

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง

HIGH VOLTAGE SWICHING SUPPLY



ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์เชิงแรงดันสูง  
HIGH VOLTAGE SWITCHING SUPPLY

โดย

นาย มนตรี วงษ์ปั้ง รหัส 46015235  
น.ส. ปิยดา คุ้มไค้อยู่ รหัส 46015231



ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแรงดันสูง ( High Voltage Switching Power Supply)

ผู้จัดทำ 1. นายมนตรี วงษ์ปลั่ง รหัส 46015235  
2. น.ส. ปิยดา คุ่มไต้คุ้ม รหัส 46015231



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง

( High Voltage Switching Power Supply)

1. นายมนตรี วงษ์ปลั่ง รหัส 46015235
2. น.ส. ปิยดา คู่มีได้อยู่ รหัส 46015231

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการตรวจสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง

นาย มนตรี วงษ์ปลั่ง รหัส 46015235  
น.ส. ปิยดา คุ่มไค้อยู่ รหัส 46015231  
รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2548

## บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรออกแบบ แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง ( High Voltage Switching Power Supply) ซึ่งมีขนาด 3 Kv 150 mA ความได้เปรียบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายคือมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย

ภายในวงจรจะประกอบไปด้วยวงจรย่อยทางอิเล็กทรอนิกส์หลายวงจร หัวใจหลักของวงจรสวิตชิงจะอยู่ที่วงจร ฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะใช้การควบคุมจาก TL494 ซึ่งจะเป็นตัวควบคุมการสวิตซ์ของ เพาเวอร์มอสเฟต

สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณ Pulse จะถูกส่งไปยังวงจรรีโซแนนซ์เพื่อขับปลั๊กสัญญาณผ่านหม้อแปลงความถี่สูง โดยจะกำหนดให้จำนวนรอบของขดลวดที่ขาออกให้มีจำนวนมากๆเพื่อให้แรงไฟที่ขาออกมีขนาดแรงดันที่สูง หลังจากนั้นจึงจะทำการเรคตีไฟร์ป้อนให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ เพื่อนำไปใช้งาน

## HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY

Mr. Montry Vongpung ID. 46015235

Miss.Piyada Kkumdayou ID. 46015231

Dr. Somsak Chearsirikun Advisor

Educational Year 2005

### Abstract

This project was designed of switching power supply which 3 kV 150 mA. It advantages is a small power supply and over effective.

This project had many sub electronics circuit .The main of circuit was a half bridge converter. Its controlled by TL494 that controlled switching power mosfet.

Pulse signal from switching power mosfet was sent to resonance circuit and passed to high frequency transformer. Then it had many laps of coil in the secondary for high output voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการฉบับนี้จะสำเร็จล่วงไปด้วยดีไม่ได้เลยถ้าหากขาดความกรุณาจากคณะอาจารย์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งอาจารย์ที่ปรึกษา คือ รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล ที่ให้ความรู้ คำแนะนำ และแนวทางต่างๆมาโดยตลอด รวมทั้งต้องกล่าวขอบคุณรุ่นพี่ และเพื่อนๆทุกคนที่ร่วมงาน และให้ความช่วยเหลือด้วยดีเสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	
Abstract	
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.1.2 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	6
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	6
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.3 วงจรควบคุม	11
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	12
2.4 วงจรขับเกท	15
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	16
2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบแอตโคโยใช้หม้อแปลงและเบอร์เกอร์แคปซิบ	16
2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบแอตด้วยกระแสเป็นสวิตช์ร่วมกับกระแสคอลลีเกเตอร์	17
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	18
2.4.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	18
2.4.4 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	20
2.4.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	20
2.5 วงจรสับเบอร์	21
2.5.1 วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
2.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	23
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	25
2.6.1 ฟอสต์-รีคัทเวอริ์และอุลตราฟอสต์-รีคัทเวอริ์ไดโอด	25
2.6.2 ซอตต์กีไดโอด	25
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	25
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	27
2.6.4.1 งานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	27
2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	29
2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)	29
2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต	30
2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA	30
บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตชิง	31
3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	32
3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)	33
3.1.2 บอบบิน (Bobbin)	33
3.1.3 ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled Copper Wire)	34
3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Type)	34
3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	34
3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	34
3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	35
3.2.3 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hyteresis Curve)	36
3.2.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	38
3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	39
3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)	40
3.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาท์พุทไช้ค	41
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟโรมารี่และขดเชคคั่นคาร์รี่ของหม้อแปลงสวิตชิง	42
3.4 การพันลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	43
3.5 ผลของการนำกระแสเพียงแค่นั้นผิวของทองแดง	44
3.6 ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
<b>บทที่ 4 วงจรรีโชนแนนซ์</b>	49
4.1 วงจรรีโชนแนนซ์อนุกรม	49
4.2 วงจรรีโชนแนนซ์ขนาน	51
<b>บทที่ 5 หลักการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิทช์ซิ่ง</b>	54
5.1 การทำงานของวงจร	54
5.2 การออกแบบวงจร	
5.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์	56
5.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	56
5.3 ผลการทดลอง	57
5.4 รูปคลื่นผลการทดลอง	62
<b>บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง</b>	63
<b>ภาคผนวก</b>	
<b>บรรณานุกรม</b>	



## สารบัญรูปลูกภาพ

		หน้า
รูปที่ 2.1	บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิดซ์ซิ่ง	4
รูปที่ 2.2	บล็อกไดอะแกรมเอาต์พุตที่ผ่านเรกกูเลตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิดซ์ซิ่ง	5
รูปที่ 2.3	วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.4	วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 2.5	วงจรบูช-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.6	วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.7	วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.8	วงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
รูปที่ 2.9	ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย	12
รูปที่ 2.10	วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส	13
รูปที่ 2.11	ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	14
รูปที่ 2.12	การใช้งานมอสเฟตเป็นสวิดซ์แบบคอมมอนซอร์ส	15
รูปที่ 2.13	วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบอร์เกอร์แคลมป์	17
รูปที่ 2.14	วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	17
รูปที่ 2.15	การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ (ก) ,(ข) ,(ค)	18
รูปที่ 2.16	การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	20
รูปที่ 2.17	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	20
รูปที่ 2.18	ลักษณะกระแสและแรงดันคคกร่อมทรานซิสเตอร์	21
รูปที่ 2.19	วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส	22
รูปที่ 2.20	วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	23
รูปที่ 2.21	ลักษณะของกระแสและแรงดันคคกร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน	28
รูปที่ 2.22	ตัวเก็บประจุแม่ที่ค่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	29
รูปที่ 2.23	ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟต ถูกไบแอสให้นำกระแส	30
รูปที่ 3.1	ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแส ไหลผ่านขดลวดแกนอากาศ	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
รูปที่ 3.2	สนามแม่เหล็กเชิงแรงขึ้นเมื่อใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กในขดลวด	32
รูปที่ 3.3	ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น	32
รูปที่ 3.4	ตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้น สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EC	33
รูปที่ 3.5	ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI และ ETD	36
รูปที่ 3.6(ก)	เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8	37
รูปที่ 3.6(ข)	เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A	37
รูปที่ 3.7	ลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร	38
รูปที่ 3.8	การกำหนดช่องอากาศคั่น	40
รูปที่ 3.9	ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	42
รูปที่ 3.10	ลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในขดลวดทองแดงเมื่อมีกระแสกลับ ไหลผ่านทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง	44
รูปที่ 3.11	ระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 % ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด	45
รูปที่ 3.12	ลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง	46
รูปที่ 3.13	ลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว $B_x$ ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตซ์จิ่งโดย $B_x$ จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะสูงสุดของขดลวดทองแดง	46
รูปที่ 3.14	ผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว จึงมีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิว ด้านบนและด้านล่างของขดลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแส ที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง	47
รูปที่ 3.15	การเปรียบเทียบขดลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดง ที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดทองแดงเพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่น ของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น	48
รูปที่ 4.1	วงจรรีโชนนซ์อนุกรม	49
รูปที่ 4.2	กราฟของอิมพีแดนซ์ Z	50
รูปที่ 4.3	การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน	50

	หน้า	
รูปที่ 4.4	กราฟของแอดมิตแตนซ์	51
รูปที่ 4.5	วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน	52
รูปที่ 4.6	กราฟของแอดมิตแตนซ์	52
รูปที่ 4.7	การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์	53
รูปที่ 5.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร	54
รูปที่ 5.2	ตารางผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง	58
รูปที่ 5.3	กราฟแสดงผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซิ่ง	59
รูปที่ 5.3	วงจรรูป CONVERTER และ OUTPUT RESONANCE ของวงจรแหล่งจ่ายไฟปรับแรงดันได้	60
รูปที่ 5.4	วงจรรูป CONTROL ของวงจรแหล่งจ่ายไฟปรับแรงดันได้	61
รูปที่ 5.5	รูปคลื่นเอ๊าท์พุทที่จุด A-B ของวงจร CONTROL	62
รูปที่ 5.6	รูปคลื่นเอ๊าท์พุทที่ออกจากภาค SWITCH POWER MOSFET	62
รูปที่ 5.7	รูปคลื่นเอ๊าท์พุทที่ออกเรโซแนนซ์	62
รูปที่ 5.8	รูปคลื่นเอ๊าท์พุทที่ผ่านบริดจ์	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1 บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

โครงการนี้เป็นโครงการสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (HIGH VOLTAGE SWICHING POWER SUPPLY) ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย คือแหล่งจ่ายไฟประเภทหนึ่งคล้ายๆ กับ เครื่องจ่ายไฟทั่วๆ ไป ต่างกันที่มีขนาดกระทัดรัดกว่า เพราะไม่ต้องใช้หม้อแปลงและประสิทธิภาพดีกว่า โดยความเป็นจริงแล้ว สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะมีความซับซ้อนทางวงจรและความยุ่งยากในการสร้างและประกอบน้อยกว่า เนื่องจากการพัฒนาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต และวงจรควบคุมมีขีดความสามารถทางเทคโนโลยีสูงขึ้นเรื่อยๆ จนทำให้วงจรพื้นฐานของเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ซึ่งเป็นวงจรหลักและใช้งานมาเป็นเวลานานแล้วยังคงสามารถนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในวงอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยหม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีข้อจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ขณะเดียวกันสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็กและมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วยเช่นเครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น แนวโน้มในการนำสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทํางานและการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

สำหรับโครงการแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ซึ่งเป็นการนำหลักการทํางานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งที่มีการทํางาน คือ เปลี่ยนแรงดันสูง 220 โวลต์ มาทำการเรกติไฟร์และผ่าน วงจรฟิลเตอร์ทำให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นไฟตรงแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตซ์ซึ่ง

เพื่อแปลงกลับมาเป็นไฟสลับที่มีความถี่สูง โดยแรงดันไฟสลับความถี่สูงจะมีเพาเวอร์มอสเฟตของ วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีไอซี TL 494 เป็นตัวทำการ ควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์เฟท ส่วนวงจรด้านเอาต์พุตจะใช้วงจรรี โซแนนท์ LC ที่ค่อกันแบบผสม เพื่อให้ได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ ส่วนการกำหนด แรงดันเอาต์พุตจะสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความถี่รีโซแนนท์ ซึ่งตรงกับค่าความถี่รีโซเนน ท์ของวงจรจะให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันที่สูงที่สุด ถ้าหากว่าที่ความถี่ที่ต่ำหรือสูง กว่าความถี่รีโซแนนท์ จะให้ค่า แรงดันทางด้านเอาต์พุตต่ำกว่าค่าความถี่รีโซแนนท์ ซึ่งแรงดัน ส่วนนี้จะส่งไปให้ขดลวดของหม้อแปลงเอาต์พุตทางด้านขดลวดปฐมภูมิ จากการควบคุมของไอซี TL 494 ซึ่งจะสามารถควบคุมแรงดันได้ตามที่เราต้องการ และเมื่อทำการปรับเปลี่ยนขดลวด ทางด้านทุติยภูมิให้มีจำนวนรอบเพิ่มมากขึ้นเราก็จะได้แรงดันที่ขาออก (เอาต์พุตของวงจร) มี ค่าแรงดันเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วยตามจำนวนรอบของขดลวด เป็นค่าแรงดันสูงที่ได้ออกมาซึ่งเป็น ค่าแรงดันที่เราต้องการและจะทำการผ่านวงจรฟิลเตอร์ให้ได้แรงดันที่ออกมาเป็นแรงดันกระแสตรง

#### 1.1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- เพื่อศึกษาการทำงานของสวิตซิ่ง
- เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานระหว่างสวิตซิ่งกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ

#### 1.1.2 ขอบเขตของโครงการ

- สร้างแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่ง 450 วัตต์ (3kv \* 150mA)

## บทที่ 2 ทฤษฎี

ในวงจรไฟฟ้าทั่วไปไม่ว่าจะเป็นวงจรในระบบอนาล็อก หรือดิจิทัล ก็ย่อมมีความจำเป็นที่จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีลักษณะสมบัติตามนี้ คือ สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างพอเพียงโดยยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไว้ได้ มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation) รวมทั้งยังต้องสามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลายๆ ระดับ ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ประสิทธิภาพสูง และราคาถูกอีกด้วย

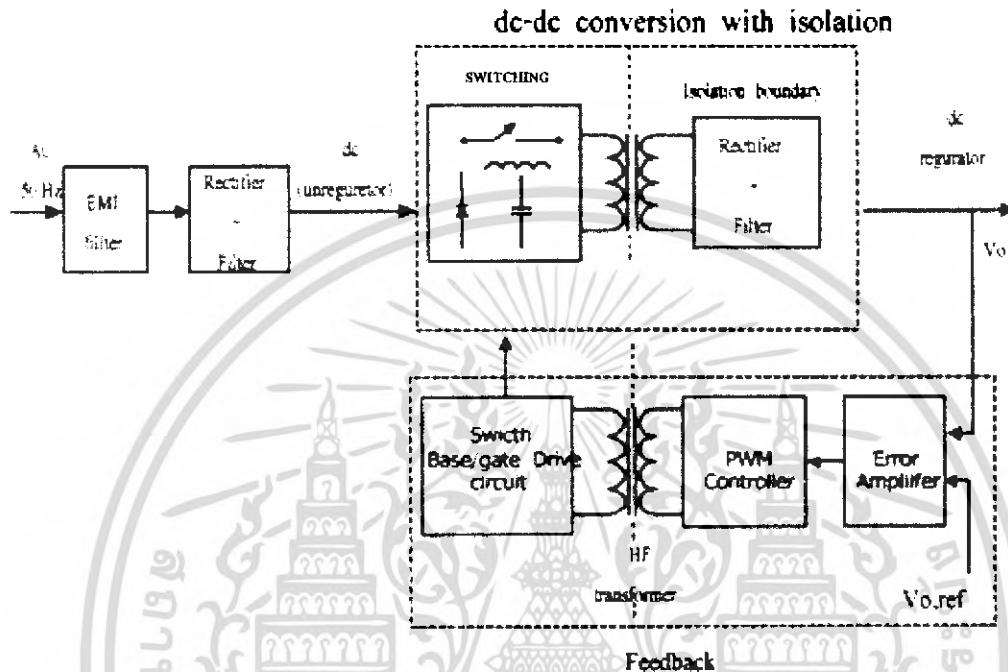
ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้นถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบ และอุปกรณ์ใช้นั้นไม่แพงนัก แต่ก็มีข้อเสียคือถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงที่ใช้กับความถี่ต่ำ จะมีขนาดของขดลวดและแกนแม่เหล็กจะมีขนาดที่ใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งมาก และข้อเสียอีกอย่างของหม้อแปลงความถี่ต่ำก็คือ มีกำลังสูญเสียทางไฟฟ้ามาก ประสิทธิภาพจึงต่ำ

แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง จะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่ง ด้วยวงจร dc-to-dc converter ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ โดยไม่จำเป็นจะต้องทำงานในย่านแอกทีฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตชิ่งจะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและกระแส

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกระทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์ โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งก็มีข้อเสียเช่นกัน อาทิเช่น อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพง และอุปกรณ์บางชิ้นหายาก และการออกแบบมีความยุ่งยากมาก

## 2.1 หลักการทำงานเบื้องต้น

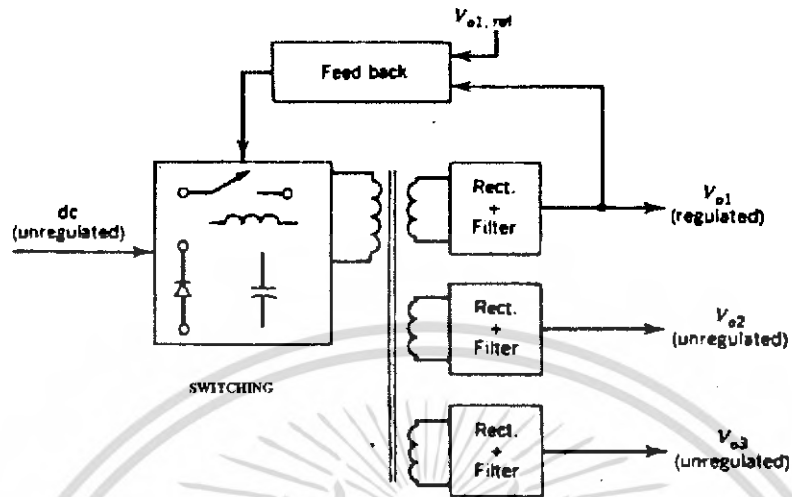
พื้นฐานทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซึ่งคือ ทำให้หม้อแปลงกำลังนั้นมีขนาดและน้ำหนัก ลดลง โดยการพยายามลดระดับแรงดันผ่านหม้อแปลงที่ความถี่สูงๆ เพราะความถี่สูงขนาดและ น้ำหนักจะลดลงมาก



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซึ่ง

ในรูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซึ่งแรงดันไฟสลับจากอินพุทจะถูกเรียงกระแสแล้วป้อนเข้ามา ซึ่งเป็นแรงดัน ไฟตรงที่ยังไม่ผ่านการเรกกูเลต สำหรับใน ส่วนของ บล็อกไดอะแกรม dc-dc Conversion with isolation จะเป็นตัวเปลี่ยนไฟตรงจากระดับ หนึ่งไปเป็นอีกหลายๆ ระดับ โดยใช้ความถี่ในการสวิตซ์สูงมากๆ เป็นผลทำให้เกิดความถี่ ac มีค่า สูงตกคร่อม isolation transformer และ มีวงจรเรียงกระแสกับวงจรฟิลเตอร์ต่อยุ่กับขดลวดทางด้าน ทุติยภูมิ เกิดเป็น  $V_o$

ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากแหล่งจ่ายจะถูกเรกกูเลต โดยป้อนกลับมาควบคุมการทำงานของ PWM CONTROLLER ซึ่งจะนำแรงดันควบคุมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่ สวิตซ์ ซึ่งสำหรับการแยกกันทางไฟฟ้า (isolation) ในการป้อนกลับนั้นสามารถทำได้โดยการใช้หม้อ แปลงหรือแสงเป็นตัวแยกก็ได้



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมเอาต์พุตที่ผ่านเรกกูเลต  
ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซิ่ง

ส่วนรูปที่ 2.2 เป็นการแสดงบล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซิ่ง จะเห็นได้ว่า มีเพียงเอาต์พุต  $V_{o1}$  เท่านั้น ที่ผ่านการเรกกูเลต แต่ถ้า  $V_{o2}$  และ  $V_{o3}$  ต้องการที่จะเรกกูเลตก็ สามารถใช้ลิเนียร์เรกกูเลเตอร์เป็นตัวเรกกูเลตได้ทันที

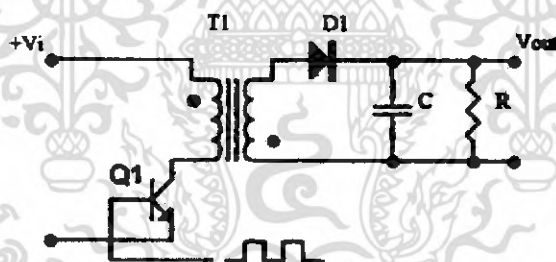
## 2.2 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

### 2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



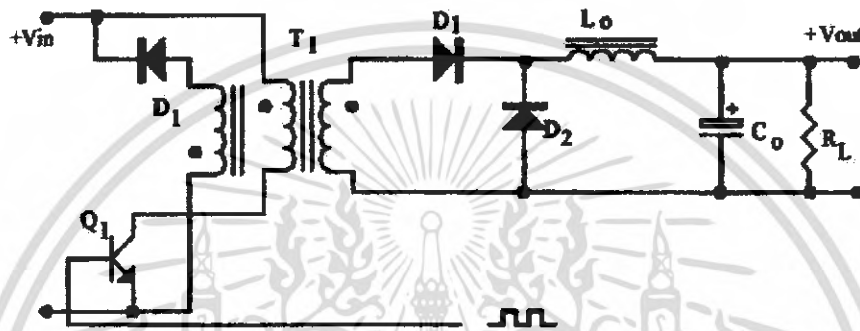
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิทช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เล็กขมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง  $T_1$  จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง  $T_1$  แทน เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก  $T_1$  ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิ  $D_1$  ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูก ถ่ายเทไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ไปยังตัวเก็บ

ประจุเอาต์พุต  $Q_1$  ช่วงเวลานำกระแสของ  $Q_1$  อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย ราคาถูก

### 2.2.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

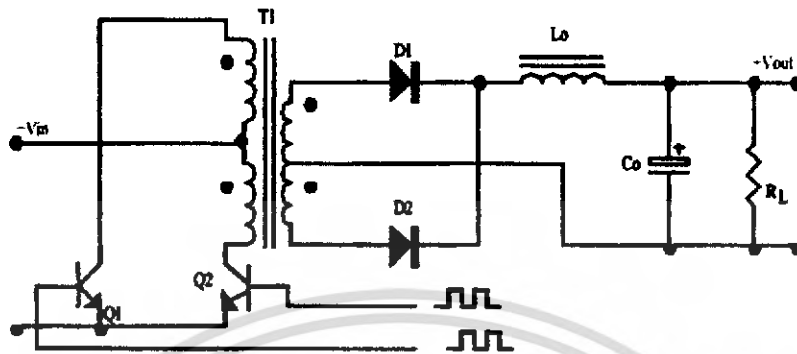


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง  $T_1$  ในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขบขปฐมภูมิและขบขทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$  และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน  $L$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส ไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขบขทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน  $L$  จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด  $D_2$  ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่  $Q_1$  นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามา จะทำให้ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

### 2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

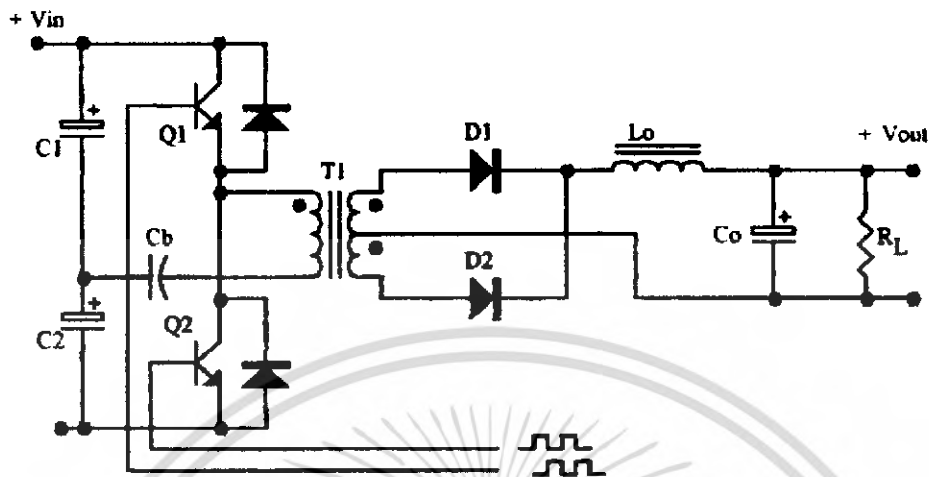


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจร สวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน  $L$  ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทาง เอาท์พุทจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

### 2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

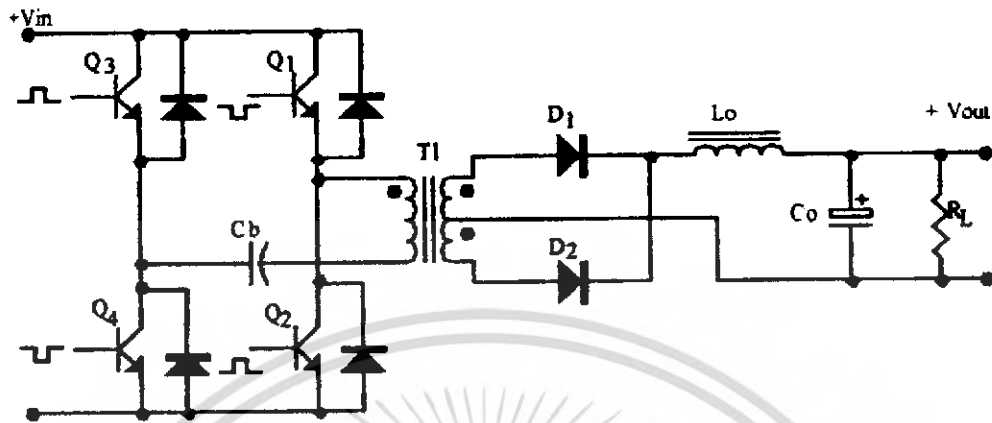


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน วงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสย้อนกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดัน ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะคล้ายกับการทำงานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรง ดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของ การต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่ง เป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้จะอยู่ในช่วง ไม่เกิน 500 วัตต์

### 2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมด 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่าน ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของ ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

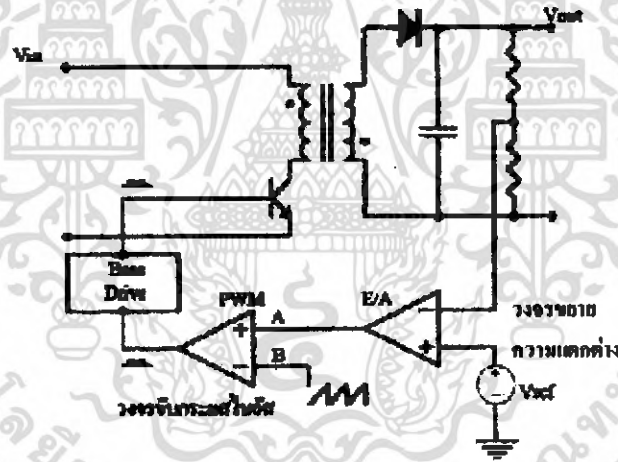
## 2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแส ( $t_{on}$ ) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน(Pulse Width Modulation)เพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมคควบคุมจากแรงดันและ โหมคควบคุมจากกระแส

### 2.3.1. วงจรควบคุมโหมคควบคุมจากแรงดัน

#### (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมโหมคนี้ จะอาศัยการตรวจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุต เป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมโหมคควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป 2.8

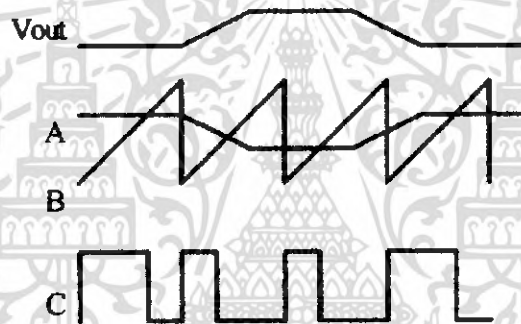


รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานโหมคควบคุมจากแรงดัน

จากวงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับ แรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ของวงจร เพื่อตรวจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย ที่ตำแหน่ง B ของ PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลของการมอดูเลชันของค่า

แรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรมหาความแตกต่าง  $E/A$  ที่ขาอินเวอร์ตของผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ( $t_{on}$ ) มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลากำหนดนำกระแส ( $t_{on}$ ) ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM  
ผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นฐาน

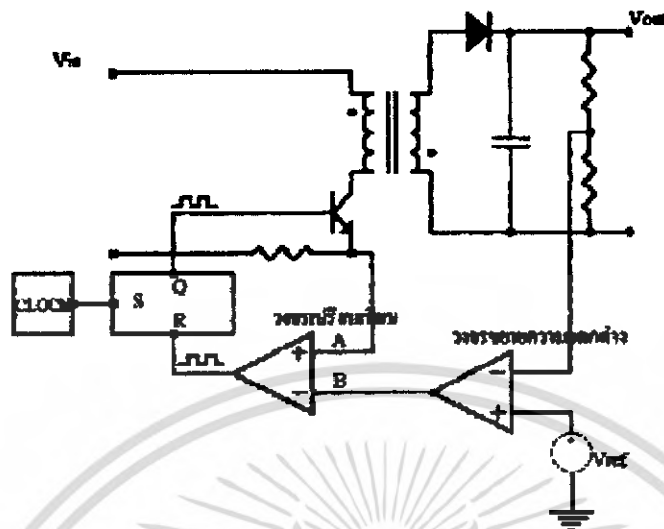
### 2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

#### (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูป 2.10 การทำงานของวงจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบกับให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา  $R_s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุม  
คอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

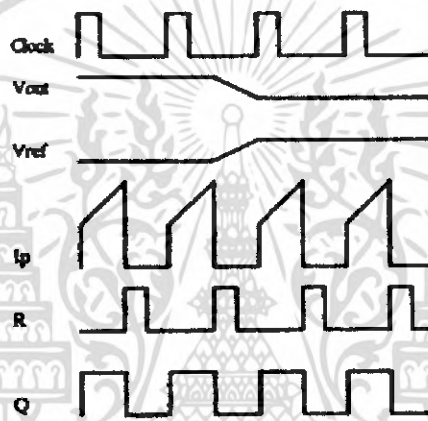
เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่คาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารีและตัวต้านทาน  $R_s$  ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน  $V_s$  ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน  $R_s$  ด้วย

แรงดันตกคร่อม  $R_s$  ที่เกิดขึ้นถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ  $V_s$  เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น “Low” และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน  $V_s$  ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_s$  นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงนำเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัย

การป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลข ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลง ของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อคํวจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานานกว่าจะกลับคืนค่า เพื่อให้อ่าแรงดัน  $V_s$  มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานานกว่าจะกลับคืนค่าด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องการสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขบปฐมภูมิในลักษณะพัลส์คอพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

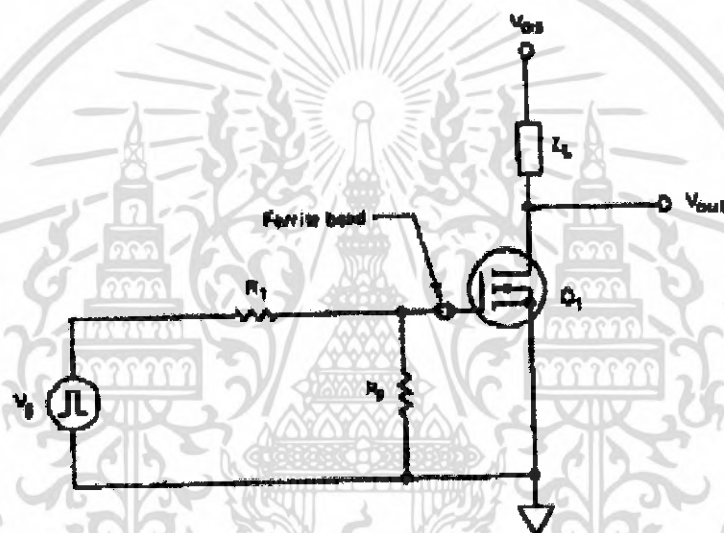
4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สามารถต่อขานานคอนเวอเตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสที่คอนเวอเตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

#### 2.4 วงจรขับเกท

จากลักษณะสมบัติในการทำงานที่ดีของมอสเฟทกำลัง ทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงมาก ๆ ได้ ในการออกแบบต้องมีข้อระวังเกี่ยวกับปัญหาการอสซิลเลทเมื่อใช้ในงานความถี่สูง ๆ 2 ประการคือ ประการแรกความยาวของตัวนำที่ต่อไปยังขั้วมอสเฟทจะต้องสั้นที่สุด โดยเฉพาะที่ขาเกท ถ้าไม่สามารถที่จะใช้ตัวนำที่สั้นได้จะต้องใช้เฟอร์ไรต์บีด (ferrite bead) หรือตัวต้านทานค่าต่ำ ๆ  $R_1$  ต่ออนุกรมกับขาเกทของมอสเฟทดังรูป 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงการใช้งานมอสเฟทเป็นสวิตช์แบบคอมมอนซอร์ส

ประการที่สอง เนื่องจากมอสเฟทมีอินพุทอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก ดังนั้นแหล่งจ่ายของวงจรขับเกทต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำมากเพื่อป้องกันการป้อนกลับแบบบวก ซึ่งนำไปสู่การเกิดออสซิลเลทได้ ณ จุดนี้ ในขณะที่ดีซีอินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟทมีค่าสูงมาก ค่าของเอซีอินพุทอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนไปตามความถี่ ดังนั้นเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาขาลง (fall time) ของมอสเฟทจึงขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรขับด้วย

ค่าโดยประมาณของเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงจะได้จากสมการต่อไปนี้

$$T_r \text{ หรือ } t_f = 2.2R_gC_{iss}$$

เมื่อ  $t_r$  คือเวลาขาขึ้นของมอสเฟท

$T_f$  คือเวลาขาลงของมอสเฟท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้ นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ การลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสจะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ได้เช่นกัน

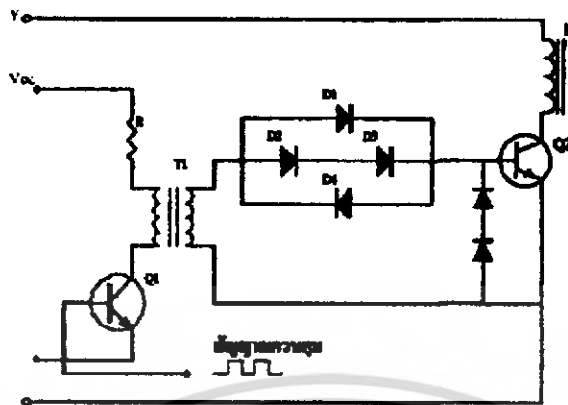
วงจรขับกระแสไบแอสนั้น ทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลคเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแล้ววิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส

ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็น สัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

#### 2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบอร์เกอร์แคปป์

เบอร์เกอร์แคปป์เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว

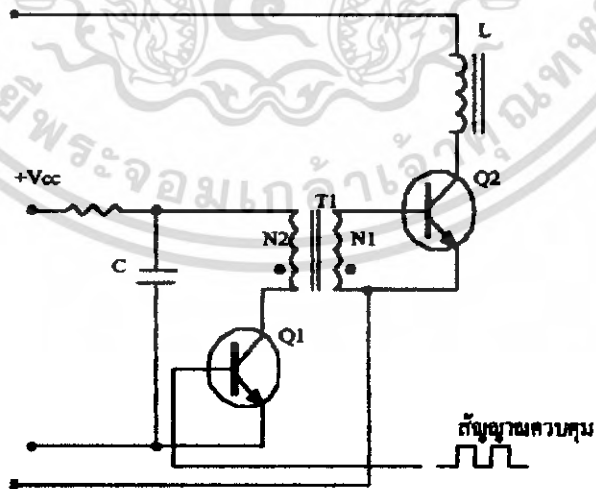
การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจาก เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันคั่นคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 - 1.8 V ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 - 18 V และกระแสเพียง 300 mA หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 A ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบแอตด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมปี

2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบแอตด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

วงจรขับกระแสไบแอตที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอตเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอตกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็ว ผลการใช้ เบเกอร์เคลมปี ที่ป้องกันไม่ให้เกิดขั้วสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูง ขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรขับกระแสไบแอตด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

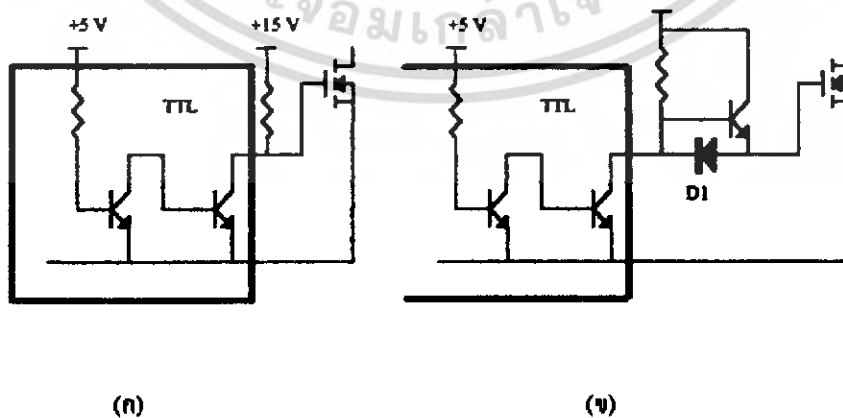
### 2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

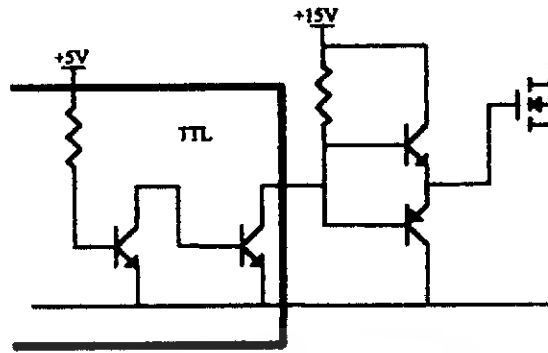
เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง 50 kHz ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 kHz เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับ เพาเวอร์มอสเฟต ให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม SG 3526 โดยตรงเพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิทช์จึงเพาเวอร์ซัพพลายใน ตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคั่นกรอมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

### 2.4.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็น ไปอย่างรวดเร็ว





(ก)

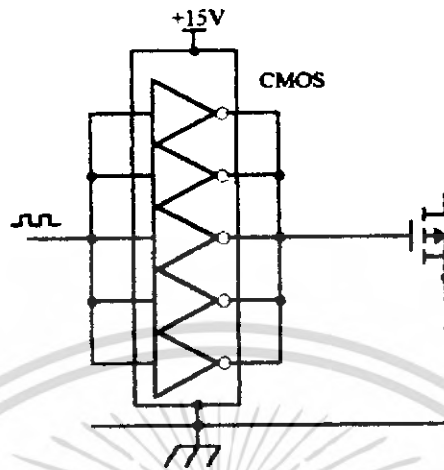
### รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.15 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลลีเกเตอร์เปิด การต่อ Pull-Up รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วย Pull-Up รีซิสเตอร์

รูปที่ 2.15 (ข) ทราานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่จากเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

รูปที่ 2.15 (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เข้ามาอีก 1 ตัว เพื่อเพิ่มความเร็วในการ ON-OFF ให้กับเพาเวอร์มอสเฟต

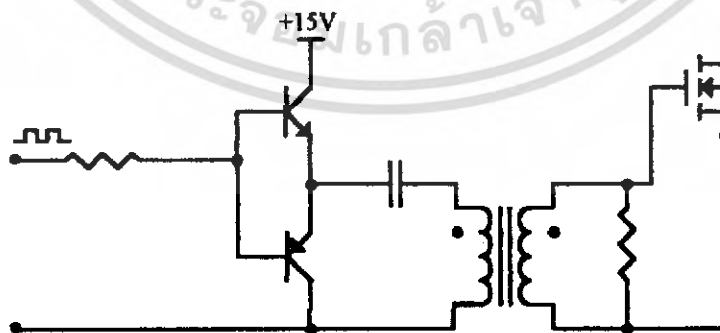
#### 2.4.4 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



รูปที่ 2.16 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วยิ่งขึ้น

#### 2.4.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับ เพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

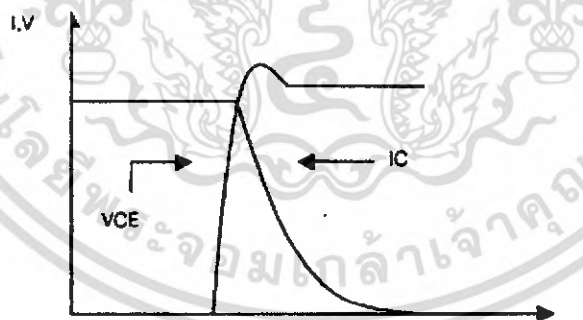
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกทและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอ๊าท์พุทที่หม้อแปลงและอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.17

## 2.5 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ ใช้เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรที่ทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไคโอด เรียกว่าวงจร RCD สแน็บเบอร์ ดังต่อไปนี้

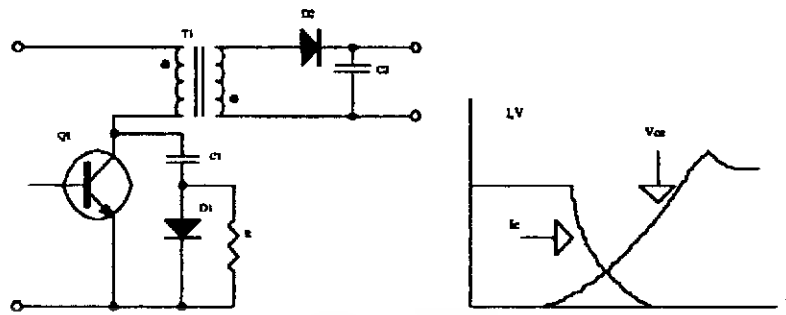
### 2.5.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสนั้น แรงดันจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสแน็บเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะช่วยให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสแน็บเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบรอร์ช่วยหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบรอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบรอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ หันนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็就会被หน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่อได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(Ip \times ton \pi)}{2 \times Vin} \quad (2.1)$$

$$R1 = \frac{ton(min)}{2 \times 3 \times C1} \quad (2.2)$$

- เมื่อ  $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{in}$  คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์  
 $ton$  คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $toff$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

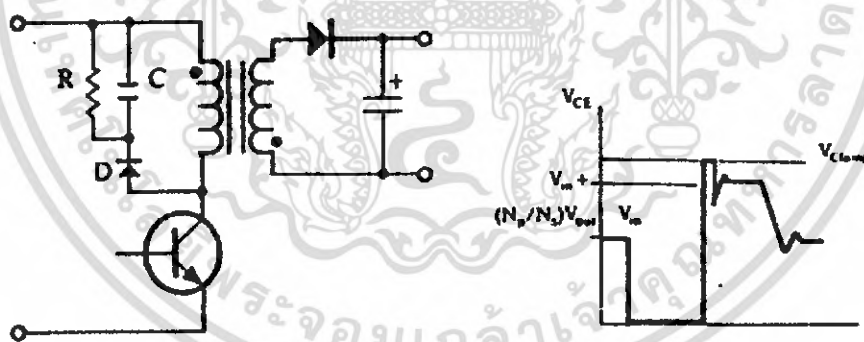
การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

$$P_d = \frac{C1(2V_{in})^2}{2T} \quad (2.3)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 2.5.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกิน พิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปต์ขั้วหตุคนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหตุคนำ กระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และอาจเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปต์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร สับเบอร์ดสามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 แสดงวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเป็นได้ดังนี้ คือ เมื่อในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหตุคนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปต์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปต์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปต์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปต์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปต์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปต์มี

ค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอยล์เล็กเตอร์ จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบออร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กอินเป็นตัวแทนทำให้เกิดแรงดันสไปต์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} CV_c^2 = \frac{1}{2} LI_p^2 \quad (2.4)$$

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

$$C = \frac{LI_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad (2.5)$$

เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ

$I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{ceo}$  คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ขอมให้เกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุด

นำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off} (min)}{2 \times 3 \times C} \quad (2.6)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\left[ \left( \frac{1}{2} \right) LI_p^2 \right]}{T} \quad (2.7)$$

เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## 2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 kHz ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะที่นำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจร คอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาที่คืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

### 2.6.1. ฟอสต์-รีคัพเวอร์และอุคตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาที่คืนตัวประมาณ 200 - 750 ns. ซึ่งจะสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 V ส่วนอุคตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาที่คืนตัวประมาณ 25 - 100 ns. และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 100 V เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 - 1.5 V

### 2.6.2. ซอดต์กี ไดโอด

ซอดต์กี ไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 V จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟอสต์-รีคัพเวอร์และอุคตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอดต์กี ไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาที่คืนตัวของซอดต์กี ไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอดต์กี ไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอดต์กี ไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ซอดต์กี ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสสูง

### 2.6.3 .เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหนดเป็นตัวแทนขั้วนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหนดที่มีลักษณะเป็นตัวแทน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การ

เปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะ คือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ ( $V_{ce}$ ) จะยังมีค่าเท่ากับ  $V_{cc}$  และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ  $t_{on}$  เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น  $V_{ce}(sat)$  ดังรูป 2.19 กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มเริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ  $t_f$  (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส

จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา  $t_r$  และ  $t_f$  จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา  $t_r + t_f$  จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส นั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5 V_{cc} I_{pk} t_c}{T} \quad (2.8)$$

เมื่อ	$P_{d(sw)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$V_{cc}$	คือ	แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
	$I_{pk}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
	$t_c$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
	$T$	คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

#### 2.6.4. เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 kHz ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอเตอร์ ในส่วนของวงจรถับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สามารถทำได้ง่าย โดยอาจจับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอเตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุทหรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงแบบ P-ch

##### 2.6.4.1 งานสูญเสียในรูปแบบความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

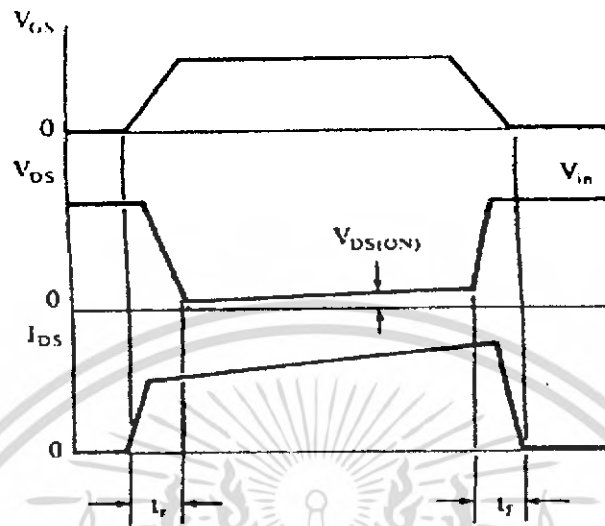
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 kHz การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (2.9)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.51 \cdot p_{k(on)} \times Vin \cdot tr}{T} \quad (2.10)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.51 \cdot p_{k(off)} \times Vin \cdot tr}{T} \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  
เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

$$P_C = I_{D_{rms}}^2 \times R_{Dson} (T_j) \quad (2.12)$$

เมื่อ	$P_C$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw(off)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$P_{sw(on)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{pk(on)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{D_{rms}}$	คือ	ค่ากระแส rms $R_{Dson} (T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างแคโรนและซอร์สที่อุณหภูมิหรือต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_r$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_f$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

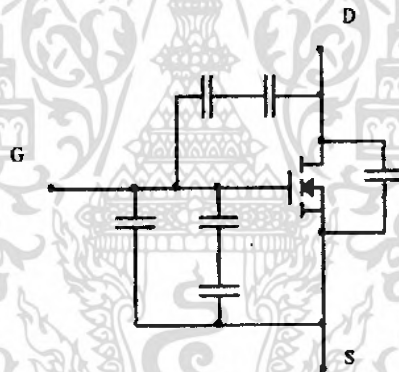
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอส ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

### 2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 2.22

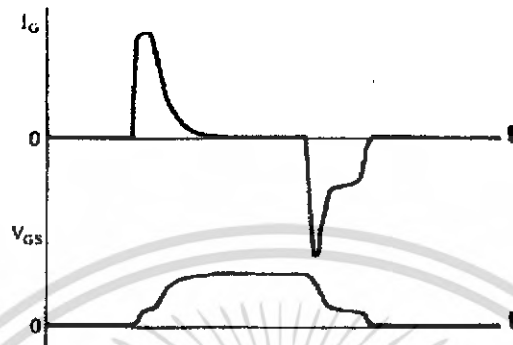


รูปที่ 2.22 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูปที่แสดง

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดง  
 ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกต  
 ขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบโอสถิให้กระแส

#### 2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคคันด์รีเบรคดาวน์ เช่นในไบโอสถิเพาเวอร์  
 ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเกรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$   
 ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึง  
 มีพิถกความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโอสถิทรานซิสเตอร์และเนื่องจาก  
 เพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคคันด์รีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูงสุดของมันก็ถูกจำกัดด้วย  
 ค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

#### 2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

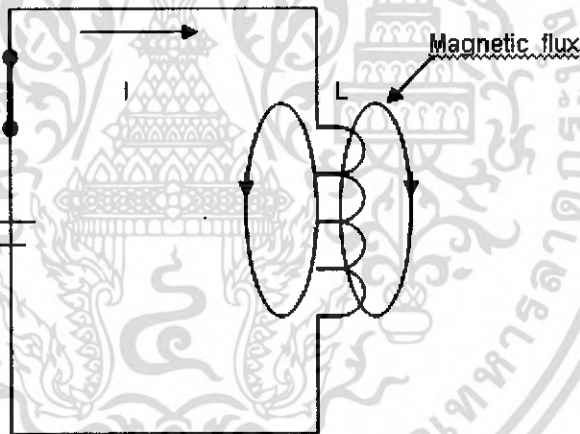
ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต แบ่งออกได้เป็น 4  
 ลักษณะดังนี้ คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเกรนและซอร์ส  $V_{ds}$  สูงสุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแสเกรน สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ( $R_{DS(on)}$  Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

### บทที่ 3 หม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง

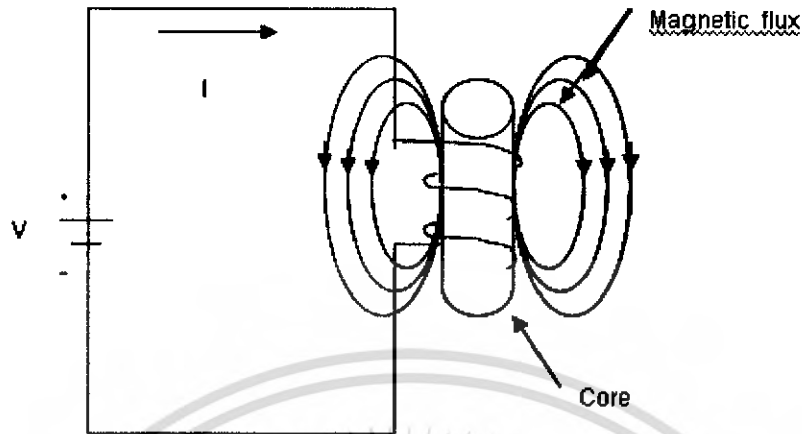
ในการออกแบบสวิตซ์จิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและความสามารถในการลดกำลังงานการสูญเสียในหม้อแปลงสวิตซ์จิ่งขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

พิจารณาวงจรไฟฟ้าอย่างง่าย ในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน  $V$  สวิตซ์  $S$  และโหลด  $L$  ซึ่งโหลดในที่นี้ใช้ขดลวดแกนอากาศ ถ้าสวิตซ์  $S$  ปิดวงจรในทันทีทันใด กระแสก็จะไหลผ่านขดลวด ก็จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่ขดลวด และเชื่อมโยงกัน เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า ฟลักซ์ (flux) และเรียกเส้นของสนามแม่เหล็กนี้ว่า ฟลักซ์เชื่อมโยง (flux linkage)



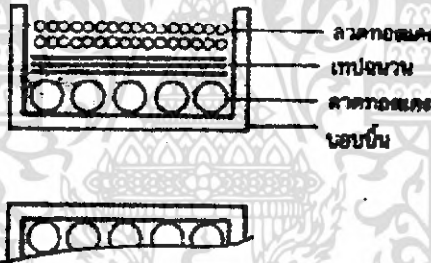
รูปที่ 3.1 ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไหลผ่านขดลวดแกนอากาศ

ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นนี้ยังไม่แข็งแรง เมื่อเราใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กเข้าไปในขดลวด ดังรูปที่ 3.2 สนามแม่เหล็กจะถูกเหนี่ยวนำเข้าไปยังแท่งวัสดุแม่เหล็กนั้น และสร้างฟลักซ์ให้เกิดมากขึ้น ฟลักซ์เชื่อมโยงก็จะใช้แท่งวัสดุแม่เหล็กเป็นตัวเชื่อมโยงกับอากาศรอบทิศทาง



รูปที่ 3.2 สนามแม่เหล็กแข็งแรงขึ้นเมื่อใส่แท่งวัสดุแม่เหล็กในขดลวด

### 3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง



หม้อแปลงสวิตซ์จิ่งมีหน้าที่หลัก ในการลดทอนแรงดันไฟฟ้าตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 V ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้ค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าช็อตส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่งไว้ในรูปที่ 3.3 โดยมีรายละเอียดดังนี้

รูปที่ 3.3 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง

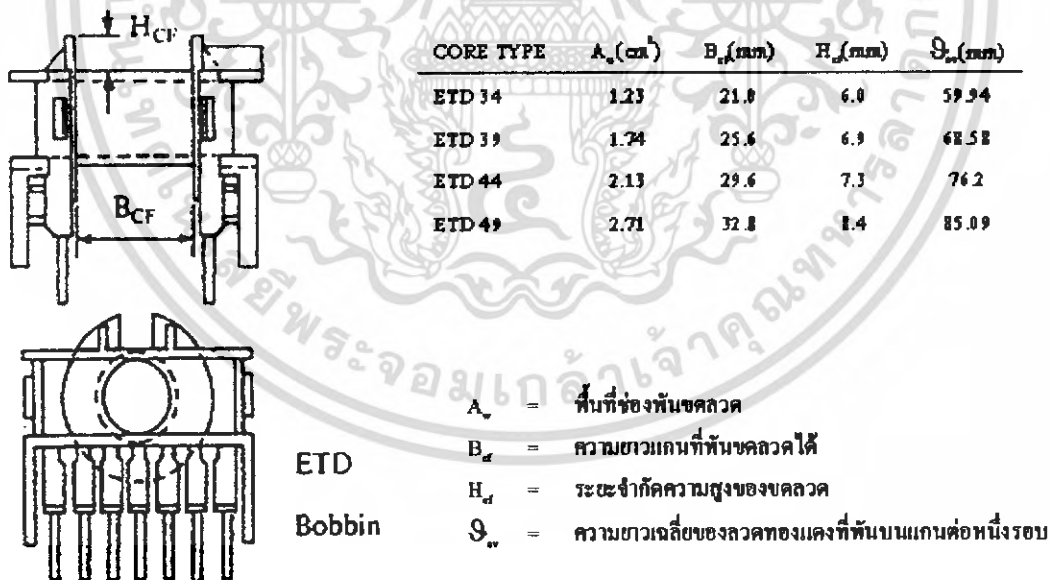
และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนอบบีน

### 3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์จึงนิยมใช้ แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

### 3.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการกัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ สามารถดูตัวอย่างขนาดของ บอบบิ้นได้จากรูปที่ 3.2 บอบบิ้นจะถูกออกแบบให้มีขาพิกลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EC

### 3.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

### 3.1.4 เทปฉนวน (Insulation Type)

เทปฉนวนใช้สำหรับพันเป็นฉนวนระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จุดขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเป็นหลัก

## 3.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

### 3.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

ถึงแม้จะมีวัสดุแม่เหล็กมากมาย ที่สามารถจะนำมาใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้นั้น แต่วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนหม้อแปลงมากที่สุดก็คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เนื่องจากวัสดุเฟอร์ไรต์มีความหนาแน่นฟลักซ์ไม่สูงเกินไปนัก และวัสดุเฟอร์ไรต์ส่วนมากจะมี Bsat อยู่ในย่าน 3000-5000 G แต่มี core loss ต่ำที่ความถี่สูง ง่ายในการพัน coupling และง่ายในการประกอบ

ลักษณะของแกนที่นิยมนำมาใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกอบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 3.5

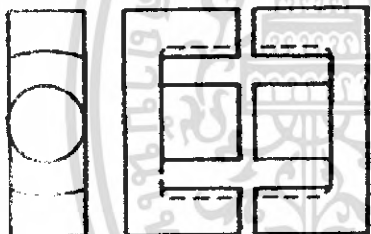
แกนแบบ POT นั้น จะใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้

จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาบรรณ EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

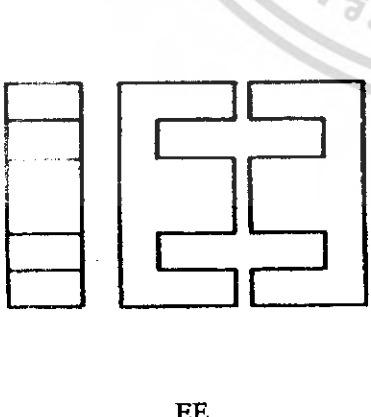
### 3.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ลักษณะเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะทำให้มีคุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์คุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)



CORE TYPE	$A_e$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$\rho_c$ (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0

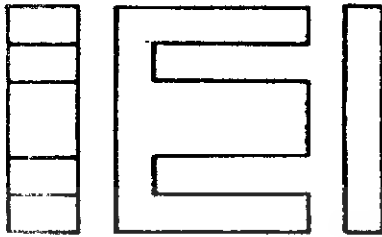
ETD



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

EE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



EI

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_g$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$Q_c$ (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

$A_c$  = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

$A_g$  = ขนาดพื้นที่ช่องพื้นขดลวดของบอบบี้น

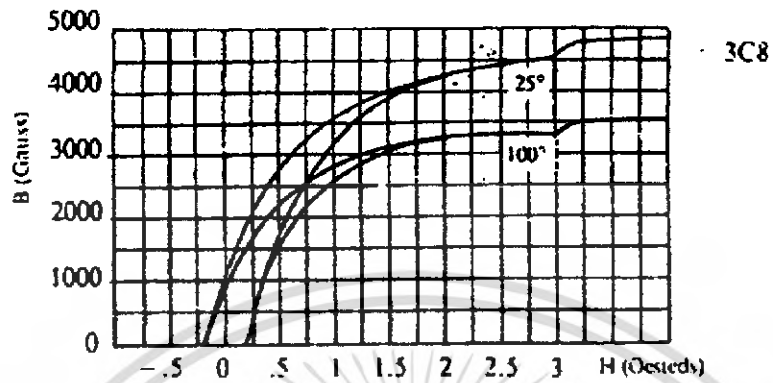
$V_c$  = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

$Q_c$  = ระยะทางเดินปลั๊กแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

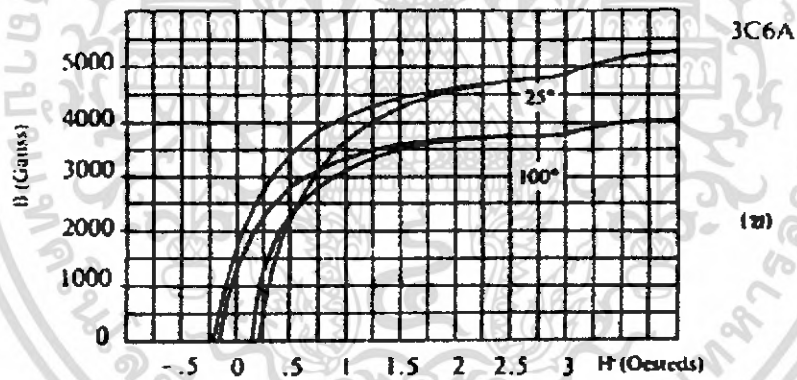
รูปที่ 3.5 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

### 3.2.3 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันรอบแกนในรูปที่ 3.6 (ก) และ 3.6 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดหนึ่งแล้วเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)



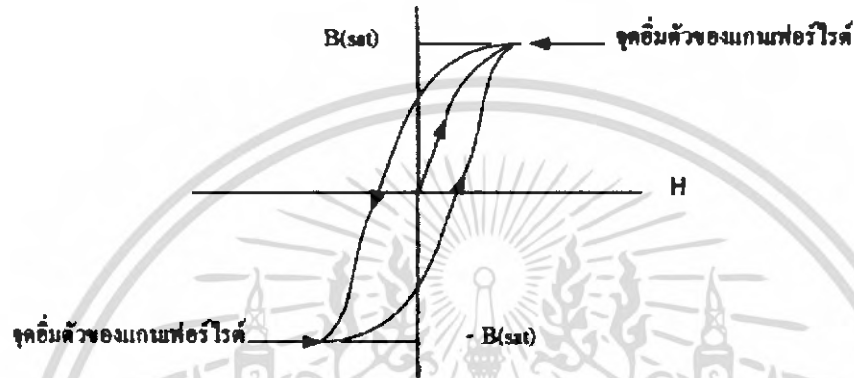
รูปที่ 3.6 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8



รูปที่ 3.6 (ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครึ่งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิสกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวจนเกินไป ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $B$  ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

#### 3.2.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวด ไพรมรีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p A_c} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	$\Delta B$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
	$V$	คือ	ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็น V
	$N_p$	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
	$A_c$	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	$t$	คือ	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำลังมีกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงจะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

(การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $\Delta B$  ให้กำหนดเป็น 2 เท่า ของค่าที่อ่านได้จากกราฟ  $(2 \times \Delta B)$  และค่า  $\Delta B$  ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ AB คอนเวอร์เตอร์)

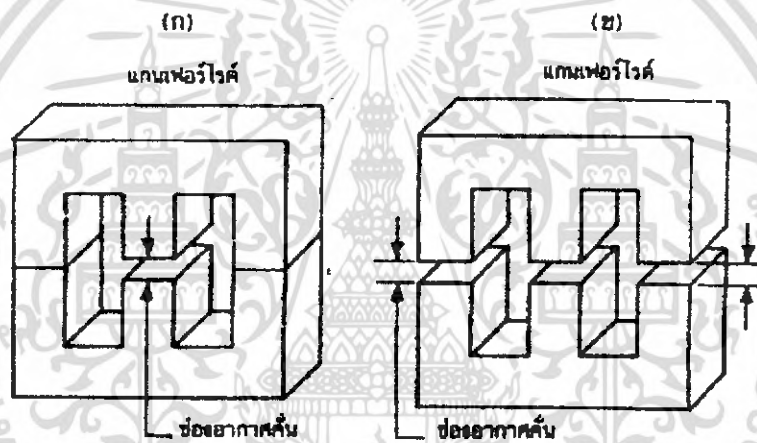
### 3.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์จึง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน ( $A_c$ ) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น ( $A_w$ )

### 3.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลง สวิตช์ ซึ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI , ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.8 (ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเฉิว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 3.8 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

### 3.2.7 แคนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตไอซ์

หม้อแปลงสวิตช์ซึ่งสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุตไอซ์ จะทำงานในลักษณะที่ต้องการเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมากจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตไอซ์ พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$L^2P(pk) = \frac{B^2_{(max)} \cdot l_g \cdot A_c \cdot 10^{-8}}{0.4\pi} \quad (3.2)$$

โดยที่	$l_g$	คือ	ระยะห่างช่องอากาศแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร
	$A_c$	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
	$B_{(max)}$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเป็นเกาส์
	$L$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำขดไฟรวมรีของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุตไอซ์ เป็นเฮนรี่
	$I_{P(pk)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน $L$ เป็นแอมป์
	ค่าของ $B_{(max)}$	โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์	

จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลงได้) โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศ  $l_g$  หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น ( $A_c$  เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตช์ซึ่งและเอาต์พุตไอซ์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (3.3)

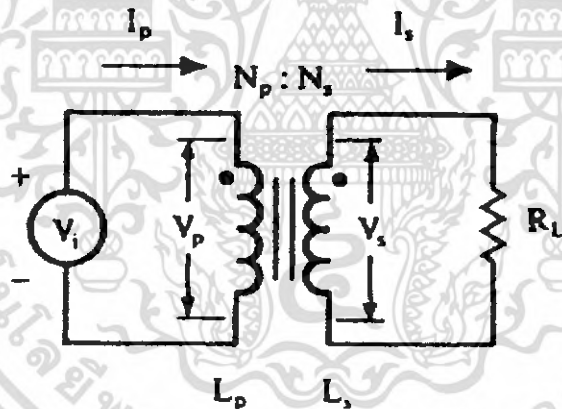
$$N = \frac{B_{max} \cdot l_g}{0.4\pi \cdot I_p(pk)} \quad (3.3)$$

เมื่อ  $N$  คือจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตใช้

เนื่องจากกระแสปั่นป่วนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น จึงจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุตใช้คร่อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศสั้นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

### 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดไพรมารีและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดลวดไพรมารีและขดลวดทุติยภูมิเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	$N_p$	คือ	จำนวนรอบของขดไพรมารี
	$N_s$	คือ	จำนวนรอบของขดเซคันดารี
	$V_p$	คือ	ค่าแรงดันตกค่อมขดไพรมารี
	$V_s$	คือ	ค่าแรงดันตกค่อมขดเซคันดารี
	$L_p$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
	$L_s$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
	$I_p$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
	$I_s$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

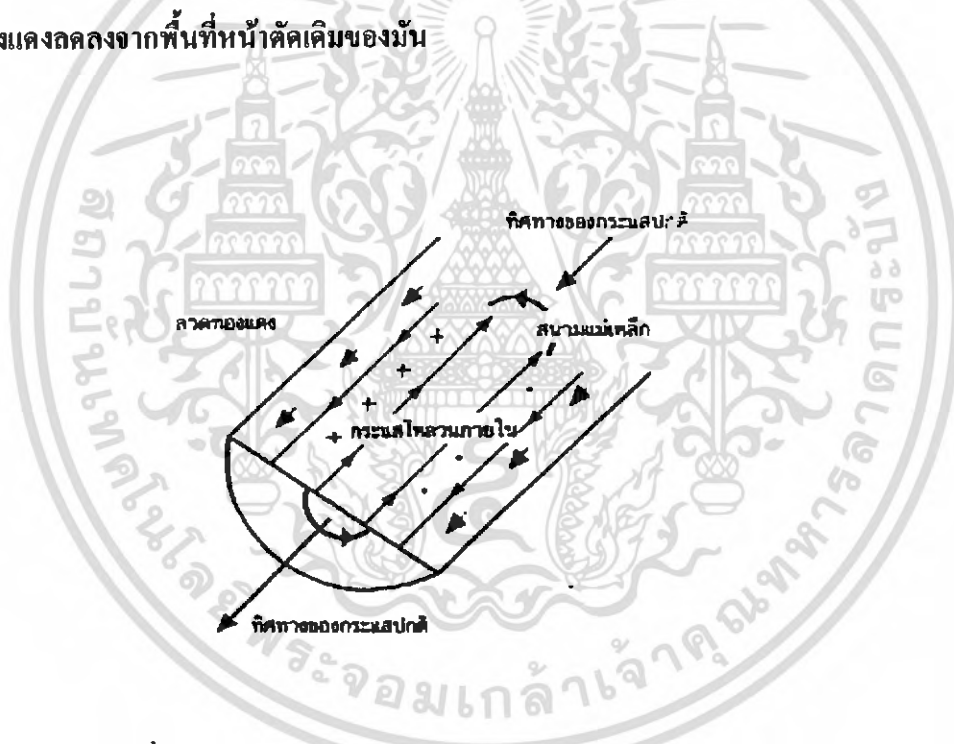
ข้อสังเกต คือ แรงดัน  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนหม้อแปลง เนื่องจากจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี แต่ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต  $V_1$  และค่า  $V_p$  ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า  $V_1$  แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้น อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม  $V_p$  จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลง และวงจรที่เกี่ยวข้อง

### 3.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

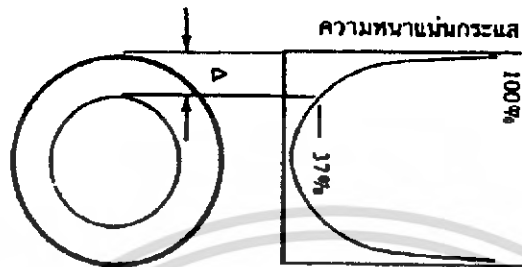
ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะใช้ขดลวดทองแดงอบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

### 3.5 ผลจากการนำกระแสเพียงแค่ว่าผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดง อีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดง  
เมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง



รูปที่ 3.11 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 % ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.11 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 อนุศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \frac{5.62}{f} \text{ (มิลลิเมตร)} \quad (3.5)$$

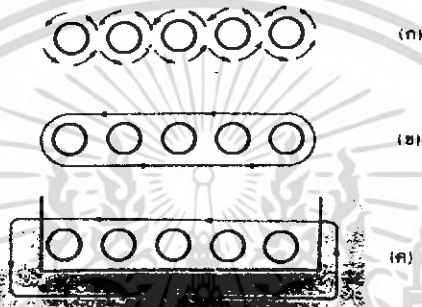
เมื่อ  $\Delta$  คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

### 3.6 ผลจากการเรียงซ้อนของขดลวด (Proximity effect)

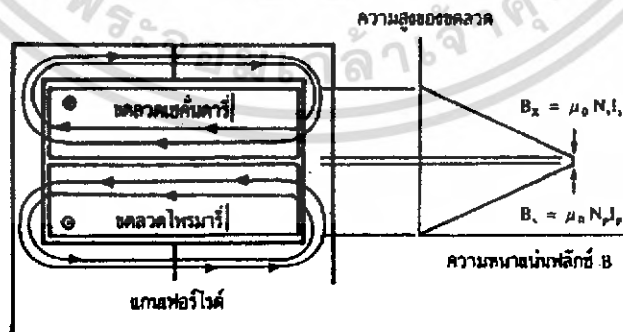
ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability ,  $\mu$  (มีว)) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่า แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ภายในแกน เฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้อีกกล่าวต่อไป

รูปที่ 3.12 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก  $\mu$  ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 3.10 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็น ฟลักซ์รั่วนั่นเอง



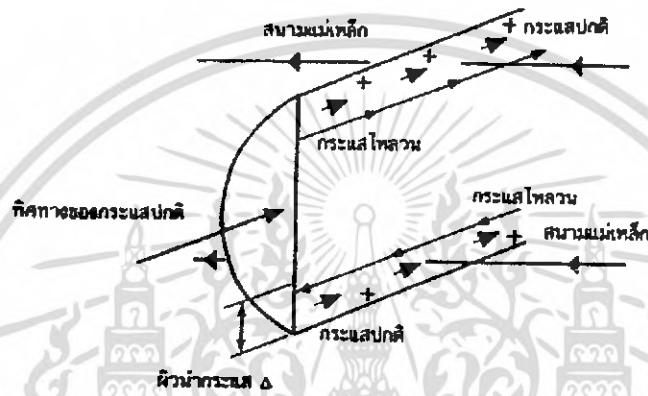
รูปที่ 3.12 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว ( $B_r$ ) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่า  $B_r$  มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลขึ้นในลวดทองแดง



รูปที่ 3.13 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว  $B_r$  ที่ตำแหน่งต่างๆ ใน

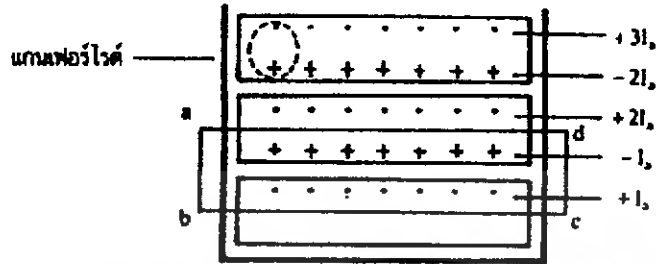
หม้อแปลงสวิตช์จิ้งโคย  $B_2$  จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกันกับการนำขดลวดวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วจึงมีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของขดลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแส ที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวดแผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 3.15 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่า  $+I_s$  และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวนำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (mHd) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมีความเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดง ชั้นแรกมีค่าเท่ากับ  $+I_s$  ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ  $-I_s$  และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ  $+2I_s$  ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ  $+3I_s$  และค่ากระแสที่ผิวบนแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

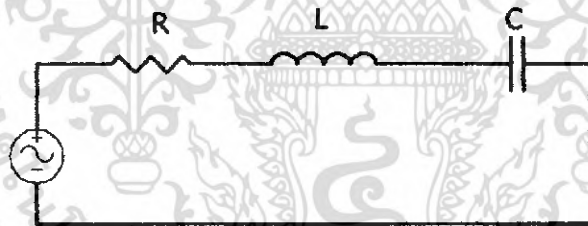
## บทที่ 4 วงจรรีโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรรีโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดัน ที่จ่ายให้แก่วงจรนั่นเอง ดังนั้นในขณะที่เกิดรีโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์ที่ขบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอคแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแส กับแรงดันเกิดอินเฟสกันดังนั้นจึงทำให้พาวเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือศูนย์ดี

### 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อพิจารณาวงจร (RLC) อนุกรม ตามในรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ  $Z$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L - j1/\omega C \\ &= R + j(\omega L - 1/\omega C) \\ &= R + jX \end{aligned} \quad (4.1)$$

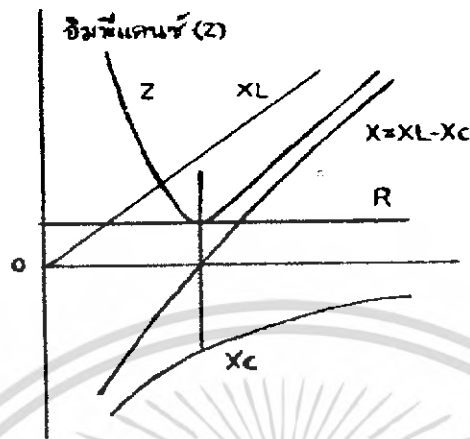


รูปที่ 4.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้  $X=0$  นั่นคือ  $\omega L = 1/\omega C$  หรือ  $\omega^2 = 1/LC$  หรือ  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  ความถี่รีโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

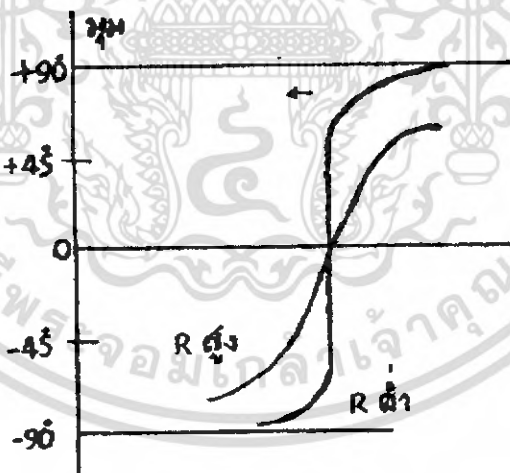
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad (4.2)$$

จะได้  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.3)$



รูปที่ 4.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z

ในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์ โดยพล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  และที่  $\omega = \omega_r$  จะเห็นว่าอินดักทีฟรีแอคแตนซ์ จะเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

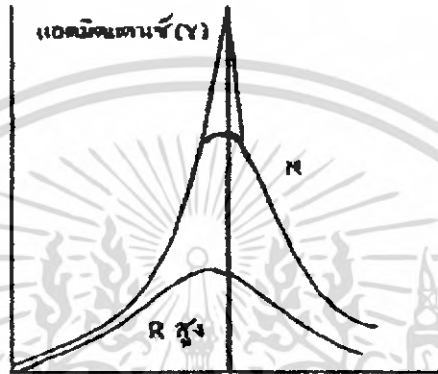


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $X_c$  จะมากกว่าค่าของ  $X_L$  และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ ถ้าความต้านทานในวงจรมีค่าต่ำ เมื่อความถี่เปลี่ยนไปจะทำมุม  $\phi$

เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูปที่ 4.3 และที่ความถี่  $\omega$  มีค่าประมาณศูนย์จะทำให้มุม  $\phi$  มีค่าประมาณ  $-90$  องศา

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $X_L$  จะมีค่ามากกว่าค่าของ  $X_C$  และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและจะมีค่าประมาณ  $+90$  องศา เมื่อความถี่  $\omega$  มีค่ามากกว่าความถี่  $\omega_r$  มากๆ



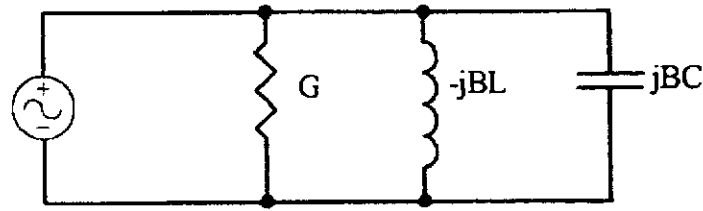
รูปที่ 4.4 กราฟของแอดมิตแตนซ์

ส่วนในรูปที่ 4.4 เป็นกราฟของแอดมิตแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  เช่นเดียวกันแต่เนื้องอก  $I = EY$  ดังนั้นกราฟของแอดมิตแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะเกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่  $\omega_r$  และที่ความต้านทานมีค่าต่ำกระแสจะไหลมากขึ้นด้วย และกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่  $R = 0$  ส่วนมุมของแอดมิตแตนซ์นั้น ในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้ แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามรูปที่ 4.3

#### 4.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน

การพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรคือ  $Y$  จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Y &= G + j\omega C - j1/\omega L \\ &= G + j(\omega C - 1/\omega L) \\ &= G + jB \end{aligned} \quad (4.4)$$



รูปที่ 4.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

ในที่นี้  $B = B_c - B_L$ ,  $B_c = \omega C$  และ  $B_L = 1/\omega L$

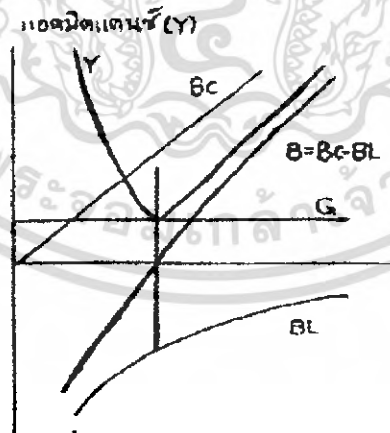
เมื่อวงจรเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้  $B = 0$  นั่นคือ  $\omega C = 1/\omega L$  ความถี่รีโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \tag{4.5}$$

จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.6}$$

นั่นคือความถี่รีโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความอนุกรมคือมีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

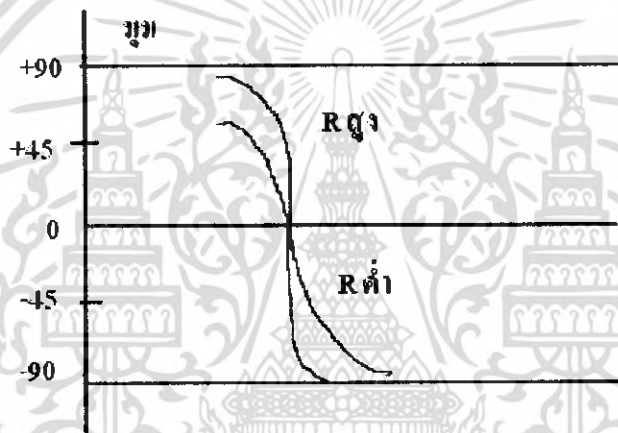


รูปที่ 4.6 กราฟของแอดมิตแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมินแดนซ์  $Y$  พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ  $G$ ,  $B_c$  และ  $BL$  โดยพล็อตในฟังก์ชันของ  $\omega$  และที่  $\omega = \omega_r$  จะเห็นว่าค่าปจิติฟิซเซฟแดนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินดักตีฟ ในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้แอดมินแดนซ์ของวงจรมีค่าต่ำสุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรมีค่าต่ำสุด

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $BL$  จะมากกว่าค่าของ  $B_c$  จึงเท่ากับให้มุมของแอดมินแดนซ์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นมุมของอิมพีแดนซ์จึงมีค่าเป็นบวกและมีค่าประมาณ  $+90$  องศา เมื่อความถี่  $\omega$  มีค่าประมาณศูนย์ดังแสดงให้เห็นในรูป 4.7



รูปที่ 4.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์

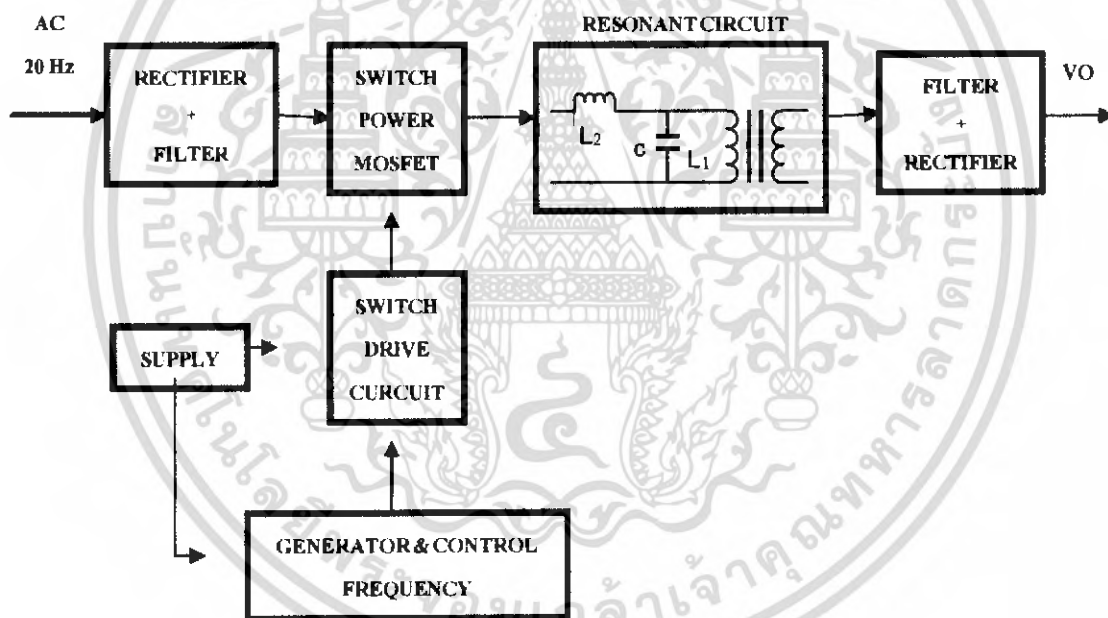
ที่ความถี่สูงกว่าความถี่  $\omega_r$  จะเห็นว่าค่าของ  $B_c$  จะมากกว่าค่าของ  $BL$  จึงทำให้มุมของอิมพีแดนซ์  $Z$  มีค่าเป็นลบและมันเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่  $\omega$  เปลี่ยนไปสำหรับวงจรที่มีความต้านทานสูง

## บทที่ 5

### หลักการทำงานและการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงแบบสวิตซ์ซิ่ง

#### 5.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร แสดงได้คร่าวๆ ดังบล็อกไดอะแกรมด้านล่าง ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ แรงดันที่เข้ามา 220 V 50 Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริคจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิวเตอร์เพื่อทำให้แรงดันเรียบ และมีตัวเก็บประจุอีกชุดทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กลับเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 k เพื่อให้แรงดันเท่ากัน ซึ่งตกรวมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทำงาน ตามที่วงจรควบคุมส่งสัญญาณเข้ามา



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจร

วงจรควบคุม อาศัยไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้ มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากไอซี TL494 ไป ขั้วนั้น จะต้องมีการขยายสัญญาณให้มีขนาดโคพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟต ได้โดยจะมีภาค Drive switch ซึ่งก็ใช้ มอสเฟตเป็นชุดทำงานหลักและมี CMOS ที่ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารีที่ขาเกท ของภาคนี้ เพื่อให้ได้แรงดันของกระแสที่เหมาะสมในการขับมอสเฟต

ในส่วนการผลิตความถี่และการควบคุมจะใช้ IC 494 เป็นวงจร ผลิตความถี่เอาท์พุท ออกมายังขา 8 และ 11 และทั้งสองขานี้เป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1k เพื่อให้แรงดันมากพอที่ผ่านเข้าไปยังไอซี 4049 ส่งต่อไปยังมอสเฟต ซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่าน ความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การขับเกทจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกับขาเกท เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท

สัญญาณที่ได้จากเพาเวอร์มอสเฟต เป็นสัญญาณพัลส์ ที่มีแรงไฟสูงจะถูกส่งไปยัง วงจรรี ไซแนซซ์ ตามหลักการของวงจรรีไซแนซซ์แล้วที่ความถี่รีไซแนซซ์วงจรจะมีความต้านทานต่ำสุด จึงมีกระแสไหลผ่านสูงสุดการเหนี่ยวนำจากขดไฟรมาที่ ที่ L1 ไปยังขดเซคกันดารีก็จะได้อ่า แรงดันสูงสุดด้วย ดังนั้นการปรับความถี่ที่ภาคกำเนิดความถี่ต้องมีความระมัดระวังเป็นอย่างยิ่ง ใน ความเป็นจริงจะตั้งความถี่ไว้ใกล้เคียงกับความถี่รีไซแนซซ์เท่านั้น เพราะหากให้วงจรทำงานที่ ความถี่รีไซแนซซ์เพาเวอร์มอสเฟตอาจเสียหายได้

แรงดันไฟที่ได้จากขั้วขดเซคกันดารีจะถูกนำไปฟิลเตอร์และเรคตีไฟเพื่อนำไปใช้งาน ต่อไป ในโครงการนี้แรงดันที่ต้องการ คือ 3 KV และกระแส 150mA

## 5.2 การออกแบบวงจร

### 5.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำงานของวงจร กำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ  $0.47 \mu\text{F}$   $630 \text{ volt}$  4 ตัว ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกัน อยู่ทางด้านอินพุท แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุคู่บนและคู่ล่าง จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดัน อินพุท เพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนกับชุดล่างจะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา โดยแต่ละชุดจะมี มอสเฟตต่อขนานกันอยู่ 2 ตัว เพื่อช่วยกันนำกระแสเอาท์พุทรีโซแนนซ์ ถ้าหากใช้เพียงตัวเดียวจะมี กระแสไหลผ่านจำนวนมาก ก่อให้เกิดความเสียหายได้

### 5.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้าง พัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจากไอซี LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับมา ทำให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของไอซี TL494 ความถี่ควบคุมที่ออกจากรขา 6 คาบเวลาการทำงานของเอาท์พุทพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า  $R_T$  และ  $C_T$  ดังสมการที่ 5.1 คาบเวลาการทำงานที่ออกจากรขา 5 และขา 6 ของไอซี TL494 กำหนดได้จาก (การต่อ  $R_T$  และ  $C_T$  ดูได้จากภาคผนวก)

$$f_{osc} = \frac{1}{1.1(R_T C_T)} \quad (5.1)$$

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเพื่อของวงจร ได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 - 3.3 โวลท์เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL494 ซึ่งในโครงการนี้การ กำหนดความกว้างพัลส์จะสัมพันธ์กับค่าเวลาเพื่อ โดยความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน VR 10k กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จากไอซี LM324 ซึ่งจะให้โฟลตเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี TL494 เพื่อ กำหนดความกว้างของพัลส์หรือได้ความถี่ตามต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไป ควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์

### 5.2.3 วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุต สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วน ของวงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (5.1)

- แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแรงดันสูง

$$f_o = \frac{\sqrt{(L_1 + L_2)}}{2\pi \sqrt{C_1 * L_1 * L_2}} \dots\dots (5.2)$$

จากวงจร

$$L_1 = 0.400 \text{ mH}$$

$$L_2 = 0.15 \text{ mH}$$

$$C_1 = 0.3 \text{ uF}$$

เพราะฉะนั้น

$$f_o = \frac{\sqrt{(0.4\text{mH} + 0.15\text{mH})}}{2\pi \sqrt{(0.3\text{uF} * 0.4\text{mH} * 0.15\text{mH})}}$$

$$= 27.82 \text{ kHz}$$

ดังนั้นความถี่รีโซแนนซ์เท่ากับ 28.50 kHz (เมื่อวัดจากวงจร) คิดเพิ่ม 10% 31.35kHz

### 5.3 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิง (โหลด R = 25 KΩ)

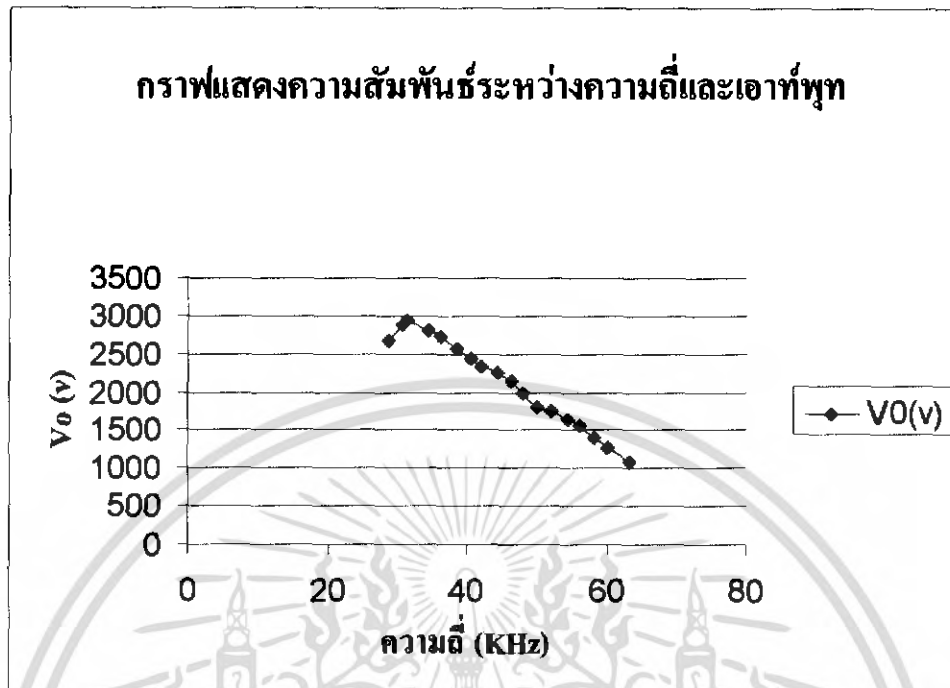
1. นำวงจรที่สร้างตามรูปที่ 5.3 และ 5.4 มาปรับตั้งความถี่ที่ขา 8 ของ IC TL494 (สัญญาณไคร์ฟามอสเฟต) ที่ค่าความถี่ 31.35 KHz (ความถี่เรโซแนนซ์)
2. นำโหลดค่า 25 KΩ มาต่อเป็นโหลดที่เอาต์พุตของวงจรแรงดันสูง
3. ใช้โพรบมิเตอร์ที่วัดแรงดันสูงต่อคร่อมโหลด 25 KΩ และอ่านค่าแรงดันที่ได้
4. ทำการเปลี่ยนค่าความถี่โดยปรับที่ค่าความต้านทานปรับค่าได้ เป็นค่าต่างๆ ของสัญญาณไคร์ฟที่ได้
5. ทดลองซ้ำตามข้อ 2 – 4 จนถึงค่าความถี่เรโซแนนซ์
6. บันทึกผลการทดลองลงตารางผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

F (KHz)	V0(v)	IO(mA)
63.28	1100.2	56.0
60.24	1260.9	63.1
58.13	1395.0	69.7
56.17	1558.7	77.9
54.34	1640.0	82
52.08	1762.0	88.1
50.00	1800.4	90.3
48.07	1980.0	90.02
46.29	2154.6	100
44.24	2265.9	113
42.01	2340.5	117
40.65	2435.0	121.7
38.46	2567.9	128.3
36.23	2732.0	136.7
34.48	2810.5	140.5
31.35	2950.0	147.5
30.67	2897.6	144.8
28.9	2678.3	134

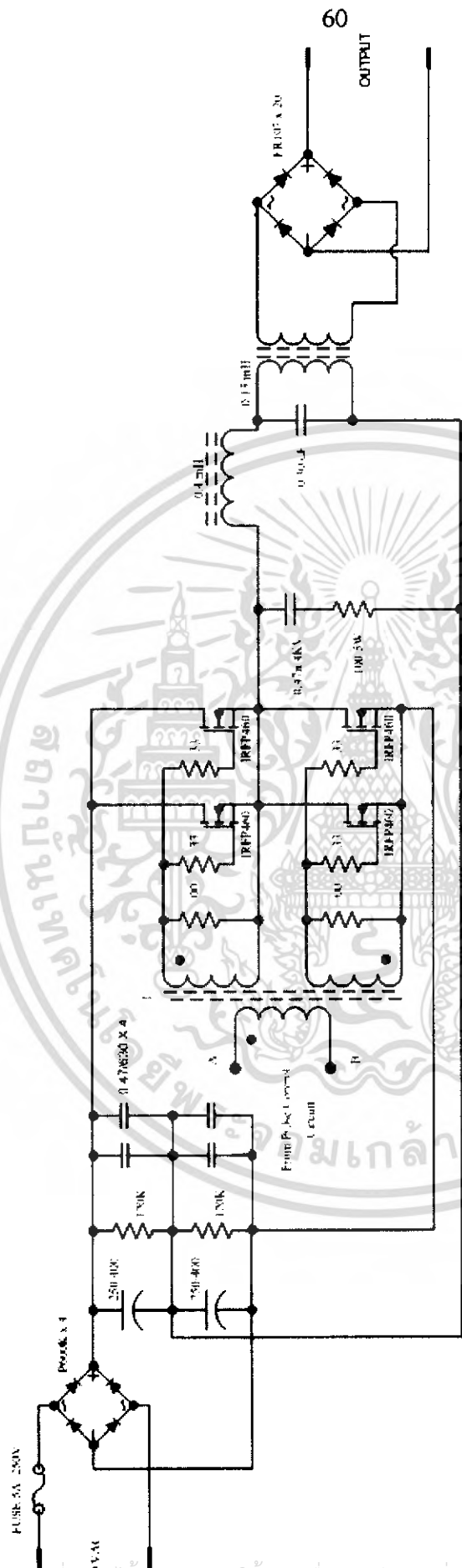
ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตซ์ซิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



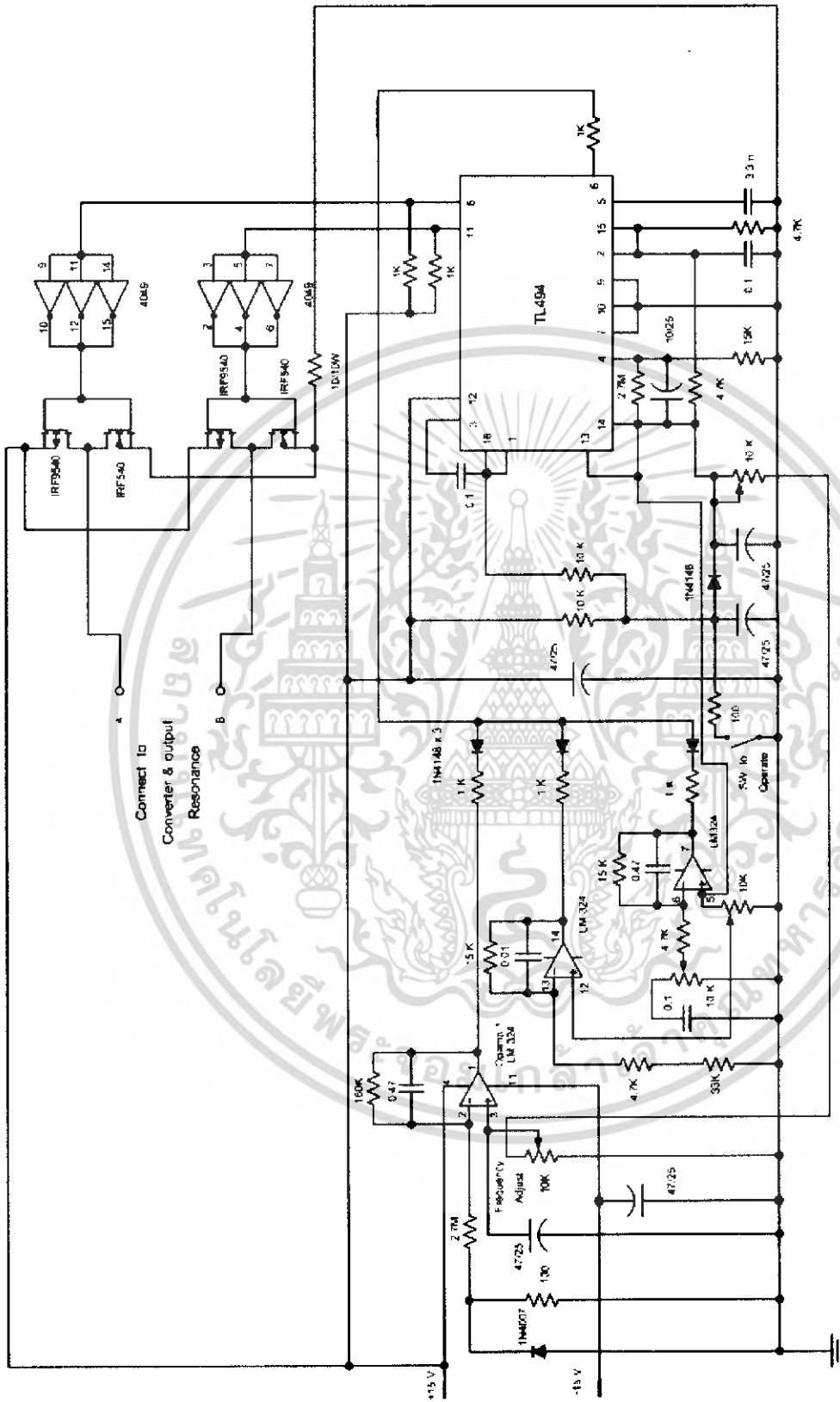
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการทดลองแหล่งจ่ายแรงดันไฟสูงแบบสวิตชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 วงจรภาค CONVERTER และ OUTPUT RESONANT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



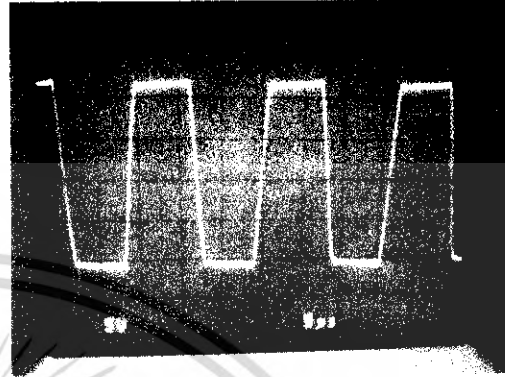
รูปที่ 5.4 วงจรภาค CONTROL PULSE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

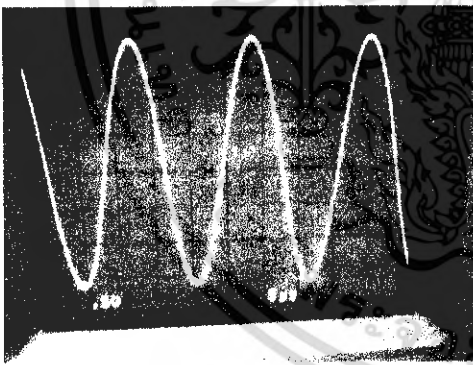
## 5.4 ผลการทดลอง



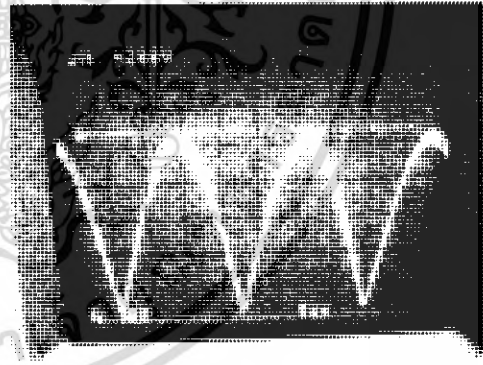
รูปที่ 5.5 รูปคลื่นเอาต์พุตที่จุด A-B  
ของวงจร CONTROL



รูปที่ 5.6 รูปคลื่นเอาต์พุตที่ออกจากภาค  
SWITCH POWER MOSFET



รูปที่ 5.7 รูปคลื่นเอาต์พุตที่ออกจากเรโซแนนท์



รูปที่ 5.8 รูปคลื่นเอาต์พุตที่ผ่านบริดจ์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปผลการทดลอง

#### 6.1 สรุปผลการทดลอง

การทำงานที่ภาคต่างๆ ได้ให้ผลเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของโครงงานชุดนี้ โดยสามารถอธิบายการทดลองต่างๆ ดังนี้ ที่ภาค Generate & Control frequency ซึ่งใช้ IC TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตความถี่ในช่วง 20 KHz – 63.28 KHz การกำหนดความถี่ทำได้โดยการกำหนดค่า RT โดยให้ CT คงที่ ค่า RT ที่ปรับเปลี่ยนไปมานี้จะเป็น Active Resistor โดยประกอบขึ้นมาจากวงจรของ Op-Amp และเปลี่ยนค่า ค.ต.ท. ตามแรงดันที่ขา Inverting และ Non-Inverting มีข้อดีคือมีเสถียรภาพดีกว่าของวงจรที่ Passve Resistor

สัญญาณ Pulse ที่ได้จากภาคนี้จะถูกขับให้แรงขึ้นที่ภาค Drive แล้วทำการ coupling ผ่าน Transformer เพื่อขับ Power Mosfet สัญญาณที่ได้จากภาคนี้จะมีค่าถึง 310 V. และจะส่งไปยังชุด Resonance เพื่อทำการส่ง coupling ไปยัง output ต่อไป

ความถี่ที่ปรับไว้ที่ภาค Control จะต้องสัมพันธ์กับความถี่ resonance ที่คำนวณไว้ที่ชุด resonance คือ 27.82 KHz แต่ในความเป็นจริงจะตั้งค่าความถี่ต่ำสุดไว้ที่ 31.35 KHz เพราะถ้าให้วงจรทำงานพอดีกับความถี่ resonance จะทำให้ชุด resonance มีค่าความต้านทานต่ำมาก Power Mosfet จะเกิดการนำกระแสอย่างรุนแรงและทำให้เกิดการเสียหายได้ ในการทดลองจะตั้งความถี่ไว้ที่สูงสุดคือ 63.28 KHz ก่อน แล้วค่อยๆ ลดลงมาที่ค่าสุดคือ 31.35 KHz เราจะไม่ใช้ความถี่ทางด้านต่ำกว่า resonance เนื่องจากเป็นย่านที่มนุษย์ได้ยิน เวลาทำงานจะเกิดการรบกวนได้

โครงงานนี้จะได้แรงดันสูงสุด 3 KV และกระแสสูงสุด 150 mA (Power = 450 W.) แต่ถึงอย่างไรก็ตามก็ยังมีปัญหาซึ่งจะกล่าวดังต่อไปนี้เพื่อเป็นแนวทางแก้ไขแก่ผู้ที่ต้องการจะพัฒนาโครงงานนี้ต่อไป

## 6.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองและแนวทางการแก้ไข

- \* การวัดสัญญาณที่ภาคคอนโทรลขณะที่มีชุด FEED BACK มีผลทำให้ภาคคอนโทรลผิดเพี้ยนเนื่องจากเกิดสัญญาณรบกวน

แนวทางการแก้ไข เมื่อทำการตัดภาค FEED BACK ทั้งและต่อสัญญาณ FEED BACK เข้าโดยตรงกับภาค GENERATE & CONTROL FREQUENCY ปัญหานี้จึงหายไป

- \* ปัญหาเรื่องความร้อน Power Mosfet

แนวทางการแก้ปัญหา โดยการเพิ่ม Power Mosfet เข้ามาอีกคู่หนึ่งต่อขานานเข้ากับตัวคิมและติด Heatsink ขนาดใหญ่ขึ้น

- \* ปัญหาการออสซิลเลทเนื่องจากค่าเรโซแนนซ์ที่คำนวณได้ไม่เท่ากับค่าที่ได้จริงของวงจร

แนวทางการแก้ปัญหา หาค่าเรโซแนนซ์ของวงจรที่อินพุทโวลต์เทจค่าต่างๆ

- \* ปัญหาแกนหม้อแปลง High Voltage ร้อน

แนวทางการแก้ปัญหา โดยทำให้ GAP ของหม้อแปลงติดกันแน่นทุกตัวไม่สามารถขยับได้

- \* การทดลองนี้กระแสค่าแต่แรงดันสูงแล้วนำโพลที่มีค่าความต้านทานสูงมาใช้ทำให้การวัดค่าแรงดันที่ออกมานั้นมีความผิดพลาดมาก

แนวทางการแก้ปัญหา ใช้โพลที่มีค่าความต้านทานต่ำลงแต่ต้องระวังเพราะเครื่องวัดที่นำมาวัดนั้นอาจจะทนแรงดันสูงไม่ได้

## บรรณานุกรม

1. สุวัฒน์ คั่น “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ 2537
2. สมบูรณ์ มาลานนท์, สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิง” สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

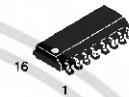
The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

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

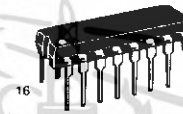
## TL494

### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR  
TECHNICAL DATA



**D SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751B  
(SO-16)



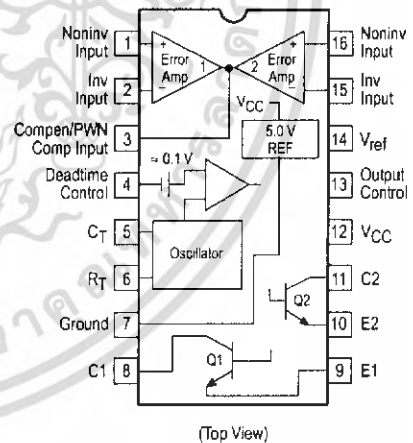
**N SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648

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

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

**NOTE:** 1. Maximum thermal limits must be observed.

### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T <sub>A</sub> = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T <sub>A</sub> = -25° to +85°C	Plastic

# TL494

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

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

### REFERENCE SECTION

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

### OUTPUT SECTION

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

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

## TL494

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

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

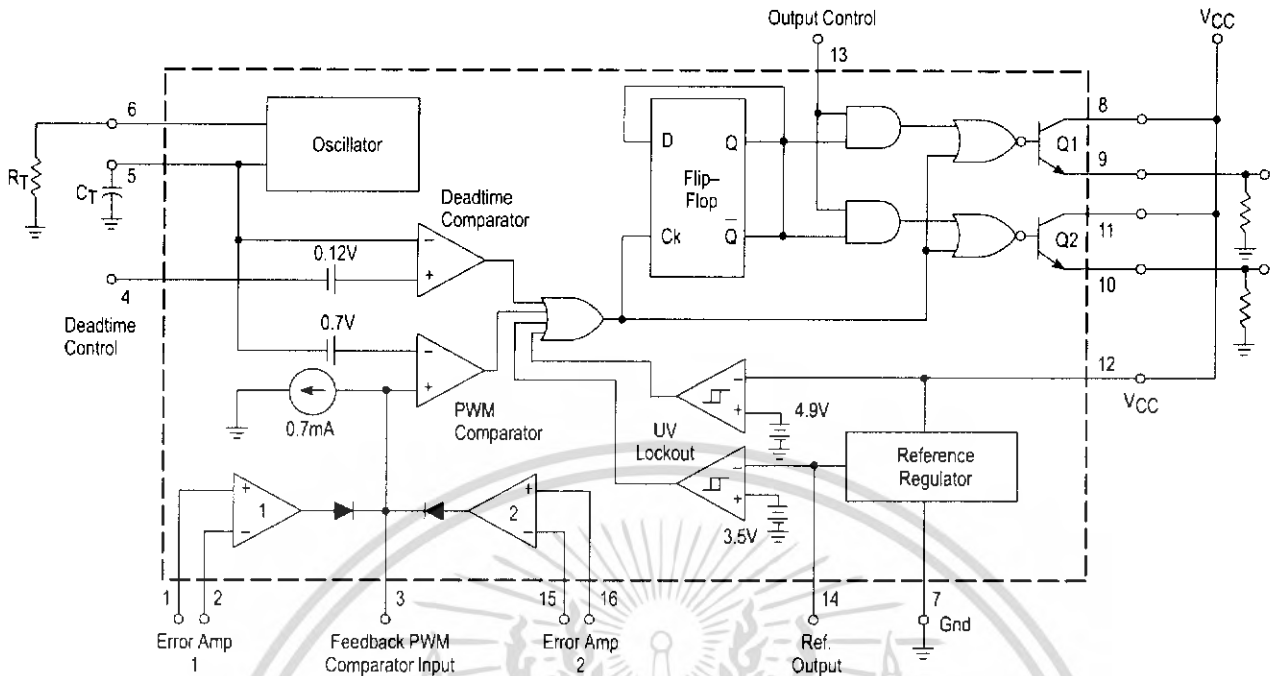
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ERROR AMPLIFIER SECTION</b>					
Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	–	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	–	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	–	–0.1	–1.0	$\mu\text{A}$
Input Common Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ICR}$	–0.3 to $V_{CC}$ –2.0			V
Open Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$ , $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_{C-}$	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain ( $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\phi_m$	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$ , $V_O = 2.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_{O-}$	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O+}$	2.0	–4.0	–	mA
<b>PWM COMPARATOR SECTION</b> (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	$V_{TH}$	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{(Pin\ 3)} = 0.7\ \text{V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	–	mA
<b>DEADTIME CONTROL SECTION</b> (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$ )	$I_{IB}(\text{DT})$	–	–2.0	–10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{th}$	– 0	2.8 –	3.3 –	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	–	–	12	%
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>					
Turn–On Threshold ( $V_{CC}$ increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All other inputs and outputs open) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )	$I_{CC}$	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula,  $\sigma$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

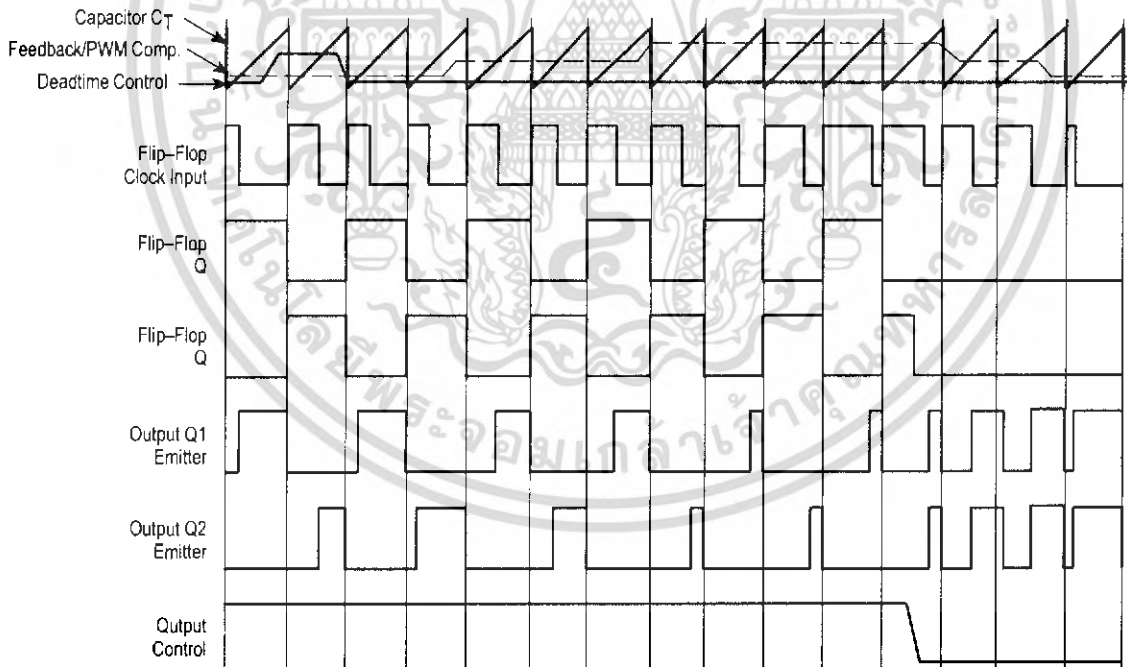
# TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



# TL494

## APPLICATIONS INFORMATION

### Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

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

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

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

**Functional Table**

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

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

**Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance**

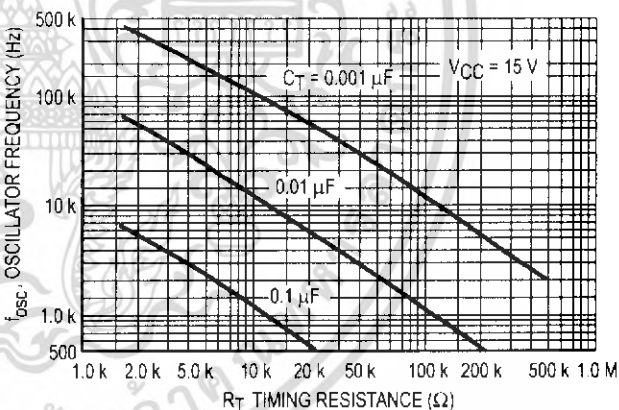


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

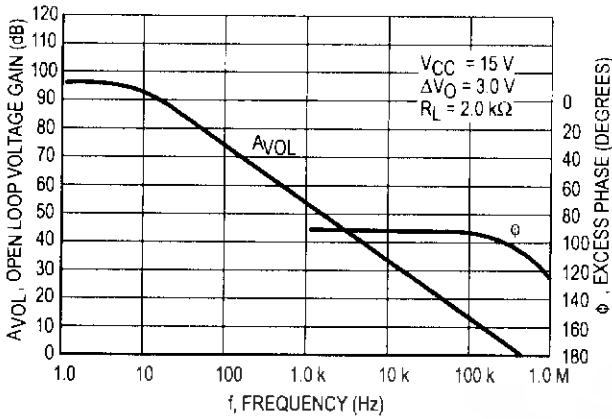


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

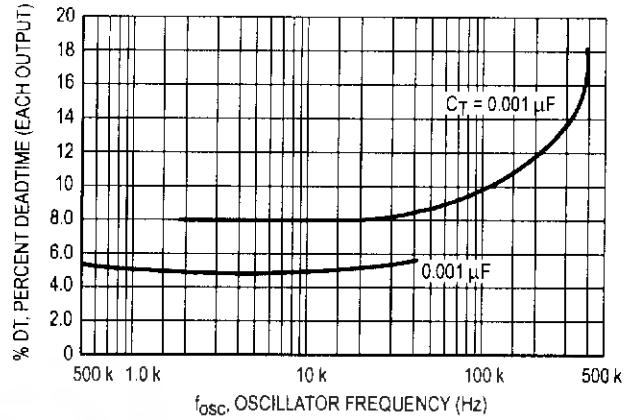


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

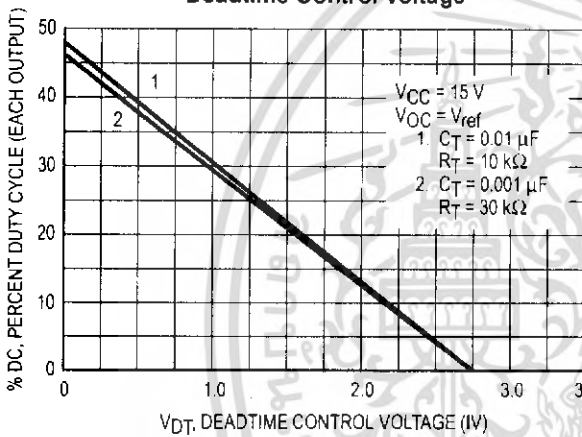


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

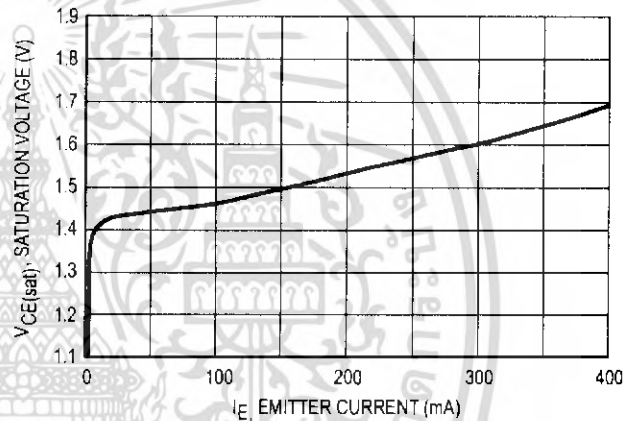


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

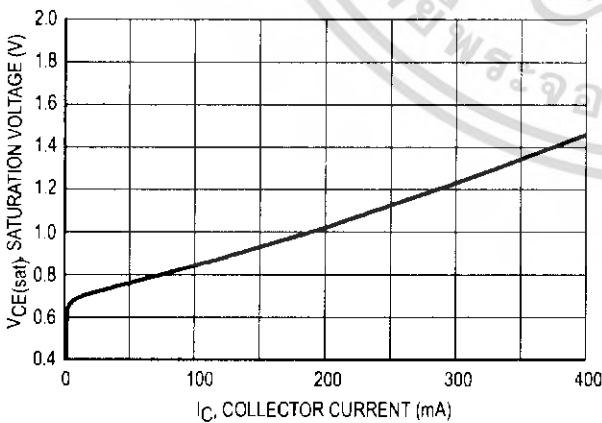
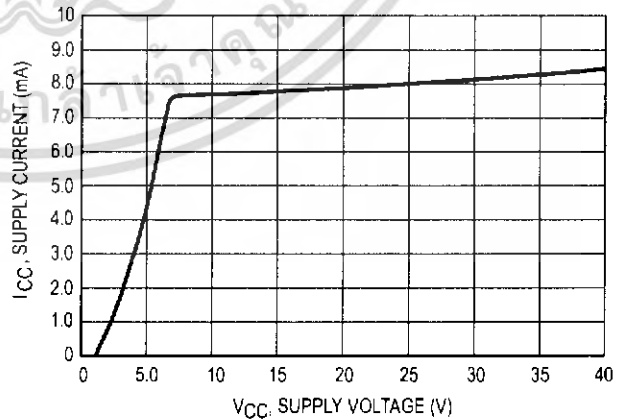


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

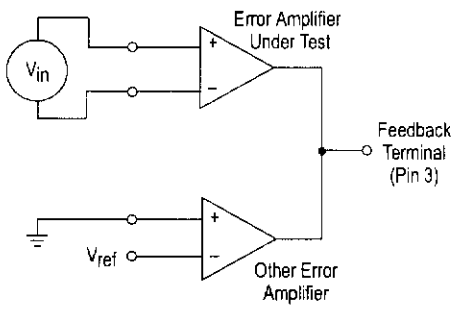


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

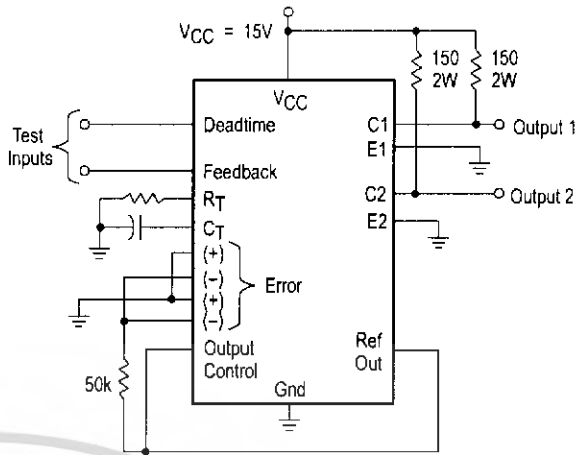


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

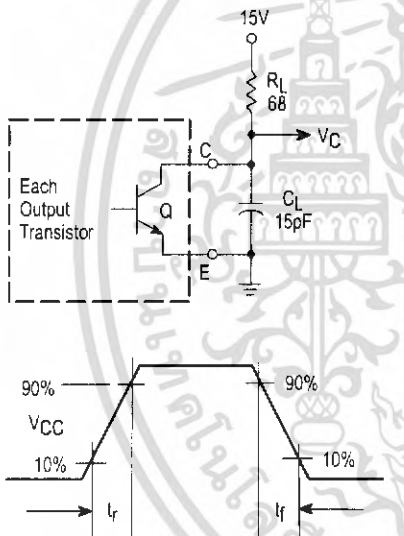


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

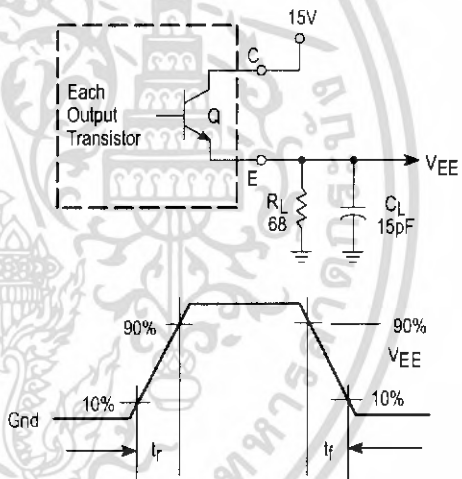


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

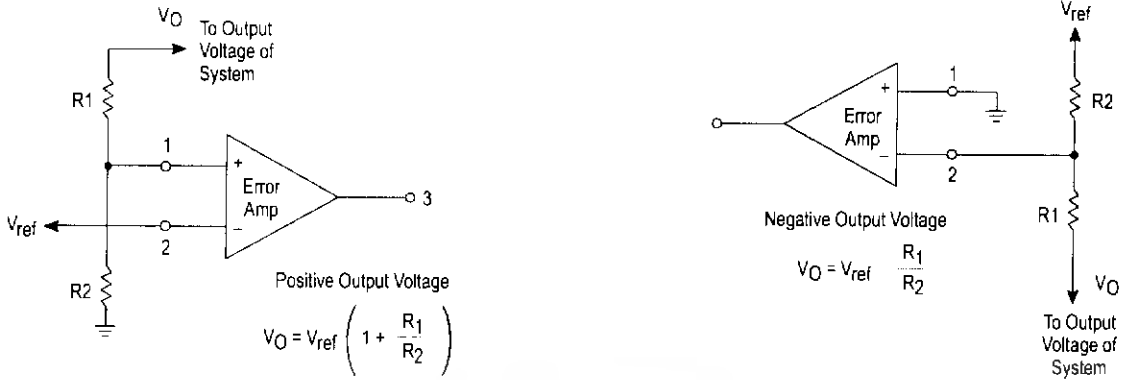


Figure 15. Deadtime Control Circuit

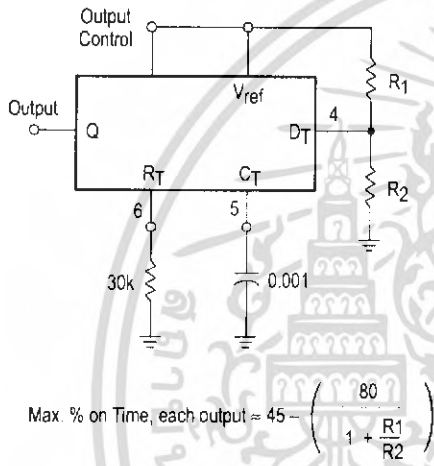


Figure 16. Soft-Start Circuit

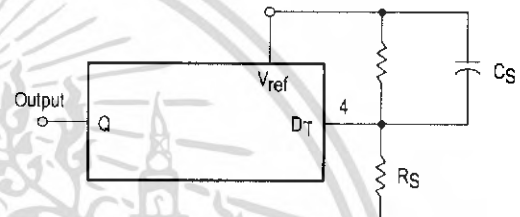
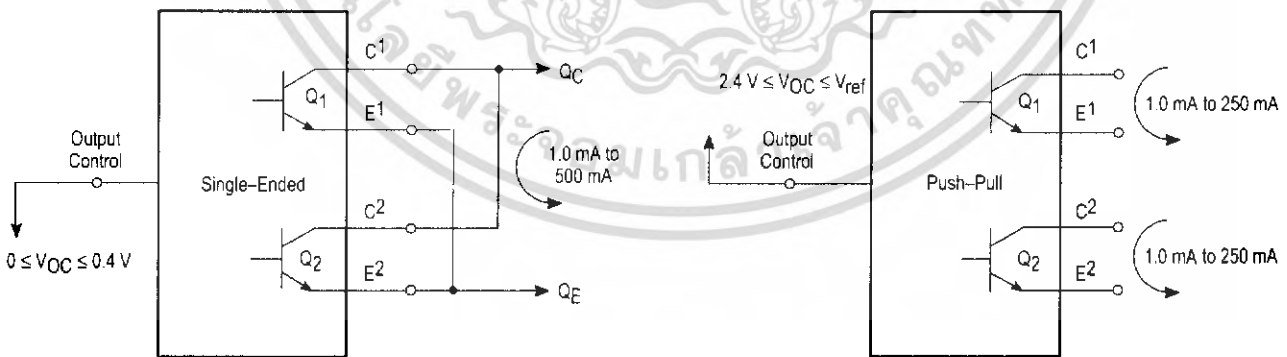


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



# TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

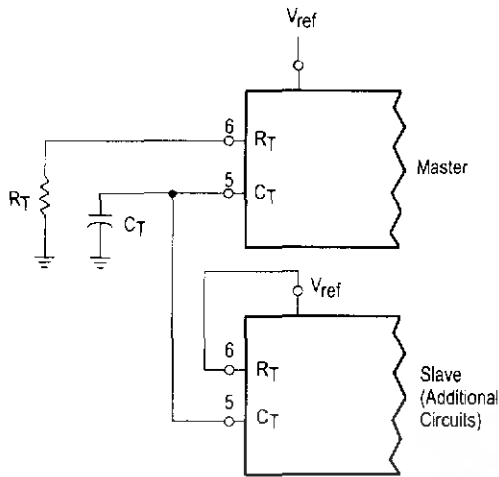


Figure 19. Operation with  $V_{in} > 40\text{ V}$  Using External Zener

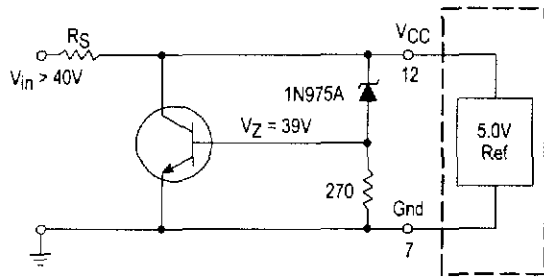
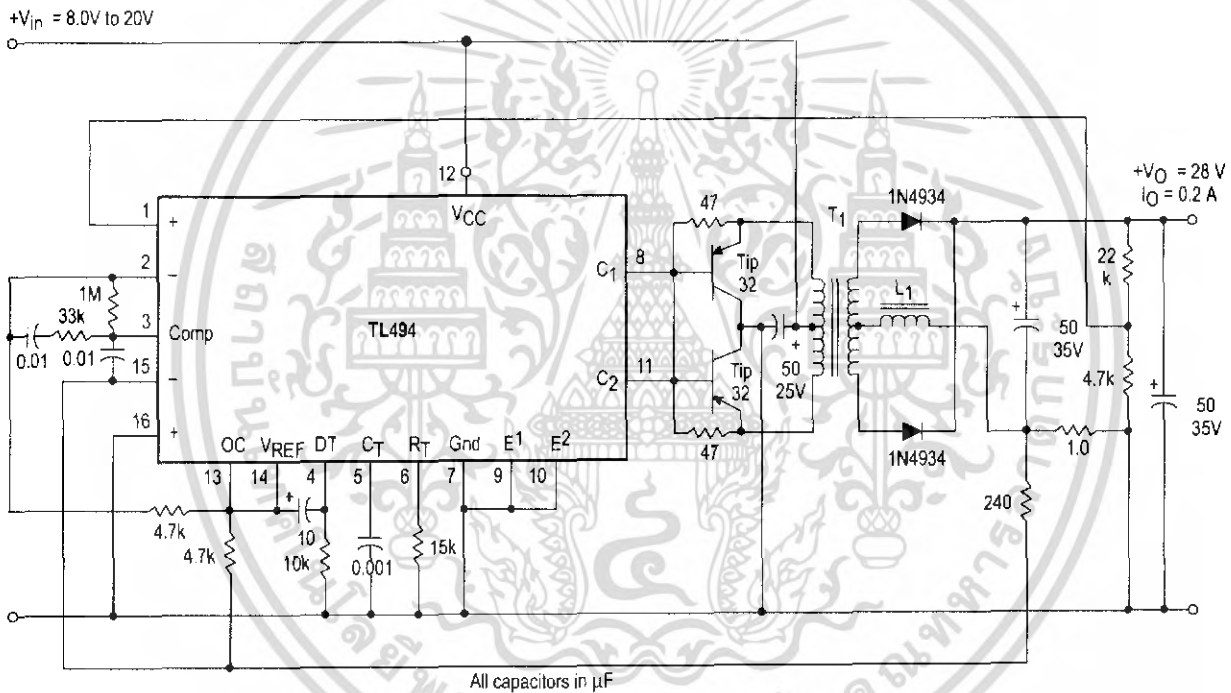


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter



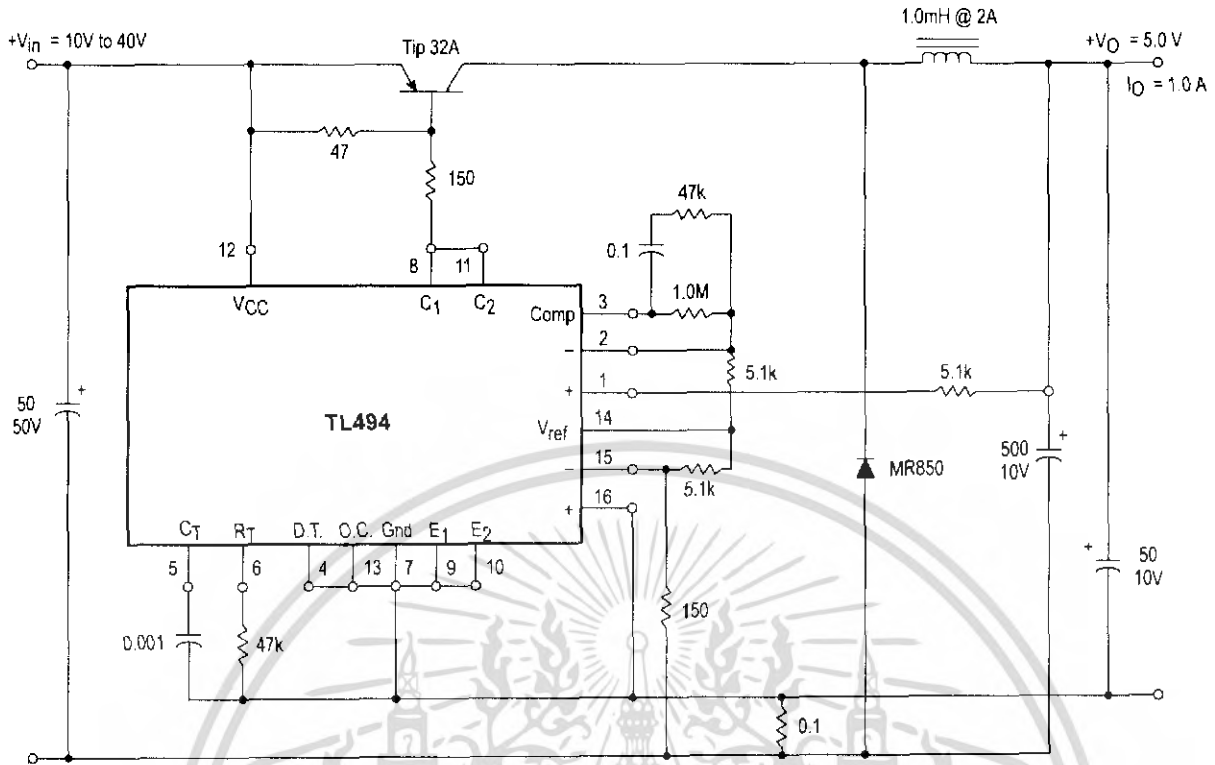
Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to } 1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V},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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

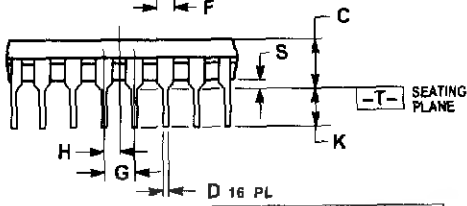
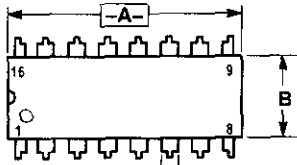


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in}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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494 OUTLINE DIMENSIONS

## N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

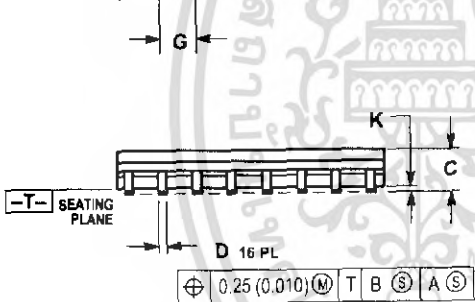
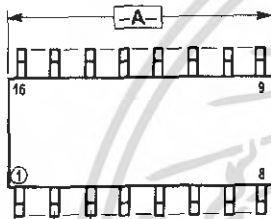


$\oplus$	0.25 (0.010)	(M)	T	A	(M)
----------	--------------	-----	---	---	-----

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.58
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

## D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16) ISSUE J



$\oplus$	0.25 (0.010)	(M)	T	B	(S)	A	(S)
----------	--------------	-----	---	---	-----	---	-----

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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

**19A, 100V, 0.200 Ohm, P-Channel Power MOSFETs**

These are P-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistors. They are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. They can be operated directly from integrated circuits.

Formerly Developmental Type TA17521.

**Ordering Information**

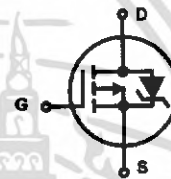
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF9540	TO-220AB	IRF9540
RF1S9540SM	TO-263AB	RF1S9540

NOTE: When ordering, use the entire part number. Add the suffix 9A to obtain the TO-263AB variant in the tape and reel, i.e., RF1S9540SM9A.

**Features**

- 19A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.200\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**



**Packaging**



# IRF9540, RF1S9540SM

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

	IRF9540, RF1S9540SM	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1) .....	-100	V
Drain to Gate Voltage ( $R_{GS} = 20\text{k}\Omega$ ) (Note 1) .....	-100	V
Continuous Drain Current .....	-19	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$ .....	-12	A
Pulsed Drain Current (Note 3) .....	-76	A
Gate to Source Voltage .....	$\pm 20$	V
Maximum Power Dissipation (Figure 1) .....	150	W
Linear Derating Factor (Figure 1) .....	1	$\text{W}/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) .....	960	mJ
Operating and Storage Temperature .....	-55 to 175	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s. ....	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334 .....	260	$^\circ\text{C}$

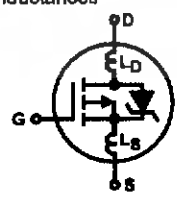
**CAUTION:** Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

**NOTE:**

1.  $T_J = 25^\circ\text{C}$  to  $150^\circ\text{C}$ .

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	$BV_{DSS}$	$I_D = -250\mu\text{A}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	-100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$ , $I_D = -250\mu\text{A}$	-2	-	-4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$	-	-	-25	$\mu\text{A}$
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)}$ MAX, $V_{GS} = -10\text{V}$	-19	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = -10\text{A}$ , $V_{GS} = -10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.150	0.200	$\Omega$
Forward Transconductance (Note 2)	$g_{fs}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)}$ MAX, $I_D = -6\text{A}$ (Figure 12)	5	7	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = -50\text{V}$ , $I_D \approx 19\text{A}$ , $R_G = 9.1\Omega$ , $R_L = 2.3\Omega$ , $V_{GS} = -10\text{V}$ , (Figures 17, 18) MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	16	20	ns
Rise Time	$t_r$		-	65	100	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	47	70	ns
Fall Time	$t_f$		-	28	70	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = -10\text{V}$ , $I_D = -19\text{A}$ , $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ , $I_{g(REF)} = -1.5\text{mA}$ (Figures 14, 19, 20)	-	70	90	nC
Gate to Source Charge	$Q_{gs}$	Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	14	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	$Q_{gd}$		-	56	-	nC
Input Capacitance	$C_{ISS}$	$V_{DS} = -25\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ , $f = 1\text{MHz}$	-	1100	-	pF
Output Capacitance	$C_{OSS}$	(Figure 11)	-	550	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	$C_{RSS}$		-	250	-	pF
Internal Drain Inductance	$L_D$	Measured From the Contact Screw on Tab to the Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to the Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	$L_S$	Measured From the Source Lead, 6mm (0.25in) From Package to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Typical Socket Mount	-	-	62.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$



# IRF9540, RF1S9540SM

## Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	$I_{SD}$	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	-19	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	$I_{SDM}$		-	-	-76	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	$V_{SD}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = -19\text{A}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	-1.5	V
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 19\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	170	-	ns
Reverse Recovery Charge	$Q_{RR}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$ , $I_{SD} = 19\text{A}$ , $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	0.8	-	$\mu\text{C}$

**NOTES:**

2. Pulse test: pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2\%$ .
3. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4.  $V_{DD} = 25\text{V}$ , starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 4\text{mH}$ ,  $R_C = 25\Omega$ , peak  $I_{AS} = 19\text{A}$ . (Figures 15, 16).

## Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

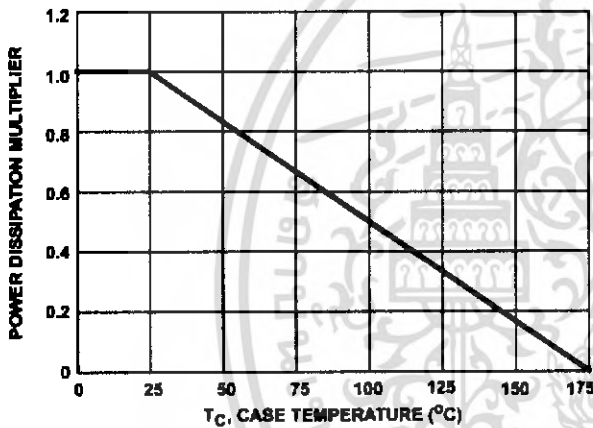


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

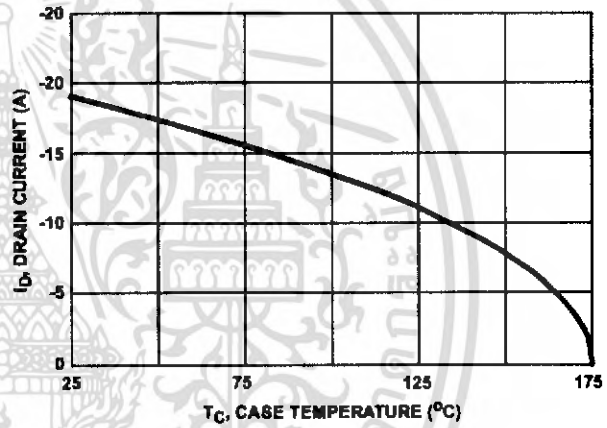


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

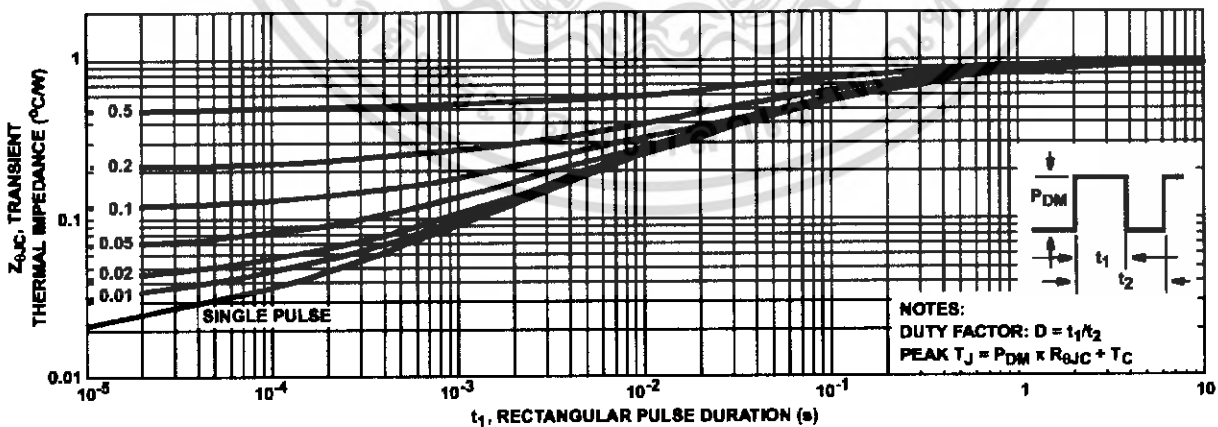


FIGURE 3. NORMALIZED MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

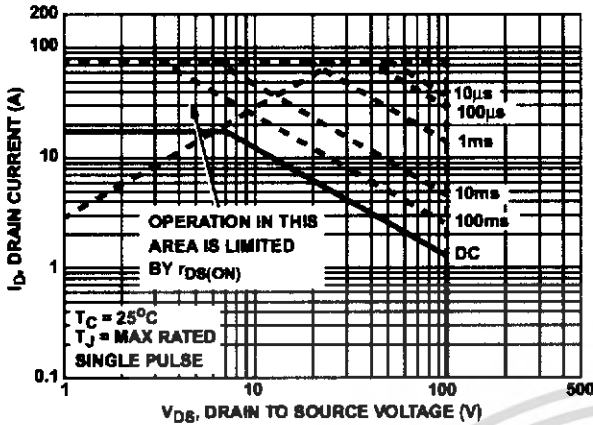


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

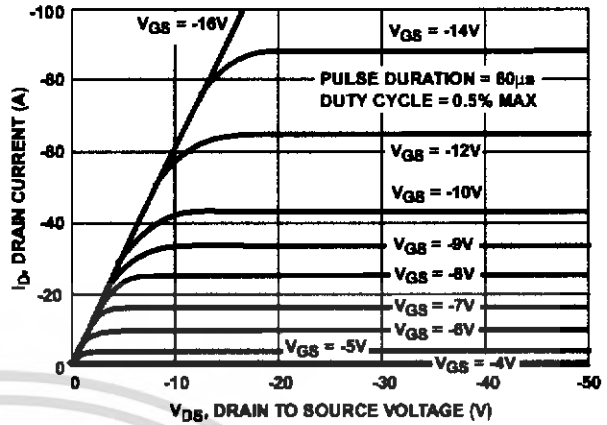


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

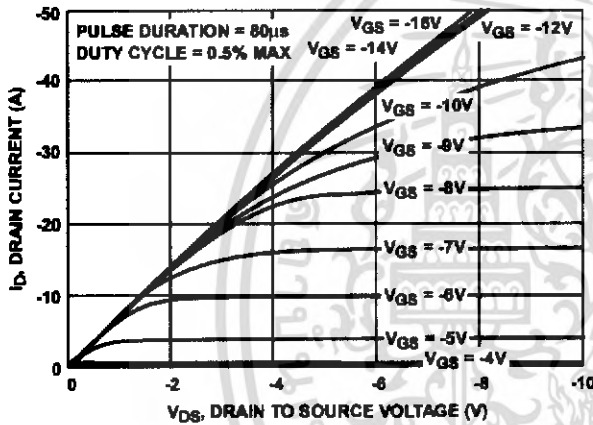


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

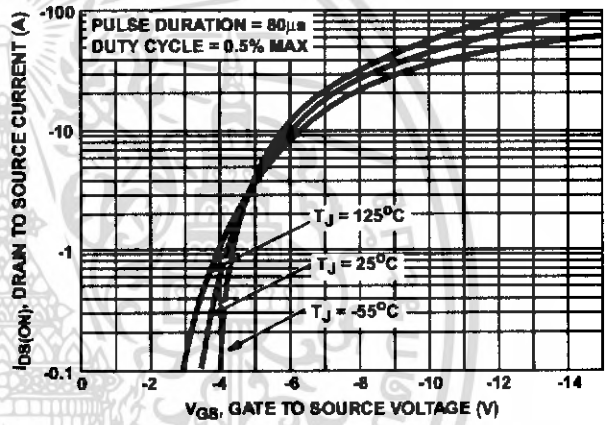
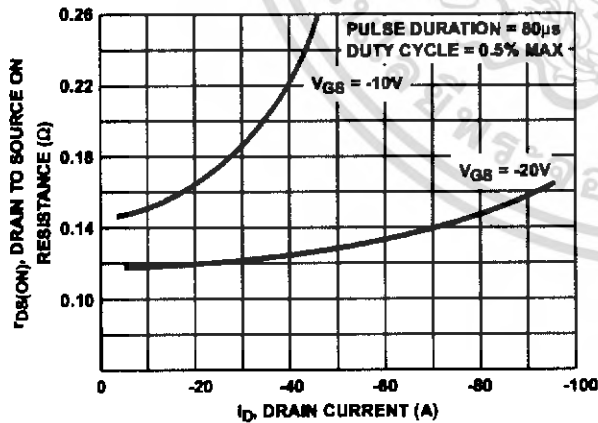


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS



NOTE: Heating effect of 2µs pulse is minimal.

FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

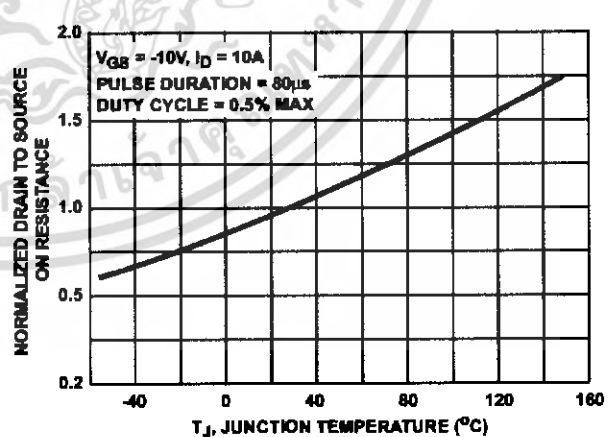


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

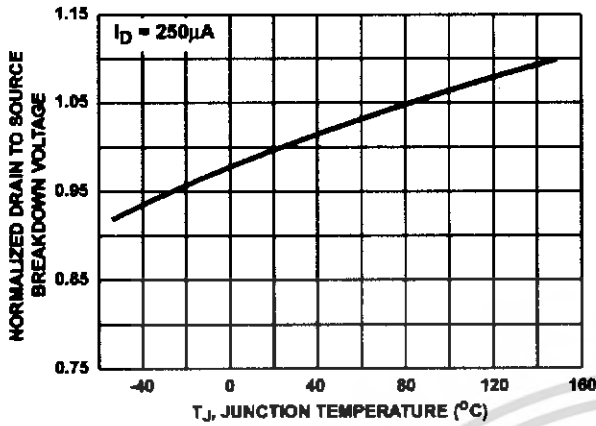


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

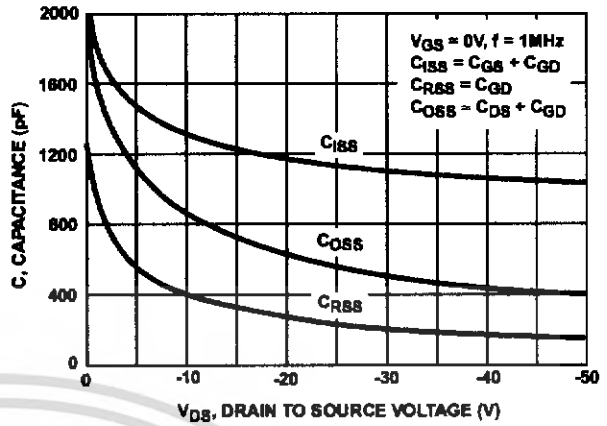


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

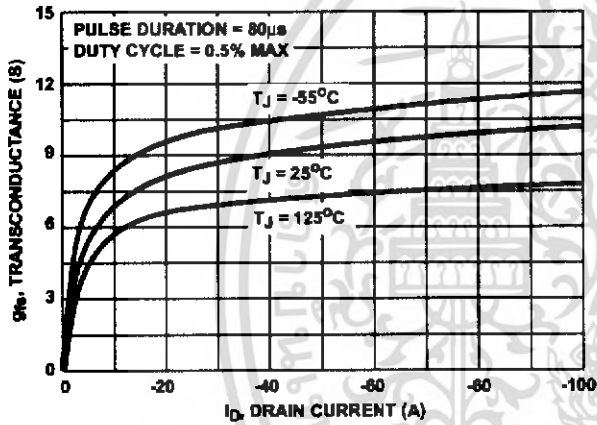


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

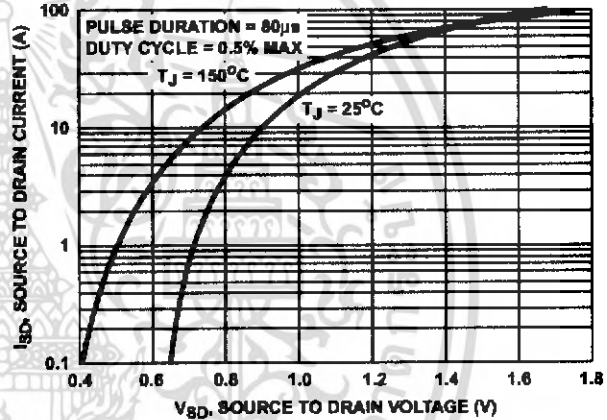


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

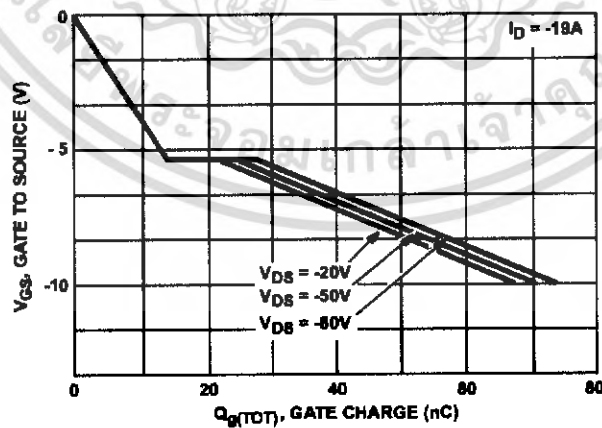


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

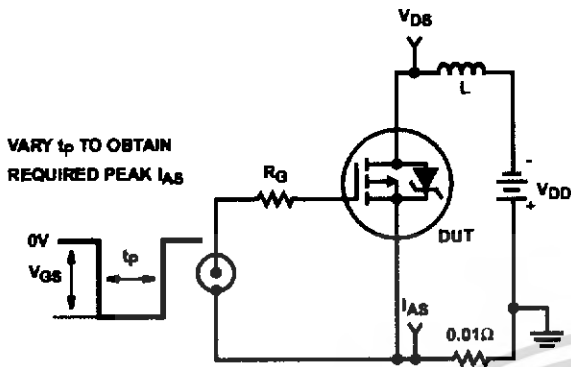


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

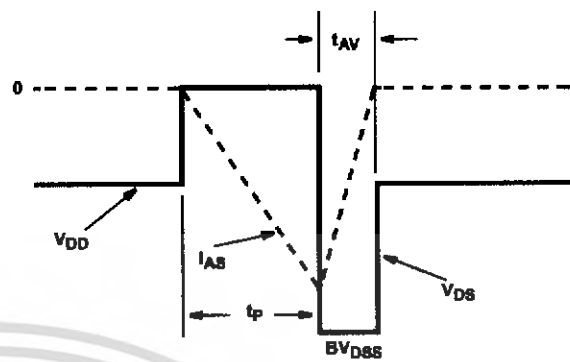


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

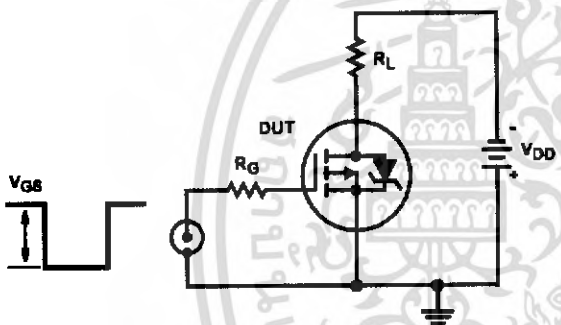


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

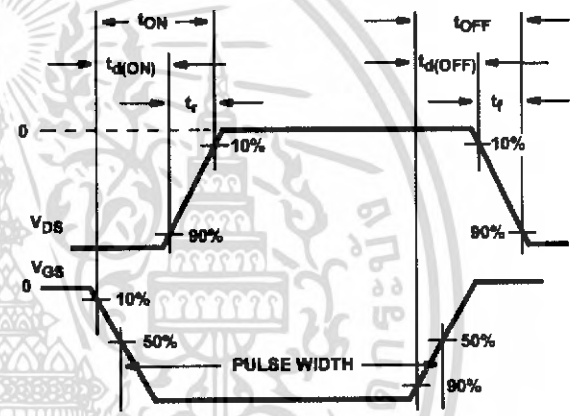


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

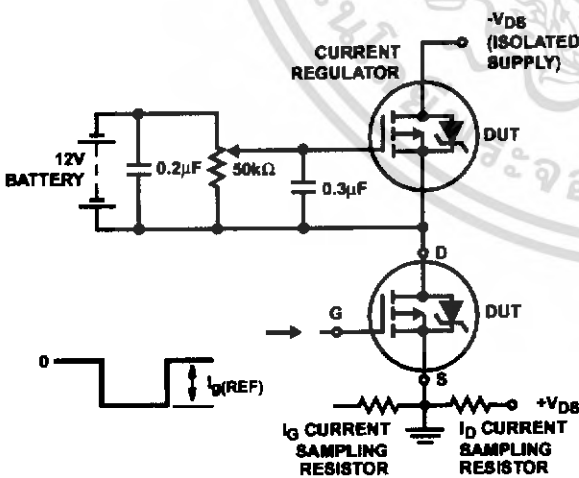


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

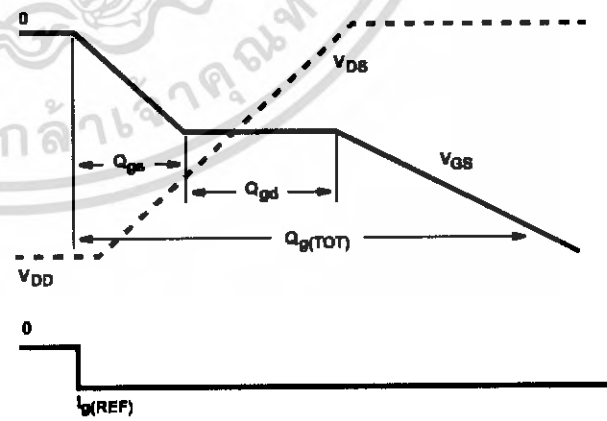


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Low power quad op amps

## LM124/224/324/324A/ SA534/LM2902

### DESCRIPTION

The LM124/SA534/LM2902 series consists of four independent, high-gain, internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages.

### UNIQUE FEATURES

In the linear mode, the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.

The unity gain crossover frequency and the input bias current are temperature-compensated.

### FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range Single supply: 3V<sub>DC</sub> to 30V<sub>DC</sub> or dual supplies: ±1.5V<sub>DC</sub> to ±15V<sub>DC</sub>
- Very low supply current drain: essentially independent of supply voltage (1mW/op amp at +5V<sub>DC</sub>)
- Low input biasing current: 45nA<sub>DC</sub> (temperature-compensated)
- Low input offset voltage: 2mV<sub>DC</sub> and offset current: 5nA<sub>DC</sub>
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: 0V<sub>DC</sub> to V<sub>CC</sub>-1.5V<sub>DC</sub> swing

### PIN CONFIGURATION

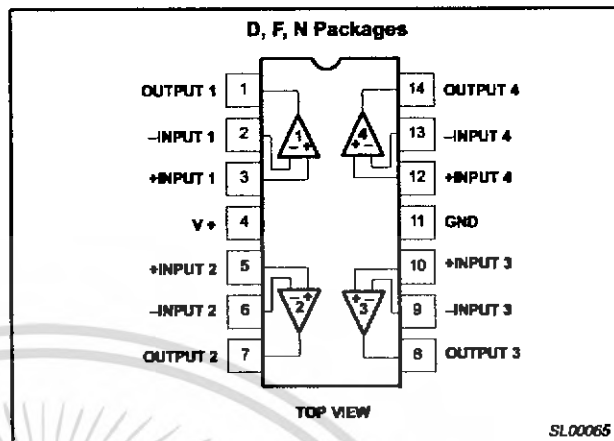


Figure 1. Pin Configuration

### ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55°C to +125°C	LM124N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55°C to +125°C	LM124F	0581B
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25°C to +85°C	LM224N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-25°C to +85°C	LM224F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25°C to +85°C	LM224D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0°C to +70°C	LM324F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0°C to +70°C	LM324AN	SOT27-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0°C to +70°C	LM324AD	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +85°C	SA534N	SOT27-1
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-40°C to +85°C	SA534F	0581B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +85°C	SA534D	SOT108-1
14-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40°C to +125°C	LM2902D	SOT108-1
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40°C to +125°C	LM2902N	SOT27-1

## Low power quad op amps

LM124/224/324/324A/  
SA534/LM2902

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
$V_{CC}$	Supply voltage	32 or $\pm 16$	$V_{DC}$
$V_{IN}$	Differential input voltage	32	$V_{DC}$
$V_{IN}$	Input voltage	-0.3 to +32	$V_{DC}$
$P_D$	Maximum power dissipation, $T_A=25^\circ\text{C}$ (still-air) <sup>1</sup>		
	N package	1420	mW
	F package	1190	mW
	D package	1040	mW
	Output short-circuit to GND one amplifier <sup>2</sup> $V_{CC} < 15V_{DC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$	Continuous	
$I_{IN}$	Input current ( $V_{IN} < -0.3V$ ) <sup>3</sup>	50	mA
$T_A$	Operating ambient temperature range		
	LM324/A	0 to +70	$^\circ\text{C}$
	LM224	-25 to +85	$^\circ\text{C}$
	SA534	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
	LM2902	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
LM124	-55 to +125	$^\circ\text{C}$	
$T_{STG}$	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
$T_{SOLD}$	Lead soldering temperature (10sec max)	300	$^\circ\text{C}$

## NOTES:

- Derate above  $25^\circ\text{C}$  at the following rates:  
F package at  $9.5\text{mW}/^\circ\text{C}$   
N package at  $11.4\text{mW}/^\circ\text{C}$   
D package at  $8.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
- Short-circuits from the output to  $V_{CC+}$  can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately  $40\text{mA}$ , independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . At values of supply voltage in excess of  $+15V_{DC}$  continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input bias clamps. In addition, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This action can cause the output voltages of the op amps to go to the  $V+$  rail (or to ground for a large overdrive) during the time that the input is driven negative.

# FR101 THRU FR107 (FR10-005 THRU FR10-10)

# FMS

## 1.0 AMP FAST RECOVERY RECTIFIERS

### FEATURES

- \* Low forward voltage drop
- \* High current capability
- \* High reliability
- \* High surge current capability

### MECHANICAL DATA

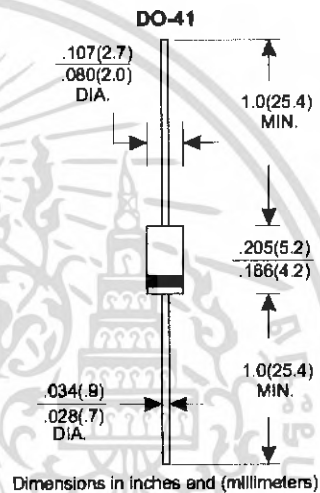
- \* Case: Molded plastic
- \* Epoxy: UL 94V-0 rate flame retardant
- \* Lead: Axial leads, solderable per MIL-STD-202, method 208 guranteed
- \* Polarity: Color band denotes cathode end
- \* Mounting position: Any
- \* Weight: 0.34 grams

### VOLTAGE RANGE

50 to 1000 Volts

### CURRENT

1.0 Ampere



### MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

TYPE NUMBER	FR101	FR102	FR103	FR104	FR105	FR106	FR107	UNITS	
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V	
Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V	
Maximum DC Blocking Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V	
Maximum Average Forward Rectified Current									
.375"(9.5mm) Lead Length at Ta=75°C								1.0	A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)								30	A
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 1.0A								1.3	V
Maximum DC Reverse Current Ta=25°C								5.0	A
at Rated DC Blocking Voltage Ta=100°C								100	A
Maximum Reverse Recovery Time (Note 1)	150			250		500		nS	
Typical Junction Capacitance (Note 2)								15	pF
Operating and Storage Temperature Range Tj, Tstg								-65—+150	°C

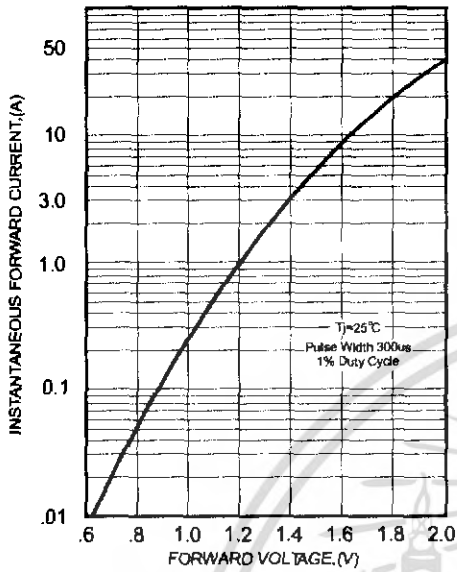
#### NOTES:

1. Reverse Recovery Time test condition: IF=0.5A, IR=1.0A, IRR=0.25A
2. Measured at 1MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.

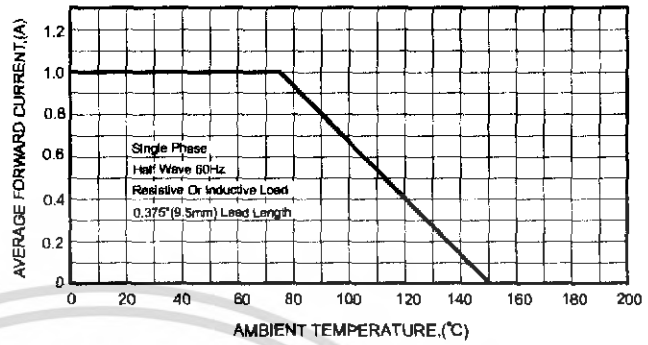
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## RATING AND CHARACTERISTIC CURVES (FR101 THRU FR107)

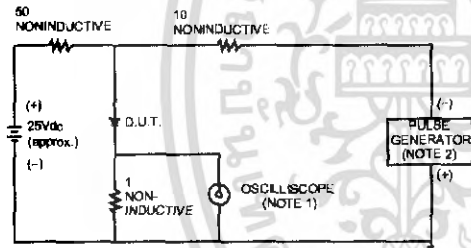
**FIG. 1-TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS**



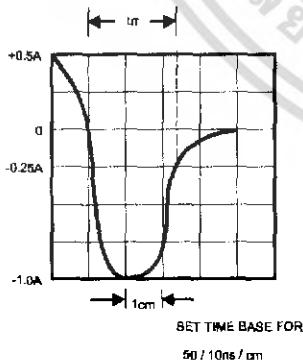
**FIG. 2-TYPICAL FORWARD CURRENT DERATING CURVE**



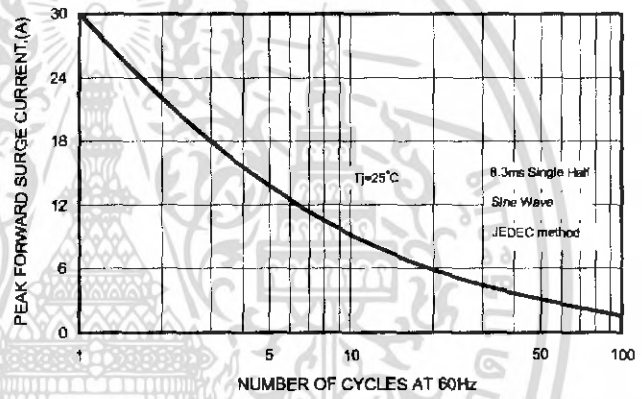
**FIG. 3- TEST CIRCUIT DIAGRAM AND REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTICS**



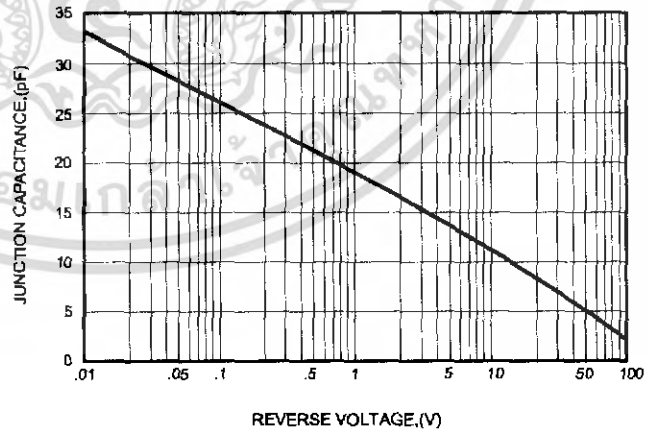
NOTES: 1. Rise Time = 7ns max., Input Impedance = 1 megohm, 22pF.  
2. Rise Time = 10ns max., Source Impedance = 50 ohms.



**FIG. 4-MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT**



**FIG. 5-TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

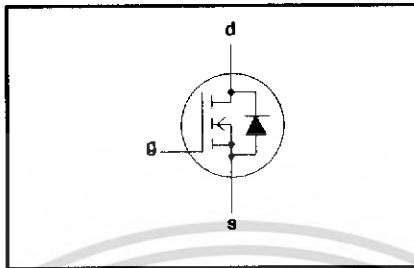
**PowerMOS transistors  
Avalanche energy rated**

**IRFP460**

**FEATURES**

- Repetitive Avalanche Rated
- Fast switching
- Stable off-state characteristics
- High thermal cycling performance
- Low thermal resistance

**SYMBOL**



**QUICK REFERENCE DATA**

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

**GENERAL DESCRIPTION**

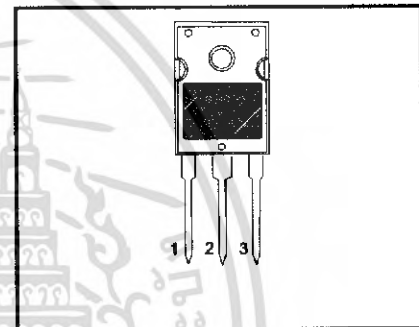
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

The IRFP460 is supplied in the SOT429 (TO247) conventional leaded package.

**PINNING**

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain
3	source
tab	drain

**SOT429 (TO247)**



**LIMITING VALUES**

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{DSS}$	Drain-source voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$	-	500	V
$V_{DGR}$	Drain-gate voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$	-	500	V
$V_{GS}$	Gate-source voltage		-	$\pm 30$	V
$I_D$	Continuous drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	20	A
		$T_{mb} = 100\text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	12.4	A
$I_{DM}$	Pulsed drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	80	A
$P_D$	Total dissipation	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	250	W
$T_j, T_{stg}$	Operating junction and storage temperature range		-55	150	$^\circ\text{C}$

**AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES**

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$E_{AS}$	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 20\text{ A}$ ; $t_p = 0.2\text{ ms}$ ; $T_j$ prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{DD} \leq 50\text{ V}$ ; $R_{GS} = 50\ \Omega$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	1300	mJ
$E_{AR}$	Repetitive avalanche energy <sup>1</sup>	$I_{AR} = 20\text{ A}$ ; $t_p = 2.5\ \mu\text{s}$ ; $T_j$ prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_{GS} = 50\ \Omega$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	32	mJ
$I_{AS}, I_{AR}$	Repetitive and non-repetitive avalanche current		-	20	A

<sup>1</sup> pulse width and repetition rate limited by  $T_j$  max.

**PowerMOS transistors**  
**Avalanche energy rated**

IRFP460

**THERMAL RESISTANCES**

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{thj-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	0.5	K/W
$R_{thj-a}$	Thermal resistance junction to ambient	SOT429 package, in free air	-	45	-	K/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 0.25\text{ mA}$	500	-	-	V
$\Delta V_{(BR)DSS} / \Delta T_j$	Drain-source breakdown voltage temperature coefficient	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	-	0.1	-	%/K
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	-	0.2	0.27	$\Omega$
$V_{GS(TH)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	2.0	3.0	4.0	V
$g_{fs}$	Forward transconductance	$V_{DS} = 30\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	13	18	-	S
$I_{DSS}$	Drain-source leakage current	$V_{DS} = 500\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	2	50	$\mu\text{A}$
		$V_{DS} = 400\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_j = 125^\circ\text{C}$	-	100	1000	$\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	Gate-source leakage current	$V_{GS} = \pm 30\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}$	-	10	200	nA
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 20\text{ A}; V_{DD} = 400\text{ V}; V_{GS} = 10\text{ V}$	-	147	190	nC
$Q_{gs}$	Gate-source charge		-	12	18	nC
$Q_{gd}$	Gate-drain (Miller) charge		-	78	100	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 250\text{ V}; R_D = 12\ \Omega;$	-	23	-	ns
$t_r$	Turn-on rise time	$R_G = 3.9\ \Omega$	-	72	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	150	-	ns
$t_f$	Turn-off fall time		-	75	-	ns
$L_d$	Internal drain inductance	Measured from tab to centre of die	-	3.5	-	nH
$L_d'$	Internal drain inductance	Measured from drain lead to centre of die	-	4.5	-	nH
$L_s$	Internal source inductance	Measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH
$C_{iss}$	Input capacitance	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	3000	-	pF
$C_{oss}$	Output capacitance		-	480	-	pF
$C_{res}$	Feedback capacitance		-	270	-	pF

**SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS** $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_S$	Continuous source current (body diode)	$T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	-	-	20	A
$I_{SM}$	Pulsed source current (body diode)	$T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	-	-	80	A
$V_{SD}$	Diode forward voltage	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	1.5	V
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}; di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	900	-	ns
$Q_{rr}$	Reverse recovery charge		-	15	-	$\mu\text{C}$