฟ ( ตารางเซนติเมตร )

A<sub>c</sub> : พื้นที่ของบ็อบบิน ( ตารางเซนติเมตร )

วัสดุที่ใช้ทำแกนและการเลือกสารแม่เหล็กเกือบทุกชนิดสามารถที่จะเลือกมาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่แกน Ferrite เป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบมากในคอนเวอร์เตอร์รุ่นใหม่ ๆ

**คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์**

- ไม่ต้องเลือกการทำงานที่ B สูงๆ ( B<sub>sat</sub> = 3000 – 5000G : ของ Ferrite )
- ค่าสูญเสียในแกนต่ำมากที่ความถี่สูงๆ
- ง่ายต่อการประกอบ

**ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง**

- เลือกแกนเฟอร์ไรท์
- เลือกค่า B ที่ศักดาต่ำสุดจากตารางโดยประมาณจะเป็นครึ่งหนึ่งของค่าจริงๆ
- หาค่ากระแส I โดยคำนวณจากศักดาที่ต่ำสุดและจะต้องเป็นศักดาไฟแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_p = 3V_{in}/V_{out}$$

- หาขนาดของแกนและบ็อบบิ้น

$$A_c A_c = [0.68 P_{out} D / f B_{max}] * 10^3$$

D : เซอร์คิวลาร์มีด/แอมป์

แล้วเลือกค่า  $A_c$ ,  $A_c$  จากตารางให้เหมาะสมควรมากกว่า 50% ขึ้นไปของค่าที่คำนวณได้

- คำนวณขนาดลวดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อเราทราบ D และ  $I_p$

เราทราบ  $D I_p$  จะเป็นค่า C, m/A นำไปเลือกขนาดของลวดเมื่อทราบขนาดของบ็อบบิ้น

จะทราบจำนวนที่พัน

$$N_p = \frac{V_p * 10^8}{f \cdot B_{max} A_c}$$

สมมติพันทางปฐมภูมิไป 30% ของเนื้อที่จะได้จำนวนรอบที่ควรพันได้จากการคำนวณเช่น 100% 180% รอบ 30% ควรจะพัน 60 รอบ

กรณีที่พันจริงได้ 60 รอบ หรือน้อยกว่านี้ แสดงว่าเลือกแกนของบ็อบบิ้นได้ถูกต้องหากว่า  
ว่าได้มากกว่านี้ต้องเลือกและคำนวณใหม่

- ตรวจสอบค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุดที่แรงดันป้อนเข้าสูงสุด

หาค่าแรงดันป้อนเข้าสูงสุด

$$B_{max} = \frac{V_p * 10^8}{K_f N_p A_c}$$

- คำนวณจำนวนชั้นของค้ำปฐมภูมิหาขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด

- คำนวณหาจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิ

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

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติเมื่อทดสอบหม้อแปลงจริงๆ การพันแบบละเอียดจะดีกว่าแม้ว่าหม้อ

แปลงส่วนใหญ่จะพันขดลวดหนึ่งทับกับอีกขดหนึ่ง การที่จะลดตึกเกจอินดักแตนซ์ที่อาจเกิดขึ้นให้น้อย

ลงโดยการพันแบบแซนด์วิช

## แบตเตอรี่

แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสะสมของ UPS ช่วงเวลาเบ็กอัพขึ้นอยู่กับโวลตของ UPS และ  
ขนาดของแบตเตอรี่ แบตเตอรี่ที่นิยมใช้มีอยู่ด้วยกัน 2 แบบ คือ แบบนิเกิลแคดเมียม และชนิดตะกั่ว-  
สังกะสี ชนิด นิกเกิลแคดเมียมมีอัตราการอัดประจุ/การคายประจุดีกว่า มีช่วงอุณหภูมิใช้งานที่กว้าง และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อายุการทำงานสูงกว่า แต่ก็มีราคาสูงกว่าด้วย ชนิดตะกั่ว- สังกะสีมีข้อดีอยู่ในแง่ความปลอดภัยต่อผู้ใช้ และการสุกก่อนของอุปกรณ์มากกว่า ปัจจุบันมีแบตเตอรี่ที่ไม่ต้องเติมน้ำกลั่น และไม่ต้องบำรุงรักษา (maintenance – free) ซึ่งนิยมใช้กับ UPS กันอย่างแพร่หลาย

แบตเตอรี่ทั้ง 2 ชนิด แบ่งตามอัตราการประจุ/คายประจุได้ 3 ประเภท คือ สูง (H) กลาง (M) ต่ำ (L) ประเภทที่ต้องการกระแสสูงในระยะเวลาอันสั้น ส่วนประเภทต่ำเหมาะกับงานที่ต้องจ่ายกระแสต่ำ เป็นเวลานาน การกำหนดขนาดของแบตเตอรี่ มักกำหนดจากผลคูณของกระแสที่แบตเตอรี่จ่ายออกมา กับเวลาที่แบตเตอรี่จ่ายกระแส มีหน่วยเป็น แอมแปร์- ชั่วโมง หรือ Ah

(Ampere– hours) ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดและอัตราการประจุ/คายประจุ ของแบตเตอรี่ การเลือกแบตเตอรี่ต้องเลือกชนิดก่อนแล้วจึงเลือกขนาด ชนิดของแบตเตอรี่ต้องคำนึงถึงความเหมาะสม ประสิทธิภาพ อายุการใช้งาน ตลอดจนการบำรุงรักษา สำหรับการเลือกขนาดจำเป็นต้องมีข้อมูลดังต่อไปนี้คือ

- กำลังโหลด (P)
- ช่วงเวลาเบ็กอัพ (tb)
- เพาเวอร์แฟคเตอร์ของโหลด (PF)
- ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ ( $N_m$ )
- แรงดันต่ำสุดของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{min}$ )
- แรงดันต่ำสุดของแบตเตอรี่ คือ เซลล์ (end voltage หรือ voltage ( $V_{i_{min}}/cell$ ))

แล้วจึงคำนวณตามขั้นตอนต่อไปนี้

กระแสออกสูงสุดของแบตเตอรี่ ( $I_B$ )

$$(I_B) = \frac{P \times PE}{N \times V_{min}} \quad \text{แอมแปร์}$$

จำนวนเซลล์ของแบตเตอรี่ที่ต้องนำมาต่ออนุกรมกัน

$$N = \frac{V_{min} \times (V_{min} / CELL)}{\quad} \quad \text{เซลล์}$$

กำลังวัตต์ของแบตเตอรี่แต่ละตัวที่ต้องจ่าย

$$\text{Watts} = (P \times PE) / n \times m$$

การใช้งาน  $I_B$  ในการเลือกขนาดของแบตเตอรี่เป็นการชดเชยความจุที่ลดลงของแบตเตอรี่ เมื่ออายุการใช้งานมากขึ้นแล้ว เนื่องจากแรงดันแบตเตอรี่ต่อจ่าย โหลดมีค่าสูงกว่าแรงดันต่ำสุดที่ใช้คำนวณแต่ถ้าไม่ต้องการเผื่อขนาดของแบตเตอรี่ก็สามารถใช้กำลังวัตต์ต่อเซลล์ในการเลือกได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ทฤษฎีหม้อแปลง

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนบิตจะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมาฟลักซ์จะเปลี่ยนไปมาด้วย เรายำนำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกนนี้จะเกิดแรงดันและกระแสเหนี่ยวนำเราเรียกว่า หม้อแปลง

รูปที่แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่ายๆ ขดลวดทางอินพุท เรียกว่า ขดปฐมภูมิ และเอาต์พุท เรียกว่า ทูติยภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขดลวด และแรงดันจะมีอัตราส่วนคงที่คือ

$$N_p/N_s = V_p/V_s \quad \dots\dots(2)$$

$N_p$  คือ  $V_p$  จำนวนรอบขดลวด และแรงดันด้านปฐมภูมิ

$N_s$  คือ  $V_s$  จำนวนรอบของขดลวด และแรงดันทางด้านทุติยภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าเราให้  $B$  อยู่ในช่วงเส้นตรงเราจะได้

$$B_{max} = V_p \times 10^8 / K (N_p A_c) \quad \dots\dots(3)$$

เมื่อ	$B_{max}$	คือ	ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด
	$V_p$	คือ	แรงดันด้านปฐมภูมิ ( โวลท์ )
	$f$	คือ	ความถี่ ( เฮิรตซ์ )
	$N_p$	คือ	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ
	$A_c$	คือ	พื้นที่หน้าตัดของแกน ( ตารางเซ็นติเมตร )
	$K$	คือ	ค่าคงที่มีค่า 4.44 สำหรับแรงดันรูปไซน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

ปกติค่า  $B_{max}$  จะเลือกที่ค่า  $B_{sat}/2$  เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรง

ตัวประกอบที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่ง คือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดตัวนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบ๊อบบิ้น (Bobbin) ค่านี้จะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนเหล็กคำนวณจาก

$$P_{out} = (1.16 B_{max}^2 f d A_c A_e) \times 10^{-9} \quad \dots\dots(4)$$

เมื่อ  $P_{out}$  คือ กำลังที่จ่ายให้ (วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- d คือ ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในลวดตัวนำ ( แอมป์ต่อตารางเมตร)  
 Ac คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)  
 Ac คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบ็อบบิน ( ตารางเซ็นติเมตร)

บางบริษัทพื้นที่ของบ็อบบินใช้สัญลักษณ์  $\omega a$  หรือหน้าตัดบ็อบบิน และความหนาแน่นของกระแสในสายใช้หน่วยเซอร์คูลาร์มิลล์ ต่อแอมป์ (c.m./A) ใช้สัญลักษณ์ D โดย

$$D = (1.27 \times 10^6) / D \quad \dots(5)$$

นำค่า D แทนลงในสมการ 4 จะได้

$$P_{out} = (1.47 (B_{max} A_c A_e) \times 10^{-3} / D \quad \dots(6)$$

ค่า D จะเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าเพียง 200-400 เพื่อความปลอดภัยของสาย  
 สมการที่ 6 นี้ใช้สำหรับคำนวณและเลือกหาขนาดของแกนที่ใช้พันขดลวด

#### การเลือกลักษณะของแกนและชนิดของวัสดุ

วัสดุที่ใช้ทำเป็นแกนหม้อแปลงทั่วไป สามารถทำเป็นหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุด คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เพราะความหนาแน่นของฟลักซ์อยู่ในช่วง 3000-5000 เกาส์ มีการสูญเสียต่ำ ประกอบง่าย แกนเฟอร์ไรต์มีรูปร่างและขนาดมากมายมีลักษณะแกนที่เป็น EE, EI, EC ซึ่งใช้กับกำลังไฟสูงๆ และแกน พอด (POT) เหมาะสำหรับใช้กับกำลังไฟปานกลาง ( 20-200 วัตต์ ) ตารางที่ 1 แสดงแกนเฟอร์ไรต์ของบริษัทต่างๆ

#### ขั้นตอนการออกแบบ

- เลือกวัสดุที่ใช้ทำแกนและลักษณะแกน
- เลือก Bmax จากแผ่นข้อมูลของวัสดุที่เราเลือก โดยจากแผ่นข้อมูลเราจะได้อ่า Bsat ที่ 100 C เราจะเลือกค่า Bmax ที่แรงดันไฟสลับที่ค่าต่ำสุดที่อยู่ในช่วงการทำงานให้มีค่าน้อยกว่า Bsat เล็กน้อย

$$i_p = (P_{out} / \eta) * I / V_m$$

- เลือกขนาดของแกนและ Bobbin จากสมการที่ 5 การเลือกพื้นที่หน้าตัดของแกนในการทำงานจริง และพื้นที่หน้าตัด Bobbin ปกติจะให้สูงกว่าค่าที่คำนวณไว้อย่างน้อย 50%
- เลือกขนาดของสายและจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของสาย = ความหนาแน่นของกระแสในสาย x Ip

ในทางปฏิบัติขดลวดปฐมภูมิจะกินพื้นที่ 30% ของ Bobbin ถ้าพันแล้วขดลวดปฐมภูมิต่ำกว่า 60 รอบ ขนาดของ Bobbin จะใช้ได้

$$\text{จำนวนรอบ } N = \frac{V_{in \min} (DC)}{4\beta_{\max} \nabla V A_c}$$

$$\text{โดย } V_{in \min} = 2V_{\min} (ac)$$

$\nabla V$  คือแรงดันกระเพื่อมหลังจากการกรอง

- คำนวณหา  $B_{\max}$  ที่  $V_{in}$  ค่าสูงสุด

$$\beta_{\max} = \frac{V_p \cdot 10^8}{4 f N_p A_c}$$

- คำนวณหาขนาดของด้านทุติยภูมิ ซึ่งมีค่าเท่ากับ ความหนาแน่นของกระแสทางด้านทุติยภูมิ กับกระแสทุติยภูมิ เทียบตารางหาขนาดด้วย
- ตรวจสอบความหนาแน่นพอดีของการพันขดลวดปฐมภูมิ และทุติยภูมิจากความกว้างของ Bobbin หาด้วยเส้นผ่านศูนย์กลางของสาย เพื่อหาจำนวนชั้นได้ก็หาความหนาแน่นชั้น โดยเท่ากับจำนวนชั้น คูณขนาดสาย หารทั้งทางปฐมภูมิ และทุติยภูมิ แล้วนำมาบวกกัน พิจารณาว่าความหนาแน่นน้อยกว่าความสูงของ Bobbin หรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

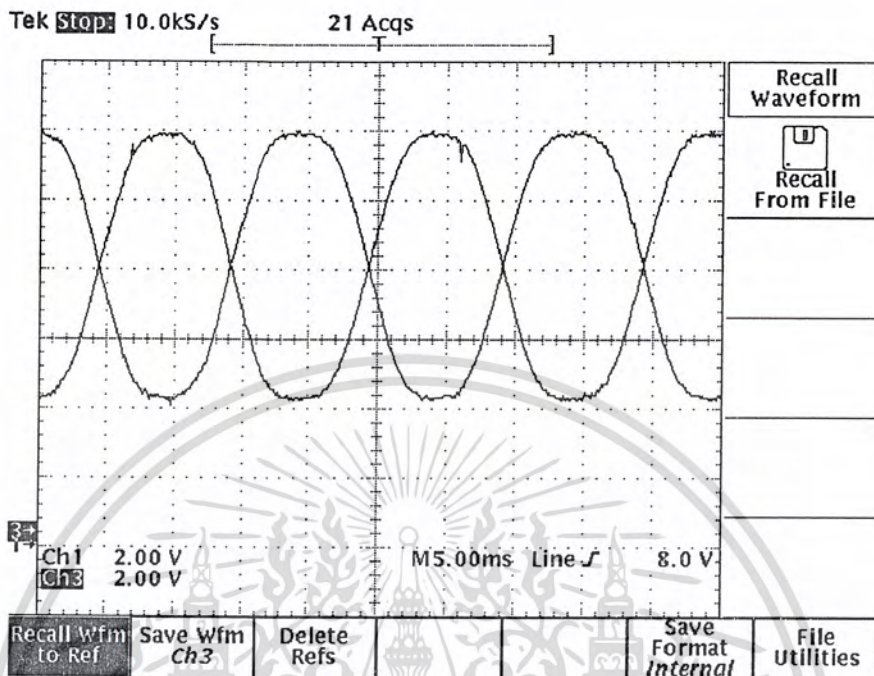
## ผลการทดลอง

LOAD (Watt)	Vin (Volt)	Vout (Volt)	Iin(Amp)	Iout(Amp)
40	25	230	1.7	0.16
100	24	220	4.8	0.46
200	23	210	10.1	0.9
300	22	195	13.2	1.2
400	20	170	15.8	1.4
500	18	150	17.5	1.6

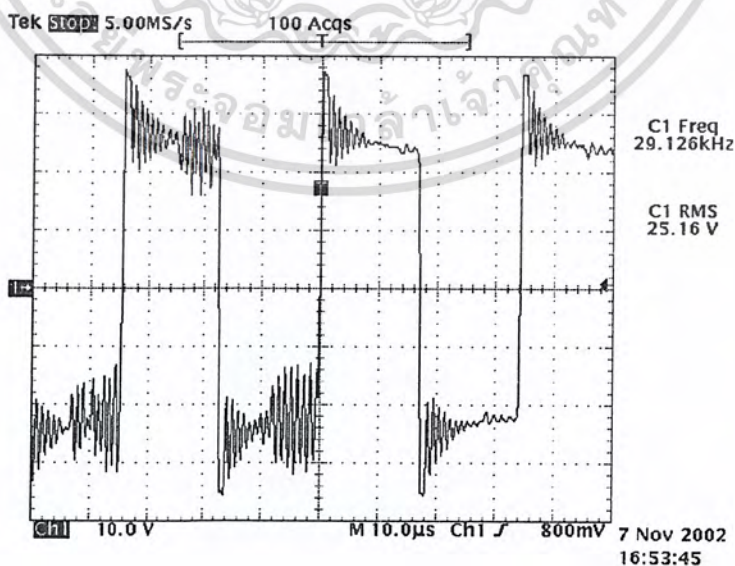
Pin(Watt)	Pout(Watt)	$\eta$ (%)
42.5	36.8	86.5
115.2	101.2	87.8
232.3	189	81.4
290.4	234	80.1
316	238	75.3
315	240	76.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รูปคลื่นขายน้ขนาด 50 Hz

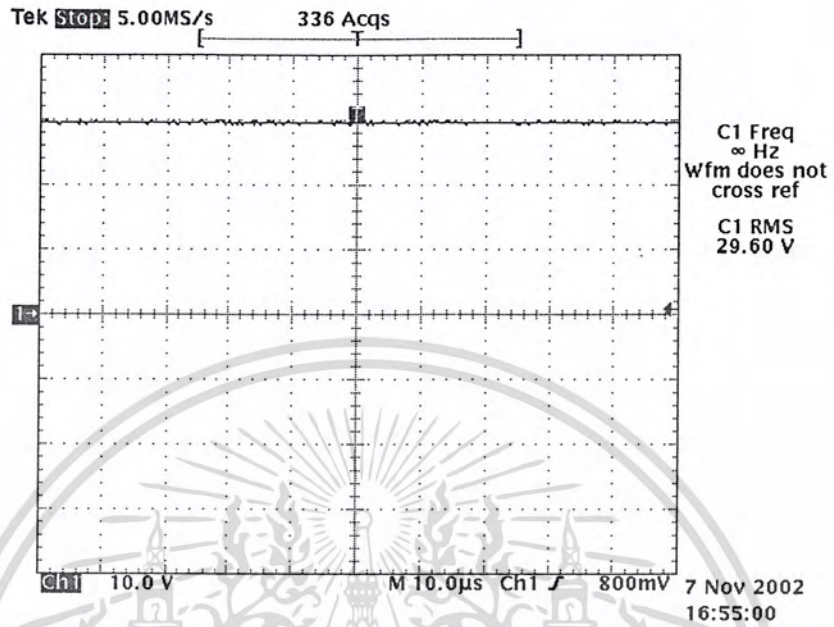


## แรงดันเอาต์พุตของชุดเพาเวอร์มอสเฟต IRFP150

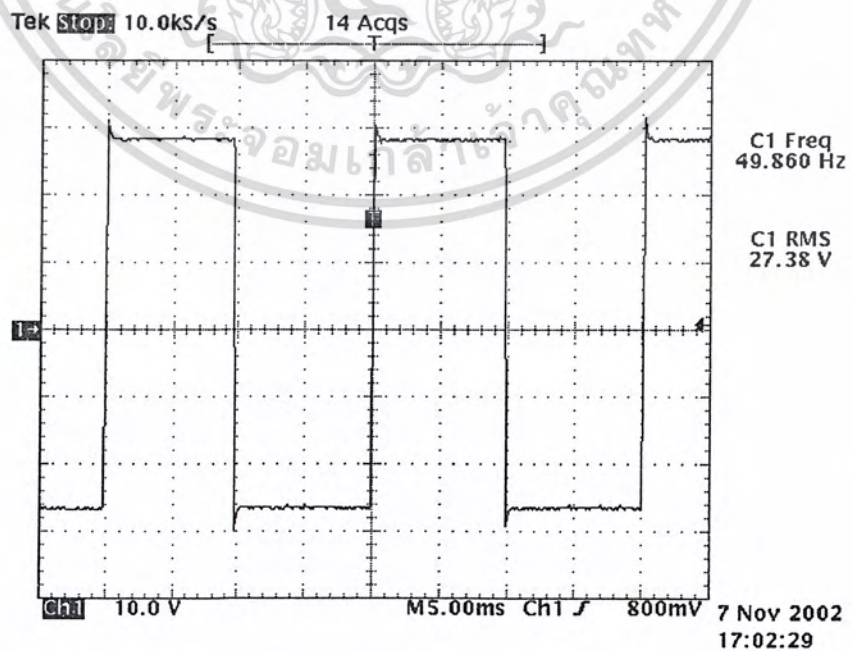


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แรงดันที่ผ่านการเรียงกระแสแล้ว



## แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

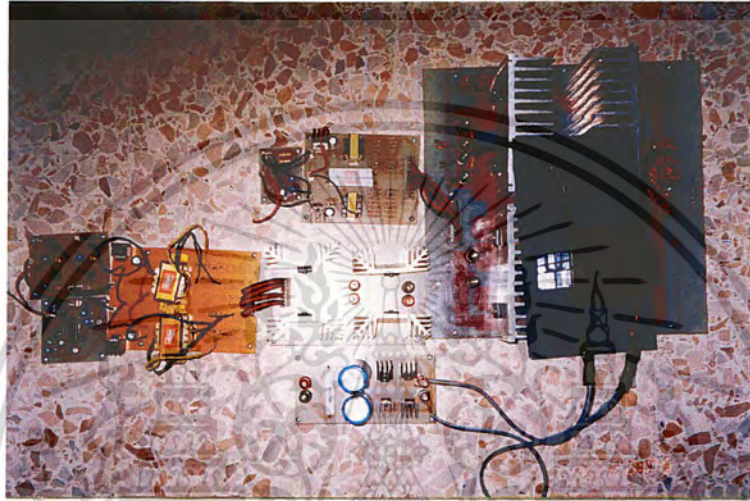
1. N.Mohan, T.M Undeland , W.P. Robbins. “Power Electronics: Converter, Application and Design .” J. Wiley & Sons, New York, 1989
2. A.Ramakant , Gayakwad . “Opamp and Linear Integrat Circuit”.1993
3. โศทม อารีธา . อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2 , จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2544
4. สุวัฒน์ คั่น . เทคนิคการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, บริษัท เอนเทสไทย จำกัด, 2537



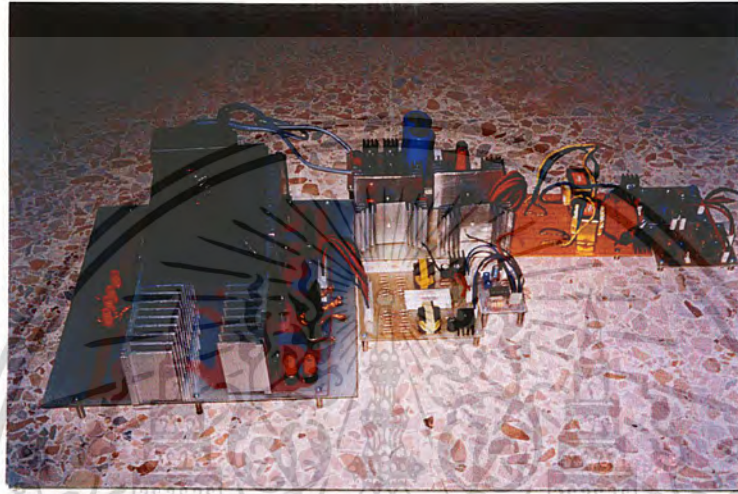
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



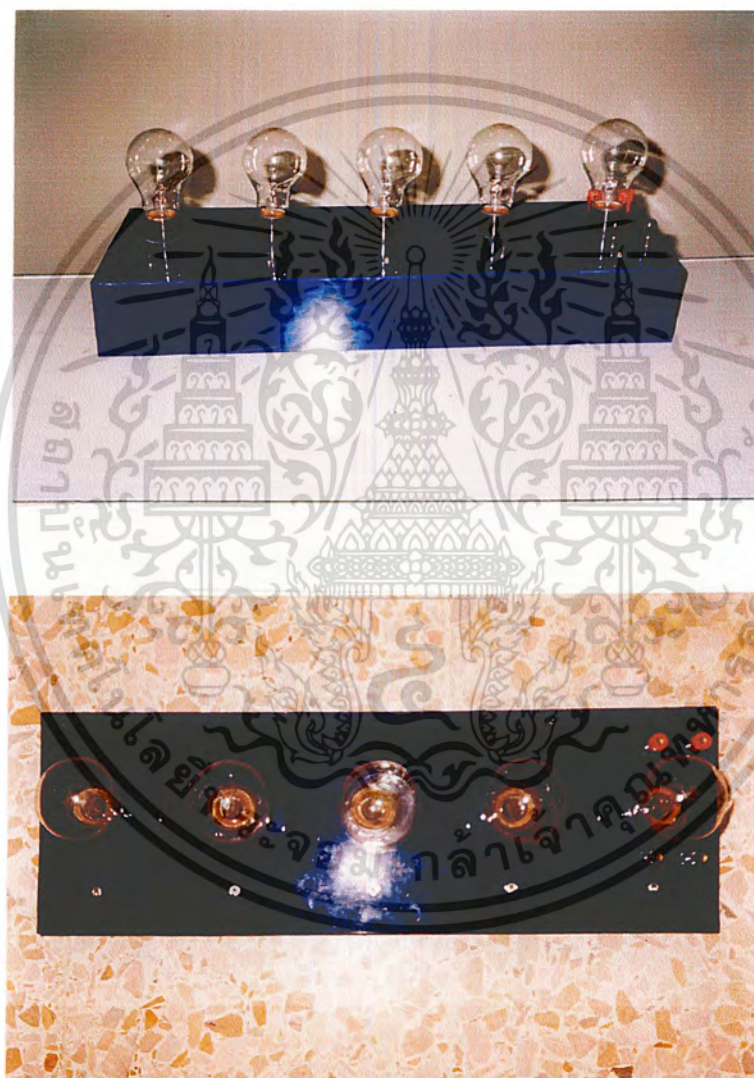
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

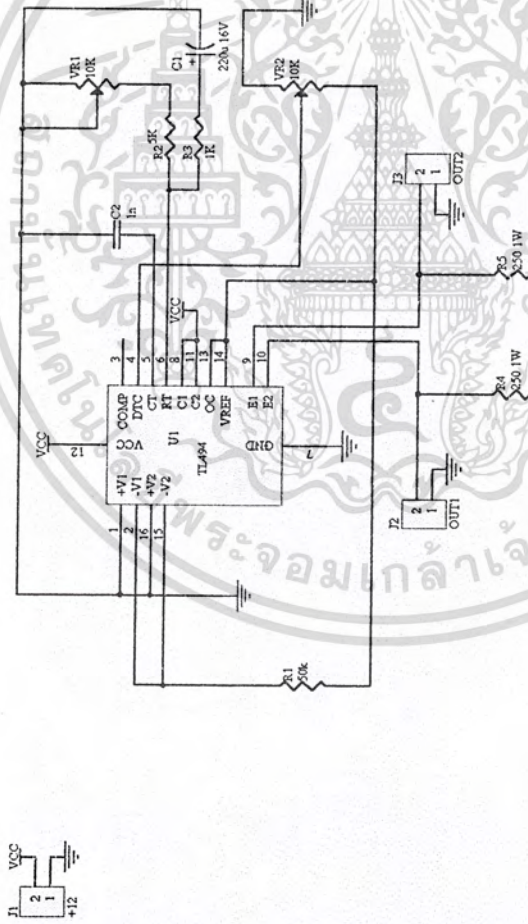


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

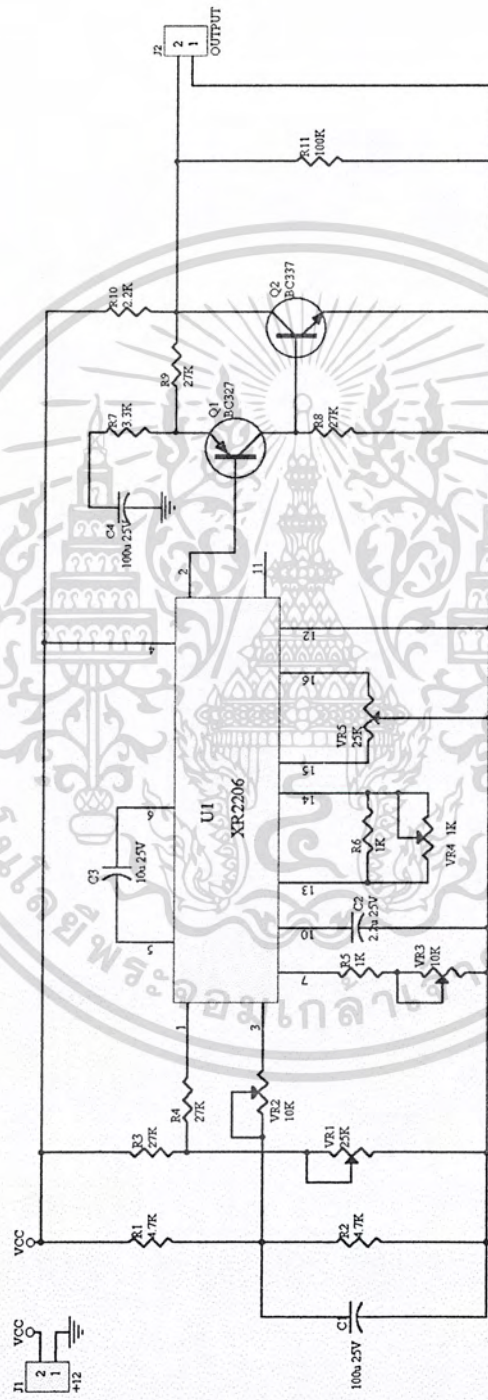
# วงจรกำเนิดพัลส์ด้วย IC TL494



Title	
Size	A4
Number	Revision
Date	6-Nov-2002
File	C:\My Documents\Prath\Prath\Prath.Dwg
Sheet of	4
Drawn By	

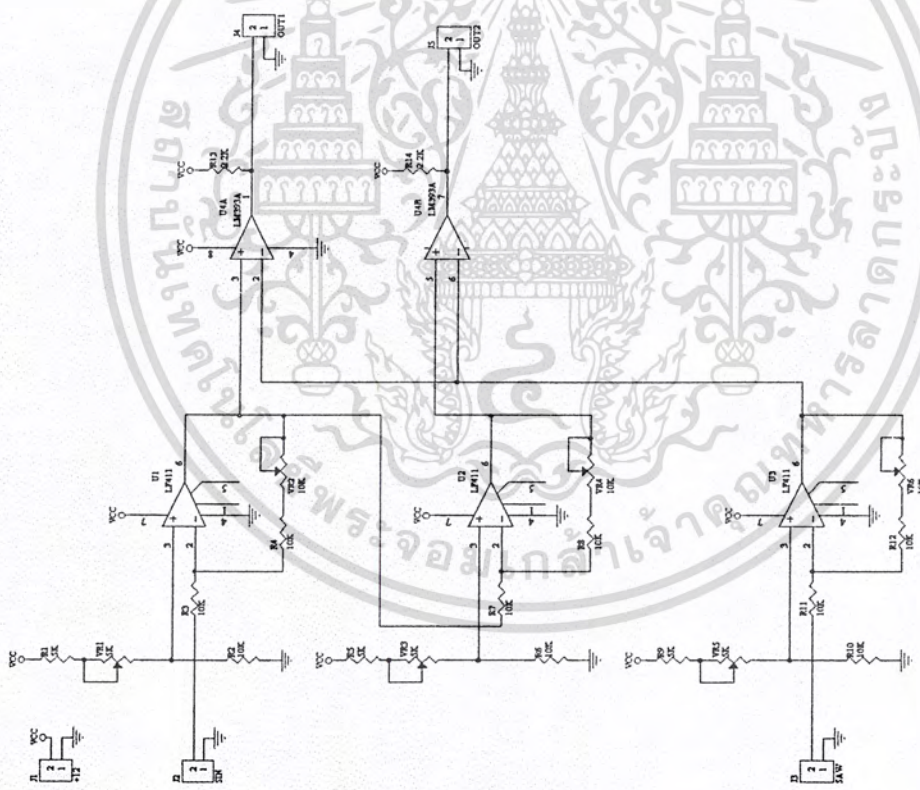
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# วงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม



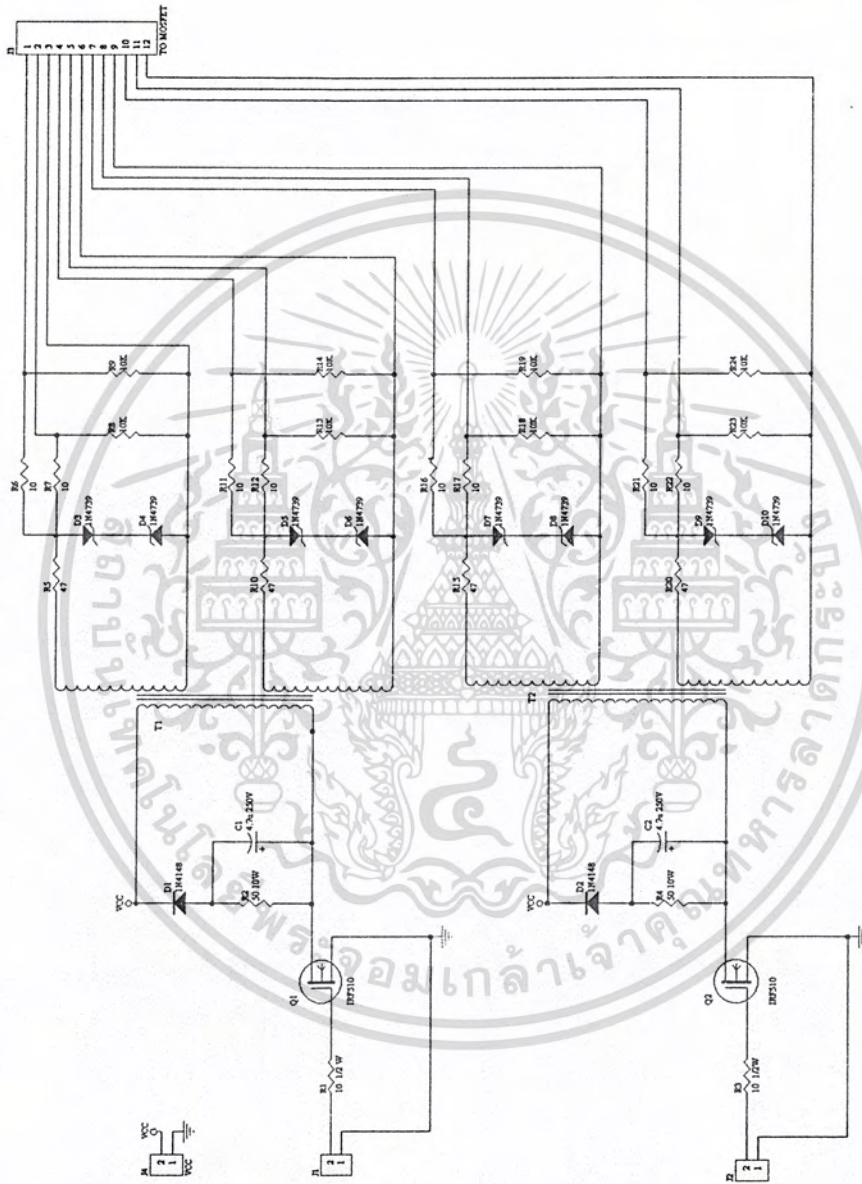
Title	
Size	Number
A4	Revision
Date:	Sheet of
6-Nov-2002	1
File:	Drawn By:
C:\My Documents\Freshier\2206.dcb	

วงจรเปรียบเทียบแรงดัน



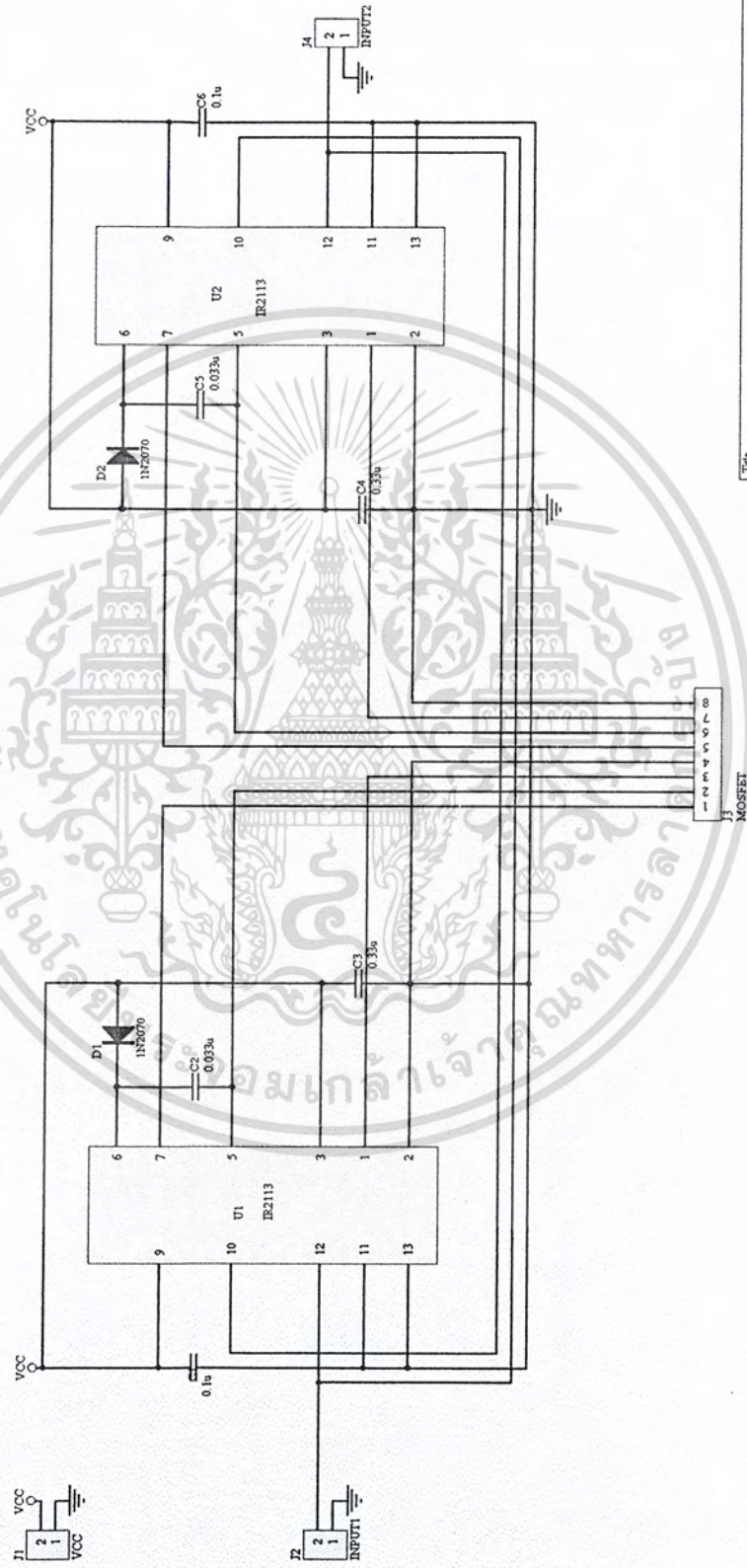
File Name	Project
File Number	Project
File Name	Project
File No.	Project
File No.	Project

# วงจรขับมอเตอร์ด้วยหม้อแปลงเฟรไรต์



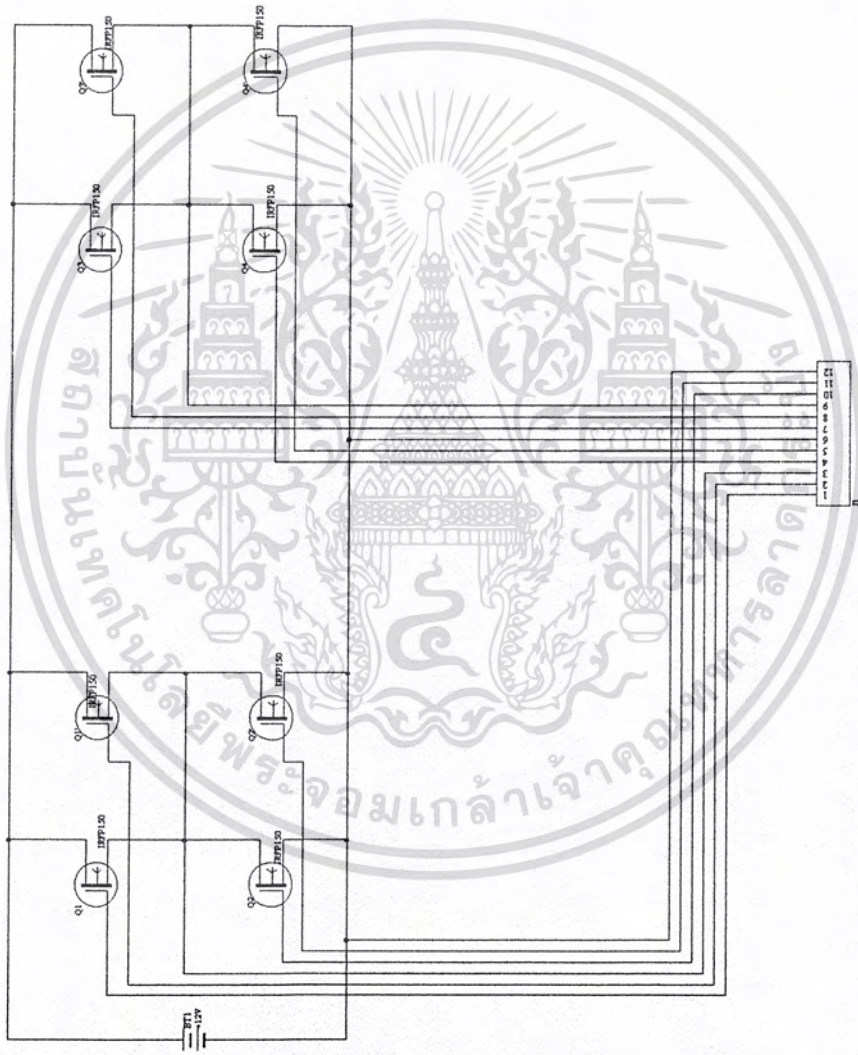
File	Number	Revision
File	A3	
Date	6-Nov-2002	Sheet of
File	C:\MSZ\Documents\Bran\00P5101.dwg	Drawn By

# วงจรขับมอเตอร์ด้วย IC IR2113



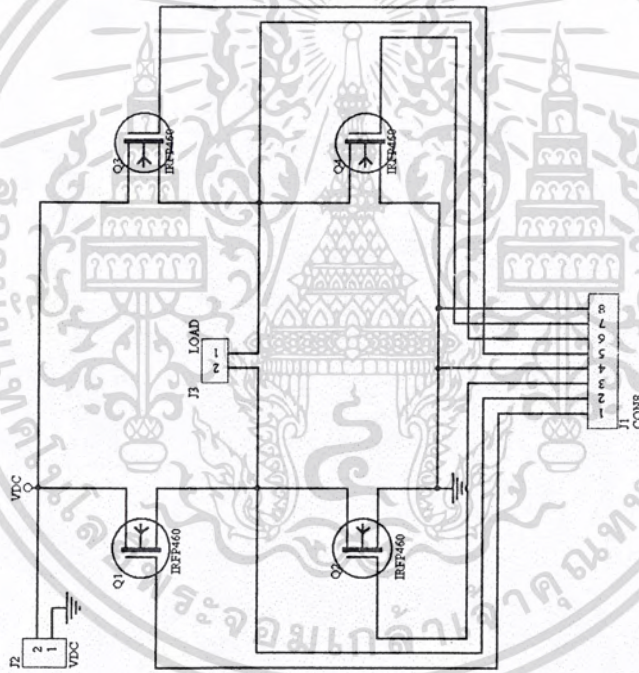
Title	Size	Number	Revision
	A4		
Date	6-Nov-2002		Sheet of
File	C:\M\Document\Prot\IR2113.dbs		Drawn By
			4

# วงจรเพาเวอร์มอสเฟตของ IRFP 150



Title	
Sim Number	Person
Date	4-Nov-2023
File	C:\MG\Documents\Projects\MosfetLab
Drawn by	

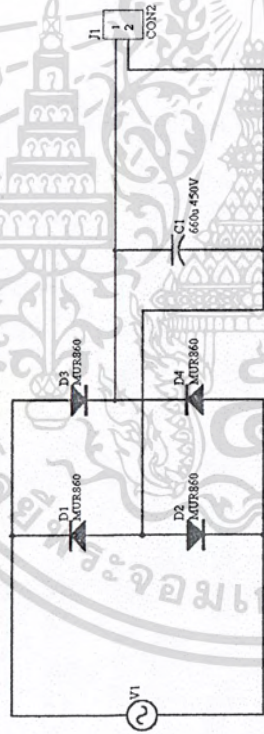
# วงจรเพาเวอร์มอสเฟตของ IRFP460



Title		Revision	
Size	Number		
A4			
Date	6 Nov 2002	Sheet of	4
File	C:\My Documents\Prof\IR2113.dwg	Drawn By	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

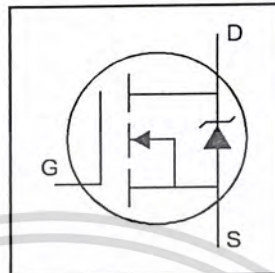
# RECTIFIER CIRCUIT



Title	
Size	Number
A4	
Date:	Revision
6-Nov-2002	
File:	Sheet of
C:\My Documents\Proter\MUF860.dwg	Drawn By

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

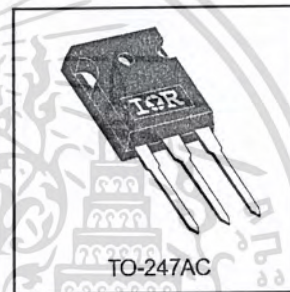


$V_{DSS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 0.036W$
$I_D = 42A$

### 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, $V_{GS} @ 10V$	42	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	30	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①⑤	140	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	160	W
	Linear Derating Factor	1.1	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy②⑤	420	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current②⑤	22	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy①	16	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③⑥	5.0	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	—	0.95	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

**Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V <sub>GS</sub> = 0V, I <sub>D</sub> = 250μA
dV <sub>(BR)DSS</sub> /dT <sub>J</sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.11	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> = 1mA <sup>⑤</sup>
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.036	W	V <sub>GS</sub> = 10V, I <sub>D</sub> = 23A <sup>④</sup>
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 250μA
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	14	—	—	S	V <sub>DS</sub> = 25V, I <sub>D</sub> = 22A <sup>⑤</sup>
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V <sub>DS</sub> = 100V, V <sub>GS</sub> = 0V
		—	—	250	μA	V <sub>DS</sub> = 80V, V <sub>GS</sub> = 0V, T <sub>J</sub> = 150°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> = 20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V <sub>GS</sub> = -20V
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	110	nC	I <sub>D</sub> = 22A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	15	nC	V <sub>DS</sub> = 80V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	58	nC	V <sub>GS</sub> = 10V, See Fig. 6 and 13 <sup>④⑤</sup>
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	V <sub>DD</sub> = 50V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	56	—	ns	I <sub>D</sub> = 22A
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	45	—	ns	R <sub>G</sub> = 3.6W
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	40	—	ns	R <sub>D</sub> = 2.9W, See Fig. 10 <sup>④⑤</sup>
L <sub>D</sub>	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L <sub>S</sub>	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	1900	—	pF	V <sub>GS</sub> = 0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	450	—	pF	V <sub>DS</sub> = 25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	230	—	pF	f = 1.0MHz, See Fig. 5 <sup>⑤</sup>



**Source-Drain Ratings and Characteristics**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	42	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) <sup>①⑤</sup>	—	—	140	A	
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>S</sub> = 23A, V <sub>GS</sub> = 0V <sup>④</sup>
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	180	270	ns	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>F</sub> = 22A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	1.2	1.8	μC	di/dt = 100A/μs <sup>④⑤</sup>
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				

**Notes:**

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

② Starting T<sub>J</sub> = 25°C, L = 1.7mH  
R<sub>G</sub> = 25W, I<sub>AS</sub> = 22A. (See Figure 12)

③ I<sub>SD</sub> ≤ 22A, di/dt ≤ 180A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>(BR)DSS</sub>,  
T<sub>J</sub> ≤ 175°C

④ Pulse width ≤ 300μs; duty cycle ≤ 2%.

⑤ Uses IRF1310N data and test conditions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

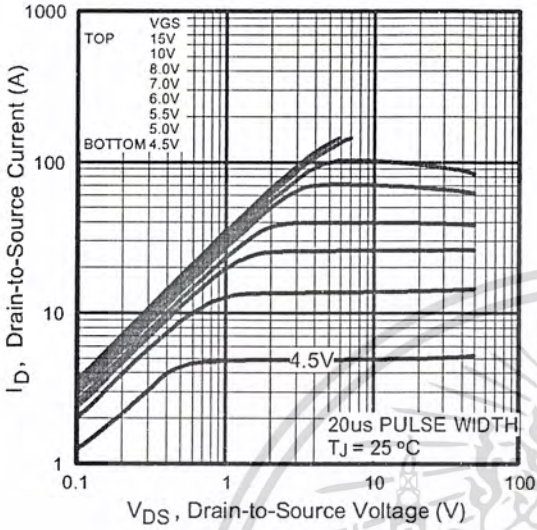


Fig 1. Typical Output Characteristics

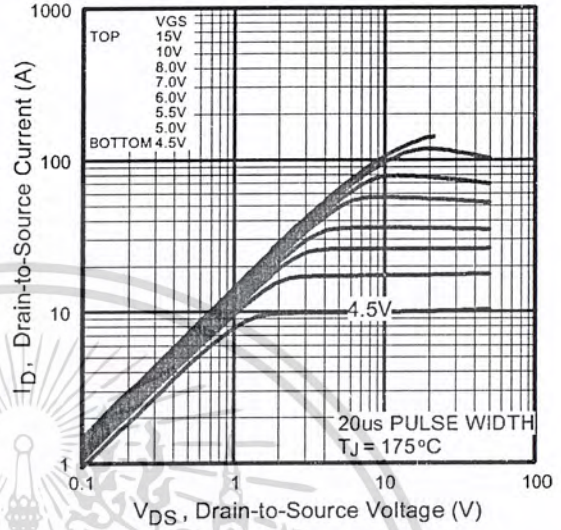


Fig 2. Typical Output Characteristics

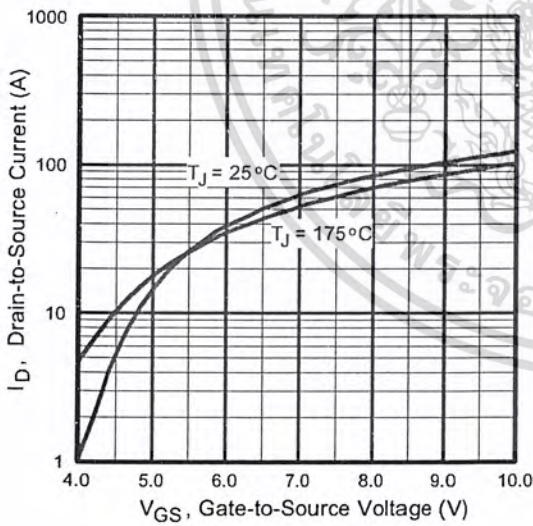


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

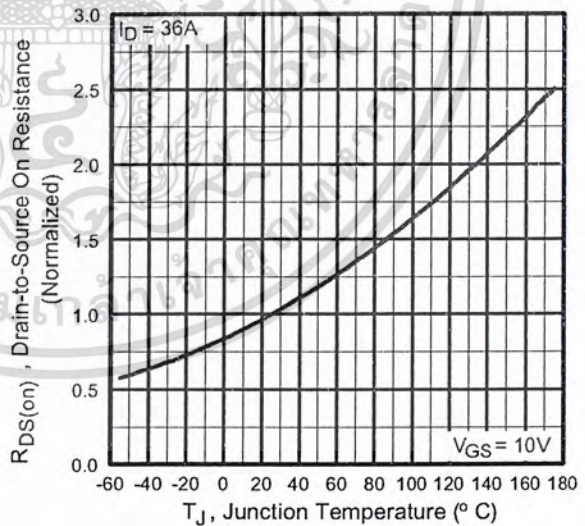


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

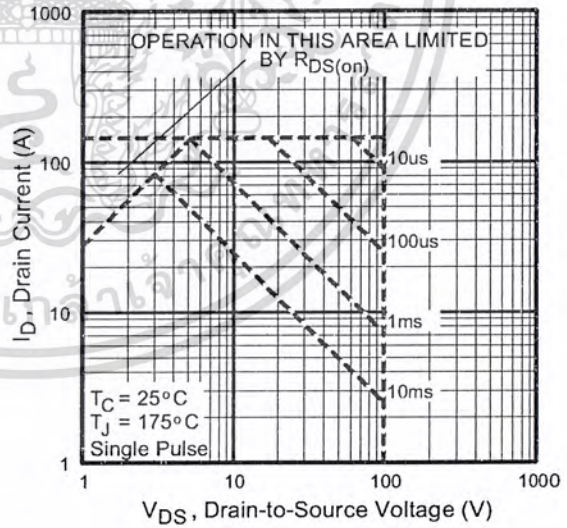
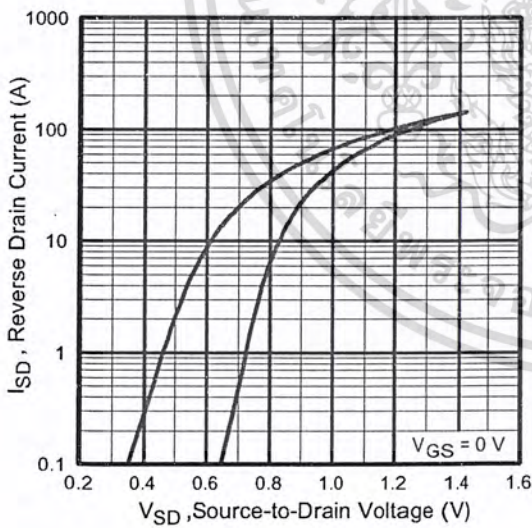
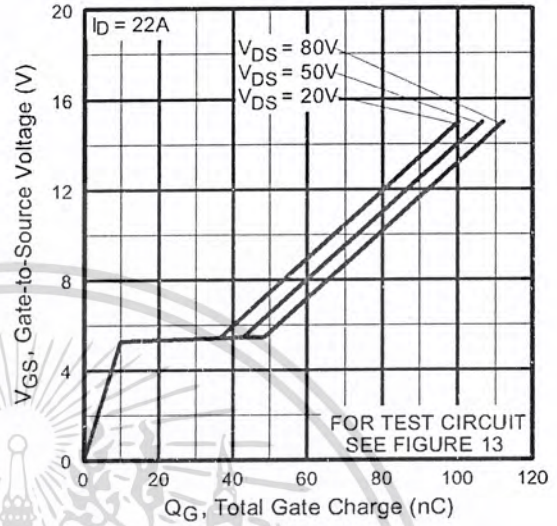
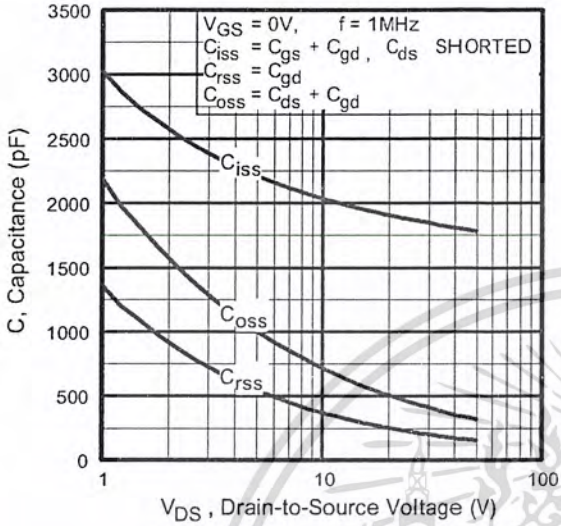


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

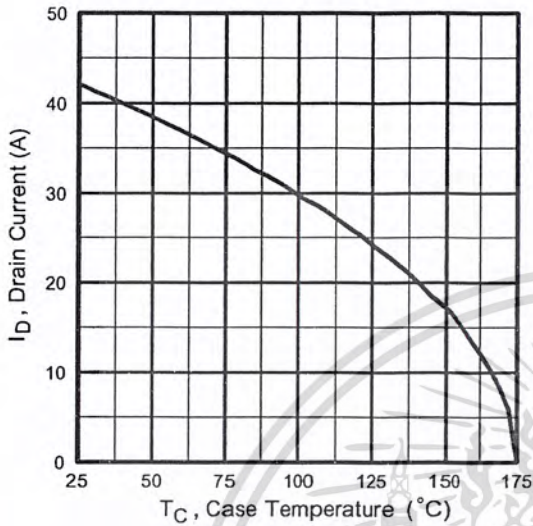


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

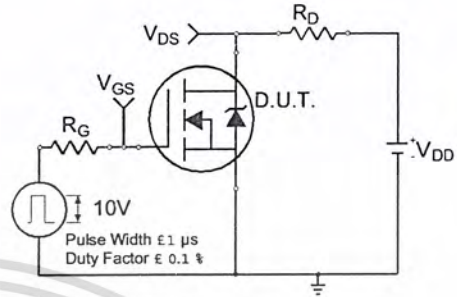


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

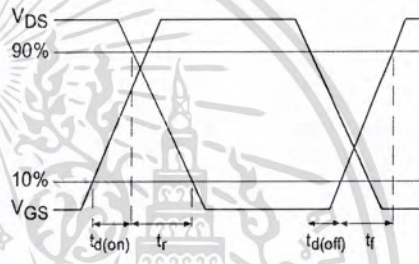


Fig 10b. Switching Time Waveforms

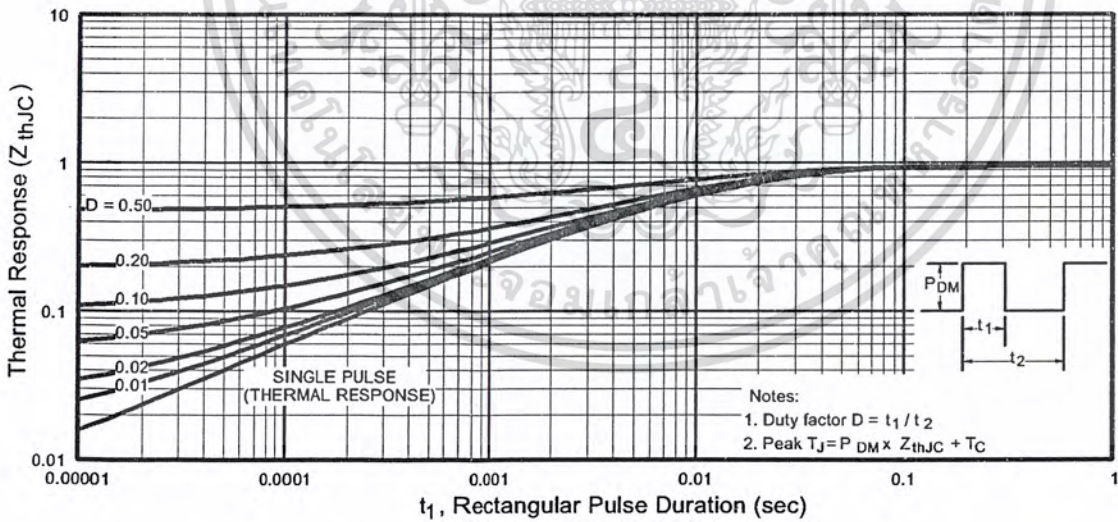


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

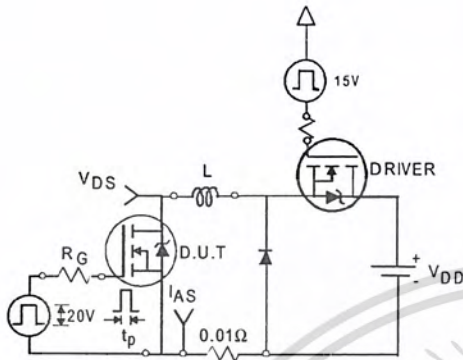


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

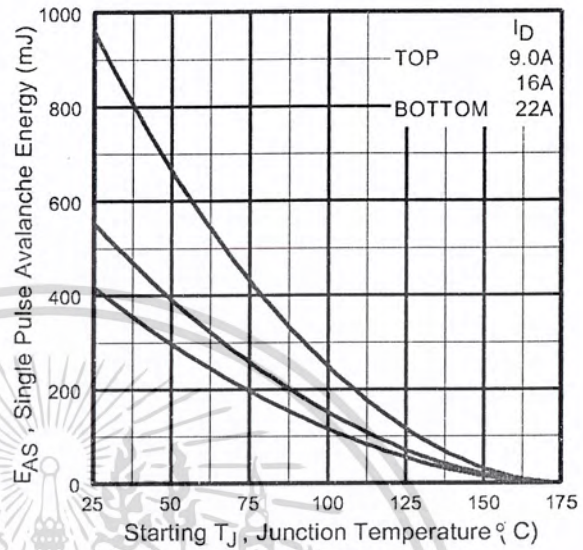


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

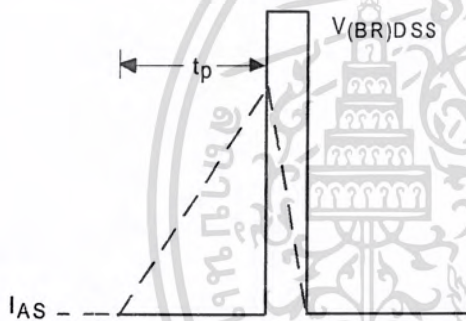


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

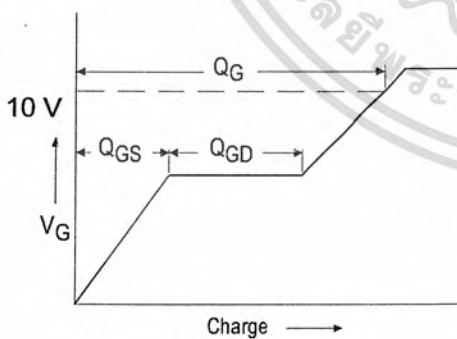


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

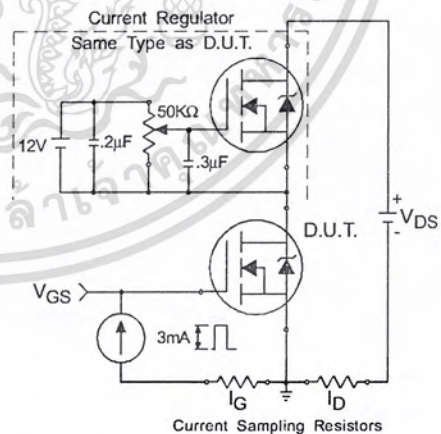
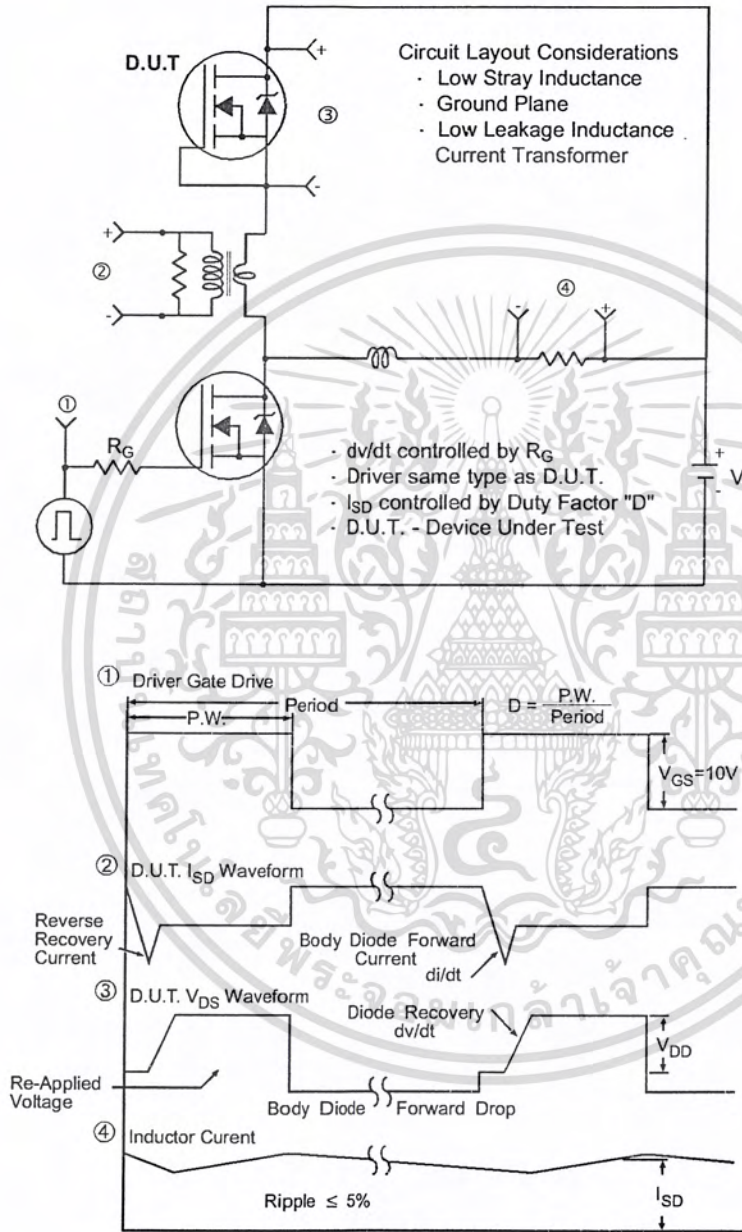


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



\*  $V_{GS} = 5V$  for Logic Level Devices

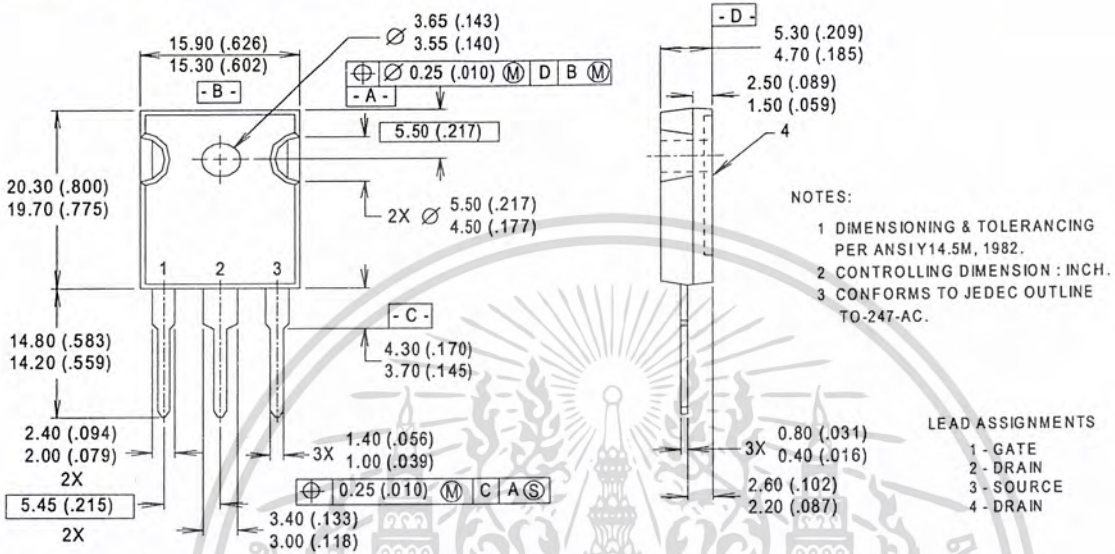
Fig 14. For N-Channel HEXFETS

# IRFP150N

International  
**IOR** Rectifier

## Package Outline TO-247AC Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)

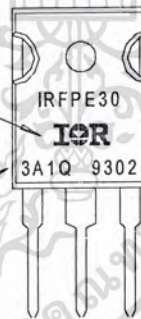


## Part Marking Information TO-247AC

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

INTERNATIONAL  
RECTIFIER  
LOGO

ASSEMBLY  
LOT CODE



PART NUMBER

DATE CODE  
(YYWW)  
YY = YEAR  
WW WEEK

International  
**IOR** Rectifier

**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331

**IR GREAT BRITAIN:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

**IR CANADA:** 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200

**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111

**IR FAR EAST:** K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086

**IR SOUTHEAST ASIA:** 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 838 4630

**IR TAIWAN:** 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936

<http://www.irf.com/>

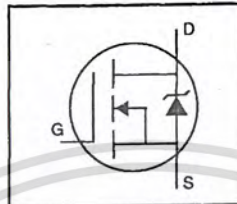
Data and specifications subject to change without notice. 10/98

[www.irf.com](http://www.irf.com)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**HEXFET® Power MOSFET**

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

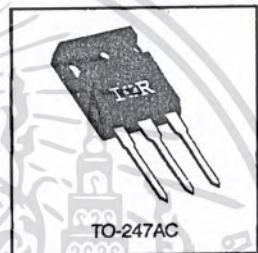


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
$I_D = 20A$

**Description**

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

The TO-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. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEETS

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	A
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	80	A
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	±20	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ①	20	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
$T_J$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	


**Thermal Resistance**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	


# IRFP460



## Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V <sub>GS</sub> =0V, I <sub>D</sub> =250μA
ΔV <sub>(BR)DSS</sub> /ΔT <sub>J</sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> =1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V <sub>GS</sub> =10V, I <sub>D</sub> =12A ①
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> =V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> =250μA
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	13	—	—	S	V <sub>DS</sub> =50V, I <sub>D</sub> =12A ①
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V <sub>DS</sub> =500V, V <sub>GS</sub> =0V
		—	—	250		V <sub>DS</sub> =400V, V <sub>GS</sub> =0V, T <sub>J</sub> =125°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V <sub>GS</sub> =-20V
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I <sub>D</sub> =20A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	29		V <sub>DS</sub> =400V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		V <sub>GS</sub> =10V See Fig. 6 and 13 ④
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V <sub>DD</sub> =250V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	59	—		I <sub>D</sub> =20A
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	110	—		R <sub>G</sub> =4.3Ω
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	58	—		R <sub>D</sub> =13Ω See Figure 10 ④
L <sub>D</sub>	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L <sub>S</sub>	Internal Source Inductance	—	13	—		
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V <sub>DS</sub> =0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	870	—		V <sub>DS</sub> =25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		f=1.0MHz See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>S</sub> =20A, V <sub>GS</sub> =0V ④
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>F</sub> =20A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	di/dt=100A/μs ④
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				

### Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V<sub>DD</sub>=50V, starting T<sub>J</sub>=25°C, L=4.3mH R<sub>G</sub>=25Ω, I<sub>AS</sub>=20A (See Figure 12)
- ③ I<sub>SD</sub>≤20A, di/dt≤160A/μs, V<sub>DD</sub>≤V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>J</sub>≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

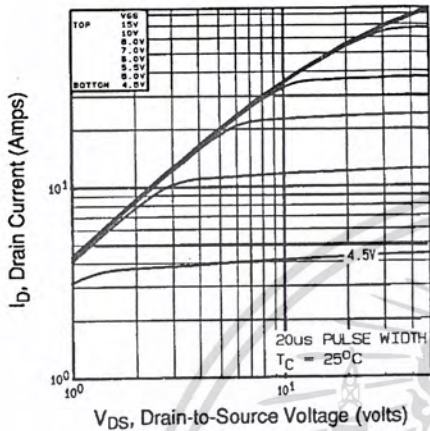


Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$

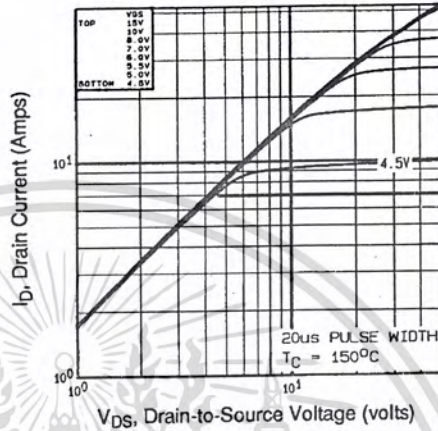


Fig 2. Typical Output Characteristics,  $T_C=150^\circ\text{C}$

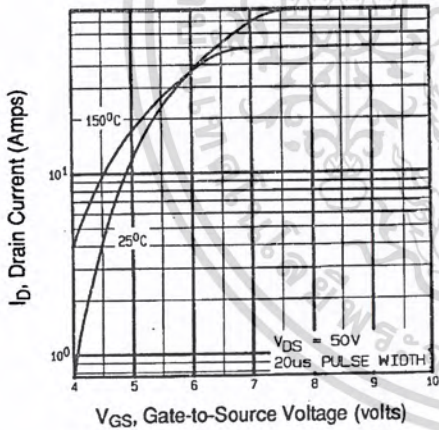


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

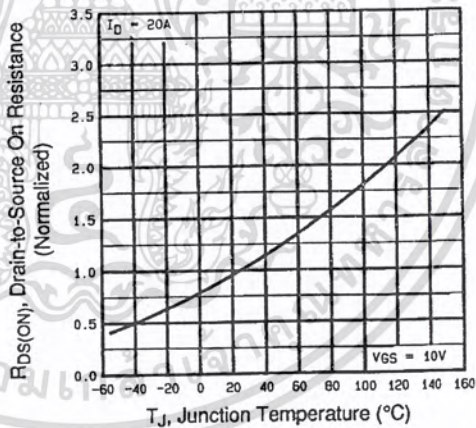


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

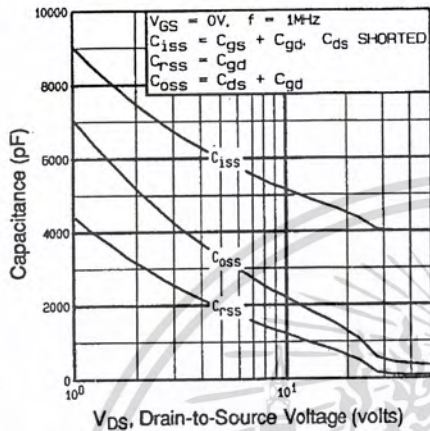


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

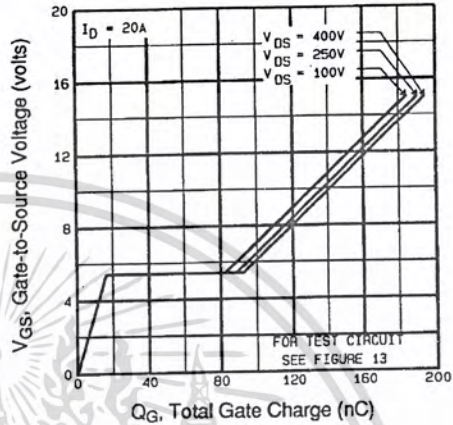


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

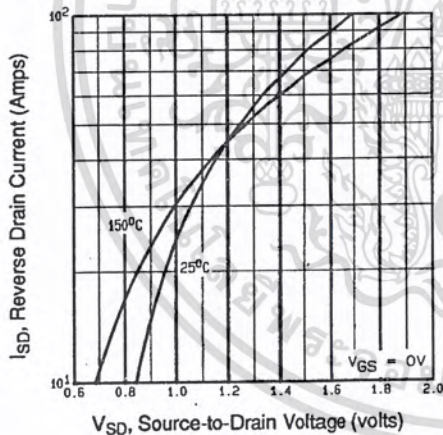


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

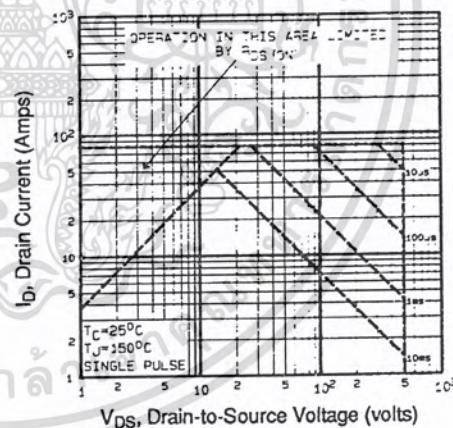


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

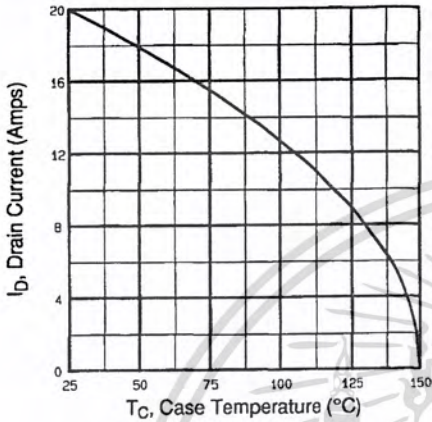


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

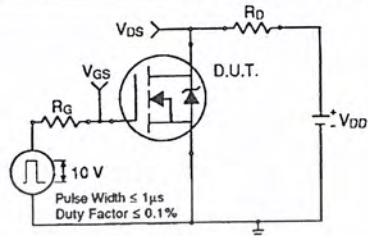


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

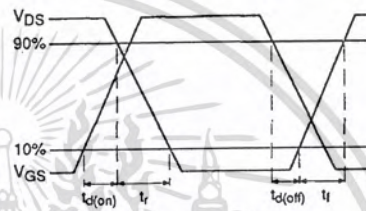


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

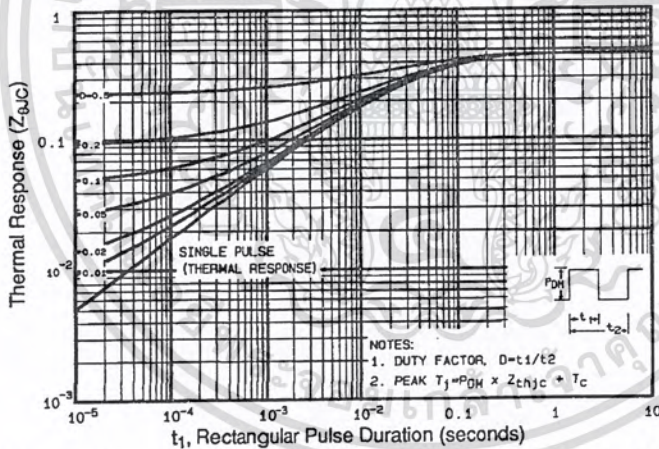


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

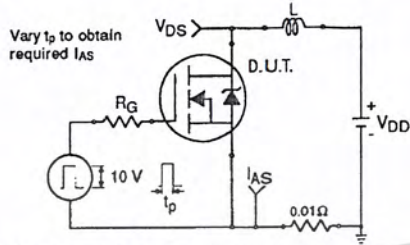


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

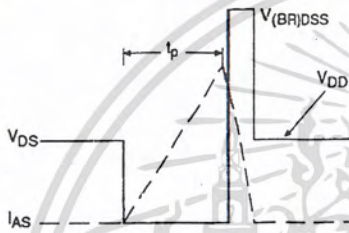


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

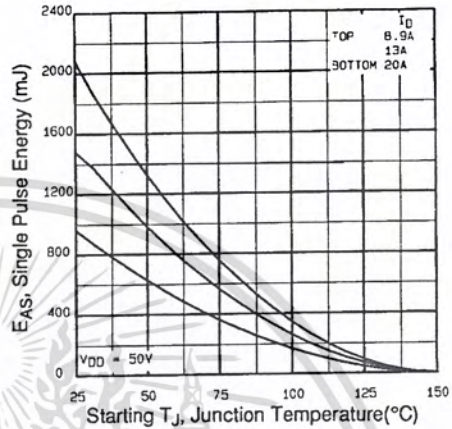


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

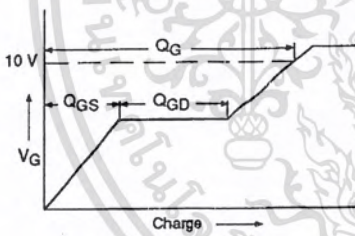


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

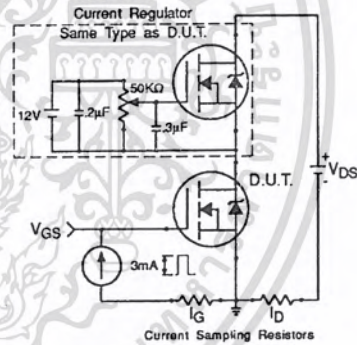


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

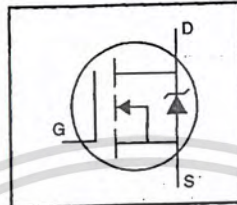
**International**  
**IR Rectifier**

# International Rectifier

## IRF510

### HEXFET® Power MOSFET

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

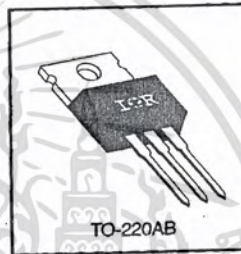


$V_{DSS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$
$I_D = 5.6A$

### Description

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

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



DATA SHEETS

### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	5.6	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	4.0	A
$I_{DM}$	20	A
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	43	W
	0.29	W/°C
$V_{GS}$	±20	V
$E_{AS}$	100	mJ
$I_{AR}$	5.6	A
$E_{AR}$	4.3	mJ
dv/dt	5.5	V/ns
$T_J$	-55 to +175	°C
$T_{STG}$	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf·in (1.1 N·m)	


### Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	3.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	62	


# IRF510



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

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	
$V_{(BR)DSS}$	100	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$	
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	—	0.12	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$	
$R_{DS(on)}$	—	—	0.54	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=3.4A$ ①	
$V_{GS(th)}$	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$	
$g_{fs}$	1.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=3.4A$ ①	
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
		—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	8.3	nC	$I_D=5.6A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	2.3		$V_{DS}=80V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	3.8		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	6.9	—	ns	$V_{DD}=50V$
$t_r$	Rise Time	—	16	—		$I_D=5.6A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	15	—		$R_G=24\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	9.4	—		$R_D=8.4\Omega$ See Figure 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	180	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	81	—		$V_{DS}=25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	
$I_S$	—	—	5.6	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 	
$I_{SM}$	—	—	20			
$V_{SD}$	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=5.6A, V_{GS}=0V$ ①	
$t_{rr}$	—	100	200	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=5.6A$	
$Q_{rr}$	—	0.44	0.88	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ 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 Figure 11)
- ②  $V_{DD}=25V$ , starting  $T_J=25^\circ\text{C}$ ,  $L=4.8\text{mH}$ ,  $R_G=25\Omega$ ,  $I_{AS}=5.6A$  (See Figure 12)
- ③  $I_{SD}\leq 5.6A$ ,  $di/dt\leq 75A/\mu s$ ,  $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

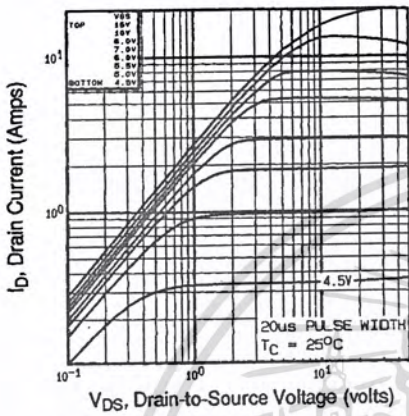


Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$

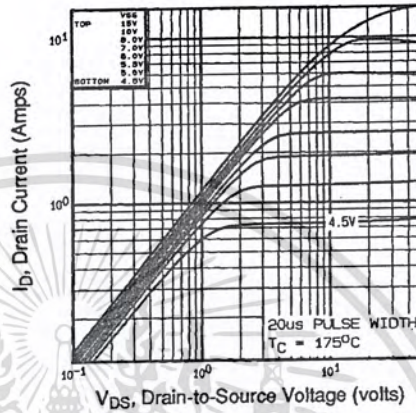


Fig 2. Typical Output Characteristics,  $T_C=175^\circ\text{C}$

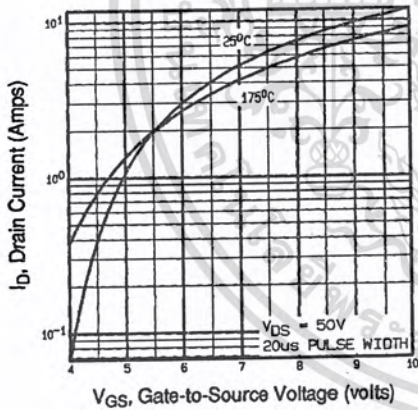


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

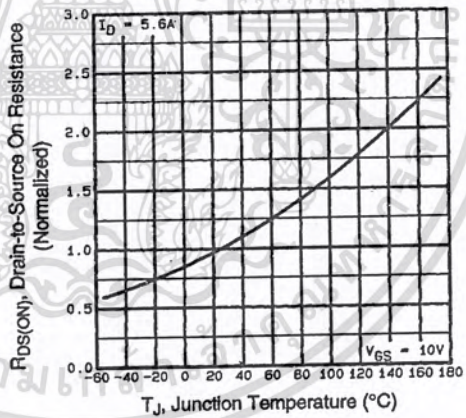


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

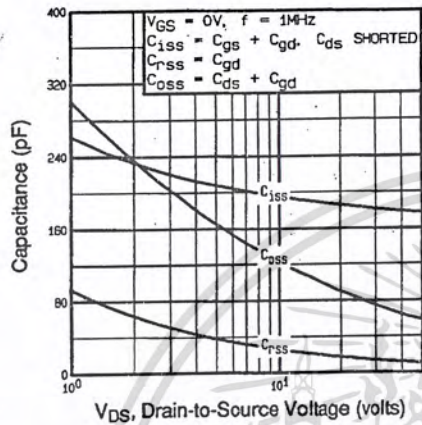


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

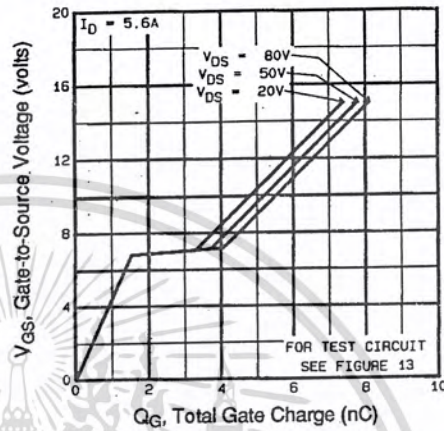


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

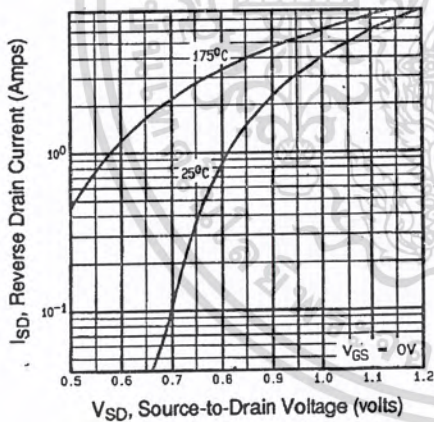


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

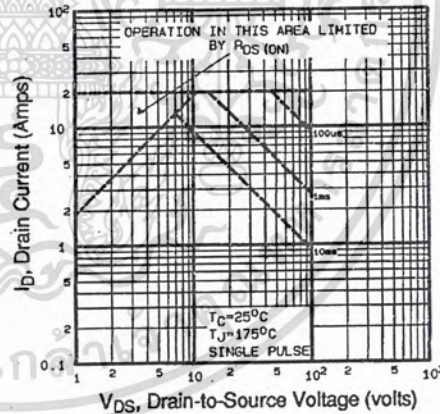


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

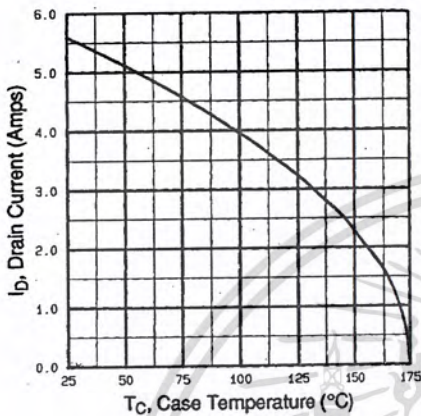


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

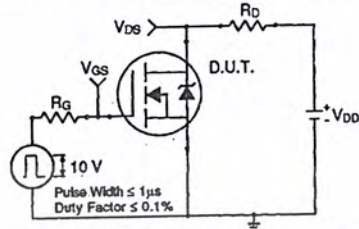


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

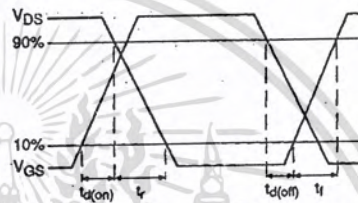


Fig 10b. Switching Time Waveforms

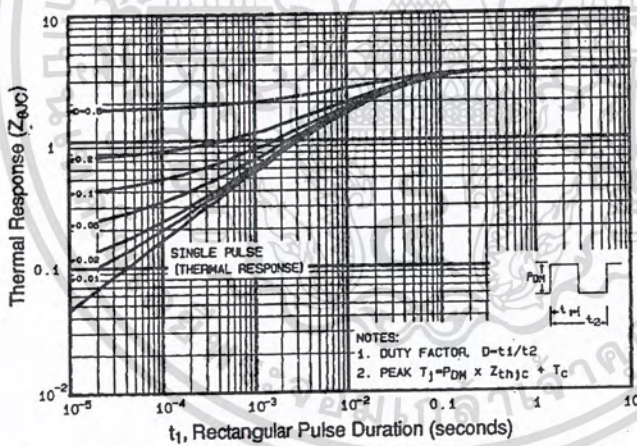


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

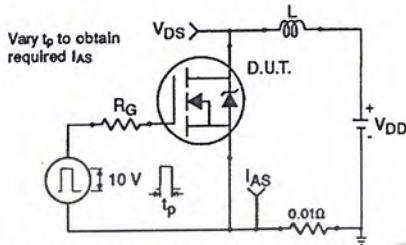


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

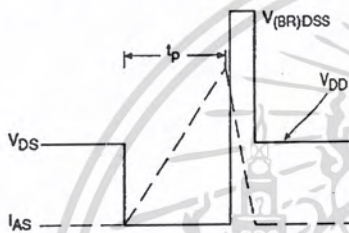


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

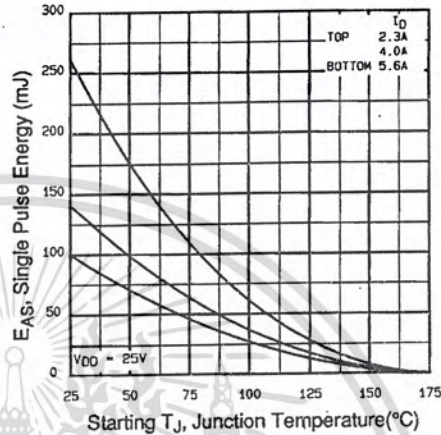


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

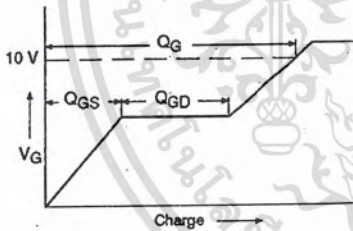


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

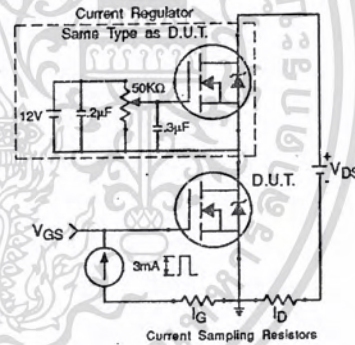


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

**International**  
**IRF Rectifier**

# TL494

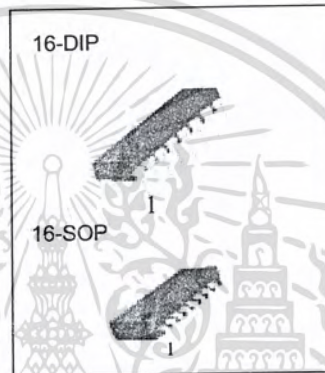
## SMPS Controller

### Features

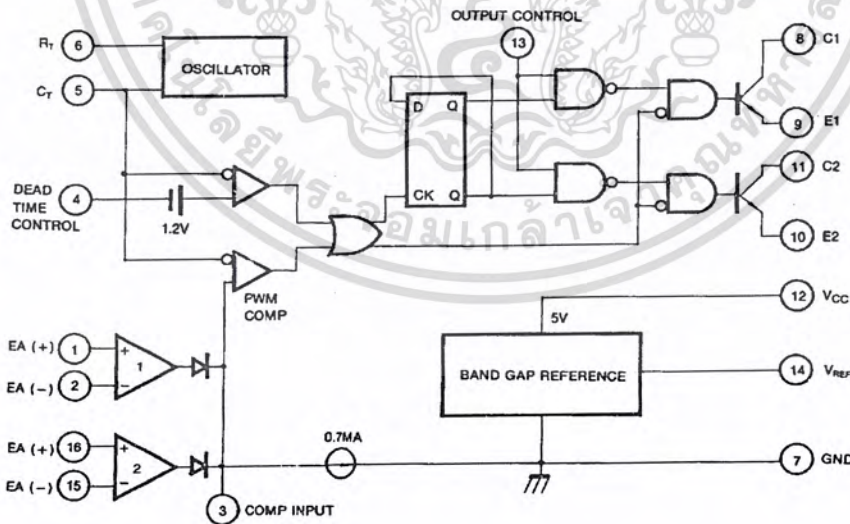
- Internal regulator provides a stable 5V reference supply trimmed to 5%
- Uncommitted output TR for 200mA sink or source current
- Output control for push-pull or single-ended operation
- Variable duty cycle by dead time control (pin 4) Complete PWM control circuit
- On-chip oscillator with master or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

### Description

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



### Internal Block Diagram



Rev. 5.0

## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42	V
Collector Supply Voltage	V <sub>C</sub>	42	V
Output Current	I <sub>O</sub>	250	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>IN</sub>	V <sub>CC</sub> + 0.3	V
Power Dissipation (T <sub>A</sub> = 25°C)	P <sub>D</sub>	1 (TL494CN) 0.9 (TL494CD)	W
Operating Temperature Range	T <sub>OPR</sub>	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 ~ +150	°C



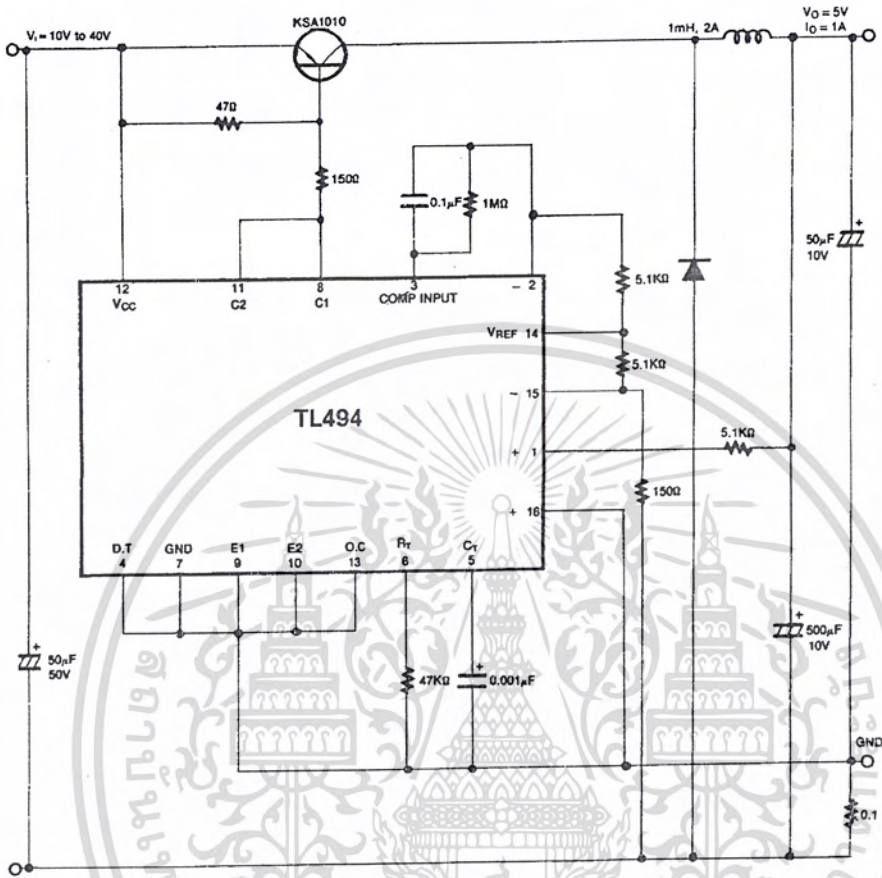
## Electrical Characteristics

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

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
<b>REFERENCE SECTION</b>						
Reference Output Voltage	$V_{REF}$	$I_{REF} = 1mA$	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation	$\Delta V_{REF}$	$V_{CC} = 7V$ to $40V$	-	2.0	25	mV
Temperature Coefficient of $V_{REF}$	$\Delta V_{REF}/\Delta T$	$T_A = 0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$	-	0.01	0.03	%/ $^{\circ}C$
Load Regulation	$\Delta V_{REF}$	$I_{REF} = 1mA$ to $10mA$	-	1.0	15	mV
Short-Circuit Output Current	$I_{SC}$	$V_{REF} = 0V$	10	35	50	mA
<b>OSCILLATOR SECTION</b>						
Oscillation Frequency	$f$	$C_T = 0.01\mu F$ , $R_T = 12K\Omega$	-	10	-	KHz
Frequency Change with Temperature	$\Delta f/\Delta T$	$C_T = 0.01\mu F$ , $R_T = 12K\Omega$	-	-	2	%
<b>DEAD TIME CONTROL SECTION</b>						
Input Bias Current	$I_{BIAS}$	$V_{CC} = 15V$ , $0V \leq V_4 \leq 5.25V$	-	-2.0	-10	$\mu A$
Maximum Duty Cycle	$D(MAX)$	$V_{CC} = 15V$ , $V_4 = 0V$ $O.C Pin = V_{REF}$	45	-	-	%
Input Threshold Voltage	$V_{ITH}$	Zero Duty Cycle	-	3.0	3.3	V
		Max. Duty Cycle	0	-	-	
<b>ERROR AMP SECTION</b>						
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	$V_3 = 2.5V$	-	2.0	10	mV
Input Offset Current	$I_{IO}$	$V_3 = 2.5V$	-	25	250	mA
Input Bias Current	$I_{BIAS}$	$V_3 = 2.5V$	-	0.2	1.0	$\mu A$
Common Mode Input Voltage	$V_{CM}$	$7V \leq V_{CC} \leq 40V$	-0.3	-	$V_{CC}$	V
Open-Loop Voltage Gain	$G_{VO}$	$0.5V \leq V_3 \leq 3.5V$	70	95	-	dB
Unit-Gain Bandwidth	$BW$	-	-	650	-	KHz
<b>PWM COMPARATOR SECTION</b>						
Input Threshold Voltage	$V_{ITH}$	Zero Duty Cycle	-	4	4.5	V
Input Sink Current	$I_{SINK}$	$V_3 = 0.7V$	-0.3	-0.7	-	mV
<b>OUTPUT SECTION</b>						
Output Saturation Voltage Common Emitter	$V_{CE(SAT)}$	$V_E = 0$ , $I_C = 200mA$	-	1.1	1.3	V
	$V_{CC(SAT)}$	$V_C = 15V$ , $I_E = -200mA$	-	1.5	2.5	
Collector Off-State Current	$I_C(OFF)$	$V_{CC} = 40V$ , $V_{CE} = 40V$	-	2	100	$\mu A$
Emitter Off-State Current	$I_E(OFF)$	$V_{CC} = V_C = 40V$ , $V_E = 0$	-	-	-100	
<b>TOTAL DEVICE</b>						
Supply Current	$I_{CC}$	$Pin 6 = V_{REF}$ , $V_{CC} = 15V$	-	6	10	mA
<b>OUTPUT SWITCHING CHARACTERISTIC</b>						
Rise Time	$t_R$	-	-	-	-	-
Common Emitter	-	-	-	100	200	ns
Common Collector	-	-	-	100	200	
Fall Time	$t_F$	-	-	-	-	-
Common Emitter	-	-	-	25	100	ns
Common Collector	-	-	-	40	100	

# Typical Application

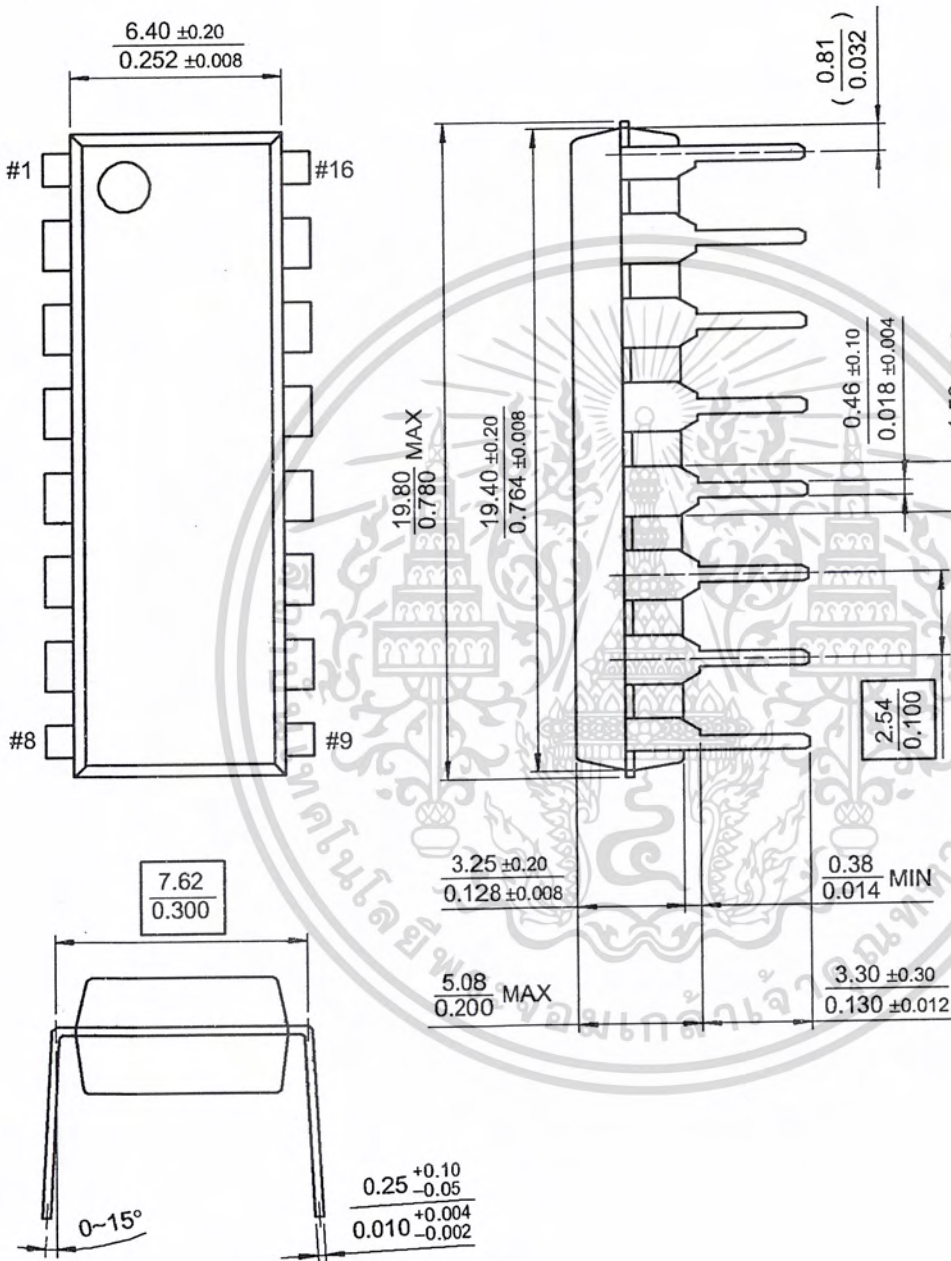
## Pulse Width Modulated Step-down Converter



# Mechanical Dimensions

## Package

### 16-DIP

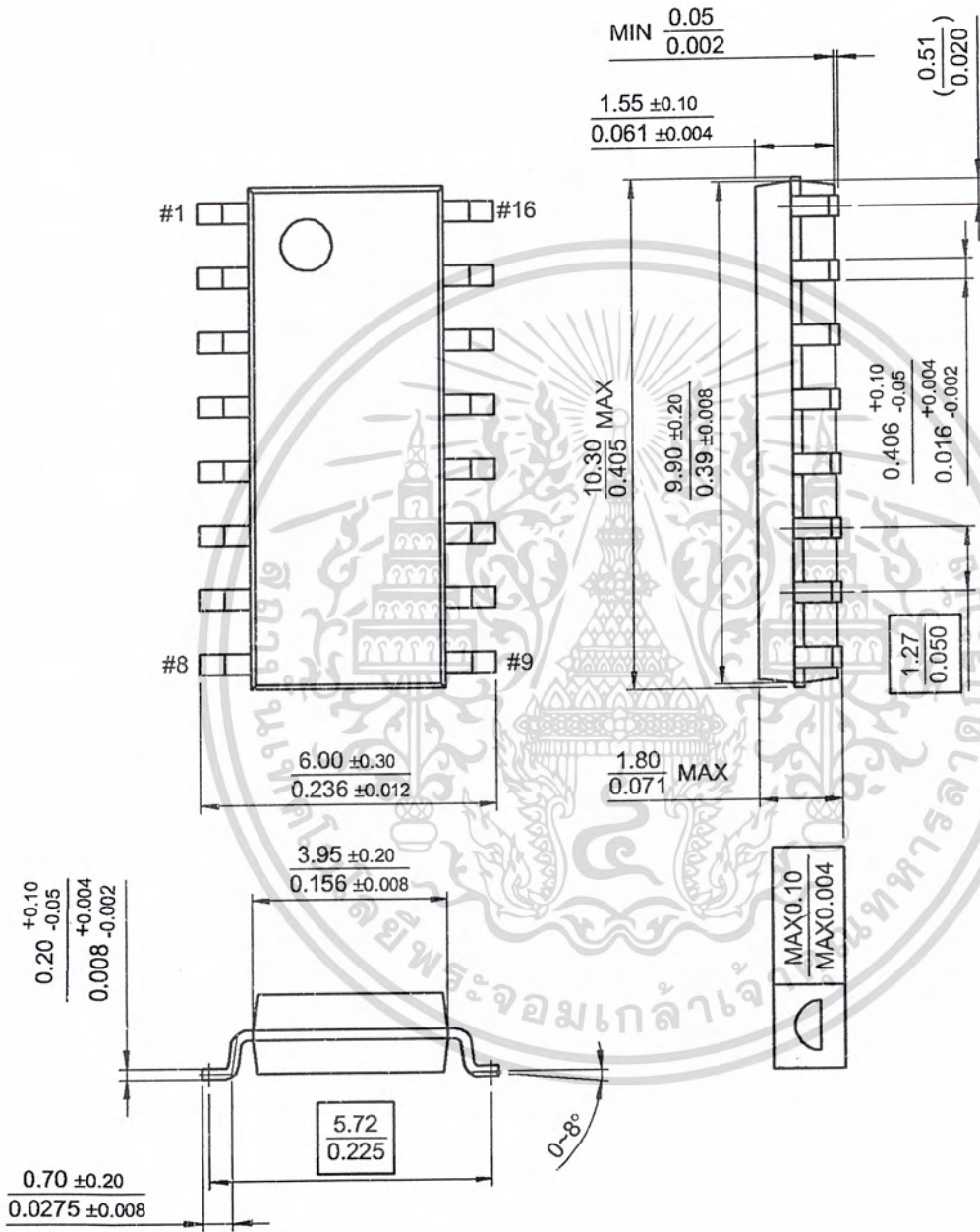


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions (Continued)

Package

16-SOP



## Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
TL494CN	16 DIP	0 ~ + 70°C
TL494CD	16 SOP	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**LIFE SUPPORT POLICY**

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

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

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

7/12/00 0.0m 001  
 Stock#DSxxxxxxx  
 © 2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**IR2110/IR2113 (S)**

**HIGH AND LOW SIDE DRIVER**

**Features**

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

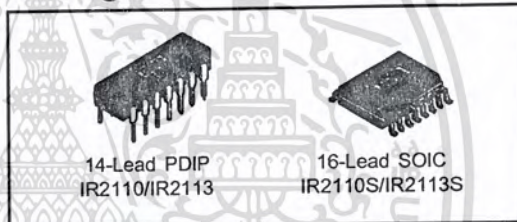
**Description**

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

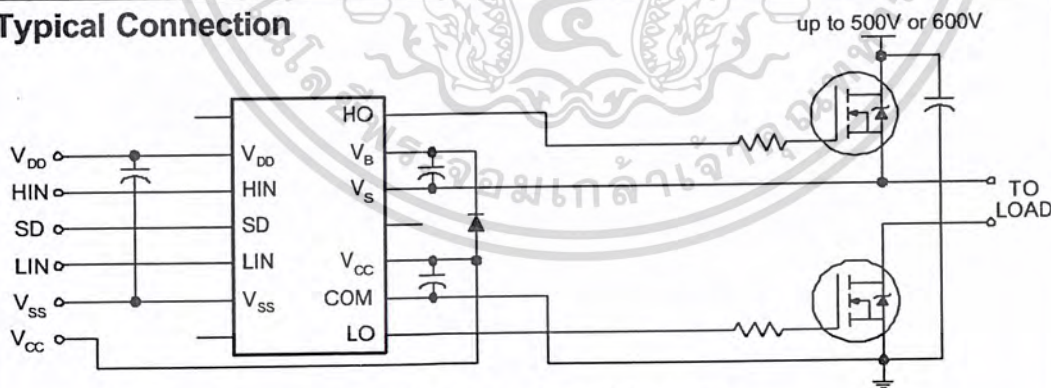
**Product Summary**

V <sub>OFFSET</sub> (IR2110) (IR2113)	500V max. 600V max.
I <sub>O+/-</sub>	2A / 2A
V <sub>OUT</sub>	10 - 20V
t <sub>on/off</sub> (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

**Packages**



**Typical Connection**



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and Design Tips for proper circuit board layout.

# IR2110/IR2113 (S)

International  
IR Rectifier

## Absolute Maximum Ratings

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

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V
	(IR2113)	-0.3	625	
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	-0.3	25	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	-0.3	V <sub>SS</sub> + 25	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	V <sub>CC</sub> - 25	V <sub>CC</sub> + 0.3	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub> - 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3	
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C (14 lead DIP)	—	1.6	W
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
R <sub>THJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP)	—	75	°C/W
	(16 lead SOIC)	—	100	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150	
T <sub>L</sub>	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<sub>S</sub> and V<sub>SS</sub> offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	V <sub>SS</sub> + 3	V <sub>SS</sub> + 20	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub>	V <sub>DD</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -4 to +500V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -4V to -V<sub>B</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V<sub>DD</sub> < 5V, the minimum V<sub>SS</sub> offset is limited to -V<sub>DD</sub>.

### Dynamic Electrical Characteristics

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

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

### Static Electrical Characteristics

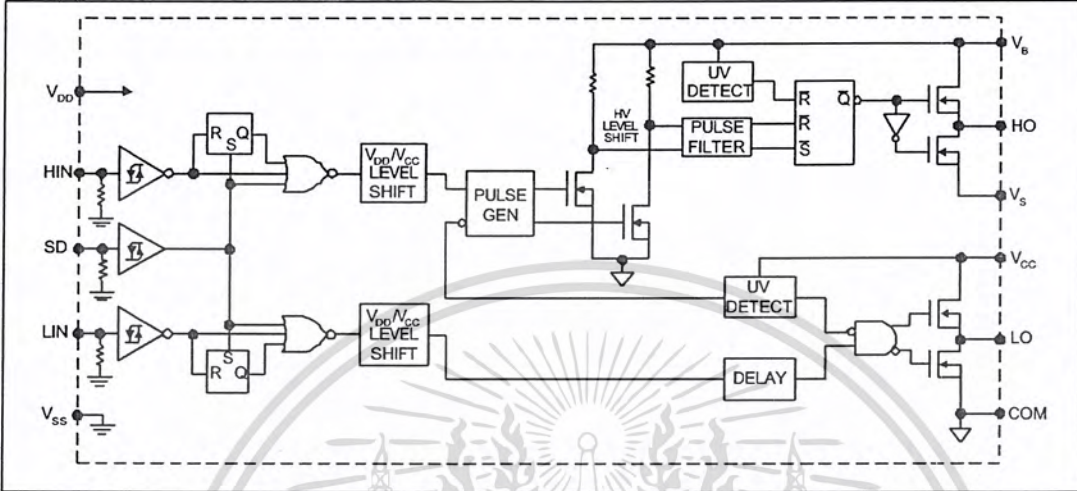
$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters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

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	16	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	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	—		$V_O = 15V, V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

# IR2110/IR2113 (S)

International  
IR Rectifier

## Functional Block Diagram



## Lead Definitions

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

## Lead Assignments

<p>14 Lead PDIP</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p>
<b>IR2110/IR2113</b>	<b>IR2110S/IR2113S</b>
<b>Part Number</b>	

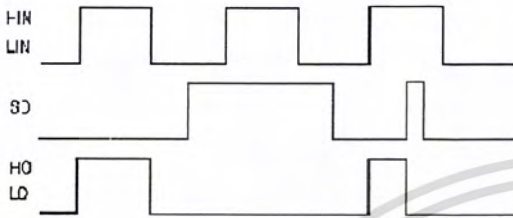


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

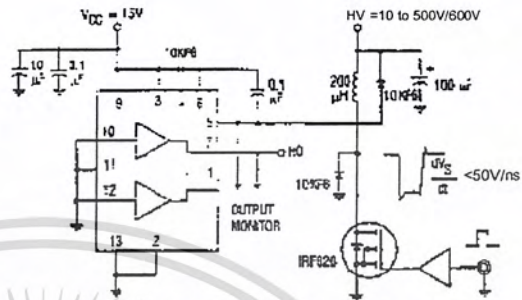


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

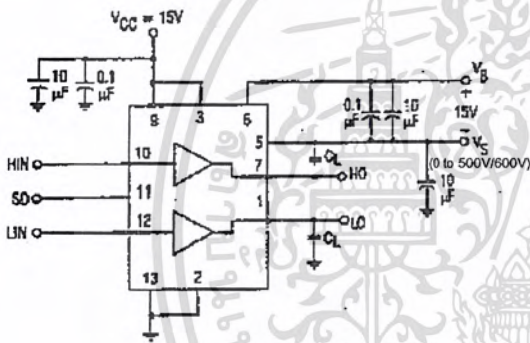


Figure 3. Switching Time Test Circuit

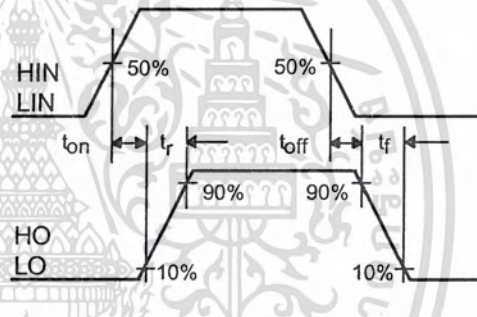


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

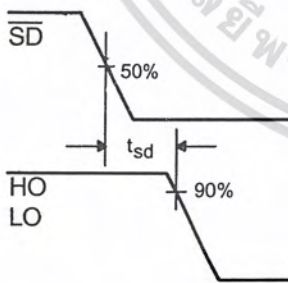


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

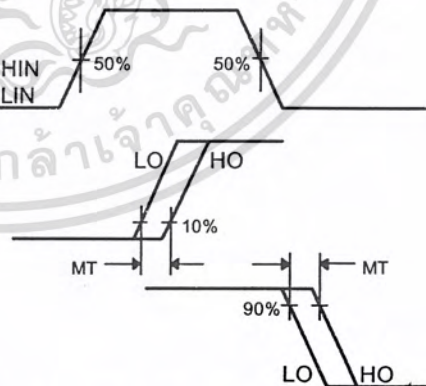


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

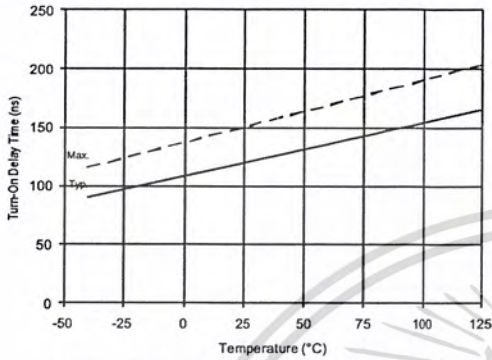


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

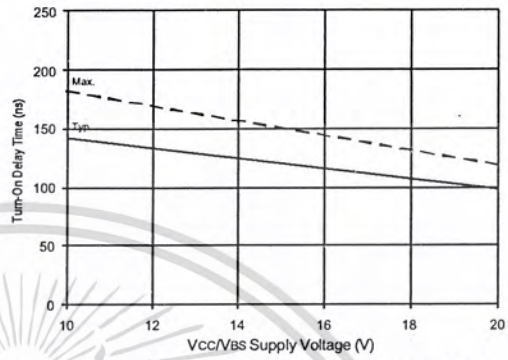


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

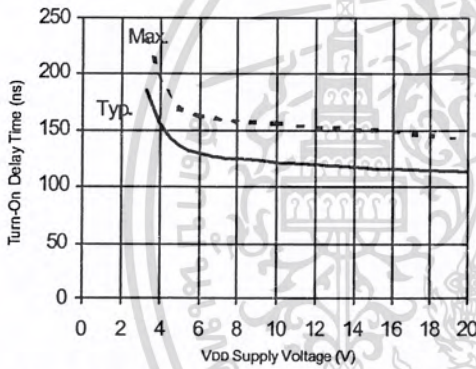


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

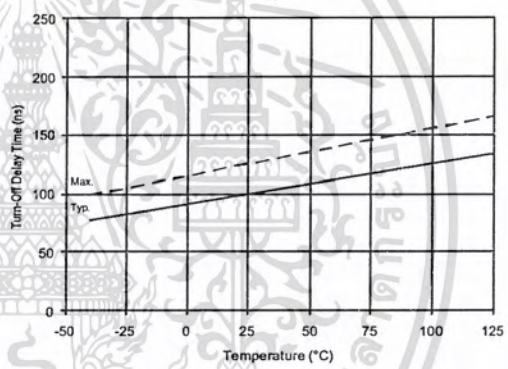


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

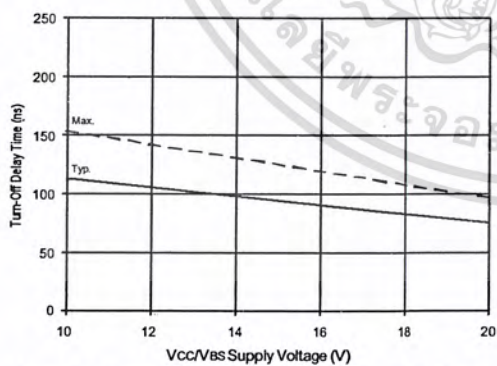


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

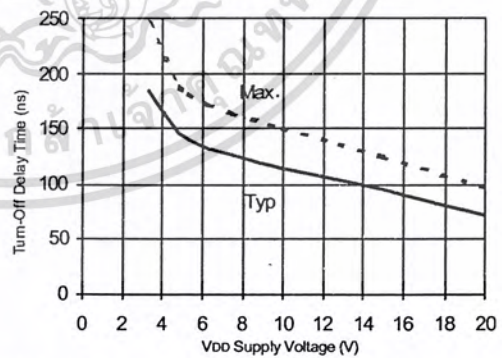


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

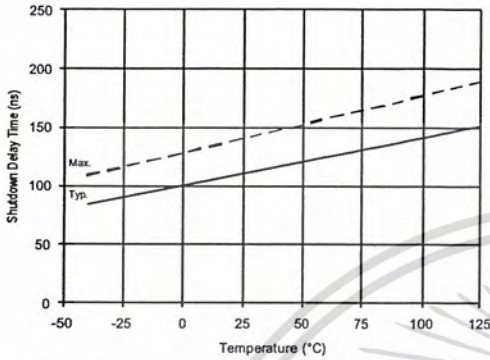


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

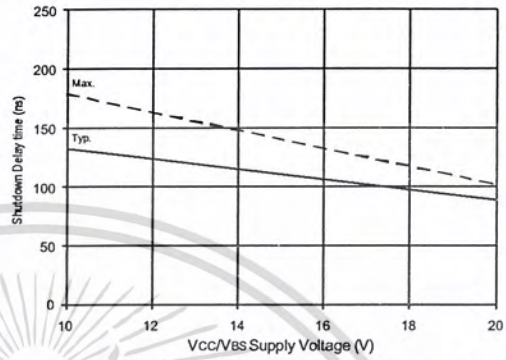


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

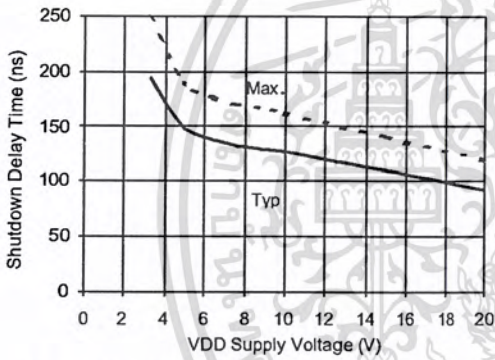


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

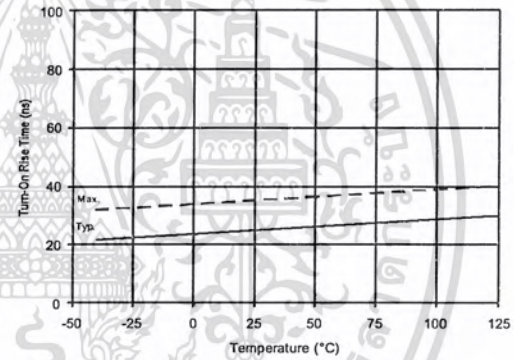


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

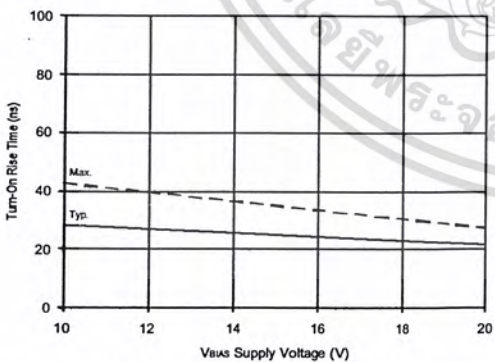


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

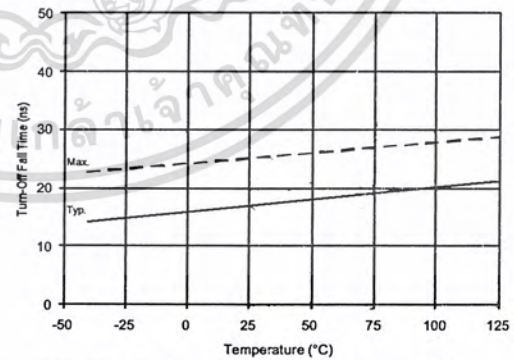


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

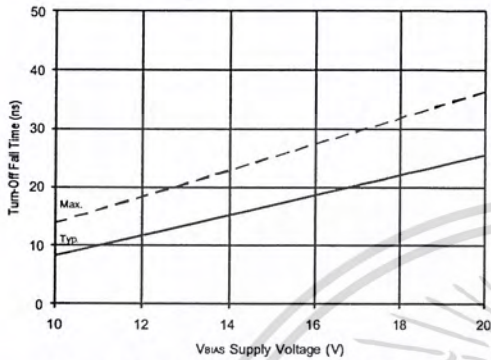


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

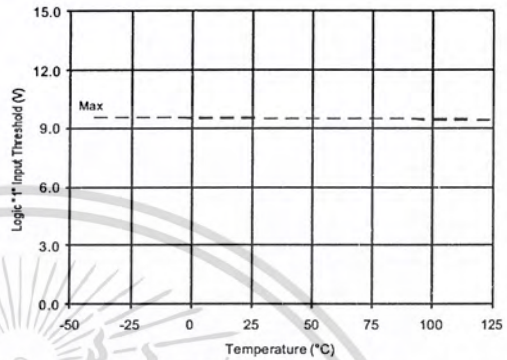


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

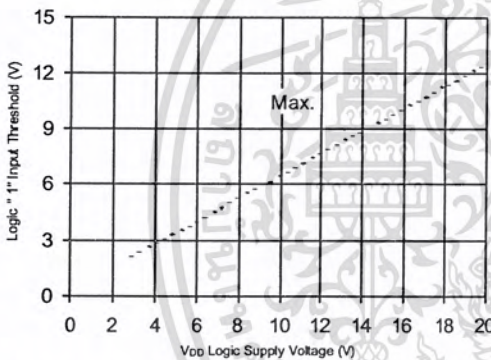


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

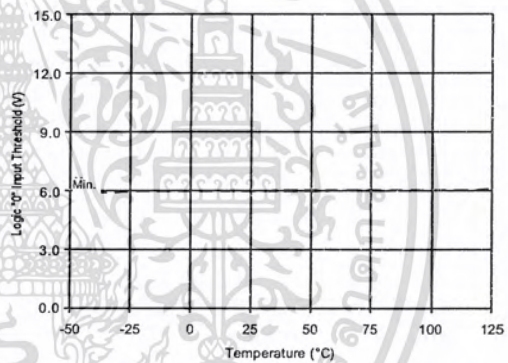


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

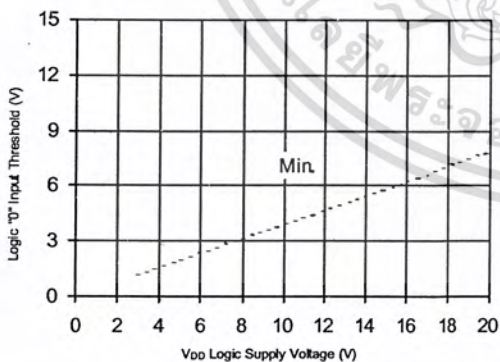


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

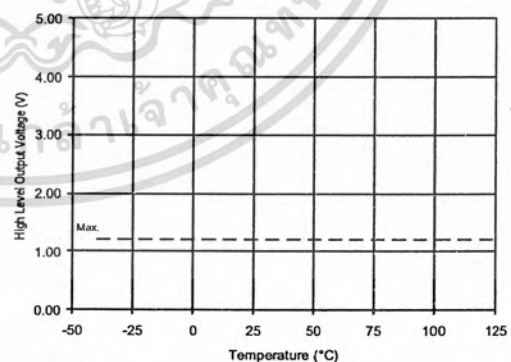


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

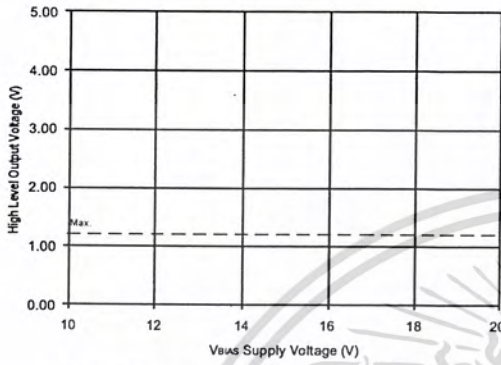


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

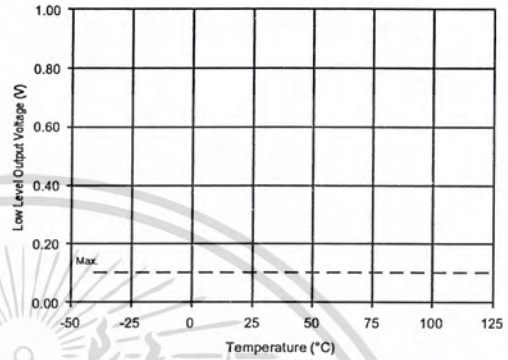


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

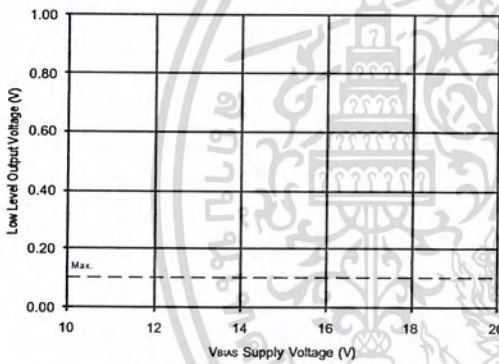


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

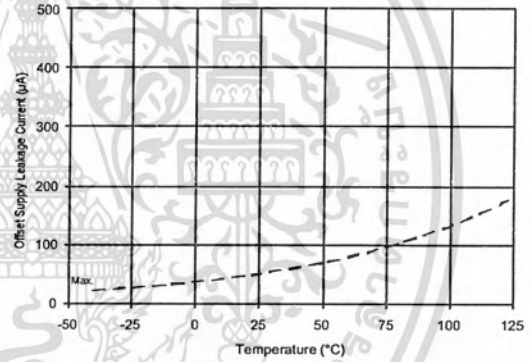


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

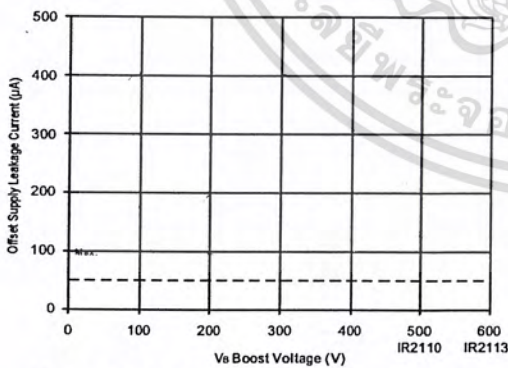


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

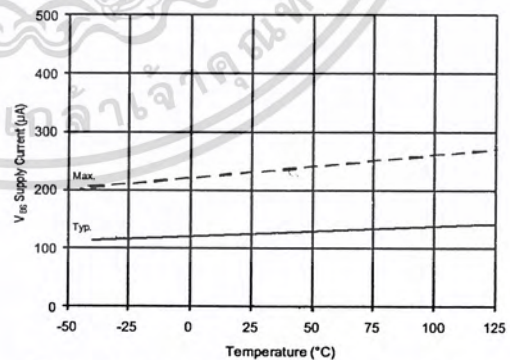


Figure 17A. Vbs Supply Current vs. Temperature

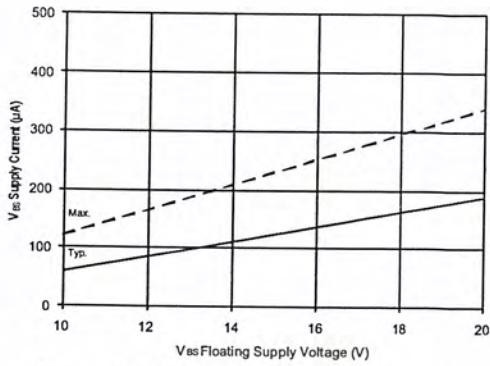


Figure 17B. V<sub>BS</sub> Supply Current vs. Voltage

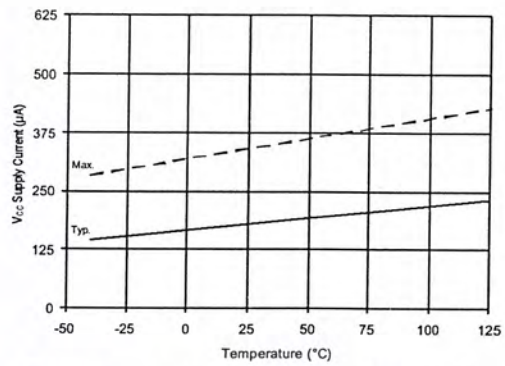


Figure 18A. V<sub>CC</sub> Supply Current vs. Temperature

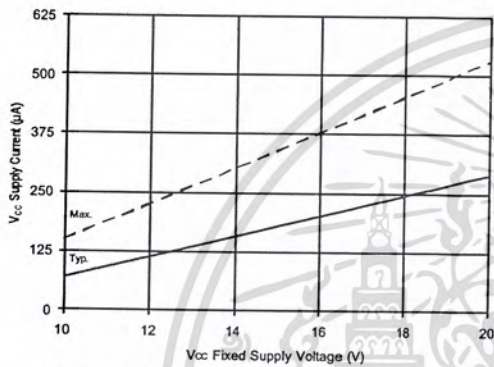


Figure 18B. V<sub>CC</sub> Supply Current vs. Voltage

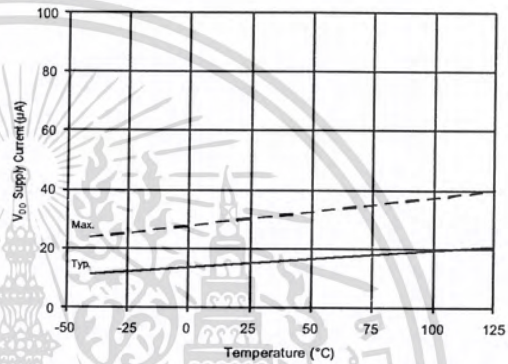


Figure 19A. V<sub>DD</sub> Supply Current vs. Temperature

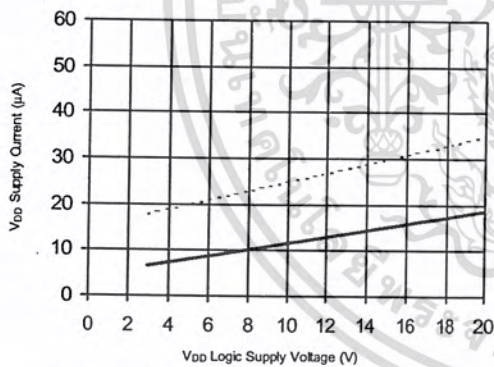


Figure 19B. V<sub>DD</sub> Supply Current vs. V<sub>DD</sub> Voltage

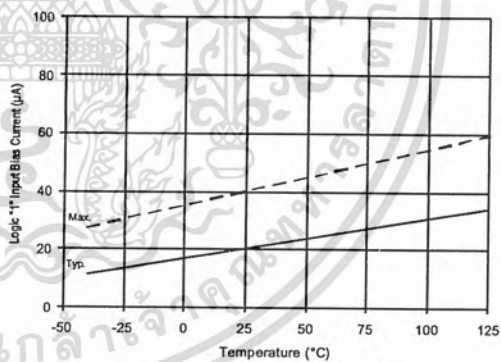


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

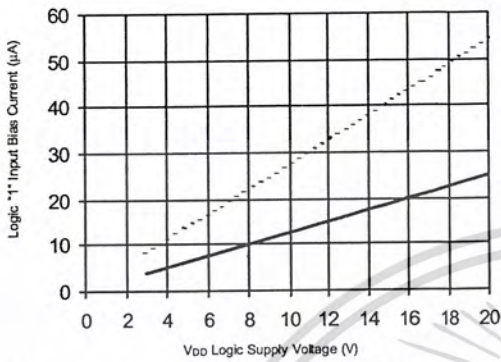


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. VDD Voltage

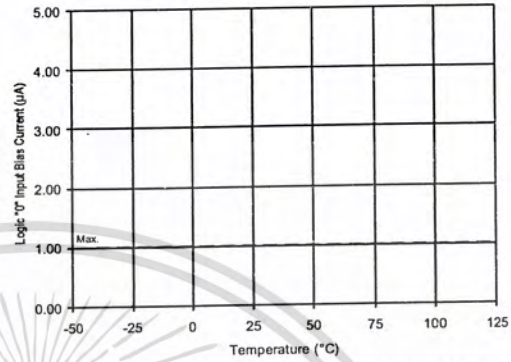


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

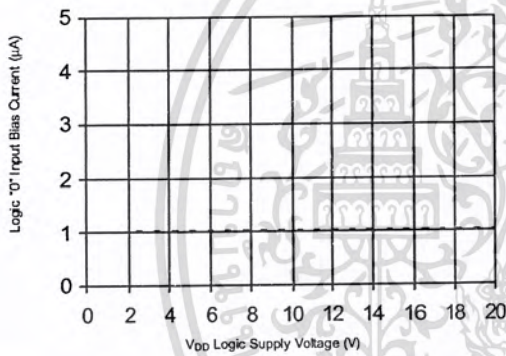


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. VDD Voltage

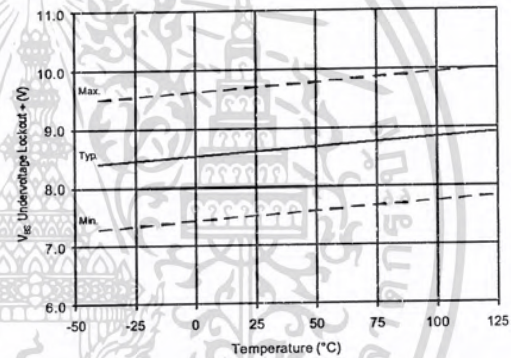


Figure 22. VBS Undervoltage (+) vs. Temperature

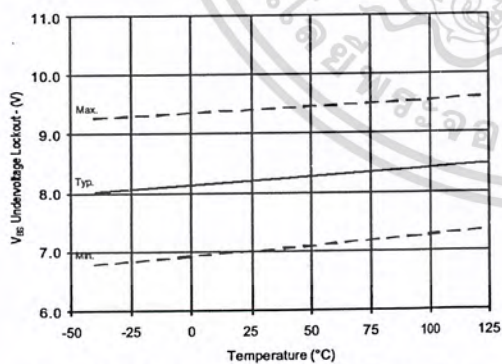


Figure 23. VBS Undervoltage (-) vs. Temperature

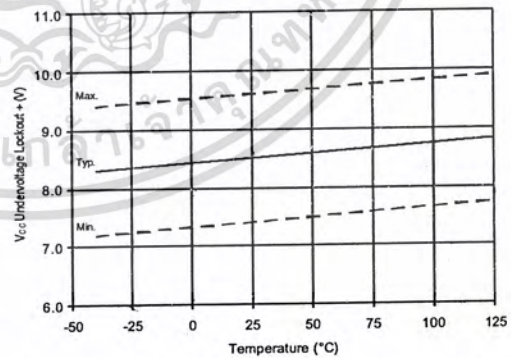


Figure 24. VCC Undervoltage (+) vs. Temperature

# IR2110/IR2113 (S)

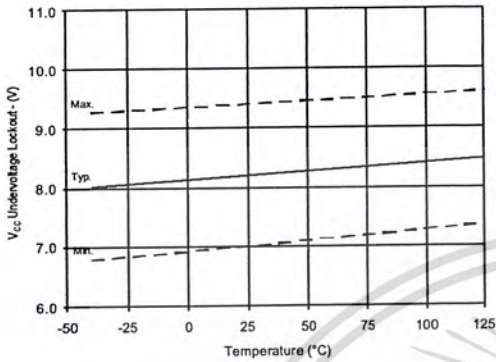


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

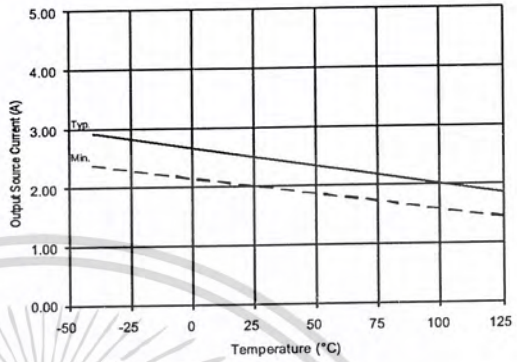


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

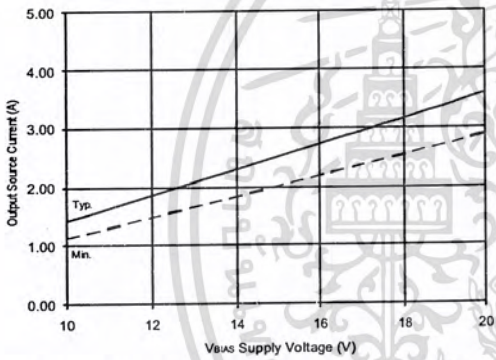


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

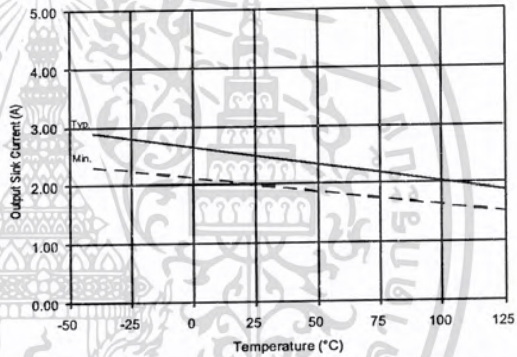


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

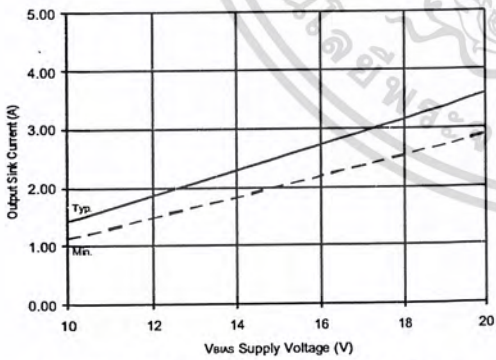


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

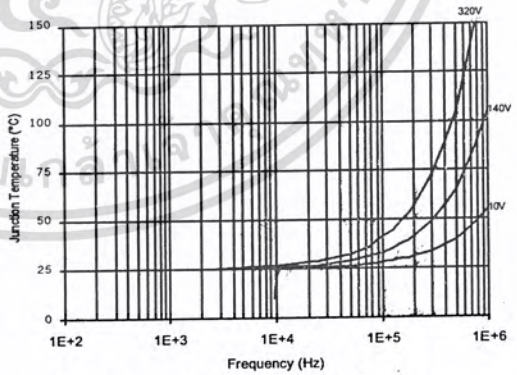


Figure 28. IR2110/IR2113  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC20)  $R_{GATE} = 33\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

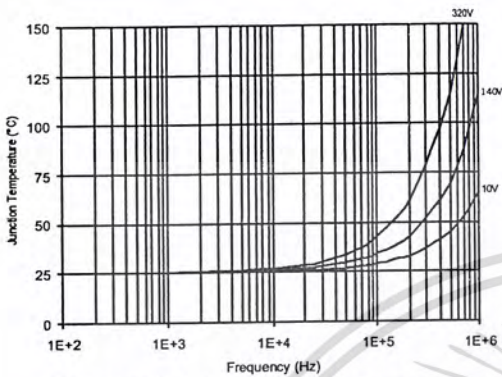


Figure 29. IR2110/IR2113 T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC30) R<sub>GATE</sub> = 22Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

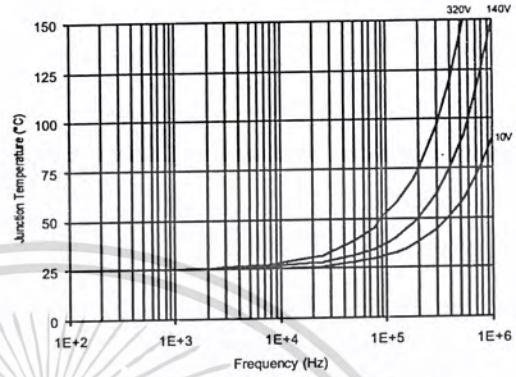


Figure 30. IR2110/IR2113 T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC40) R<sub>GATE</sub> = 15Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

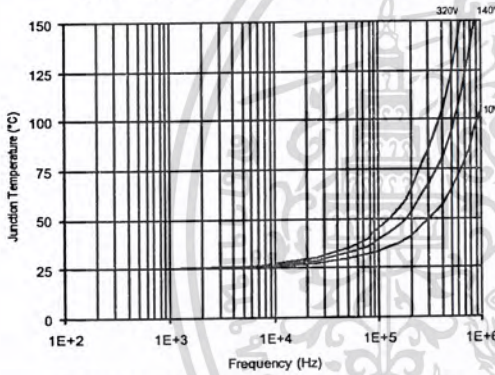


Figure 31. IR2110/IR2113 T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFPE50) R<sub>GATE</sub> = 10Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

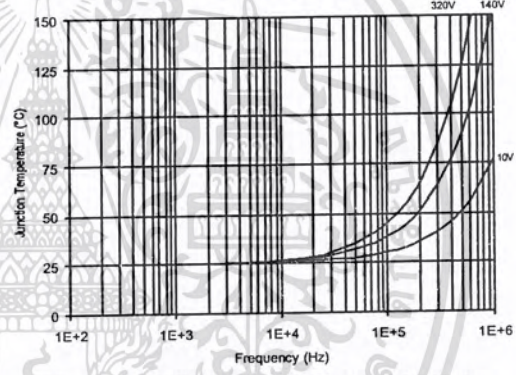


Figure 32. IR2110S/IR2113S T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC20) R<sub>GATE</sub> = 33Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

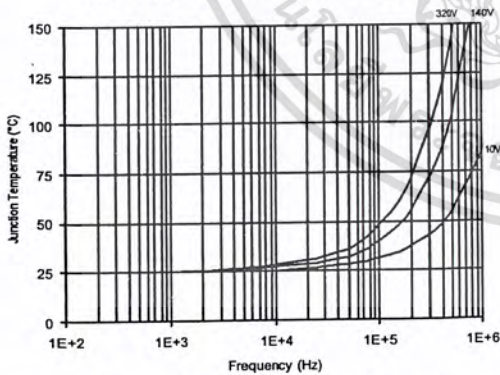


Figure 33. IR2110S/IR2113S T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC30) R<sub>GATE</sub> = 22Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

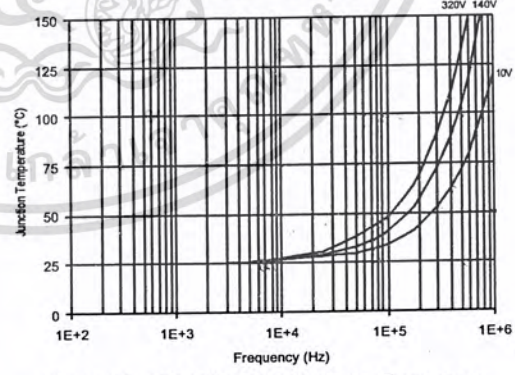
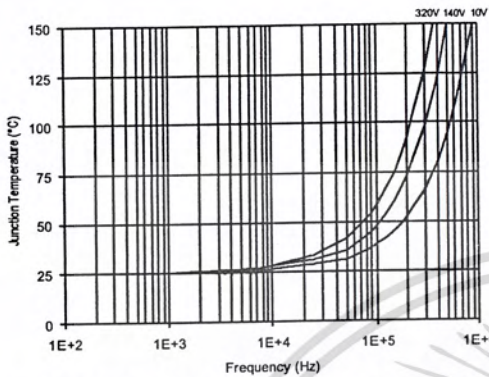
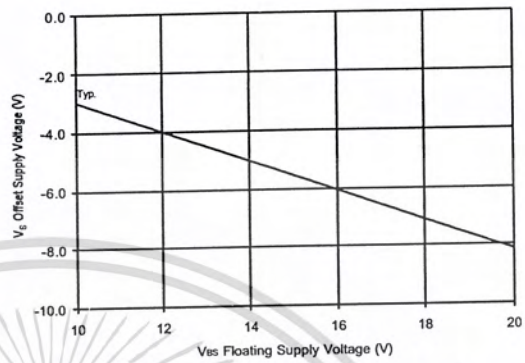


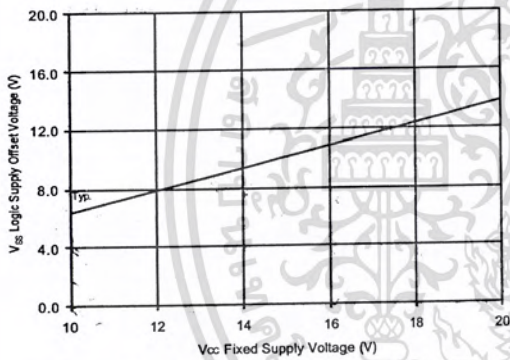
Figure 34. IR2110S/IR2113S T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFBC40) R<sub>GATE</sub> = 15Ω, V<sub>CC</sub> = 15V



**Figure 35. IR2110S/IR2113S T<sub>j</sub> vs. Frequency (IRFPE50)**  
R<sub>GATE</sub> = 10Ω, V<sub>CC</sub> = 15V

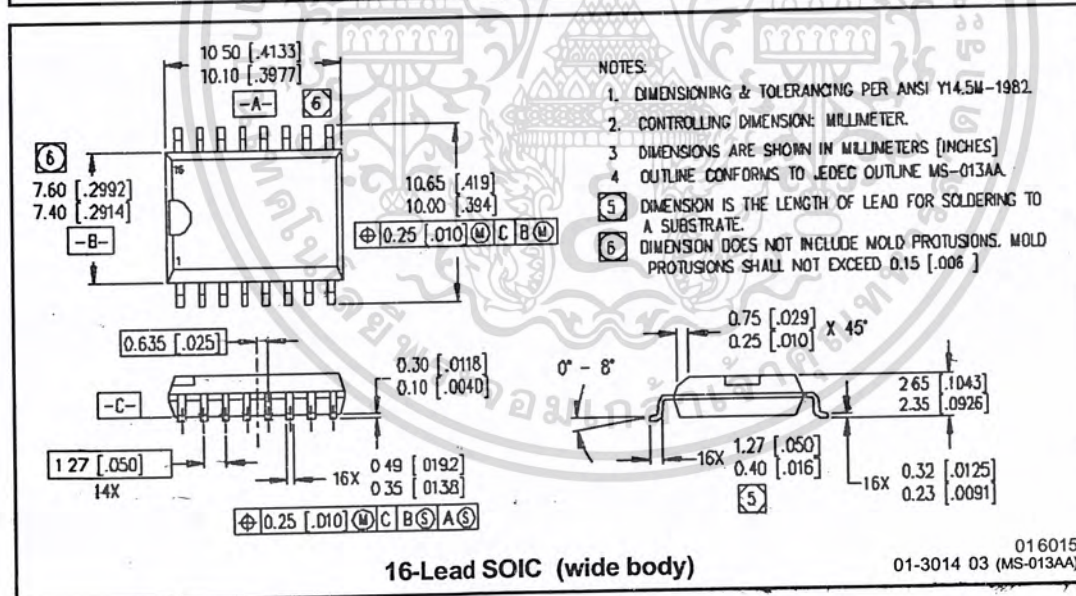
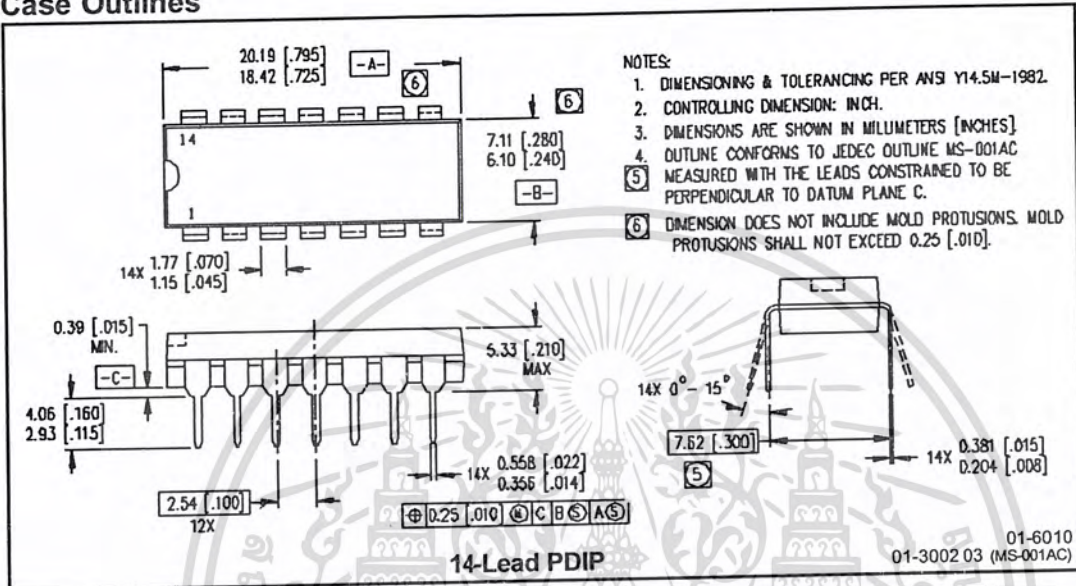


**Figure 36. Maximum V<sub>ds</sub> Negative Offset vs. V<sub>ds</sub> Floating Supply Voltage**



**Figure 37. Maximum V<sub>ss</sub> Positive Offset vs. V<sub>cc</sub> Supply Voltage**

Case Outlines



WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105  
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 1/24/2002