สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

# แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง

# HIGH VOLTAGE SWITCHING POWERSUPPLY

T061836

โดย

นายวิริยะ ยังสุข

นายอำนาจ ถิรนันทนากร

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 61836
วัน,เดือน,ปี 21 ก.ค. 2549

b 11603823
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง

# HIGH VOLTAGE SWITCHING POWERSUPPLY


โดย

นายวิริยะ ยังสุข รหัสประจำตัว 45015292

นายอำนาจ ถิรนันทนากร รหัสประจำตัว 45015305

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล


ปริญญานิพนธ์สำหรับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2547

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ผู้จัดทำ

1. นายวิริยะ ยังสุข
2. นายอำนาจ ถิรนันทนากร

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง

HIGH VOLTAGE SWITCHING POWERSUPPLY

นายวิริยะ ยังสุข รหัสประจำตัว 45015292

นายอำนาจ ถิรนันทนากร รหัสประจำตัว 45015305

โครงงานนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมที่จะทำการสอบได้

.....

( รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล )

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง

วิริยะ ยังสุข
อำนาจ ถิรนันทนากร
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2547

**บทคัดย่อ**

บทความนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบและการทำงาน ของวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิ่ง โดยการทำงานขั้นแรกจะเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ท มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส ต่อมานำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยจะใช้ไอซี TL 494 เป็นตัวควบคุมความถี่และคาบเวลาในการทำงานของตัวทรานซิสเตอร์ และในส่วนของเอาท์พุตจะต่อวงจรในลักษณะของวงจรเอาท์พุตเรโซแนนซ์ โดยแรงดันเอาท์พุตที่ได้จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ปรับเปลี่ยน โดยโครงงานแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงนี้จะนำไปประยุกต์ใช้กับการกำเนิดก๊าซโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# HIGH VOLTAGE SWITCHING POWERSUPPLY

Mr. Wiriya Yangsuk

Mr. Amnaj Thiranantanagorn

Associate Professor Somsak Cheersirikul (Advisor)

Education Year 2004

**ABSTRACT**

This paper presents the design and testing of a high voltage switching powersupply. Initially the rectifier and filter circuit transform an alternating voltage 220 volt 50 Hz to 311 volt DC. The direct current will then be converted to high freguency pulse by transistor as a part of half bridge converter. TL494 is used to control switching for the entire freguency and pulse width range. Output voltage composes of a resonance circuit and the output voltage varies with the adjusted resonance freguency. This project high voltage switching powersupply will be used for generator Ozon.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์ที่ให้คำแนะนำ ปรึกษา และเสนอแนะแนวทางการศึกษา แนวทางแก้ไขปัญหา และข้อบกพร่องต่าง ๆ อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อวัสดุอุปกรณ์ต่าง ๆ

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนด้านทุนทรัพย์และให้กำลังใจทางการศึกษาตลอดมาจนถึงปัจจุบัน

ขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือให้คำแนะนำ และกำลังใจ กำลังกายเสมอมา

.....

(นายวิริยะ ยังสุข)

.....

(นายอำนาจ ถิรนันทนากร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**สารบัญ**


| | หน้า |
|---|---|
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| บทที่ 2 หลักการทำงานโดยรวมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 2 |
| 2.1 การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทำงาน | 2 |
| 2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 4 |
| 2.3 สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย | 7 |
| บทที่ 3 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 9 |
| 3.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 9 |
| 3.2 ตัวเก็บประจุล็อคกิ้ง $C_b$ เพื่อป้องกันไม่ให้สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก | 11 |
| 3.3 คอมมิวเตติ้งไดโอด $D_3$ และ $D_4$ | 13 |
| 3.4 ค่าเวลาเผื่อ $T_D$ สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| 3.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 14 |
| บทที่ 4 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 16 |
| 4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน | 16 |
| 4.2 ไอซี เบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมแรงดัน | 17 |
| 4.3 วงจรเพาเวอร์สวิตชิ่ง | 21 |
| 4.4 วงจรแปลงแรงดันไฟกระแสสลับ เป็นไฟกระแสตรง | 21 |
| 4.5 วงจรแปลงแรงดันไฟกรแสตรง เป็นไฟกระแสตรง | 22 |
| 4.6 วงจรเร็กติไฟร์และฟิลตอร์ | 22 |
| บทที่ 5 ไดโอดและหม้อแปลงในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 23 |
| 5.1 กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด | 23 |
| 5.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด | 25 |
| 5.3 สนับเบอร์สำหรับชอตต์กี้ไดโอด | 27 |
| 5.4 การระบายความร้อน | 29 |
| 5.5 หม้อแปลงสวิตชิ่ง | 29 |
| บทที่ 6 การเกิดก๊าซโอโซนเบื้องต้น | 37 |
| 6.1 แหล่งที่มา | 37 |
| 6.2 การสังเคราะห์ก๊าซโอโซน | 38 |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7 หลักการทำงานและผลการทดลอง 40
7.1 หลักการทำงาน 40
7.2 การออกแบบ 41
7.3 การทดลอง 43
บทที่ 8 บทสรุป 49
8.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง 49
8.2 ปัญหาที่เกิด 49
ภาคผนวก
บรรณานุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1
# บทนำ

โครงงานแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิ่งนี้ ทำขึ้นเนื่องมาจากความจำเป็นของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ที่ต้องมีแหล่งจ่ายไฟเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟที่นิยมใช้จะแบ่งได้เป็น แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น และแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

ซึ่งในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น เป็นแหล่งจ่ายที่ง่ายต่อการออกแบบ และอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาไม่แพง แต่จะมีข้อด้อยคือถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูง ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก เนื่องจากใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่และข้อด้อยอีกประการก็คือ มีประสิทธิภาพต่ำเนื่องจากมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูง

ในแหล่จ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง จะใช้การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีกระดับหนึ่ง ด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ตัดต่อ โดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้ในย่านแอคทีฟ จึงทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นต่ำมาก และการเพิ่มความเร็วในการใช้สวิตซ์ จะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและกระแสซึ่งอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูงๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง

จากจุดเด่นของภาคจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง จึงทำให้โครงงานนี้เกิดขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูง ที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ซึ่งโครงงานนี้ออกแบบเพื่อนำมาประยุกต์ในการกำเนิดก๊าซโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 2
# หลักการทำงานโดยรวมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

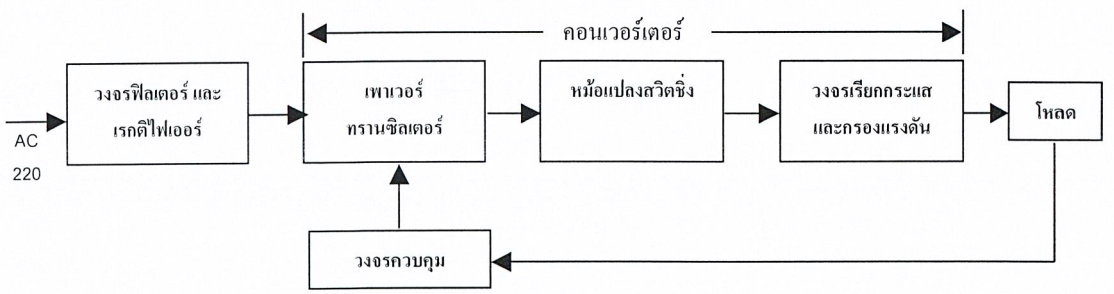
สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลงโดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และ มีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์สี เป็นต้น แนวโน้มในการสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

## 2.1 การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทำงาน

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1

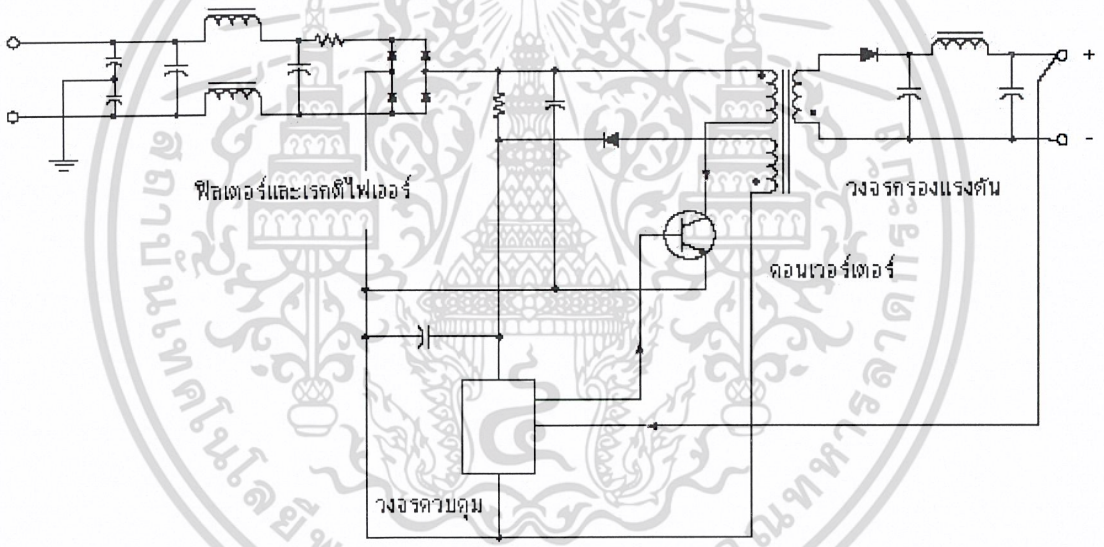
หัวใจสำคัญของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานเป็นลำดับดังนี้




**รูปที่** 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์ทรานซิลเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปในยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและ วงจรกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้ รูปที่ 2.2 จะแสดงวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1 เพื่อเป็นตัวอย่าง




**รูปที่ 2.2** แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1

องค์ประกอบต่างๆ ในรูปที่ 2.1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาการจัดวงจรและการทำงาน ขององค์ประกอบเหล่านี้ให้ดี ซึ่งจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย**

การออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆ ที่จะใช้ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นได้อย่างที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

**ตารางที่ 2.1** แสดงตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง

| | |
|---|---|
| Output Power | 300 W |
| Efficirncy | 65% atfull load |
| Input Voltage | 94 – 132$V_{AC}$ (norminal 115 $V_{AC}$) |
| | 184 – 264 $V_{AC}$ (norminal 220 $V_{AC}$) |
| Output Voltage | +5V 6A (min) 30A (max) |
| And Current | +12V 0A 6A |
| | -12V 0A 6A |
| Line Regulation | +5V 0.5% |
| At 50% load | +12V 0.5% |
| | -12V 0.5% |
| Load Regulation | +5V +/- 1% of setting voltage |
| | +12V +/- 1% of setting voltage |
| | -12V +/- 1% of setting voltage |
| Ripple and Noise | +5V 50mV p-p max |
| | +12V 120mV p-p max |
| | -12V 120mV p-p max |
| Hold up Time at low line | +5V 10 ms.min |
| full load | |
| RFI/EMI | Meet FCC part 15 J class B VDE 0875 |
| Transient response | <200mV ripple at 50% load change |
| | <400 s recovery time |
| Isolation | Input to ground 2 KV rms. |
| | Output to ground 500 V rms. |
| Switching Frequency | 100 $KH_z$ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**กำลังงานขาออก (Output Power)**

กำลังงานขาออก คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

**ประสิทธิภาพ (Efficiency)**

ประสิทธิภาพ คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 – 80%

**ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)**

ช่วงของแรงดันอินพุต คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต ที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่น ที่ 90 –132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 – 260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

**แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)**

แรงดันและกระแสขาออก คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ +/- 5 โวลต์ +/- 12 โวลต์ เป็นต้น

**ไลน์เรกูเลชั่น ( Line Regulation )**

ไลน์รูเลชั่น คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**โหลดเรกูเลชั่น ( Load Regulation )**

โหลดเรกูเลชั่น คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

**แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ ( Ripple and Noise )**

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ คือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูงๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

**ค่าเวลาโฮลด์อัพ (Hold up Time)**

ค่าเวลาโฮลด์อัพ คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัพนี้จะมีค่าประมาณ $20*10^{-3}$ ถึง $50*10^{-3}$ วินาที

**สัญญาณรบกวนจากสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)**

สัญญาณรบกวนจากสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย คือ RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตชิ่งเพาเวอร์อาจทำให้เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูง ๆ ของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

**การตอบสนองโหลดภาวะชั่วครู่ (Transient Response)**

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วครู่ คือ การคืนค่าแรงดันเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดัน เอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วครู่นี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)**

การแยกจากกันทางไฟฟ้า คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกดาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุต

**ความถี่การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย(Switching Frequency)**

ความถี่การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ท ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลักการจะกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่าง ๆ ที่จำเป็นให้ดีก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามที่ต้องการ

**2.3 สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย**

ข้อได้เปรียบของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบากว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลากำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุต เพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูง และต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่

เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูง ๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65%-80%

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีช่วงเวลาโฮลด์อัพประมาณ $20*10^{-3}$ ถึง $50*10^{-3}$ วินาที ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำได้เพียงแค่ประมาณ $2*10^{-3}$ วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลาย เมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำ ๆ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายและให้ผลดีได้เช่นกัน ดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ ขึ้นไปเท่านั้น

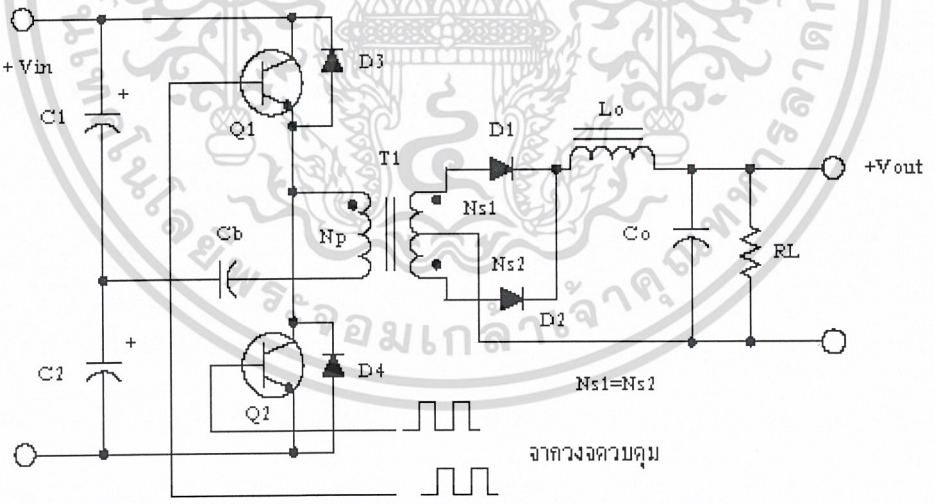
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3
# ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

อาจกล่าวได้ว่าฮาล์ฟบริดคอนเวอร์เตอร์ ( Half – Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียว กับพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจัดวงจรของฮาล์ฟบริดคอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อม ขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้นทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงๆ เช่น ที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ลงมาก รวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

## 3.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ดบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้

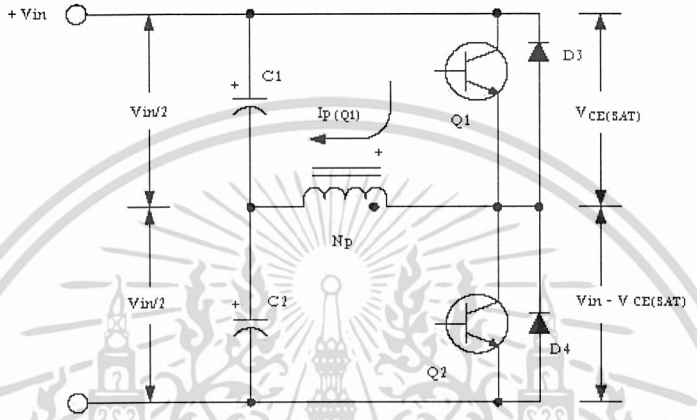



**รูปที่ 3.1** แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

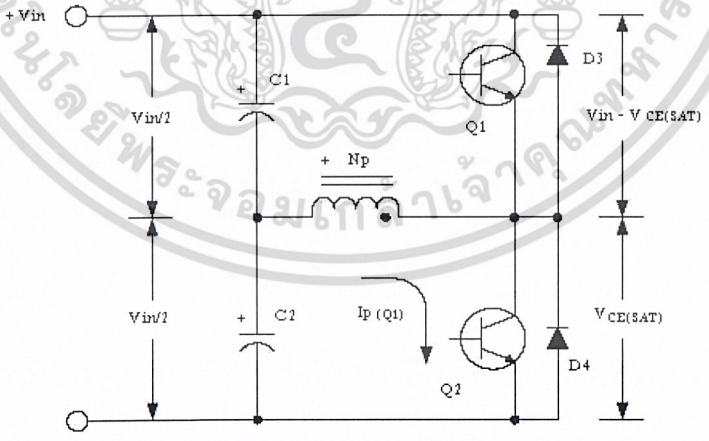
เนื่องจากตัวเก็บประจุ $C_1$และ $C_2$ กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม $C_1$ และ $C_2$ จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ $Q_1$ และ $Q_2$ จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงาน ของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ $C_b$ ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี $N_p$ ที่ต่ออยู่กับ $C_b$ นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ $C_1$ และ $C_2$ ดังรูปที่ 3.2




**รูปที่ 3.2 (ก)** ขณะที่ $Q_1$ นำกระแส $Q_2$จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{ce\ (sat)}$ แรงดันตกคร่อม $N_p$ เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce\ (sat)}$




**รูปที่ 3.2 (ข)** ขณะที่ $Q_2$ นำกระแส $Q_1$ จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{ce\ (sat)}$ เช่นเดียวกันและมีแรงดันตกคร่อม $N_p$ $V_{in}/2 - V_{ce\ (sat)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

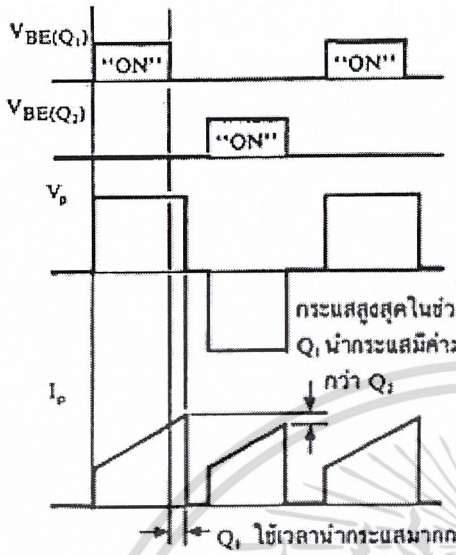
เมื่อ $Q_1$ เริ่มนำกระแส และ $Q_2$ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม $Q_2$ จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี่ $N_p$ จะมีค่าเท่ากัน หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ $Q_2$ นำกระแสและ $Q_1$ ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม $Q_1$ จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$เช่นเดียวกัน แรงดันที่ตกคร่อมที่ขดไพรมารี่ $N_p$ ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ เนื่องจาก $V_{ce(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5 – 1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม $Q_1$ และ $Q_2$ ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอิพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่ด้านเซคั่นดารี่จะมีลักษณะเดียวกันกับพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์

**3.2 ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง $C_b$ เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก**

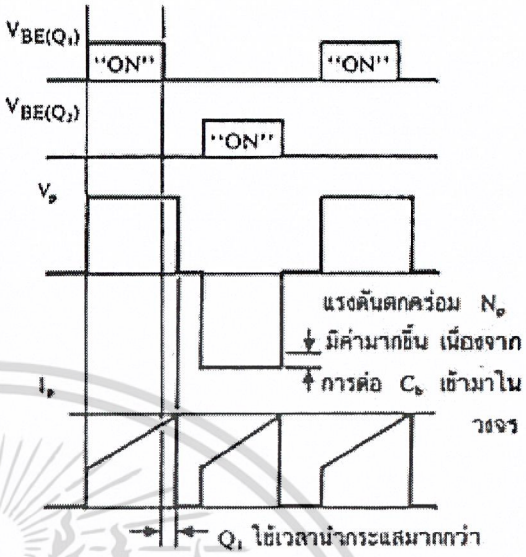
ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง (Blocking Capacitor) $C_b$ ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ $C_1$ และ $C_2$ เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริงๆ นั้นทำได้ยากรวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $Q_1$ และ $Q_2$ อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง $C_b$ คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ $C_b$ มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี่ $N_p$ ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ $Q_1$ และ $Q_2$ มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ $C_b$ ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน $C_b$ และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อมใน $C_b$นั่นคือหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน $C_b$ ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน $C_b$ จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น ( ดูรูปที่3.3ที่ประกอบ) ส่วนการทำงานของ $C_b$ ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม $C_1$ และ $C_2$ มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน

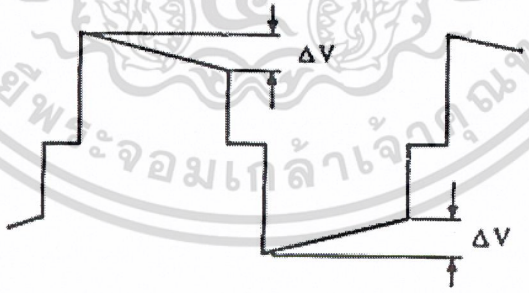
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.3 (ก)** แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เก็บเนื่องจาก Q1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q2




**รูปที่ 3.3 (ข)** แสดงผลของการต่อตัวประจุบล็อคกิ้ง Cb เข้ามาในวงจรลดความไม่สมมาตรฟลักซ์




**รูปที่ 3.4** แสดงลักษณะของการเกิดความลาด ( Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่เมื่อต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง Cb คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง $C_b$ คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งได้ตกคร่อม$C_b$นั้นเอง (ดูรูปที่ 3.4) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคั่นดารี่ทำให้เกิดการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า $C_b$ให้มีค่าเหมาะสมเพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารี่ต่ำสุด การกำหนดค่าของ $C_b$ อาจทำได้ดังนี้

$$C_b = \frac{I_{p(pk)}(0.4T)}{\Delta V} \qquad \text{.....(3.1)}$$

โดย $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่

$\Delta V$ คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้(ไม่เกิด20%ของ)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

**3.3 คอมมิวเตติ้งไดโอด $D_3$ และ $D_4$**

จากวงจรในรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่ามีไดโอด $D_3$ และ $D_4$ ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $Q_1$ อยู่ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิมเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่สองประการคือ

1.ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2.ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $Q_1$ เริ่มหยุดนำกระแส ขดไพรมารี่ จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด $Q_2$ จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลคเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ $Q_1$ ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ในกรณีนี้ไดโอด $D_4$ จะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงจากแรงดันของขดไพรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ $Q_2$ เริ่มหยุดนำกระแสไดโอด $D_3$ จะทำหน้าที่เช่นเดียวกันเป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี่ และต้องทนแรงดันย้อนกลับไปได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

**3.4 ค่าเวลาเผื่อ $T_D$ สำหรับฮาลฟ์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์**

ค่าเวลาเผื่อ $T_D$ เพื่อจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $T_{ON(max)}$ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $Q_1$ และ $Q_2$เป็นสิ่งสำคัญมากในวงจรฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าการต่อกันอยู่ในวงจรของ $Q_1$ และ $Q_2$ นั้นถ้าหาก $Q_1$และ $Q_2$ นำกระแสพร้อม ๆ กัน จะเกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตทันทีซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์อื่น ๆ ในวงจรได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดของ $Q_1$ และ $Q_2$ จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเผื่อ เช่นเดียวกับพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลาดังนั้น

$$T_{ON(max)} = 0.4T \qquad \text{.....(3.2)}$$

**3.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาลฟ์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์**

**3.5.1 แรงดันเอาต์พุต**

แรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถหาได้จากสมการของพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์

$$V_{out} = \frac{(N_s)}{(N_p)}(V_{in} - V_{CE(sat)})\frac{t_{ON}}{(T/2)} - V_D$$

เนื่องจากวงจรทำงานในลักษณะเดียวกัน แต่ในกรณีฮาลฟ์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ $N_p$จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจึงเป็น

$$V_{out} = \frac{(N_s)}{(N_p)}(V_{in}/2 - V_{CE(sat)}\frac{t_{on}}{(T/2)} - V_D \qquad \text{.....(3.3)}$$

**3.5.2 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q1 และ Q2**

การคำนวณค่าสูงสุด สามารถทำได้ตามสมการของพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์

$$I_{P(PK)} = \frac{P_o T}{2\eta V_{in(\min)} t_{on(\max)}} + \frac{(V_{in(\min)} - V_{CE(sat)})}{L_P} t_{on(\max)}$$

แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต ดังนั้น

$$I_{P(PK)} = \frac{P_{out} t}{2\eta V_{in(\min)} t_{on(\max)}} + \frac{(V_{in(\min)}/2 - V_{CE(sat)})t_{on(\max)}}{L_P} \qquad \text{.....(3.4)}$$

ถ้ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าน้อย ๆ จะเห็นได้ว่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารี่ของวงจรฮาลฟ์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็น 2 เท่า ของวงจรพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ ที่กำลังขาออกเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

( แต่ฮาลฟ์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงแรงดันอินพุต ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบ )

**3.5.3 อัตราส่วนจำนวนรอบ $N_P/N_S$ และจำนวนรอบ $N_P$และ $N_S$**

ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ $N_P/N_S$ หาได้จากสมการที่ (3.4) ดังนี้

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{(V_{in(\min)} / 2 - V_{CE(sat)})}{(V_{out} + V_D)} \frac{t_{ON(\max)}}{(T / 2)}$$

เนื่องจากขดลวดไพรมารี่ $N_P$ ของฮาลฟ์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเพียงขดเดียว ค่าจำนวนรอบของ $N_P$ จะหาได้จาก

$$N_P = \frac{(V_{in(\min)} / 2 - V_{CE(sat)}) t_{ON(\max)} * 10^5}{\Delta B_{\max} * Ae} \quad \text{.....(3.5)}$$

**3.5.4 เอาต์พุตโช้ค $L_0$ และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต $C_0$**

ค่าของเอาต์พุตโช้ค $L_0$ และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต $C_0$ สามารถทำได้เช่นเดียวกับพุช -พูลคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากวงจรทางด้านเอาต์พุตเหมือนกัน

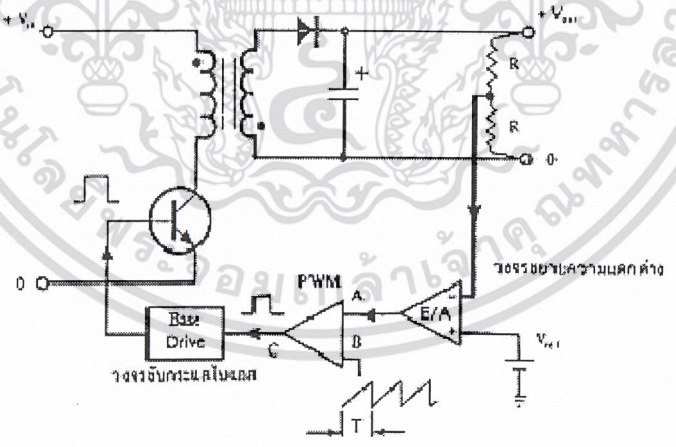
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 4
# วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
# (Mode Control For Switching Power Supply)

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส ($t_{ON}$)ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น(Pulse Width Modulation) หรือ ใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ใน สองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส ซึ่งจากโครงงานนี้เราจะเน้นหนักในโหมดของการควบคุมแรงดัน

## 4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 4.1




**รูปที่ 4.1** แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

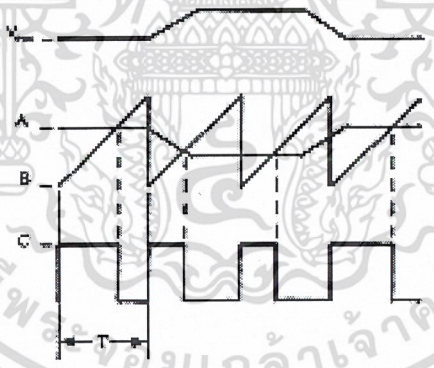
จากรูปที่ 4.1 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง$V_{OUT}$ ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง


B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอินที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ $180^0$ กล่าวคือ เมื่อรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $t_{ON}$ ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น $t_{ON}$ ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 4.2 ตัวอย่าง ไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แต่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น



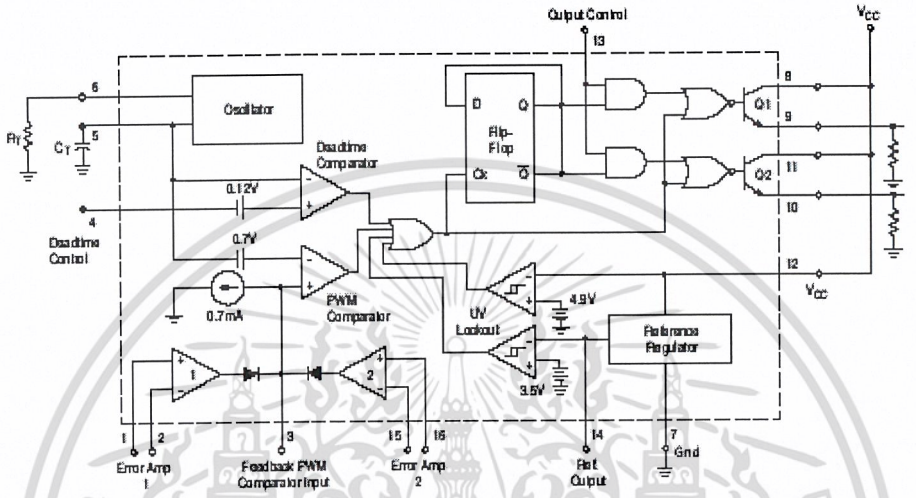

**รูปที่ 4.2** แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามรูปที่ 4.1

### 4.2 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
61836

วิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 5.5 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



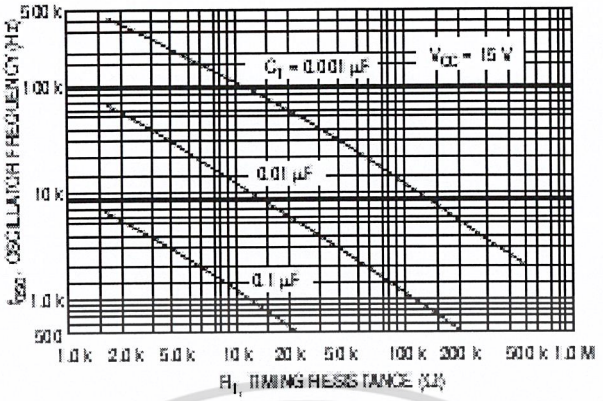

**รูปที่ 4.3** แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494 ( ที่มา : Motorola )

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ $R_T$ และ $C_T$ จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จากสมการที่ 4.1

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \qquad \text{.....(4.1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



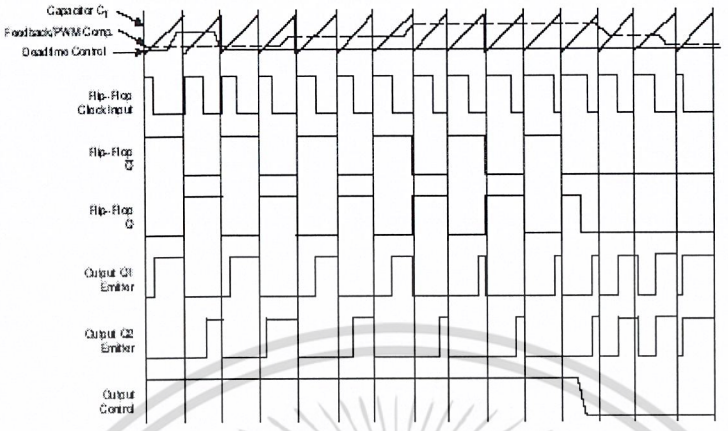

**รูปที่ 4.4** แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T$ $C_T$ ในการกำหนดความถี่

**4.2.1 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์**

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp ) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์ที่เอาต์พุต $Q_1$ และ $Q_2$ จะทำงานก็ต่อเมื่อขา $C_k$ ของ Flip – Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้นซึ่ง $C_k$ จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้งสองตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้นความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ –0.3 ถึง ($V_{cc}$ –2) และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะสถานะ “High” ( Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non – inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 4.5** แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

### 4.2.2 การกำหนดเวลาค่าเผื่อ $T_D$

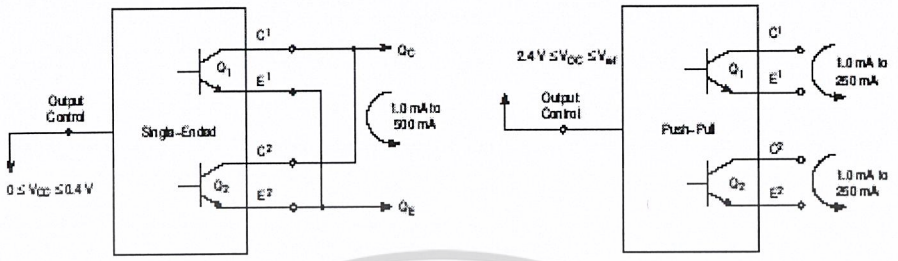
TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดเวลาค่าเผื่อ $T_D$ ของวงจรเองได้ ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเผื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา $t_{ON}$ สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา13 (Output Control) เข้ากับขา 14(+5 $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา เมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

### 4.2.3 การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุตของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ในที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ $C_T$ ดิสชาร์ต เอาต์พุตของ Dead – Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา $C_k$ จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ $Q_1$ และ $Q_2$ ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5$V_{ref}$) $Q_1$ และ $Q_2$ จะสลับการทำงานตามจังหวะของ Flip – Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช – พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip – Flop ) $Q_1$ และ $Q_2$ จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน $Q_1$ และ $Q_2$ เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของคาบเวลา)

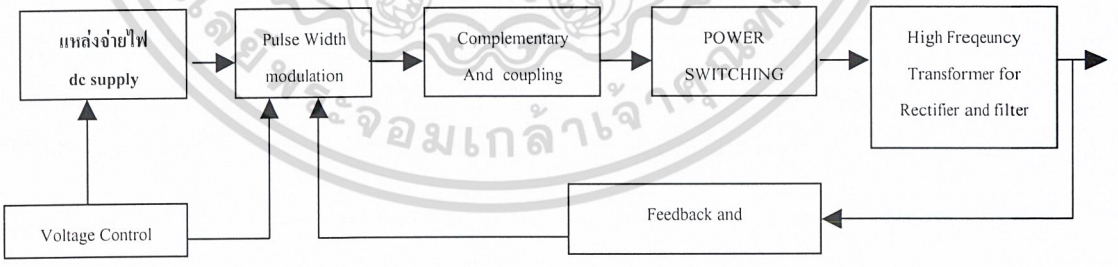



**รูปที่ 4.6** แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 <= V_{cc} <= 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง + - 1.5 % ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง $70^0$C

**4.3 ) วงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิ่ง**

ลักษณะการทำงานของเพาเวอร์สวิตชิ่ง (Power switching) สามารถเขียนอธิบายการทำงานได้ด้วยบล็อคไดอะแกรม ( Block diagram) ดังนี้




**รูปที่ 4.7** บล็อคไดอะแกรมแสดงลักษณะการทำงานของวงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิ่ง

**4.4 ) วงจรแปลงแรงดันไฟกระแสสลับ( AC) เป็นไฟกระแสตรง (DC)**

AC - DC Rectifier ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับค่าหนึ่งไปเป็นแรงดันไฟตรงค่าหนึ่ง ซึ่งในที่นี้จะใช้การเร็กติไฟร์ ในลักษณะการแปลงแรงดันแบบเต็มคลื่นชนิดแทปกลาง (Full wave Center Tapped) โดยค่าแรงดันไฟตรงหาได้จากสมการที่ 4.2 ดังต่อไปนี้

$$V_{dc} = 0.636\ V_P \qquad \text{.....(4.2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**4.5 ) วงจรแปลงแรงดันไฟกระแสตรง (DC) เป็นไฟกระแสตรง (DC)**

ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงค่าหนึ่งๆ ไปเป็นแรงดันไฟตรงอีกค่าหนึ่ง โดยอาศัยมอสเฟตเป็นสวิตซ์แรงดันไฟตรงให้มีการเปลี่ยนแปลง On และ Off ตลอดเวลา ตามสัญญาณของวงจรส่วนควบคุมส่งมา ซึ่งลักษณะดังกล่าวนี้เราเรียกว่า คอนเวอร์เตอร์ ( Converter) ซึ่งเป็นลักษณะของ DC – DC Converterโดยในวงจรอาศัยการทำงานของ Power Mosfet เบอร์ IRFP 460 เป็นตัวสวิตซึ่งมอสเฟตนี้จะตอบสนองต่อความถี่สูง สามารถทนแรงดันและทำงานได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์

**4.6 ) วงจรเร็กติไฟร์ (Rectifier) และ ฟิลเตอร์ ( Filter)**

ทำหน้าที่แปลงสัญญาณอินพุตใดๆ ให้ได้ออกมาเป็นแรงดันไฟตรง โดยวงจรนี้ใช้เร็กติไฟร์ชนิดเต็มคลื่นแบบมีแทปกลาง ( Full wave center tapped ) ซึ่งสุดท้ายมีเอาต์พุตโช๊ค ($L_0$)และตัวเก็บประจุเอาต์พุต ($C_0$) ทำหน้าที่กรองกระแสและแรงดันให้เรียบ ก่อนนำไปใช้งาน นั้นก็คือ วงจรกรองแบบ LC นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 5
# ไดโอดและหม้อแปลงในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
# Diode and Tranformer in Switching Power Supply

## 5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

ไดโอดเป็นอุปกรณ์ตัวหนึ่งของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไดโอดจะเกิดขึ้นได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส และกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานไดโอดที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย

ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน โดยไดโอดในช่วงนี้จะกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

$$P_D = V_F I_F \qquad \text{.....(5.1)}$$

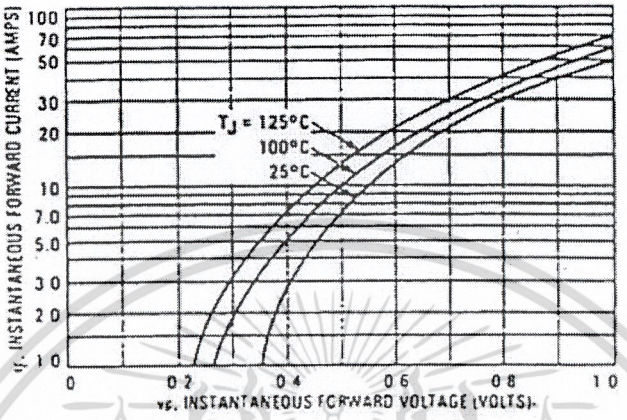
เมื่อ $P_D$ คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส

$V_F$ คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส

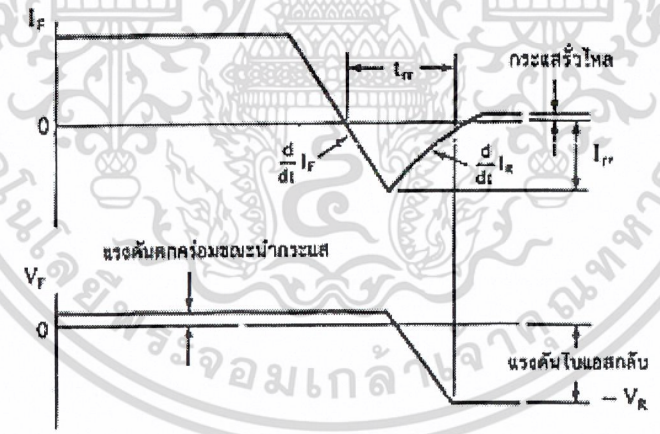
$I_F$ คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้เรียกว่าช่วงเวลาคืนตัว ( reverse recovery time ) $t_{rr}$ ลักษณะตอบสนองต่อแรงดันและกระแสของไดโอดจะเป็นดังรูปที่ 5.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 5.1** แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังงานสูญเสียในไดโอดในช่วงนี้จะมีค่า $P_D = V_F I_F$




**รูปที่5.2**แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

ช่วงเวลาคืนตัว $t_{rr}$ จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่าง ๆ กันจะได้ค่า $t_{rr}$ ที่แตกต่างกันออกไปได้ด้วย จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา $t_{rr}$ นี้ ไดโดอจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะที่สำคัญอีกประการของไดโอดก็คือความนุ่มนวลในการคืนตัว(softnessrecovery)ที่ความถี่สูง ๆ ลักษณะการคืนตัวของไดโอดจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน RFI ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ค่าความนุ่มนวลในการคืนตัวของไดโอดจะกำหนดโดยค่าความชันที่ขอบขาขึ้นของกระแสในช่วงเวลาคืนตัว $dI_r / dt$ ไดโอดที่มีค่าความชัน $dI_r / dt$ น้อย ๆ จะมีลักษณะการคืนตัวอย่างนุ่มนวลและให้ค่าสัญญาณรบกวน เกิดขึ้นต่ำ ๆ แต่จะมีช่วงเวลาคืนตัวมาก และเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากด้วย

**5.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด**

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือ

1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ

2) มีช่วงเวลาคืนตัว $t_{rr}$ สั้น

3) สามารถทนกำลังงานสูง

ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่ว ๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากมีค่าคืนตัวน้อยมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้คือ

1) ฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอด (Fast Recovery Diode)

2) อุลตาฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอด ( Ultra Fast Recovery Diode)

3) ชอตต์กี้ไดโอด (Schottky Diode)

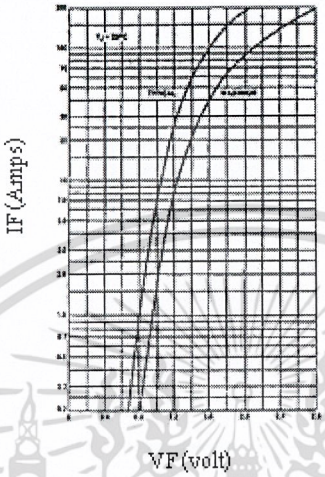
**ฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ และ อุลตาฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอด**

ฟาสต์–รีคัฟเวอรี่ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว $t_{rr}$ ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และ ฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตาฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัว $t_{rr}$ ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง1,000โวลต์

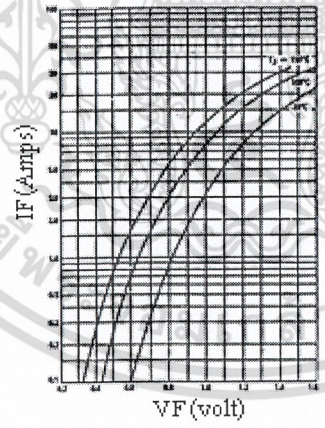
เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ และ อุลตาฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ แสดงไว้ในรูปที่ 5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ และ อุลตาฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุต ที่มีค่าแรงดันตั้งแต่12โวลต์ขึ้นไป




**รูปที่ 5.3 (ก)** แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ ฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ (ที่มา : Motorola)




**รูปที่ 5.3 (ข)** แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอุลตาฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอด

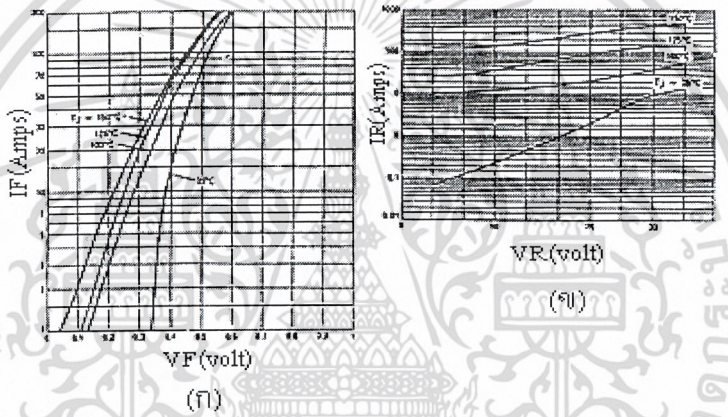
**ชอตต์กี้ไดโอด**

ชอตต์กี้ไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ (ดูรูปที่ 5.4 ประกอบ) จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และนำกระแสสูง เช่น ที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ และ อุลตาฟาสต์ – รีคัฟเวอรี่ไดโอด ชอตต์กี้ไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส ช่วงเวลาคืนตัว $t_{rr}$ ของชอตต์กี้ไดโอดจึงค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าชอตต์กี้ไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ชอตต์กี้ไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ชอตต์กี้ไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบันมีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และชอตต์กี้ไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง (ดูรูปที่ 5.4 ประกอบ) ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง และยังมีปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อนำชอตต์กี้ไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการหนึ่งคือ ชอตต์กี้ไดโอดจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

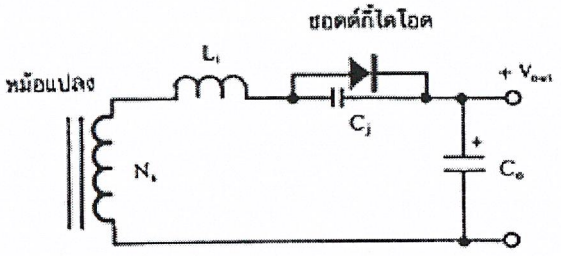



**รูปที่ 5.4 (ก)** แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของชอตต์กี้ไดโอด
**(ข)** ค่ากระแสรั่วไหลของช็อตกี้ไดโอด

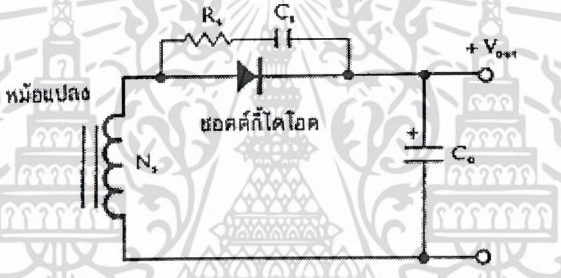
**5.3 สนับเบอร์สำหรับชอตต์กี้ไดโอด**

เพราะว่าค่าความจุที่รอยต่อภายใต้ตัวชอตต์กี้ไดโอดค่อนข้างสูง ดังนั้นการจัดวงจรในส่วนเอาต์พุตหากขดเซคั่นดารี่มีค่าเหนี่ยวนำแฝง ตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรดังรูปที่ 5.5 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นขณะไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงกว่าแรงดันสูงสุดที่ชอตต์กี้ไดโอดจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สนับเบอร์คร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ด้วยการต่อวงจร RC สนับเบอร์เพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ดังรูปที่ 5.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 5.5** แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง $L_S$ และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ $C_J$ ในชอตต์กี้ไดโอด




**รูปที่ 5.6** แสดงการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมชอตต์กี้ไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวชอตต์กี้ไดโอด

ค่า RS ของวงจรสนับเบอร์ที่เหมาะสมหาได้จากสมการที่ 5.2

$$R_s = \frac{N_s}{N_p}\sqrt{\frac{L_i}{C_j}} \qquad \text{.....(5.2)}$$

เมื่อ $L_i$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝง(Leakage inductance)

$C_j$ คือ ค่าความจุที่รอยต่อของชอตต์กี้ไดโอด

$N_p$ คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

$N_s$ คือ จำนวนรอบของขดเซคั่นดารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนค่าของ $C_S$ จะเป็นค่าเท่าใดก็ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด และกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน $R_S$ หาได้จากสมการที่ 5.3

$$P_d = \frac{1C_s}{2T}\frac{(V_{in}N_s)^2}{N_p} \qquad \text{.....(5.3)}$$

เมื่อ $V_{in}$ คือ ค่าแรงดันที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

**5.4 การระบายความร้อน**

ขณะที่ไดโอดนำกระแสสูงๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นเนื่องจากไดโอดมีแรงดันที่ตกคร่อมที่รอยต่อ การใช้งานไดโอดจะต้องติดแผ่นระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อนให้กับไดโอดด้วย ปกติไดโอดจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุด $T_j$ อยู่ที่ 150 $^0$C ผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงความสามารถในการนำกระแสที่อุณหภูมิตัวถังต่างๆ ของไดโอดมาในแผ่นดาต้าชีต ก่อนการใช้งานไดโอดจะต้องพิจารณาขนาดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมให้มันด้วย เพื่อป้องกันการพังเสียหายเนื่องจากความร้อนและยืดอายุการทำงานของไดโอด

**5.5 หม้อแปลงสวิตชิ่ง**

ซัพพลาย ซึ่งผู้ออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์จึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์แกน ขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิ่งขณะทำงานดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

**5.5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิ่ง**

หม้อแปลงสวิตซึ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้าค่าต่ำที่เอาต์พุต และจะทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตท่าได้ ก็เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิ่งมีรายละเอียดดังนี้

- แกนเฟอร์ไรต์ , บอบบิ้น , ลวดทองแดงอาบน้ำยา และเทปฉนวน

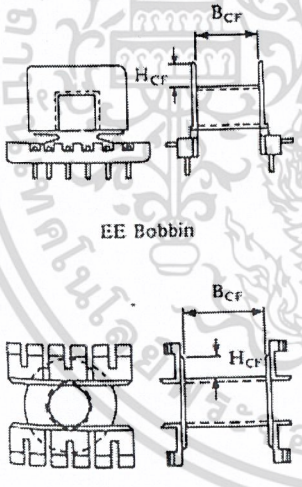
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.5.2 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagtic matalrial) โดยการเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ได้สูงกว่าการเหนี่ยวนำแหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงนิยมใช้เป็นแกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

### 5.5.3 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพันปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ และบอบบิ้นจะช่วยให้การพันลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และยังปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบและให้มีขาพันลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

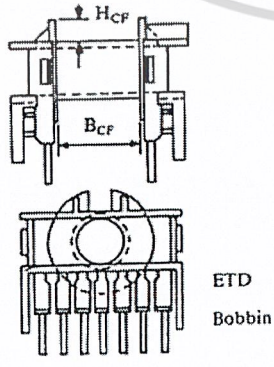



EE Bobbin

| CORE TYPE | $A_w$(cm²) | $B_{CF}$(mm) | $H_{CF}$(mm) | $\ell_n$(mm) |
|---|---|---|---|---|
| E 814E250 | 0.17 | 6.7 | 2.1 | 34.29 |
| E 813E187 | 0.33 | 9.3 | 3.2 | 36.32 |
| E 813E343 | 0.66 | 10.0 | 3.2 | 47.50 |
| E 812E250 | 0.58 | 10.1 | 4.9 | 55.12 |
| E 782E272 | 0.80 | 17.3 | 4.7 | 55.88 |
| E 375 | 1.05 | 16.5 | 6.6 | 73.41 |
| E 21 | 1.14 | 17.9 | 6.0 | 86.36 |
| E 783E608 | 1.78 | 26.3 | 7.1 | 92.96 |
| E 348E772 | 1.81 | 26.3 | 7.1 | 99.06 |
| E 625 | 1.32 | 21.2 | 6.4 | 94.9 |
| E 55 | 2.80 | 33.1 | 8.6 | 113.03 |
| E 75 | 2.42 | 26.2 | 8.1 | 119.38 |




| CORE TYPE | $A_w$(cm²) | $B_{CF}$(mm) | $H_{CF}$(mm) | $\ell_n$(mm) |
|---|---|---|---|---|
| EC 35 | 0.97 | 21.5 | 4.8 | 50.04 |
| EC 41 | 1.35 | 24.5 | 5.8 | 59.94 |
| EC 52 | 2.13 | 28.3 | 7.7 | 72.90 |
| EC 70 | 4.77 | 41.5 | 11.7 | 95.0 |




ETD Bobbin

| CORE TYPE | $A_w$(cm²) | $B_{CF}$(mm) | $H_{CF}$(mm) | $\ell_n$(mm) |
|---|---|---|---|---|
| ETD 34 | 1.23 | 21.0 | 6.0 | 59.94 |
| ETD 39 | 1.74 | 25.6 | 6.9 | 68.58 |
| ETD 44 | 2.13 | 29.6 | 7.3 | 76.2 |
| ETD 49 | 2.71 | 32.8 | 8.4 | 85.09 |

$A_w$ = พื้นที่ช่องพันขดลวด
$B_{CF}$ = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้
$H_{CF}$ = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด
$\ell_n$ = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

**รูปที่ 5.7** แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**5.5.4 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)**

การพันขดลวดทั้งไพรมารี่และเซคั่นดารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่กำลังไม่สูงนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้ตามจำนวนรอบที่ต้องการ ซึ่งขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น

**5.5.5 เทปฉนวน ( Insulation Tape)**

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างขั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี่ และขดเซคั่นดารี่ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาสร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบมาและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นต้น

**5.5.6 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้**

**5.5.6.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์**

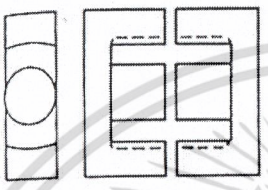
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งโดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้นการประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้น จะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ที่ รูปที่ 5.9

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตซึ่งไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI / RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดีแต่แกนบน POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็กจึงเป็นอุปสรรคในการพันขดลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE, ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้ได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ โดยอย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวน EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

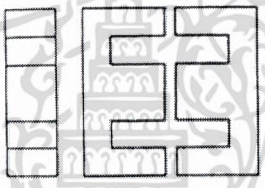
**5.5.6.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์**

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะซึ่งให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งอิสเตอร์รีซิส (Hystersis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)



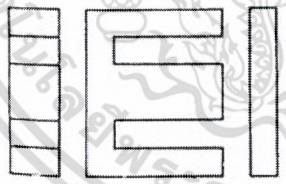
ETD

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



EE

| CORE TYPE | $A_e$ ($cm^2$) | $A_w$ ($cm^2$) | $V_e$ ($cm^3$) | $l_e$ (mm) |
|---|---|---|---|---|
| EE 20/20/5 | 0.31 | 0.35 | 1.34 | 43.0 |
| EE 30/30/7 | 0.59 | 0.78 | 4.00 | 66.9 |
| EE 42/42/15 | 1.82 | 1.78 | 17.6 | 97.0 |
| EE 42/42/20 | 2.36 | 1.78 | 23.1 | 97.4 |
| EE 42/54/20 | 2.36 | 2.40 | 28.8 | 122.0 |
| EE 42/66/20 | 2.36 | 3.40 | 34.5 | 143.0 |
| EE 55/55/21 | 3.54 | 2.50 | 43.7 | 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 |



EI

| CORE TYPE | $A_e$ ($cm^2$) | $A_w$ ($cm^2$) | $V_e$ ($cm^3$) | $l_e$ (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 |

Ae = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

Ew = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น

Ve = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

$\vartheta$ e = ระยะห่างทางเดินฟลักซ์แม่ เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

**รูปที่ 5.8** แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

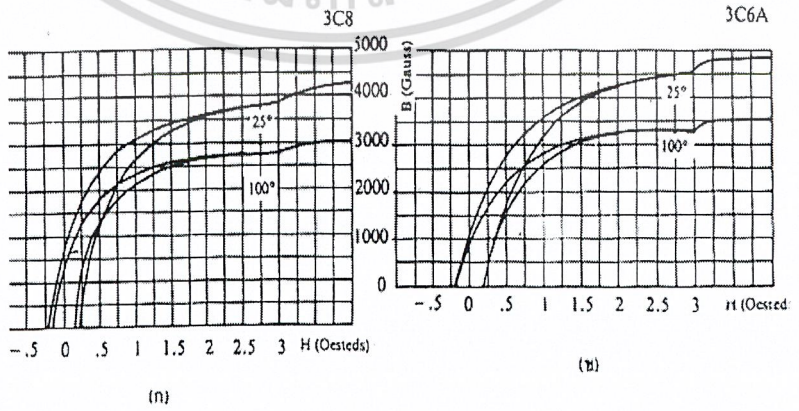
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI /RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนบน POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลอดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็กน้อยจึงถือเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EE, EI และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรองแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI /RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่ไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

**5.5.6.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีส ( Hysteresis Curve)**

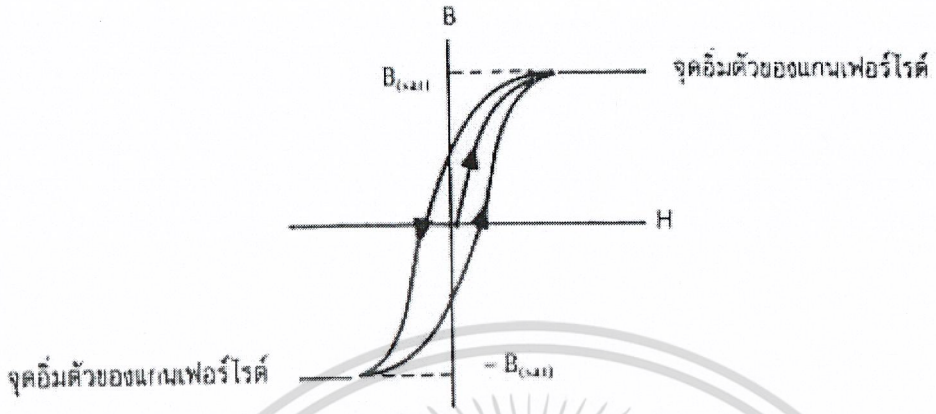
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีส จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 5.9(ก) และ 5.9(ข) ลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่นผลักแม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่าแกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์ซีสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 5.9




**รูปที่ 5.9** แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3 C8 (ก) และ 3 C6A (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 5.10** แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ ของเส้นโค้งฮิสเตอร์ซีสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังในรูปที่ 5.9

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์ เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ดังนั้น โดยทั่วไปในการออกแบบตัวหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงควรกำหนด ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอรไรต์เพื่อความปลอดภัย

**5.5.6.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่ เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง**

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว และทำให้แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะกำลังนำกระแสสูงๆ แทนทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูง จะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวในขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

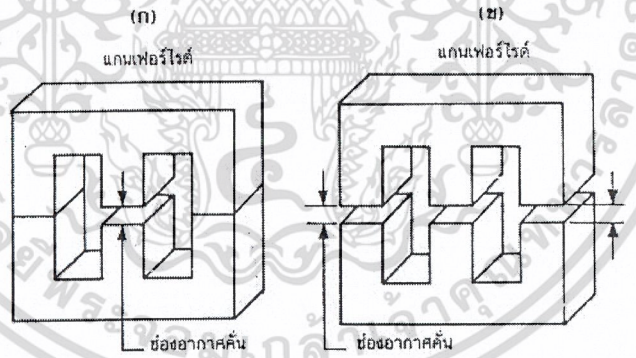
**5.5.6.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม**

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (Ae) และขนดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น

**5.5.6.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์**

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap)ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI,ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 5.12 (ก) และ(ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางเดียวกัน และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ




**รูปที่ 5.11 (ก)** แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น $l_g$ ที่แกนกลาง (ข) การคั่นช่องอากาศ $l_g$ ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหมายเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขัดแกนกลางออกมา เพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องว่างอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 6
# การเกิดก๊าซโอโซนเบื้องต้น

**การกำเนิดโอโซน ( Ozone Generation )**

**6.1 แหล่งที่มา**

**6.2.1 เกิดตามธรรมชาติ**

เกิดจากการรวมตัวกันของชองโมเลกุลของก๊าซออกซิเจน โดยมีรังสีอัลตราไวโอเลตที่มีความยาวคลื่นน้อยกว่า 242 นาโนเมตร เป็นตัวเร่งปฏิกิริยา ทำให้เกิดพลังงานที่จะดึงเอาโมเลกุลของก๊าซออกซิเจนให้แตกตัวเป็นอะตอมของออกซิเจน 2 อะตอม และเมื่ออะตอมของออกซิเจน 1 อะตอมพบกับโมเลกุลของก๊าซออกซิเจนจะเกิดการรวมตัวดังสมการ

$$O_2 \text{---------( uv )----------} O+O$$

$$O+O_2 \text{----------} O_3$$

ก๊าซโอโซนที่เกิดขึ้นนี้สามารถดูดกลืนรังสีอัลตราไวโอเลต แล้วแตกตัวกลายเป็นก๊าซออกซิเจนและรวมตัวกับอะตอมของออกซิเจนกลายเป็นก๊าซโอโซนได้อีกโดยมีรังสีอัลตราไวโอเลตเป็นตัวเร่งปฏิกิริยาซึ่งจะเกิดเช่นนี้ไปเรื่อยๆ โดยไม่มีที่สิ้นสุดแบบปฏิกิริยาลูกโซ่ก๊าซโอโซนยังสามารถเกิดได้เองในอากาศจากพายุฝนฟ้าคะนองหรือจากฟ้าแลบได้อีกด้วยกระบวนการเกิดปฏิกิริยาดังกล่าวนี้เรียกว่าขบวนการโฟโต้เคมีคอล ( Photochamical process ) ซึ่งเป็นปฏิกิริยาที่ทำให้เกิดก๊าซโอโซนและสลายตัวพร้อมกัน และในที่สุดปฏิกิริยาของก๊าซโอโซนก็จะอยู่ในสภาวะสมดุลโดยอัตราการเกิดและการสลายตัวเท่ากัน

**6.1.2 เกิดจากการกระทำของมนุษย์**

ก๊าซโอโซนถูกผลิตขึ้นมา เพื่อใช้ประโยชน์ในด้านต่างๆเช่น การกำจัดน้ำเสียและใช้ฆ่าเชื้อ การเตรียมก๊าซโอโซนที่สะดวกที่สุดจะใช้ไฟฟ้า silent electrical discharge กระทำกับอากาศหรือก๊าซออกซิเจนซึ่งจะมีก๊าซออกซิเจนบางส่วนเท่านั้นที่กลายเป็นโอโซน ถ้าใช้อากาศจะเรียกก๊าซผสมนี้ว่า โอโซไนเอร์ ( Ozonised air ) ถ้าใช้ก๊าซออกซิเจนก๊าซโอโซนที่เกิดขึ้นจะปะปนอยู่กับก๊าซออกซิเจนที่เหลือเรียกว่า Ozonised oxygenเครื่องมือที่ใช้เตรียมก๊าซโอโซนด้วยวิธีนี้เรียกว่า โอโซไนเซอร์ ( Ozonizer )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**6.2 การสังเคราะห์ก๊าซโอโซน**

**6.2.1 การสังเคราะห์ก๊าซโอโซนโดยใช้สนามไฟฟ้าของลวดโคโรน่าก๊าซโอโซน**

เกิดจากปรากฏการณ์โคโรน่าของก๊าซออกซิเจน โดยการป้อนก๊าซออกซิเจนผ่านเข้าไปในสนามไฟฟ้าแรงสูง ( High Voltage ) ทำให้โมเลกุลของออกซิเจนแตกตัวเนื่องจากความเครียดของสนามไฟฟ้าแรงสูงกลายเป็นออกซิเจนอะตอมเดี่ยว และปล่อยออกซิเจนออกมา ก๊าซออกซิเจนจะถูกเปลี่ยนเป็นก๊าซโอโซนตามขั้นตอนต่อไปนีคือ

ขั้นที่ 1 การทำให้โมเลกุลของออกซิเจนแตกตัวเป็นออกซิเจนอะตอมเดี่ยว

$O_2 + e >>> O_2^+ + 2e-$ Direct ionization

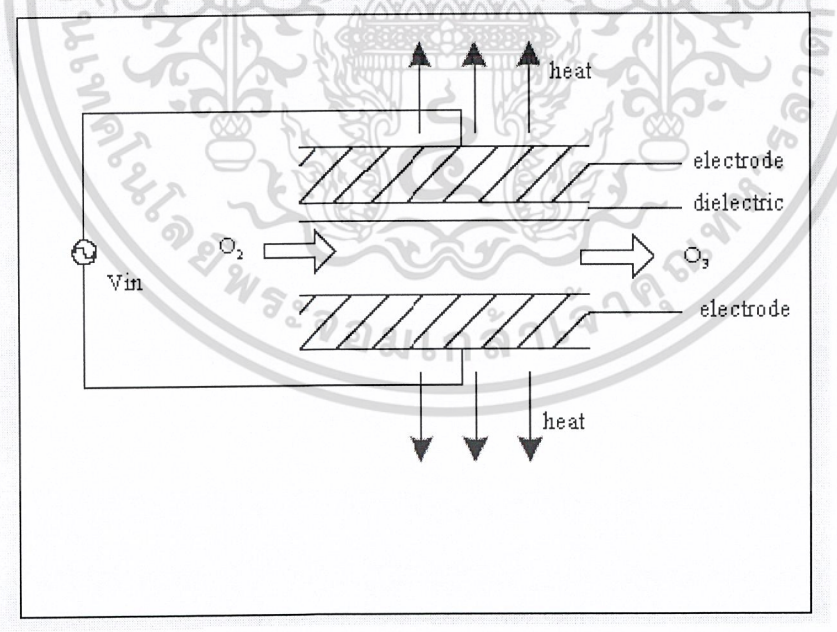
$O_2 + e >>> O^+ + O + 2e-$ Dissociative ionization

$O_2 + e >>> O + O + 2e-$ Dissociation

$O_2 + e >>> O^- + O$ Dissociative attachment

ขั้นที่ 2 การรวมตัวของอะตอมของออกซิเจนเป็นโมเลกุลโอโซน

$$O + O_2 >>> O_3$$




**รูปที่ 6.1** แสดงหลักการทำงานของเครื่องสังเคราะห์ก๊าซโอโซนที่ใช้ปรากฏการณ์โคโรน่าทำให้โมเลกุลของออกซิเจนแตกตัว และรวมตัวใหม่ได้เป็นโมเลกุลก๊าซโอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าที่ใช้มีความสำคัญในการสังเคราะห์โอโซนโดยแรงดันไฟฟ้าที่ใช้จะมีความสัมพันธ์กับระยะห่างที่ขั้วของอิเลคโตรด และความดันตามสมการที่ 6.1

$$V = K_1PG \qquad \text{.....(6.1)}$$

เมื่อ

V = แรงดันไฟฟ้า

P = ความดันของอากาศที่ผ่านช่องระหว่างอิเลคโตรดกับไดอิเลคตริก

G = ระยะระหว่างอิเลคโตรดกับไดอิเลคตริก

$K_1$ = ค่าคงที่

ในทำนองเดียวกัน ความสามารถในการสังเคราะห์ก๊าซโอโซนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความถี่และแรงดันกำลังสอง แต่จะแปรผกผันกับความหนาของไดอิเลคตริก ดังสมการที่ 6.2

$$\text{Yield} = k_2(feV)^2/d \qquad \text{.....(6.2)}$$

เมื่อ

f = ค่าความถี่

e = ค่าคงที่ไดอิเลคตริก

d = ความหนาของไดอิเลคตริก

$k_2$ = ค่าคงที่

จากความสัมพันธ์ดังกล่าวพบว่า ปัญหาในการออกแบบเครื่องสังเคราะห์ก๊าซโอโซนคือต้องพยายามทำให้ผนังไดอิเลคตริกบางที่สุดเท่าที่จะทำได้ และต้องสามารถทนแรงดันได้สูง ในขณะเดียวกันเพื่อให้ได้ก๊าซโอโซนปริมาณมากๆ จะต้องเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้สูงด้วย เพราะยิ่งแรงดันไฟฟ้ามีค่าสูงยิ่งทำให้ความสามารถในกาสังเคราะห์สูงตามไปด้วย แต่ถ้าแรงดันสูง สารไดอิเลคตริกที่ใช้จะเสียหายได้ง่ายขึ้น ในปัจจุบันนิยมเพิ่มปริมาณก๊าซโอโซนที่สังเคราะห์โดยเพิ่มความถี่ของกระแสที่ใช้ เพิ่มคุณภาพของสารไดอิเลคตริกให้ดียิ่งขึ้น และให้สามารถระบายความร้อนออกจากเซลล์สังเคราะห์ได้ดียิ่งขึ้น ซึ่งมีผลทำให้ปริมาณก๊าซโอโซนที่สังเคราะห์ได้มีปริมาณเพิ่มขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 7

## หลักการทำงานและผลการทดลอง

### 7.1 หลักการทำงาน

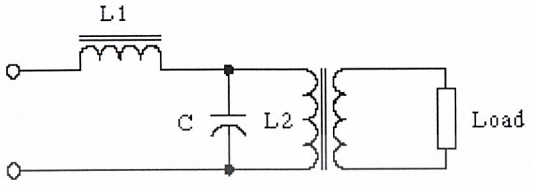
วงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่สามารถปรับแรงดันเอาท์พุตได้ มีหลักการทำงานโดยเริ่มต้นจะรับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ความถี่ 50เฮิร์ท มาทำการเร็กติไฟต์ จะทำให้ได้แรงไฟตรงค่าประมาณ 310 โวลต์ ผ่านไปยัง C ที่ทำหน้าที่ปรับระดับแรงดันให้เรียบ และยังทำหน้าที่แบ่งแรงดันอีกด้วยเนื่องจากค่า C มีค่าเท่ากัน ตัวต้านทานที่ต่อขนานกับ C จะทำหน้าที่แบ่งแรงดันทางด้านอินพุทให้เหลือครึ่งหนึ่งคือประมาณ 155 โวลต์ เพื่อตกคร่อมมอสเฟท โดยที่มอสเฟทจะสลับกันทำงานทีละตัวตามลักษณะของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ และในช่วงที่มอสเฟททำงานจะถูกควบคุมโดยพัลซ์ที่ได้จากไอซี TL494

ไอซี TL494 จะเป็นตัวควบคุมการทำงาน โดยจะผลิตสัญญาณพัลซ์ไปควบคุมให้มอสเฟทในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส โดยที่ไอซี TL 494 จะเป็นวงจร PWM ที่ผลิตความถี่ออกมายังขา 8 และ ขา 11 ซึ่งจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา โดยเราสามารถปรับความถี่ที่ผลิตจาก R ที่ขา 6 และ C ที่ขา 5 และสัญญาณที่ผลิตออกมาจะต้องทำการเผื่อค่าของ DEAD TIME เผื่อเวลาส่วนนี้ไว้เพราะคุณสมบัติของมอสเฟทในเรื่องการหน่วงสัญญาณ ถ้าเราไม่เผื่อไว้อาจจะทำให้มอสเฟทเสียหายได้ เราสามารถกำหนดค่า DEAD TIME ได้ที่ขา 4 สัญญาณเอาท์พุทที่ขา 8 และขา 11 ของไอซี TL 494 จะถูกส่งไปยังไอซีที่ทำหน้าที่ขับมอสเฟท โดยมอสเฟทที่ถูกขับจะต่อกันในลักษณะคอมพลีเมนตารี ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นสวิตช์นั่นเอง จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังหม้อแปลงเพื่อคับปลิ้งสัญญาณส่งต่อไปยังมอสเฟท โดยสัญญาณจากหม้อแปลงจะมีหน้าที่ไปขับเพาเวอร์มอสเฟท ที่ขาเกต การที่จะให้มอสเฟททำงานสลับกันที่ละตัวก็สามารถทำได้โดยการพันหม้อแปลงคับปลิ้งจำนวน2ขดซึ่งแต่ละขดจะต้องพันให้เฟทต่างกัน180องศา

ส่วนทางด้านเอาท์พุตจะต่อวงจรเรโซแนนซ์ที่ขาของมอสเฟทที่ถูกควบคุการสวิตช์ที่ขาเกตมาแล้วจะทำให้แรงดันส่วนนี้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ในการนำวงจรเรโซแนนซ์มาต่อก็เพื่อต้องการปรับเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณรูปซายน์ โดยวงจรเรโซแนนซ์จะเป็นลักษณะของวงจรแบนด์พาส ถ้าความถี่ที่รับเข้ามาไม่ใช่ความถี่เดียวกันกับความถี่เรโซแนนซ์ที่เราตั้งไว้จะทำให้แรงดันมีขนาดลดลง แต่ถ้าเราตั้งความถี่ที่ควบคุมวงจรเป็นความถี่เดียวกับความถี่เรโซแนนซ์ก็จะแรงดันสูงสุด จากการที่เราได้สัญญาณที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์แล้วซึ่งเป็นสัญญาณรูปซายน์จะถูกส่งผ่านมาโดยหม้อแปลง L2 ตามรูปที่ 7.1 ซึ่งเป็นรูปแสดงวงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาท์พุต และถ้าเราต้องการแรงดันให้มีขนาดเพิ่มหรือลดเราสามารถพันจำนวนหม้อแปลงให้มีขนาดมากหรือน้อยตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านหม้อแปลงจะเป็นสัญญาณซายน์ เราสามารถนำไปใช้งานได้ แต่ถ้าต้องการไฟกระแสตรงก็สามารถทำได้โดยการนำสัญญาณไปผ่านเร็กติไฟต์




**รูปที่ 7.1** วงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุต

**7.2 หลักการออกแบบ**

**7.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์**

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ การทำงานของวงจรกำหนดจากค่าตัวเก็บประจุ C1 และ C2 ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุต แรงดันตกคร่อม C1 และ C2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เพาเวอร์มอสเฟท จะสลับกันทำงานตัวละครึ่งคาบเวลาจากพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุม ซึ่งจะทำให้ได้แรงดันไฟสูง ความถี่สูงตามต้องการเพื่อส่งไปยังภาคเอาต์พุตเรโซแนนซ์ต่อไป

**7.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์**

ไอซี TL 494 ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 สามารถกำหนดคาบเวลาการทำงานของพัลส์ได้จากค่า $R_T$ และ $C_T$ คาบเวลาการทำงานที่ออกจากขา 5 และขา 6 ของไอซี TL 494 กำหนดได้จากสมการที่ 7.1

$$T = (R_T C_T) / 1.1 \qquad \text{.....(7.1)}$$

การกำหนดค่าเผื่อเวลา ( DEAD TIME ) ของ ไอซี TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเผื่อเวลาของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 – 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี TL 494

**7.2.3 วงจรเอาต์พุตเรโซแนนซ์**

วงจรเอาต์พุตเรโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมกันดังรูป 7.1 ซึ่งการต่อแบบนี้จะส่งผลให้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วนของวงจรเอาต์พุตเรโซแนนซ์ ซึ่งความถี่คัทออฟจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุด เราสามารถคำนวณความถี่คัทออฟนี้จากสมการดังที่ 7.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_1}} \qquad \text{.....(7.2)}$$

โดยสมการที่ 7.2 สามารถพิสูจน์ที่มาได้ดังนี้

พิจารณารูปที่ 7.1 เฉพาะฝั่งไพรมารี่โดยเอาต์พุตจะตกคร่อม $L_2$ ใส่อินพุตให้วงจร แล้วแปลงพารามิเตอร์ทุกตัวให้อยู่ใน S – domain จากนั้นทำการหาทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นจะได้สมการดังนี้

$$\frac{Vo(s)}{Vi(s)} = \frac{\left(\frac{1}{SC} // SL_2\right)}{\left(\frac{1}{SC} // SL_2\right) + SL_1}$$

$$= \left(\frac{\frac{SL_2}{SC}}{\frac{1}{SC} + SL_2}\right) / \left(\frac{\frac{SL_2}{SC}}{\frac{1}{SC} + SL_2} + SL_1\right)$$

$$= \frac{\frac{L_2}{C}}{L_1 L_2 S^2 + \frac{S(L_1 + L_2)}{SC}}$$

$$= \frac{\frac{1}{L_1 C}}{S^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \qquad \text{.....(7.3)}$$

จากสมการรูปแบบของวงจร BPF 2nd

$$\frac{Vo(s)}{Vi(s)} = \frac{K}{S^2 + \omega_0^{\ 2}} \qquad \text{.....(7.4)}$$

เปรียบเทียบสมการที่ 7.3 และ 7.4 จะได้ว่า

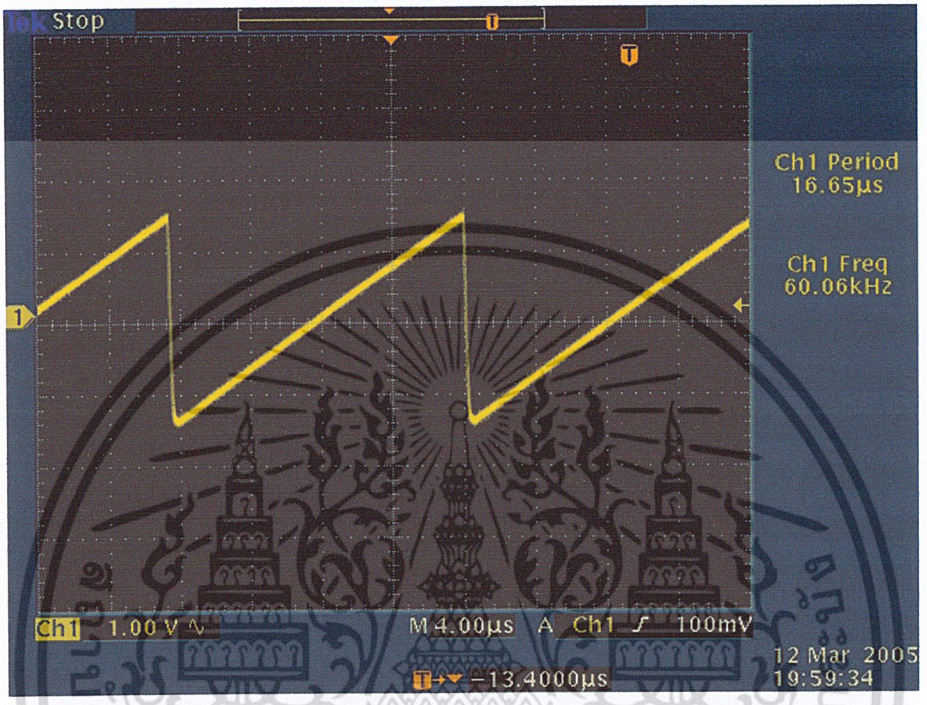
$$\omega_0^{\ 2} = \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}$$

ซึ่งก็คือสมการที่ 7.2 นั่นเอง

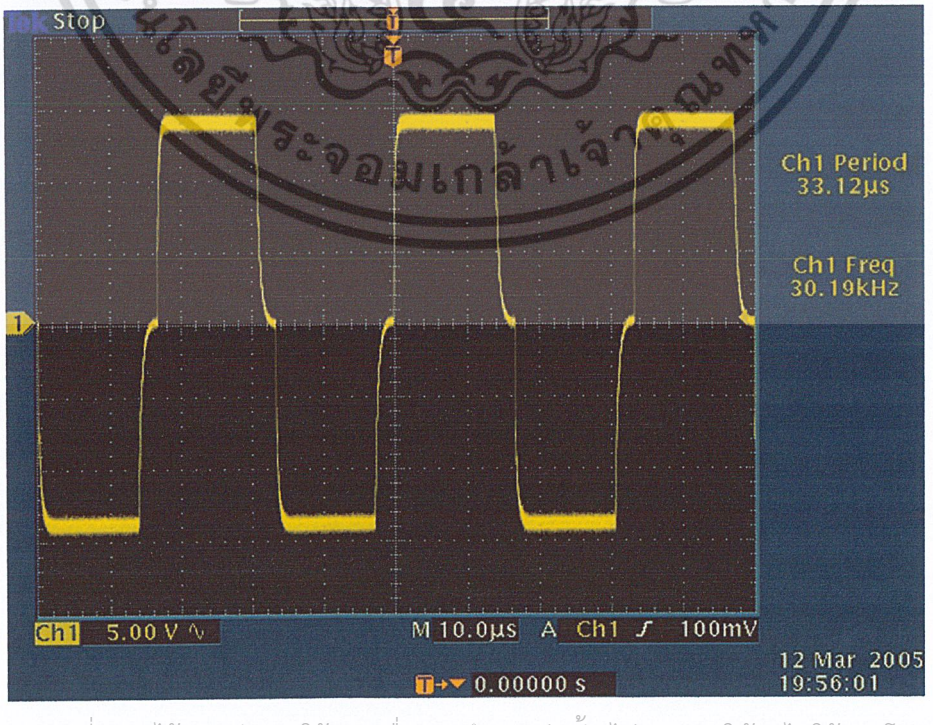
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**7.3 ผลการทดลอง**

**7.3.1 วัดสัญญาณที่ขา 5 ของ IC TL494**

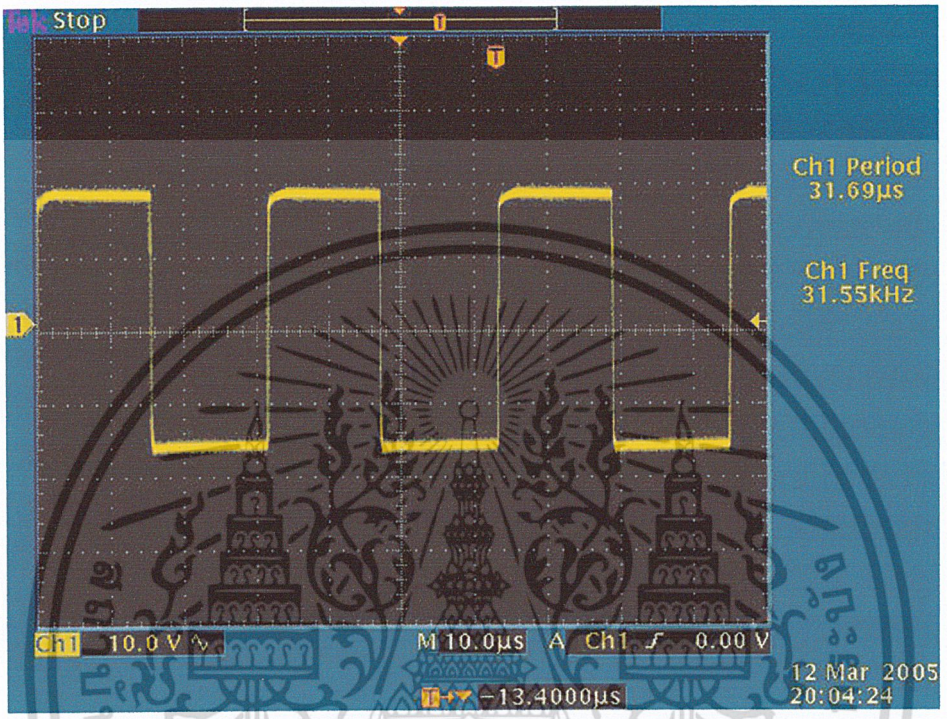



**7.3.2 ทำการวัดสัญญาณคร่อมระหว่างขา 8 และขา 11 ของ IC TL494**




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.3.3 วัดสัญญาณที่ Output ของคอนเวอร์เตอร์



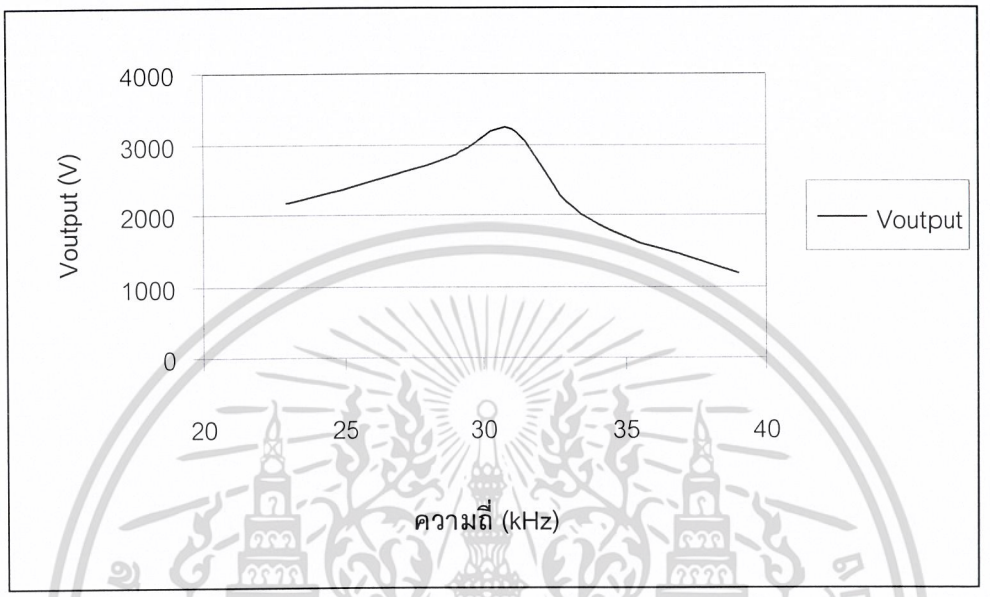

### 7.3.4 ผลการทดลองโดยทดสอบกับโหลดความต้านทาน

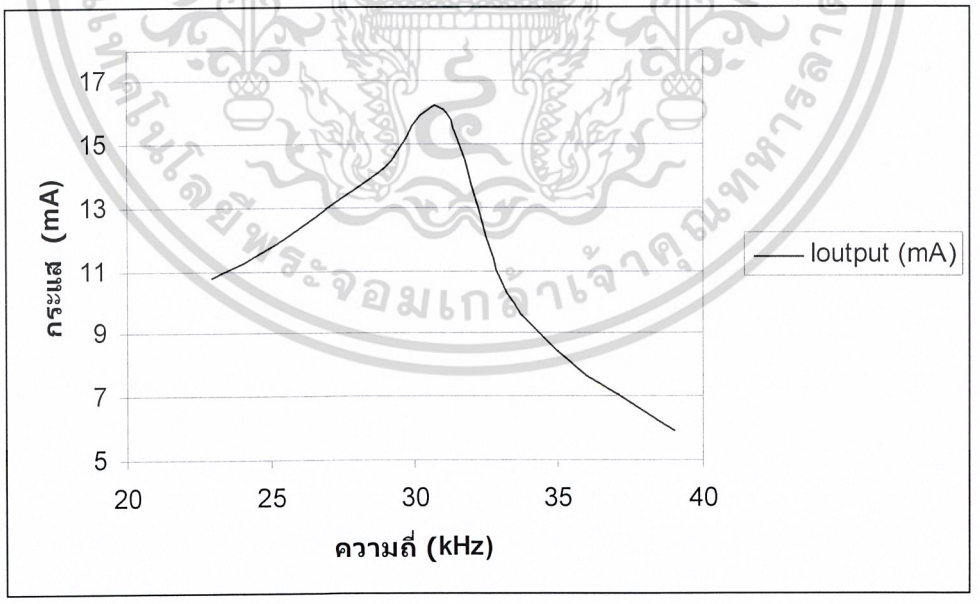
**ตารางที่ 7.1** ตารางผลการทดลองเมื่อใช้หม้อแปลงแกนเดียว กับโหลดความต้านทาน 200 kΩ

| ความถี่ (KHz) | Voutput (V) | Ioutput (mA) | Poutput (W ) |
|---|---|---|---|
| 39 | 1178.00 | 5.89 | 6.94 |
| 37 | 1423.00 | 7.11 | 10.12 |
| 35 | 1689.00 | 8.45 | 14.27 |
| 33 | 2156.00 | 10.78 | 23.24 |
| 31 | 3224.23 | 16.12 | 51.97 |
| 29 | 2846.21 | 14.23 | 40.50 |
| 27 | 2601.00 | 13.00 | 33.81 |
| 25 | 2357.00 | 11.76 | 27.72 |
| 23 | 2156.00 | 10.78 | 23.24 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**กราฟแสดงค่าของเอาต์พุตเมื่อปรับเปลี่ยนความถี่ขณะทดสอบกับโหลดความต้านทาน 200 kΩ**



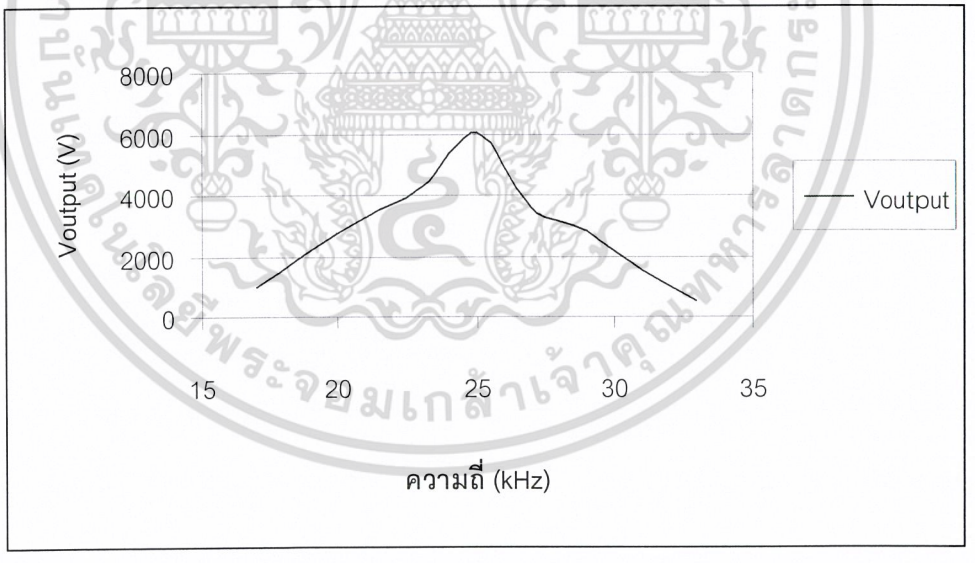




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

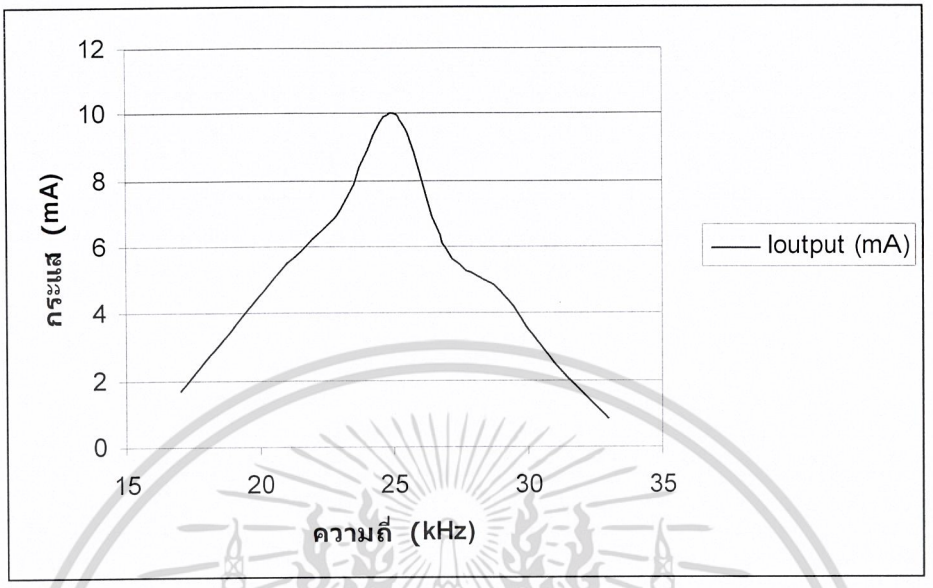
**ตารางที่ 7.2** ตารางผลการทดลองเมื่อใช้หม้อแปลงแกนเดียวต่ออนุกรม 2 ตัว กับโหลดความต้านทาน 600 kΩ

| ความถี่ (KHz) | Voutput (V) | Ioutput (mA) | Poutput (W ) |
|---|---|---|---|
| 33 | 500 | 0.83 | 0.41 |
| 31 | 1500 | 2.50 | 3.75 |
| 29 | 2800 | 4.67 | 13.08 |
| 27 | 3580 | 5.97 | 21.37 |
| 25 | 6014 | 10.02 | 61.52 |
| 23 | 4250 | 7.08 | 30.09 |
| 21 | 3300 | 5.50 | 18.15 |
| 19 | 2150 | 3.60 | 7.74 |
| 17 | 1000 | 1.67 | 1.67 |

**กราฟแสดงค่าของเอาต์พุตเมื่อปรับเปลี่ยนความถี่ขณะทดสอบกับโหลดความต้านทาน 600 kΩ**




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



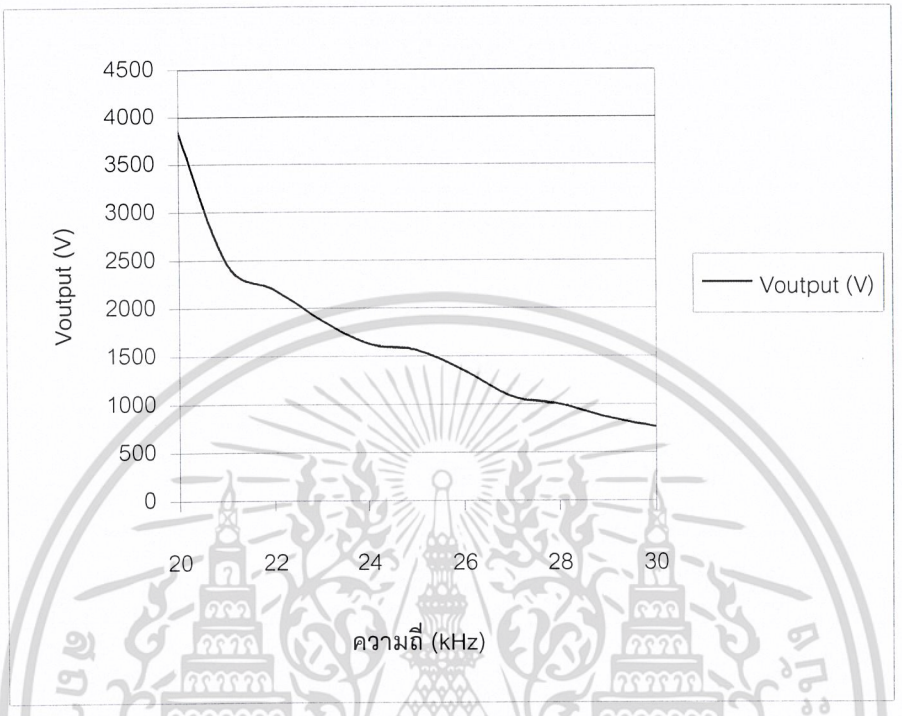

### 7.3.5 ทดสอบวงจรโดยใช้โหลดที่เป็นหลอดโอโซน

**ตารางที่ 7.3** แสดงผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิ่งกับโหลดที่เป็นหลอดโอโซน

| ความถี่ (KHz) | Voutput (V) | Ioutput (mA) | Poutput (W ) |
|---|---|---|---|
| 30 | 766.8 | 26.67 | 20.45 |
| 29 | 864.0 | 31.11 | 26.88 |
| 28 | 1002.8 | 37.04 | 37.14 |
| 27 | 1080.0 | 44.44 | 48.00 |
| 26 | 1350.0 | 47.40 | 64.00 |
| 25 | 1566.0 | 57.78 | 90.48 |
| 24 | 1630.8 | 65.19 | 106.31 |
| 23 | 1879.2 | 74.07 | 139.19 |
| 22 | 2192.4 | 81.48 | 178.64 |
| 21 | 2462.4 | 93.33 | 229.81 |
| 20 | 3834.0 | 251.85 | 965.59 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**กราฟแสดงค่าของเอาต์พุตเมื่อปรับเปลี่ยนความถี่ขณะทดสอบกับหลอดโอโซน**




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 8
# บทสรุป

## 8.1 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ในการทดสอบวงจรได้แบ่งลักษณะของการทดสอบโดยพิจารณาการต่อหม้อแปลงที่ขดทุติยภูมิของวงจรภาคเอาต์พุตเรโซแนนซ์เป็น 2 ลักษณะ คือ ทดลองใช้หม้อแปลงตัวเดียว และใช้หม้อแปลงซึ่งมีขนาดเท่ากับหม้อแปลงในการทดลองครั้งแรก 2 ตัว มาต่ออนุกรมกัน โดยใช้โหลดในการทดสอบแบ่งได้เป็น 2 ส่วน คือ ใช้โหลดที่เป็นความต้านทาน และโหลดเป็นหลอดโอโซน

ในการทดสอบหม้อแปลงตัวเดียวกับโหลดที่เป็นความต้านทาน เมื่อปรับเปลี่ยนค่าของความถี่แล้ว จะได้ค่าแรงดันที่มากที่สุดประมาณ 3224 โวลต์ ที่ความถี่ประมาณ 31 kHz

ในการทดสอบหม้อแปลง 2 ตัว ต่ออนุกรมกรมกันกับโหลดที่เป็นความต้านทาน เมื่อปรับเปลี่ยนค่าของความถี่แล้ว จะได้ค่าแรงดันที่มากที่สุดประมาณ 6014 โวลต์ ที่ความถี่ประมาณ 25 kHz

ในการทดสอบกับหลอดกำเนิดโอโซน โดยใช้หม้อแปลงต่ออนุกรมกัน 2 ตัว จะมีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของระบบมีค่าเปลี่ยนไปจากค่าเดิม โดยเปลี่ยนจากตอนทดสอบโดยโหลดความต้านทานซึ่งมีค่า 25 kHz ไปเป็น 20 kHz โดยค่า ความถี่ 20 kHz จะทำให้หลอดโอโซนทำงานได้

จากผลการทดลองจะสังเกตเห็นได้ว่าความเข้มแสง ( สีม่วง ) ของหลอดโอโซนมีความเข้มมากที่ค่าเข้าใกล้ความถี่รีโซแนนซ์ และมีกลิ่นของก๊าซโอโซนฉุนมากและเช่นเดียวกันความเข้มแสง ( สีม่วง ) จากหลอดโอโซนมีความเข้มจางลงเมื่อความถี่ออกห่างจากค่าความถี่รีโซแนนซ์

โครงงานนี้สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานกับงานอื่นๆ ที่ต้องการแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงได้

## 8.2 ปัญหาที่เกิด

1. เนื่องจากค่าแรงดันไฟฟ้าที่ใช้เป็นค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงจึงต้องทำการทดลองด้วยความระมัดระวัง

2. เนื่องจากก๊าซโอโซนมีกลิ่นฉุน และเป็นอันตรายต่อมนุษย์ ในการทดลองควรทำการทดลองในบริเวณที่อากาศถ่ายเทได้สะดวก

3. การทดสอบวงจรทำได้ค่อนข้างยาก เนื่องจากความพร้อมของอุปกรณ์และค่าของพารามิเตอร์ที่ต้องการวัดเป็นค่าที่ค่อนข้างสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# หนังสืออ้างอิง


1.วีรเชษฐ์ ขันเงิน และ วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์, “ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” ,คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.

2.สุวัฒน์ ดั่น, “ เทคนิคและการออกแบบ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย”,ฝ่ายวิจัยและพัฒนา, เอนเทล ไทย, 2538.

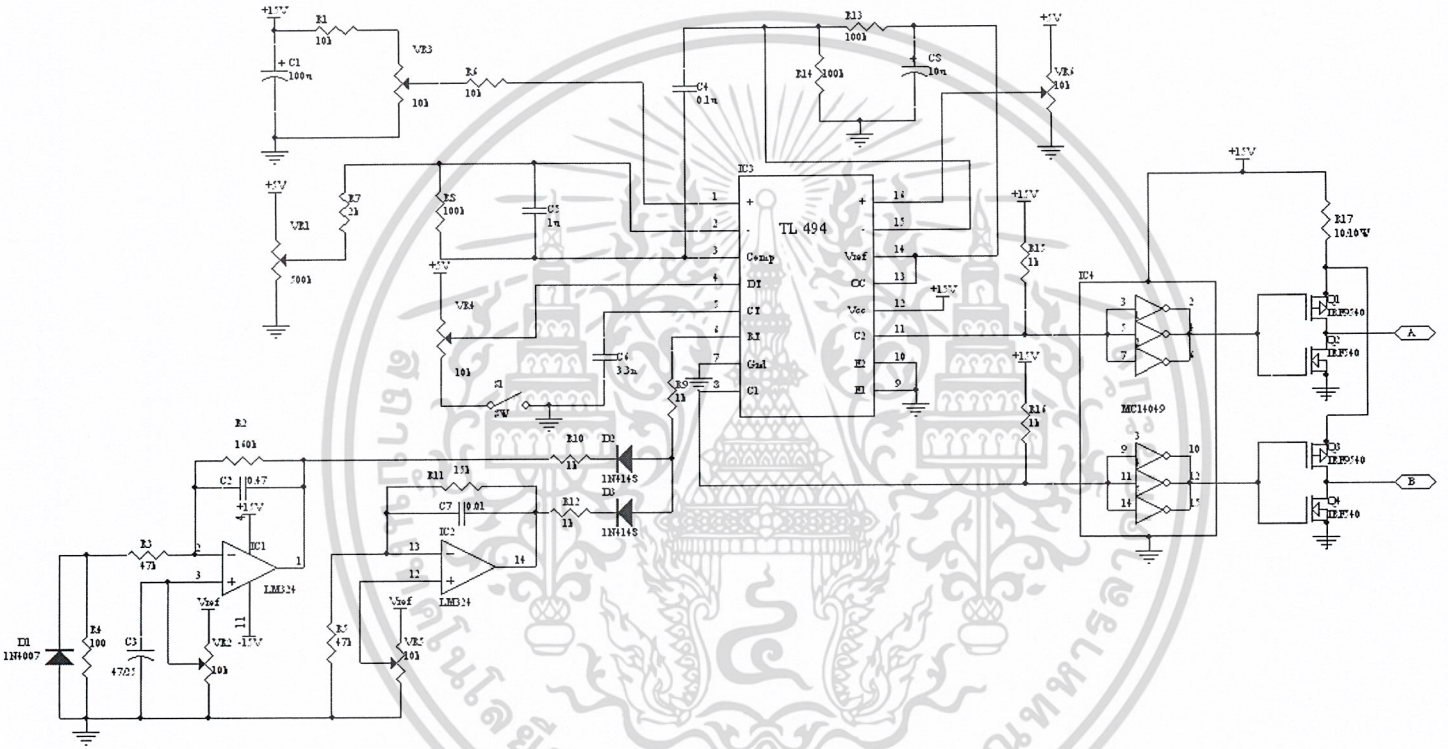
3.Muhammad H. Rashid, “Power eletronics circuit, device and application ( Third Edition)”, Pearson Education,Inc., 2004.



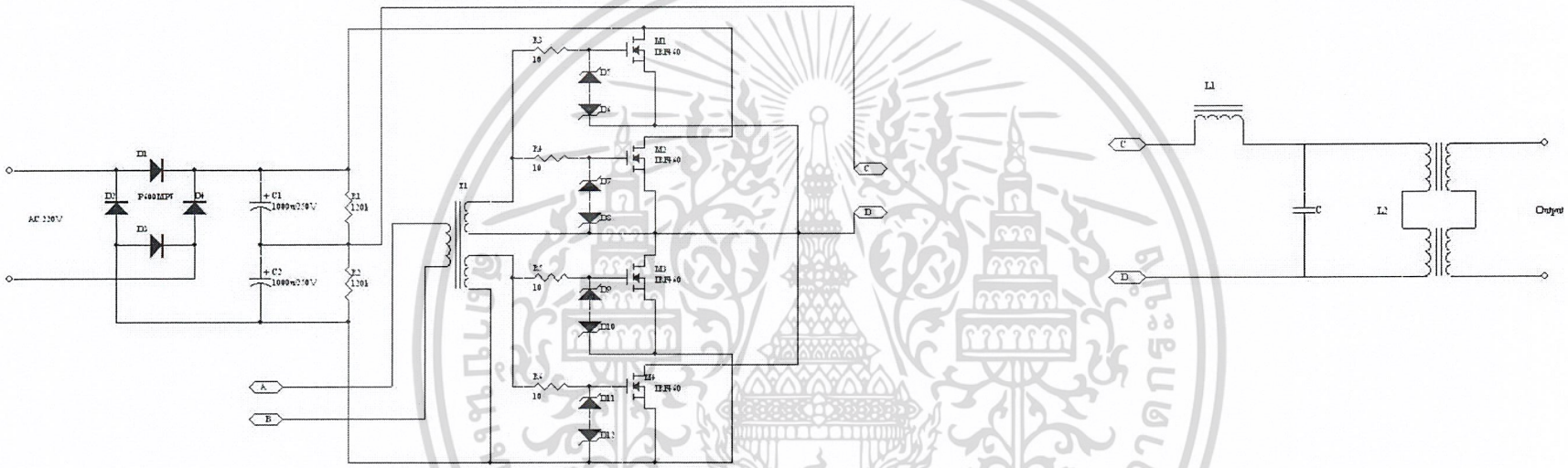
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ภาคผนวก

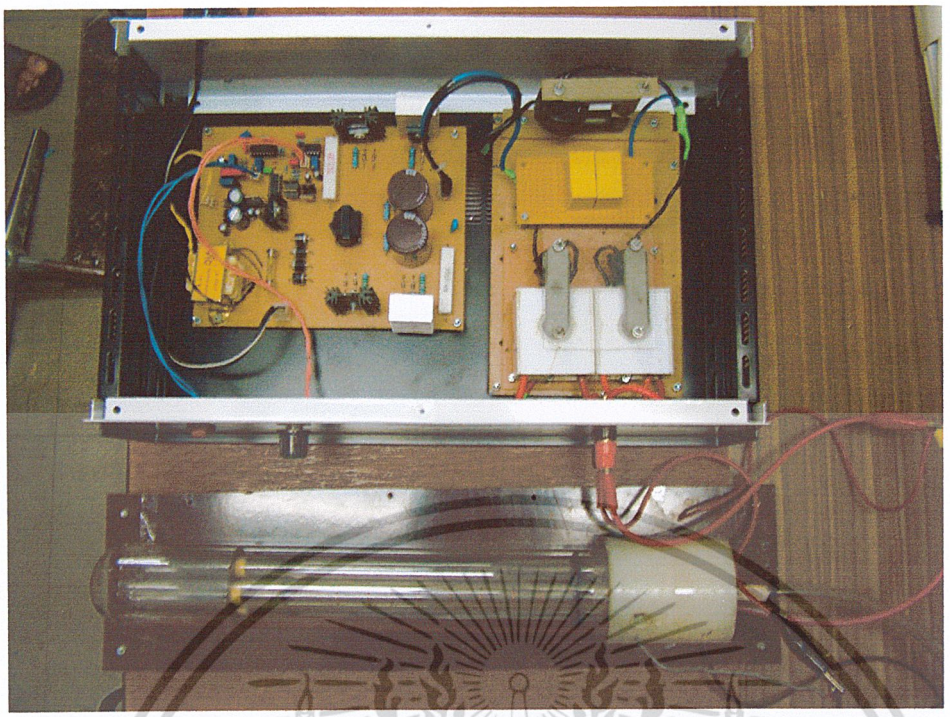
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปวงจรภาคควบคุม




**รูปวงจรภาคคอนเวอร์เตอร์และวงจรภาคเอาต์พุตเรโซแนนซ์**



รูปแสดงวงจร Swiitching power supply และหลอดโอโซน

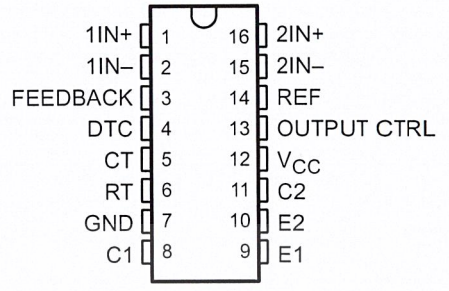
รูปแสดงหลอดโอโซนทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)




## description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from –0.3 V to $V_{CC}$ – 2 V. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The TL494I is characterized for operation from –40°C to 85°C.

AVAILABLE OPTIONS

| $T_A$ | PACKAGED DEVICES | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | SMALL OUTLINE (D) | PLASTIC DIP (N) | SMALL OUTLINE (NS) | SHRINK SMALL OUTLINE (DB) | THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW) |
| 0°C to 70°C | TL494CD | TL494CN | TL494CNS | TL494CDB | TL494CPW |
| –40°C to 85°C | TL494ID | TL494IN | — | — | — |

The D, DB, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR).

Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

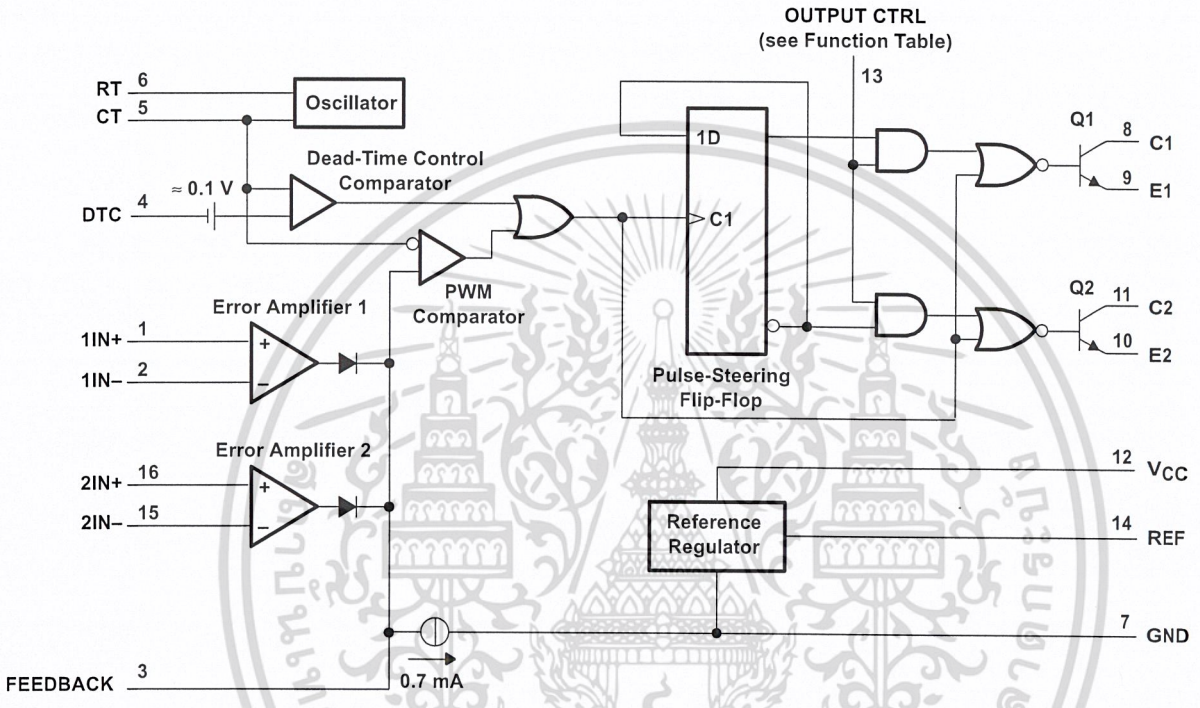


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**FUNCTION TABLE**

| INPUT TO OUTPUT CTRL | OUTPUT FUNCTION |
|---|---|
| $V_I$ = GND | Single-ended or parallel output |
| $V_I = V_{ref}$ | Normal push-pull operation |

## functional block diagram






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1) . . . . . 41 V
Amplifier input voltage, $V_I$ . . . . . $V_{CC}$ + 0.3 V
Collector output voltage, $V_O$ . . . . . 41 V
Collector output current, $I_O$ . . . . . 250 mA
Package thermal impedance, $\theta_{JA}$ (see Note 2 and 3): D package . . . . . 73°C/W
DB package . . . . . 82°C/W
N package . . . . . 67°C/W
NS package . . . . . 64°C/W
PW package . . . . . 108°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds . . . . . 260°C
Storage temperature range, $T_{stg}$ . . . . . –65°C to 150°C

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

NOTES: 1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.
2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, $\theta_{JA}$, and $T_A$. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum $T_J$ of 150°C can affect reliability.
3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

## recommended operating conditions

| | | | MIN | MAX | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|
| $V_{CC}$ | Supply voltage | | 7 | 40 | V |
| $V_I$ | Amplifier input voltage | | –0.3 | $V_{CC}$–2 | V |
| $V_O$ | Collector output voltage | | | 40 | V |
| | Collector output current (each transistor) | | | 200 | mA |
| | Current into feedback terminal | | | 0.3 | mA |
| $f_{osc}$ | Oscillator frequency | | 1 | 300 | kHz |
| $C_T$ | Timing capacitor | | 0.47 | 10000 | nF |
| $R_T$ | Timing resistor | | 1.8 | 500 | kΩ |
| $T_A$ | Operating free-air temperature | TL494C | 0 | 70 | °C |
| | | TL494I | –40 | 85 | |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC}$ = 15 V, f = 10 kHz (unless otherwise noted)

### reference section

| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | TL494C, TL494I | | | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP‡ | MAX | |
| Output voltage (REF) | $I_O$ = 1 mA | 4.75 | 5 | 5.25 | V |
| Input regulation | $V_{CC}$ = 7 V to 40 V | | 2 | 25 | mV |
| Output regulation | $I_O$ = 1 mA to 10 mA | | 1 | 15 | mV |
| Output voltage change with temperature | $\Delta T_A$ = MIN to MAX | | 2 | 10 | mV/V |
| Short-circuit output current§ | REF = 0 V | | 25 | | mA |

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A$ = 25°C.
§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

### oscillator section, $C_T$ = 0.01 μF, $R_T$ = 12 kΩ (see Figure 1)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | TL494, TL494I | | | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|
| | | MIN | TYP‡ | MAX | |
| Frequency | | | 10 | | kHz |
| Standard deviation of frequency¶ | All values of $V_{CC}$, CT, RT, and $T_A$ constant | | 100 | | Hz/kHz |
| Frequency change with voltage | $V_{CC}$ = 7 V to 40 V, $T_A$ = 25°C | | 1 | | Hz/kHz |
| Frequency change with temperature# | $\Delta T_A$ = MIN to MAX | | | 10 | Hz/kHz |

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A$ = 25°C.
¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

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

# Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

### error-amplifier section (see Figure 2)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | | TL494, TL494I | | | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | MIN | TYP‡ | MAX | |
| Input offset voltage | $V_O$ (FEEDBACK) = 2.5 V | | | 2 | 10 | mV |
| Input offset current | $V_O$ (FEEDBACK) = 2.5 V | | | 25 | 250 | nA |
| Input bias current | $V_O$ (FEEDBACK) = 2.5 V | | | 0.2 | 1 | μA |
| Common-mode input voltage range | $V_{CC}$ = 7 V to 40 V | | –0.3 to $V_{CC}$–2 | | | V |
| Open-loop voltage amplification | $\Delta V_O$ = 3 V, $R_L$ = 2 kΩ, | $V_O$ = 0.5 V to 3.5 V | 70 | 95 | | dB |
| Unity-gain bandwidth | $V_O$ = 0.5 V to 3.5 V, | $R_L$ = 2 kΩ | | 800 | | kHz |
| Common-mode rejection ratio | $\Delta V_O$ = 40 V, $T_A$ = 25°C | | 65 | 80 | | dB |
| Output sink current (FEEDBACK) | $V_{ID}$ = –15 mV to –5 V, | V (FEEDBACK) = 0.7 V | 0.3 | 0.7 | | mA |
| Output source current (FEEDBACK) | $V_{ID}$ = 15 mV to 5 V, | V (FEEDBACK) = 3.5 V | –2 | | | mA |

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A$ = 25°C.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC}$ = 15 V, f = 10 kHz (unless otherwise noted)

### output section

| PARAMETER | | TEST CONDITIONS | | MIN | TYP† | MAX | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Collector off-state current | | $V_{CE}$ = 40 V, | $V_{CC}$ = 40 V | | 2 | 100 | μA |
| Emitter off-state current | | $V_{CC}$ = $V_C$ = 40 V, | $V_E$ = 0 | | | –100 | μA |
| Collector-emitter saturation voltage | Common emitter | $V_E$ = 0, | $I_C$ = 200 mA | | 1.1 | 1.3 | V |
| | Emitter follower | $V_{O(C1 \text{ or } C2)}$ = 15 V, | $I_E$ = –200 mA | | 1.5 | 2.5 | |
| Output control input current | | $V_I$ = $V_{ref}$ | | | | 3.5 | mA |

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A$ = 25°C.

### dead-time control section (see Figure 1)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP† | MAX | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|
| Input bias current (DEAD-TIME CTRL) | $V_I$ = 0 to 5.25 V | | –2 | –10 | μA |
| Maximum duty cycle, each output | $V_I$ (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T$ = 0.01 μF, $R_T$ = 12 kΩ | | 45% | | |
| Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL) | Zero duty cycle | | 3 | 3.3 | V |
| | Maximum duty cycle | 0 | | | |

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A$ = 25°C.

### PWM comparator section (see Figure 1)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP† | MAX | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|
| Input threshold voltage (FEEDBACK) | Zero duty cycle | | 4 | 4.5 | V |
| Input sink current (FEEDBACK) | V (FEEDBACK) = 0.7 V | 0.3 | 0.7 | | mA |

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A$ = 25°C.

### total device

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | | MIN | TYP† | MAX | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Standby supply current | RT = $V_{ref}$, All other inputs and outputs open | $V_{CC}$ = 15 V | | 6 | 10 | mA |
| | | $V_{CC}$ = 40 V | | 9 | 15 | |
| Average supply current | $V_I$ (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, | See Figure 1 | | 7.5 | | mA |

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A$ = 25°C.

### switching characteristics, $T_A$ = 25°C

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | | MIN | TYP† | MAX | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Rise time | Common-emitter configuration, | See Figure 3 | | 100 | 200 | ns |
| Fall time | | | | 25 | 100 | ns |
| Rise time | Emitter-follower configuration, | See Figure 4 | | 100 | 200 | ns |
| Fall time | | | | 40 | 100 | ns |

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A$ = 25°C.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

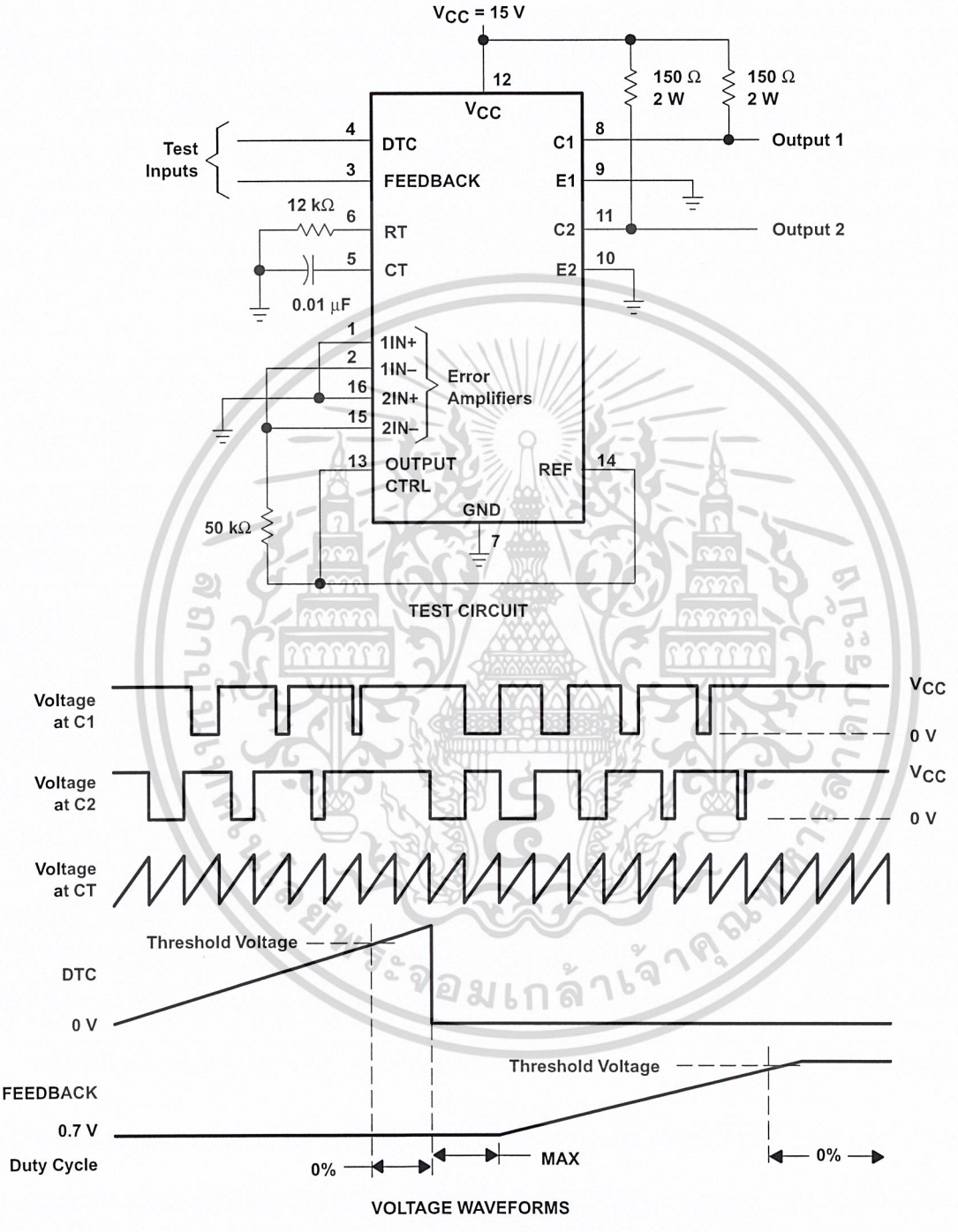



**Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

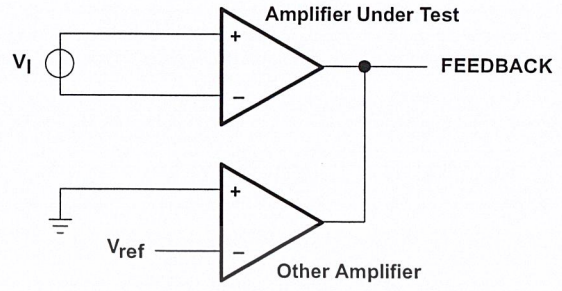
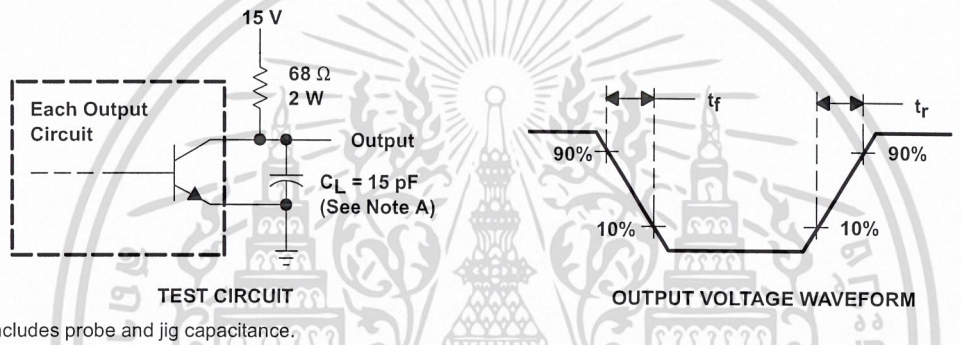
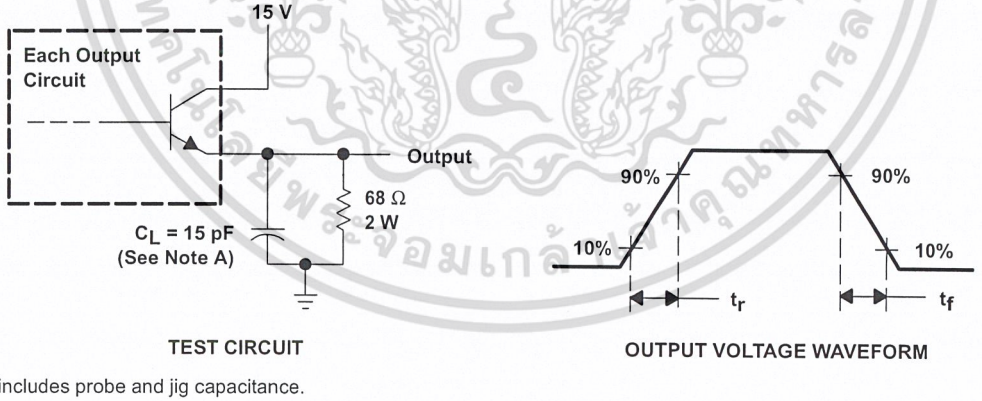



Figure 2. Amplifier Characteristics




NOTE A: $C_L$ includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



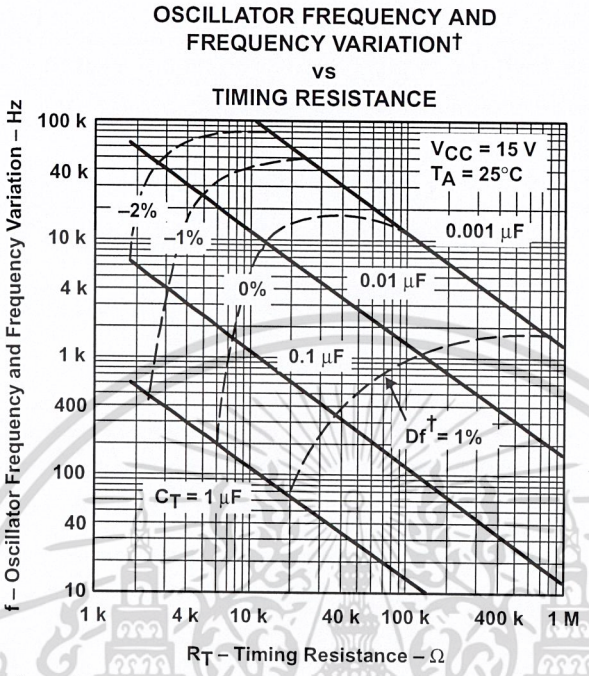

NOTE A: $C_L$ includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TYPICAL CHARACTERISTICS




† Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

Figure 5

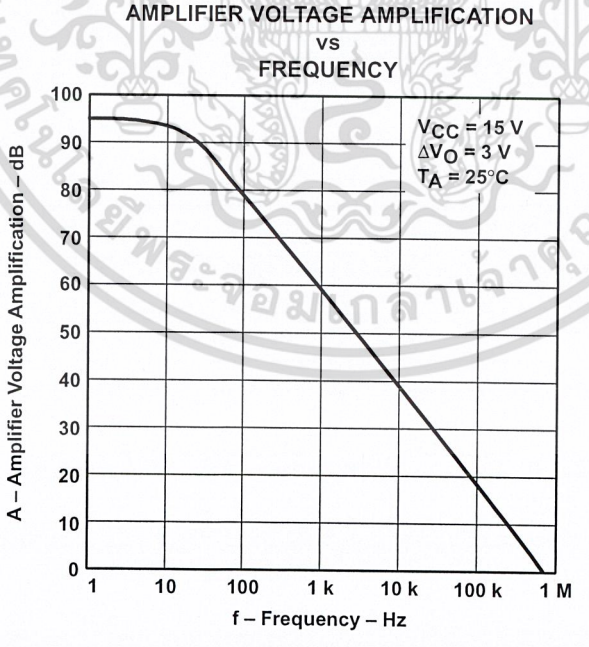



Figure 6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third–party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

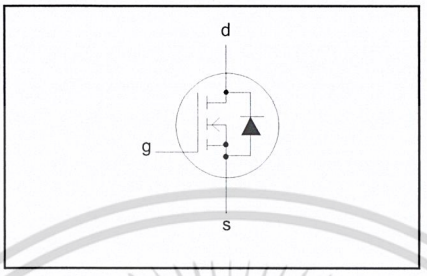
# PowerMOS transistors
# Avalanche energy rated

# 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 V

$I_D$ = 20 A

$R_{DS(ON)} \leq 0.27\ \Omega$

## GENERAL DESCRIPTION

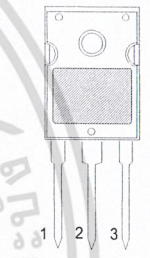
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

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 °C to 150°C | - | 500 | V |
| $V_{DGR}$ | Drain-gate voltage | $T_j$ = 25 °C to 150°C; $R_{GS}$ = 20 kΩ | - | 500 | V |
| $V_{GS}$ | Gate-source voltage | | - | ± 30 | V |
| $I_D$ | Continuous drain current | $T_{mb}$ = 25 °C; $V_{GS}$ = 10 V | - | 20 | A |
| | | $T_{mb}$ = 100 °C; $V_{GS}$ = 10 V | - | 12.4 | A |
| $I_{DM}$ | Pulsed drain current | $T_{mb}$ = 25 °C | - | 80 | A |
| $P_D$ | Total dissipation | $T_{mb}$ = 25 °C | - | 250 | W |
| $T_j$, $T_{stg}$ | Operating junction and storage temperature range | | - 55 | 150 | °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 A; $t_p$ = 0.2 ms; $T_j$ prior to avalanche = 25°C; $V_{DD} \leq$ 50 V; $R_{GS}$ = 50 Ω; $V_{GS}$ = 10 V | - | 1300 | mJ |
| $E_{AR}$ | Repetitive avalanche energy[1] | $I_{AR}$ = 20 A; $t_p$ = 2.5 µs; $T_j$ prior to avalanche = 25°C; $R_{GS}$ = 50 Ω; $V_{GS}$ = 10 V | - | 32 | mJ |
| $I_{AS}$, $I_{AR}$ | Repetitive and non-repetitive avalanche current | | - | 20 | A |

1 pulse width and repetition rate limited by $T_j$ max.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## THERMAL RESISTANCES

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

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_j$ = 25 ˚C unless otherwise specified

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN. | TYP. | MAX. | UNIT |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{(BR)DSS}$ | Drain-source breakdown voltage | $V_{GS}$ = 0 V; $I_D$ = 0.25 mA | 500 | - | - | V |
| $\Delta V_{(BR)DSS}$ / $\Delta T_j$ | Drain-source breakdown voltage temperature coefficient | $V_{DS}$ = $V_{GS}$; $I_D$ = 0.25 mA | - | 0.1 | - | %/K |
| $R_{DS(ON)}$ | Drain-source on resistance | $V_{GS}$ = 10 V; $I_D$ = 10 A | - | 0.2 | 0.27 | Ω |
| $V_{GS(TO)}$ | Gate threshold voltage | $V_{DS}$ = $V_{GS}$; $I_D$ = 0.25 mA | 2.0 | 3.0 | 4.0 | V |
| $g_{fs}$ | Forward transconductance | $V_{DS}$ = 30 V; $I_D$ = 10 A | 13 | 18 | - | S |
| $I_{DSS}$ | Drain-source leakage current | $V_{DS}$ = 500 V; $V_{GS}$ = 0 V | - | 2 | 50 | µA |
| | | $V_{DS}$ = 400 V; $V_{GS}$ = 0 V; $T_j$ = 125 ˚C | - | 100 | 1000 | µA |
| $I_{GSS}$ | Gate-source leakage current | $V_{GS}$ = ±30 V; $V_{DS}$ = 0 V | - | 10 | 200 | nA |
| $Q_{g(tot)}$ | Total gate charge | $I_D$ = 20 A; $V_{DD}$ = 400 V; $V_{GS}$ = 10 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 V; $R_D$ = 12 Ω; | - | 23 | - | ns |
| $t_r$ | Turn-on rise time | $R_G$ = 3.9 Ω | - | 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 V; $V_{DS}$ = 25 V; f = 1 MHz | - | 3000 | - | pF |
| $C_{oss}$ | Output capacitance | | - | 480 | - | pF |
| $C_{rss}$ | Feedback capacitance | | - | 270 | - | pF |

## SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS

$T_j$ = 25 ˚C unless otherwise specified

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

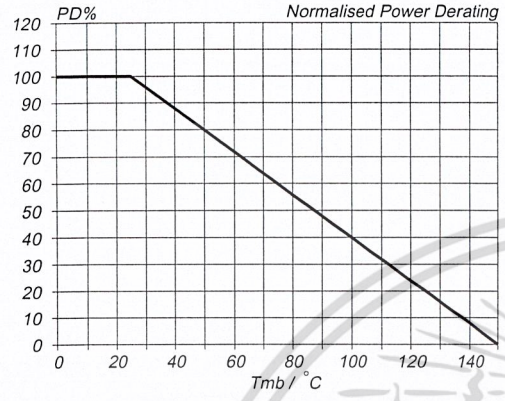



*Fig.1. Normalised power dissipation.*
*PD% = 100·$P_D$/$P_{D\ 25\ °C}$ = f($T_{mb}$)*

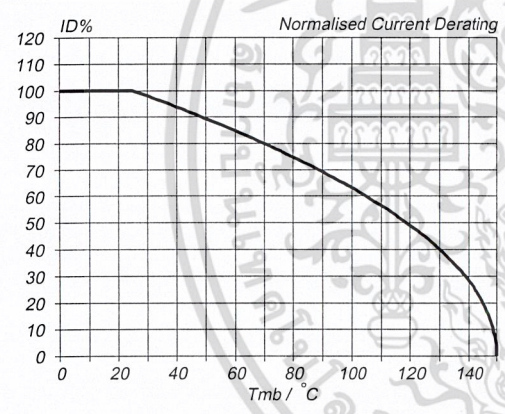



*Fig.2. Normalised continuous drain current.*
*ID% = 100·$I_D$/$I_{D\ 25\ °C}$ = f($T_{mb}$); conditions: $V_{GS}$ ≥ 10 V*

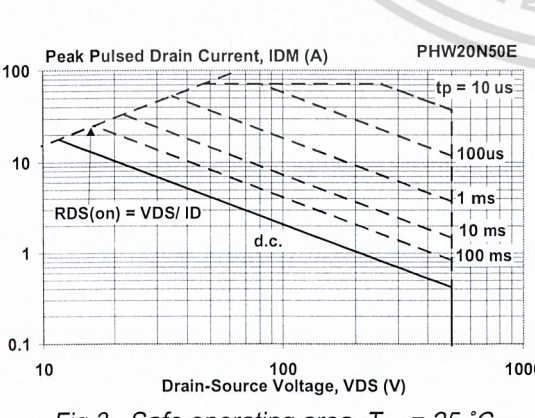



*Fig.3. Safe operating area. $T_{mb}$ = 25 °C*
*$I_D$ & $I_{DM}$ = f($V_{DS}$); $I_{DM}$ single pulse; parameter $t_p$*

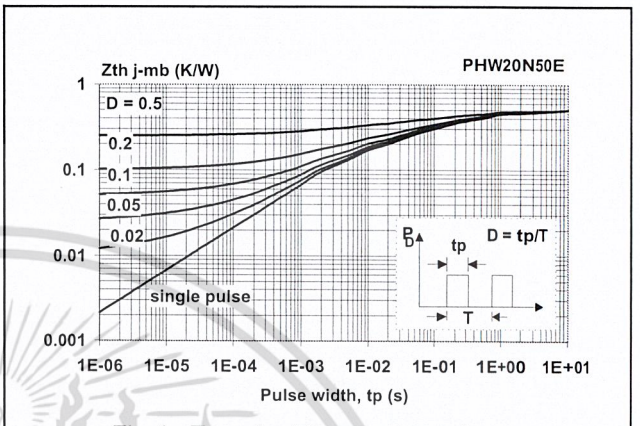



*Fig.4. Transient thermal impedance.*
*$Z_{th\ j\text{-}mb}$ = f(t); parameter D = $t_p$/T*

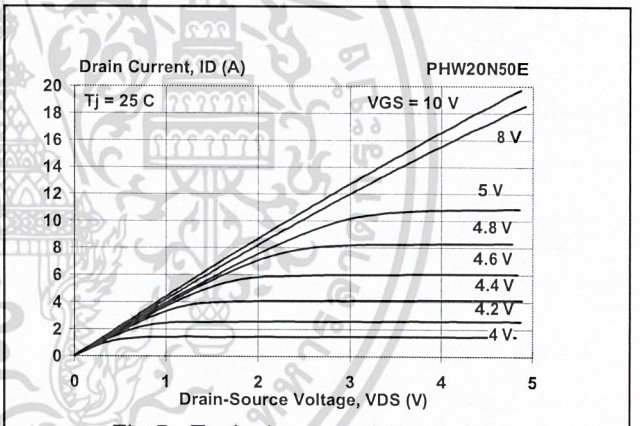



*Fig.5. Typical output characteristics.*
*$I_D$ = f($V_{DS}$); parameter $V_{GS}$*

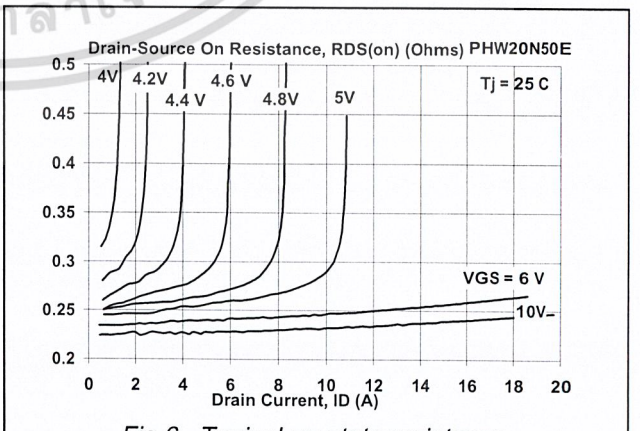



*Fig.6. Typical on-state resistance.*
*$R_{DS(ON)}$ = f($I_D$); parameter $V_{GS}$*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

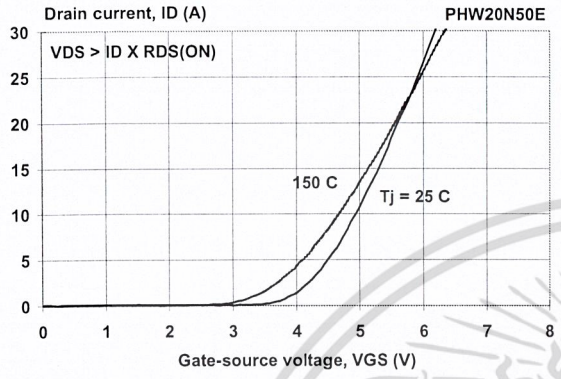



*Fig.7. Typical transfer characteristics.*
*$I_D = f(V_{GS})$; parameter $T_j$*

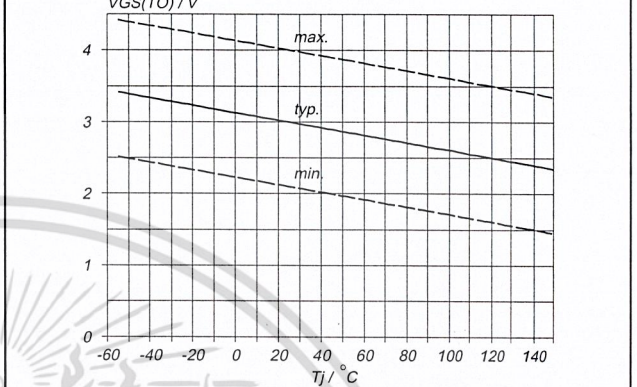



*Fig.10. Gate threshold voltage.*
*$V_{GS(TO)} = f(T_j)$; conditions: $I_D$ = 0.25 mA; $V_{DS} = V_{GS}$*

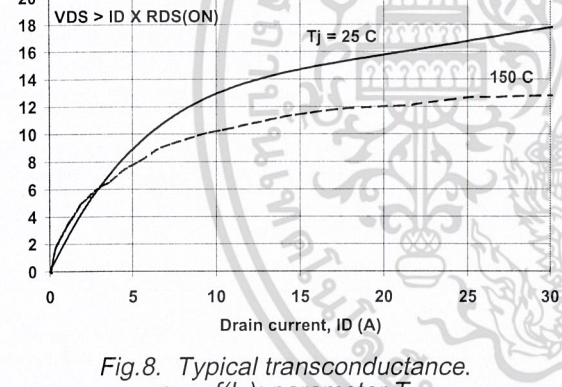



*Fig.8. Typical transconductance.*
*$g_{fs} = f(I_D)$; parameter $T_j$*

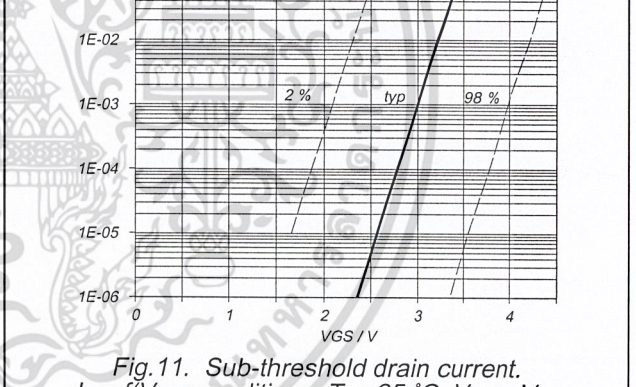



*Fig.11. Sub-threshold drain current.*
*$I_D = f(V_{GS})$; conditions: $T_j$ = 25 °C; $V_{DS} = V_{GS}$*

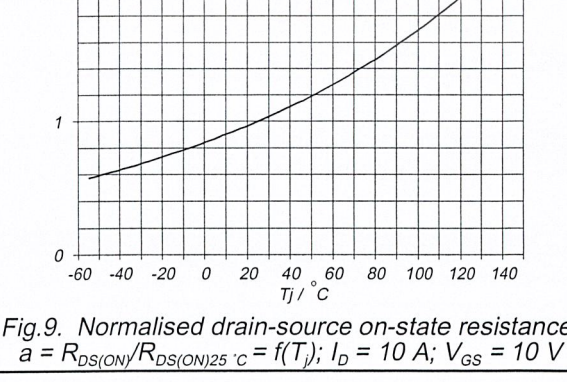



*Fig.9. Normalised drain-source on-state resistance.*
*$a = R_{DS(ON)}/R_{DS(ON)25\,°C} = f(T_j)$; $I_D$ = 10 A; $V_{GS}$ = 10 V*

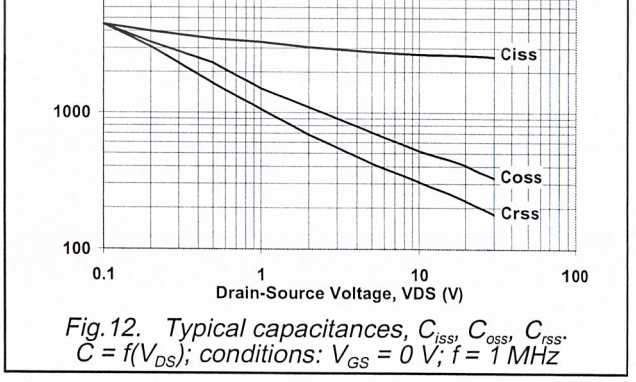



*Fig.12. Typical capacitances, $C_{iss}$, $C_{oss}$, $C_{rss}$.*
*$C = f(V_{DS})$; conditions: $V_{GS}$ = 0 V; f = 1 MHz*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

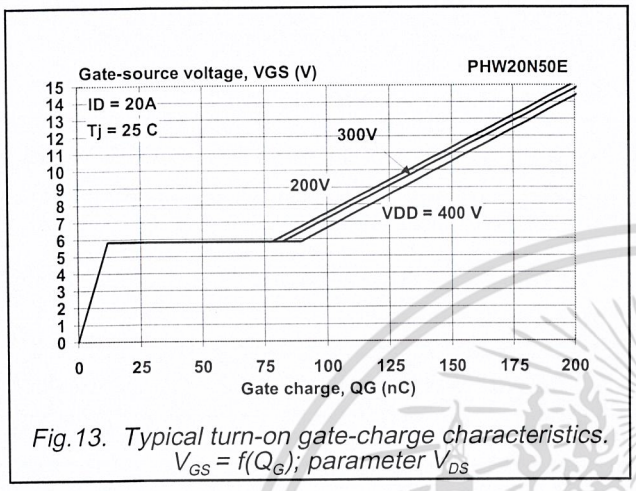



*Fig.13. Typical turn-on gate-charge characteristics. $V_{GS} = f(Q_G)$; parameter $V_{DS}$*

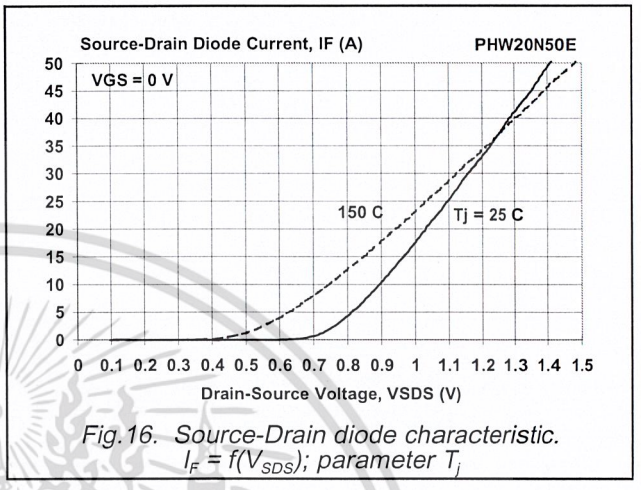



*Fig.16. Source-Drain diode characteristic. $I_F = f(V_{SDS})$; parameter $T_j$*

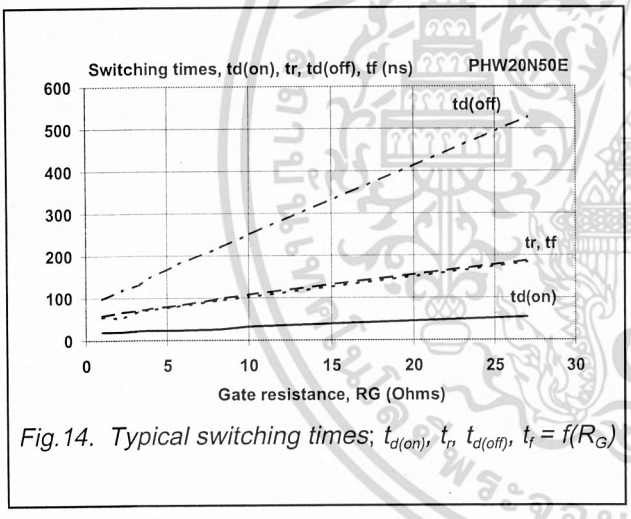



*Fig.14. Typical switching times; $t_{d(on)}$, $t_r$, $t_{d(off)}$, $t_f = f(R_G)$*

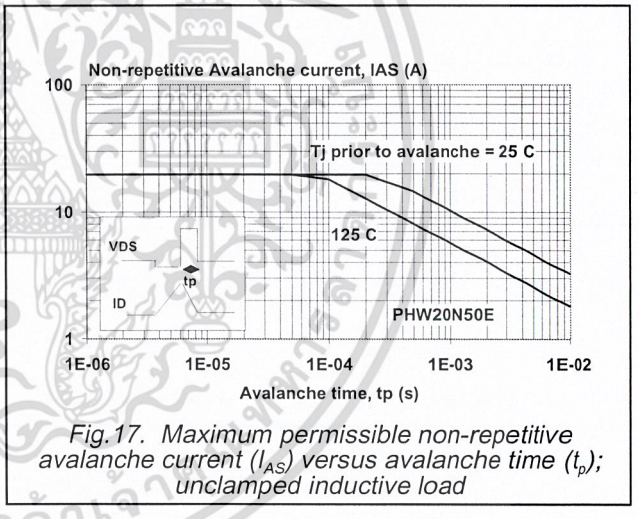



*Fig.17. Maximum permissible non-repetitive avalanche current ($I_{AS}$) versus avalanche time ($t_p$); unclamped inductive load*

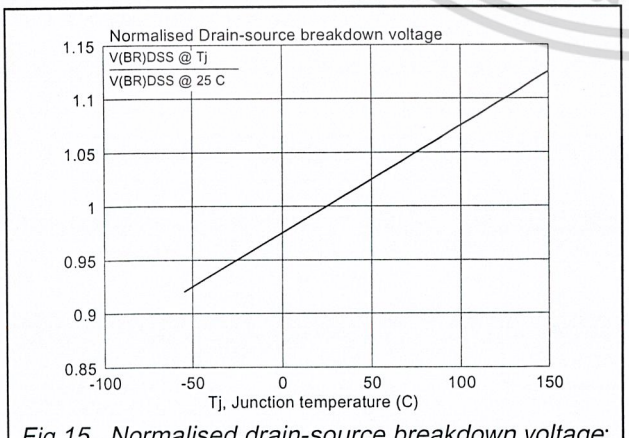



*Fig.15. Normalised drain-source breakdown voltage; $V_{(BR)DSS}/V_{(BR)DSS\ 25\ ^\circ C} = f(T_j)$*

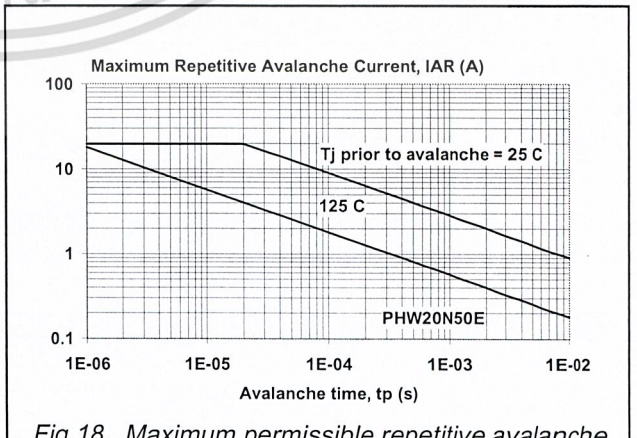
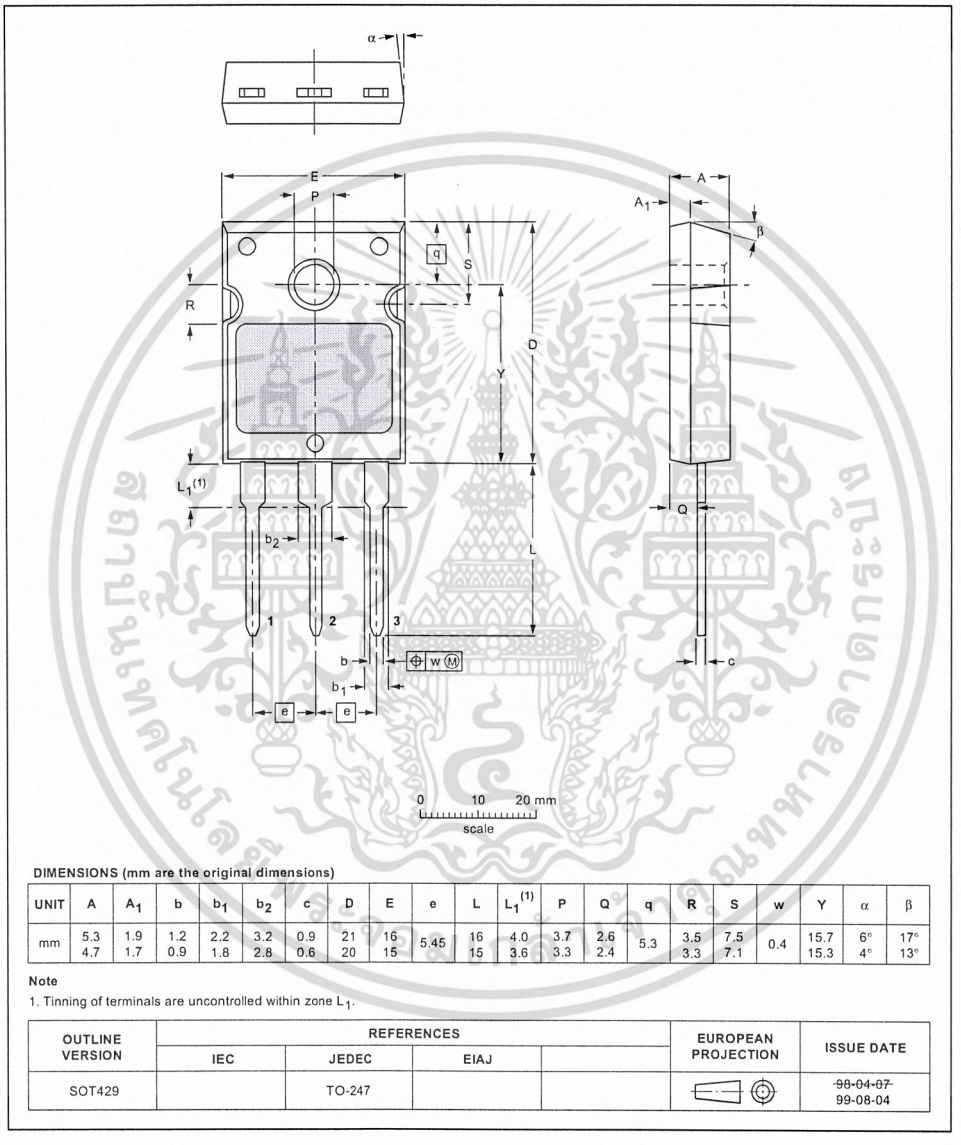



*Fig.18. Maximum permissible repetitive avalanche current ($I_{AR}$) versus avalanche time ($t_p$)*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MECHANICAL DATA

**Plastic single-ended through-hole package; heatsink mounted; 1 mounting hole; 3-lead TO-247** **SOT429**




DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

| UNIT | A | $A_1$ | b | $b_1$ | $b_2$ | c | D | E | e | L | $L_1$(1) | P | Q | q | R | S | w | Y | α | β |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| mm | 5.3<br>4.7 | 1.9<br>1.7 | 1.2<br>0.9 | 2.2<br>1.8 | 3.2<br>2.8 | 0.9<br>0.6 | 21<br>20 | 16<br>15 | 5.45 | 16<br>15 | 4.0<br>3.6 | 3.7<br>3.3 | 2.6<br>2.4 | 5.3 | 3.5<br>3.3 | 7.5<br>7.1 | 0.4 | 15.7<br>15.3 | 6°<br>4° | 17°<br>13° |

Note
1. Tinning of terminals are uncontrolled within zone $L_1$.

| OUTLINE VERSION | REFERENCES | | | | EUROPEAN PROJECTION | ISSUE DATE |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | IEC | JEDEC | EIAJ | | | |
| SOT429 | | TO-247 | | | | ~~98-04-07~~<br>99-08-04 |

*Fig.19. SOT429; pin 2 connected to mounting base*

**Notes**
1. Observe the general handling precautions for electrostatic-discharge sensitive devices (ESDs) to prevent damage to MOS gate oxide.
2. Refer to mounting instructions for SOT429 envelope.
3. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## DEFINITIONS

| Data sheet status | |
|---|---|
| Objective specification | This data sheet contains target or goal specifications for product development. |
| Preliminary specification | This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later. |
| Product specification | This data sheet contains final product specifications. |
| **Limiting values** | |
| Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability. | |
| **Application information** | |
| Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification. | |
| © **Philips Electronics N.V. 1999** | |
| All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner. | |
| The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights. | |

## LIFE SUPPORT APPLICATIONS

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้