

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง
High-Frequency Switching Power Supply



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 86626
วัน,เดือน,ปี... 30 S.ค. 2551

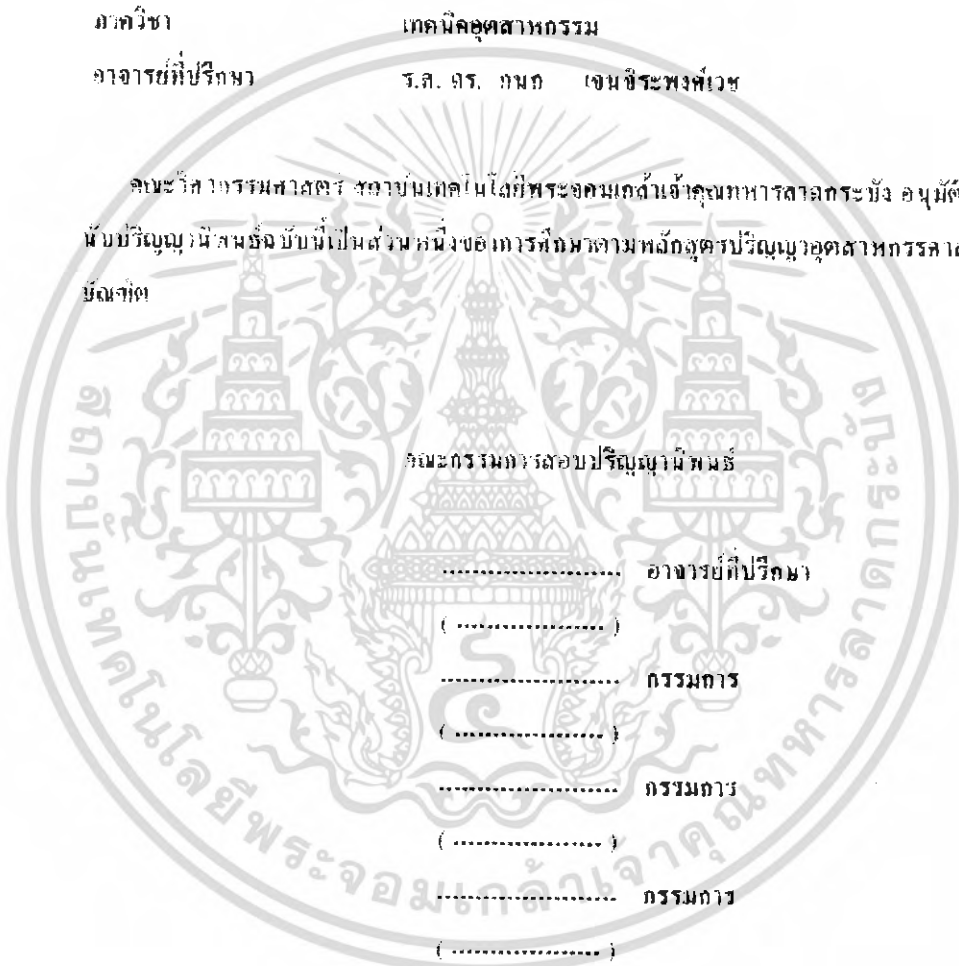
ปริญญาโทฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2538

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง		
	High-Frequency Switching Power Supply		
โดย	นาย โธมัส	ชรรมาธิชฐาน	รหัส 37012010
	นาย วัชร	บุญรัตนเมตร	รหัส 37012028
	นาย วีรพร	ศัจจิบุรณะ	รหัส 37012055
สาขาวิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม		
อาจารย์ที่ปรึกษา	ร.ต. ดร. กนก เจนชิระพงษ์เวช		

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
 นักปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของเอกสารที่หาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตร
 บัณฑิต



คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

..... กรรมการ

(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง
High-Frequency Switching Power Supply

ผู้จัดทำ นาย โสมิต ธรรมาธิฐาน 37-012010
นาย วัชร บุญรัตนเนตร 37-012026
นาย ชีรพร ศิริบุรณะ 37-012055

อาจารย์ที่ปรึกษา ร.ศ. ดร. กนก เจริญพงษ์เวช

บทคัดย่อ

จากแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ แปลงเป็นไฟตรง 310 โวลต์ ด้วยวงจรเรียงกระแสแบบเต็ม
ถูกคลื่น และทำการสวิตชิงด้วยเพาเวอร์มอสเฟต ด้วยความถี่ 73 กิโลเฮิร์ตซ์ นำสัญญาณการสวิตชิง ผ่านเข้าหม้อ
แปลงความถี่สูงลดแรงดัน และผ่านไดโอดเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นและกรองแรงดันให้เป็นไฟตรงที่ใช้งานที่
แรงดัน 48 โวลต์ 5 แอมแปร์ จ่ายกำลังงานได้ 240 วัตต์ โดยมีตัวป้องกัน 2 ส่วน คือ การป้องกันกระแส
เกิน และป้องกันแรงดันเกินด้วย ไอซี-ทีแอล 494.

ABSTRACT

Input 220 Vac 50 Hz is rectifier to 310 Vdc by Full-bridge rectifier circuit . POWER MOSFET
is operate at 73 KHz to switching passing through High-Frequency Transformer Step-down type and pass
Half-bridge rectify circuit and filter is to direct voltage at 48 V 5A ,that is source able to 240 W. There
are 2 part of protection are current-limit protect and over-voltage protect by IC-TL 494.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุประสงค์และขอบเขตของโครงการ

เป็นการศึกษาการทำงานของ High-Frequency Switching Power Supply ที่มีอินพุทเป็นไฟกระแสสลับ (Vac) 220 โวลต์ แล้วผ่านส่วนอินพุทเรียงกระแส (Input Rectifier) ต่อจากนั้นนำไปทำการสวิตช์ชิ่ง โดยใช้เพาเวอร์เฟต (Power Mosfet) ให้ได้ความถี่ 73 กิโลเฮิรตซ์ ที่ต่อแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge converter) จากนั้นใช้หม้อแปลงในการลดแรงดันไฟฟ้า และผ่านไดโอดเรียงกระแสแบบอุกคราฟา สตรีทเวอร์รีไดโอด จึงได้แรงดันไฟตรงและกรองให้เรียบ โดยใช้ไธลและตัวเก็บประจุ จากนั้นจะได้ แรงดันเอาต์พุตเป็นไฟตรง 48 โวลต์ 5 แอมแปร์ สามารถจ่ายกำลังงานได้ประมาณ 240 วัตต์ โดยมีส่วนป้องกัน 2 ส่วน โดยมีการป้องกันแรงดันเกินด้วย IC-TL 494 และวงจรจำกัดกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ดี โดยความช่วยเหลือจากบุคคล และสถานที่หลายๆ ฝ่าย ซึ่งทางคณะผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ

1. ร.ศ. ดร. กนก เอนจิระพงษ์เวช อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำปรึกษา และช่วยจัดหาอุปกรณ์ในการทำโครงการนี้
2. ขอขอบคุณ อ. อูทัย ศรีธีระวิโรจน์ ที่มอบอุปกรณ์ในการทำโครงการนี้
3. ขอขอบคุณศูนย์พัฒนาวิศวกรรม (ESDC) ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำโครงการนี้
4. ขอขอบคุณ นาย นิรุช จิตรสุวรรณกุล ที่ให้คำปรึกษาทางคดีเยี่ยม
5. ขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่คอยห่วงใย และให้อุปกรณ์หลายๆ ชิ้น ในการทำโครงการนี้
6. ขอขอบคุณน้องๆ ทุกคนที่คอยถามไถ่ ด้วยความห่วงใย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ (abstract)	
วัตถุประสงค์ และขอบเขตของโครงการ	
บทนำ	1-4
บทที่ 1 ภาคเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท	5-7
บทที่ 2 ภาคคอนเวอร์เตอร์และหม้อแปลงความถี่สูง	8-23
บทที่ 3 ภาคเอาต์พุต	24-35
บทที่ 4 ภาควงจรควบคุม	36-43
บทที่ 5 ภาควงจรป้องกัน	44-45
บทที่ 6 บทสรุป	46-52
กิตติกรรมประกาศ	53
บรรณานุกรม	54
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง เป็นพัฒนาการทางด้านเทคโนโลยีมาจาก แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบเชิงเส้น โดยการพัฒนาด้านประสิทธิภาพ ขนาด น้ำหนักต่อหน่วยกำลังงาน และราคา เป็นต้น

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น

ข้อได้เปรียบของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบาว่าแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดัน และกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นส่วนใหญ่จะใช้ทรานซิสเตอร์กำลังค่อนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดันกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูง และต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นต้องจ่ายกำลังงานสูง ๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65 - 80%

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งมีช่วงเวลาโฮลต์ไทม์ประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที ในขณะที่แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นสามารถทำได้เพียงแค่ประมาณ 2×10^{-3} วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟเมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้าง จึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น รวมทั้งแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำ ๆ แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นจะประหยัดกว่า และให้ผลดีเช่นกัน ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจึงมักจะนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ ขึ้นไป

การนำไปใช้งาน ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีค่าเอาต์พุตที่ แรงดัน 48 V สามารถจ่ายกระแสได้ 20 A ซึ่งสามารถนำไปใช้งานต่างๆ ได้ เช่น ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเพื่อนำไปใช้ในชุมสายโทรศัพท์ โดยทั่วๆ ไป ซึ่งจะมีการนำไปใช้มากในอนาคต ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟอินพุตให้กับระบบ UPS ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับระบบ ชาร์จเจอร์ (Charger) เพื่อนำไปจ่ายให้กับแบตเตอรี่ ใช้จ่ายให้กับเครื่อง ดี จี มอเตอร์ และ อุปกรณ์ต่าง ๆ ที่มีความต้องการจะใช้แรงดันและกระแสตรงตามปกติ เป็นต้น

หลักการเบื้องต้น

ตามรูปที่ 1 เป็นแผนผังแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทั่ว ๆ ไป ซึ่งมีส่วนประกอบหลัก 4 ส่วนด้วยกันคือ

- ภาควงจรเรียงกระแส และวงจรกรองค่านินพุต (Input Rectifier and Filter)
- ภาคคอนเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงความถี่สูง (Converter and High Frequency Transformer)
- ภาคเอาต์พุต (Output)
- ภาคควบคุม (Control)



รูป แสดงหลักการดำเนินงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดัน เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง (~310 โวลต์) คอนเวอร์เตอร์โดยทรานซิสเตอร์ จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 - 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันให้เรียบเสถียรก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุมเพื่อควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้น หรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้

ข้อกำหนดคุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้น จำเป็นจะต้องกำหนด หรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งได้อย่างเหมาะสม แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง โดยคิดจากค่าผลคูณของ กระแสและแรงดัน รวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ใช้เป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะอยู่ในช่วงระหว่าง 65 - 80%

ช่วงของแรงดันขาเข้า (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต ที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุต ตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 - 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 - 260 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (Regulated) โดยแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง การกำหนดค่าแรงดัน และกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำให้ของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ ± 5 โวลต์ และ ± 12 โวลต์ เป็นต้น

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อม คือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูง ๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อม และนอยส์อาจวัดเป็นค่าประสิทธิภาพ (RMS) หรือค่ายอด (Peak to Peak) ก็ได้ เอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (RFI /EMI)

RFI (Radio frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง อาจทำให้เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูง ๆ ของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐาน FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI / EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

การตอบสนองโพลสถานะชั่วครู่ (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุต หลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโพลอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อโพลมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโพลสถานะชั่วครู่ นี้ จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (Recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแส ถึงกันได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าลัดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยยังไม่มีการเสียดไหลหรือเกิดเบรกคาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูง และกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานขงทรานซิสเตอร์กำลังภายในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20 - 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายใน และความสามารถของทรานซิสเตอร์กำลังเป็นหลัก

ข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

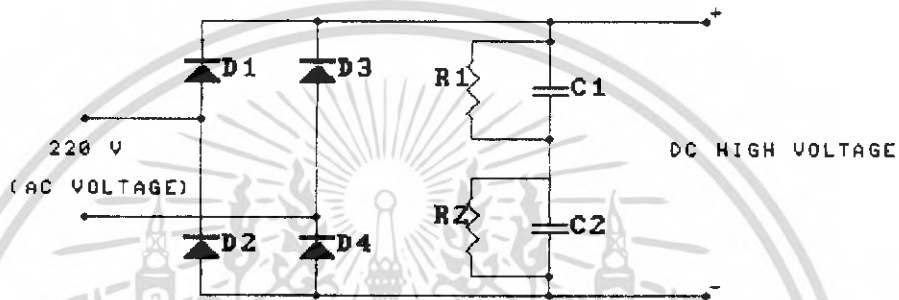
กำลังงานที่จ่ายได้	1000	วัตต์
ประสิทธิภาพ	70 - 80	เปอร์เซ็นต์
แรงดันขาเข้า	220	โวลต์ เอ.ซี
แรงดันที่ใช้จ่าย	48	โวลต์ ดี.ซี
และกระแส	20	แอมป์
เปอร์เซ็นต์รีปเปิล	1	เปอร์เซ็นต์
ความถี่ที่ใช้ในการ สวิต	73	กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต

ภาควงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต เป็นการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (220 V ac) ให้เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงค่าสูง (ประมาณ 310 V dc) โดยใช้ ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Full Bridge Diode Rectifier) และ ใช้ตัวเก็บประจุในการกรองแรงดันให้เรียบ เพื่อส่งต่อไปให้กับภาคคอนเวอร์เตอร์ต่อไป



รูปที่ 1.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน

1.1 การเลือกไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสมีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

1.1.1 ค่ากระแสกระชาก I_{fsm} (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟูลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{V_{peak}}{(R_s + ESR)} \quad \text{-----} \quad 1.1$$

เมื่อ V_{peak} คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุต

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

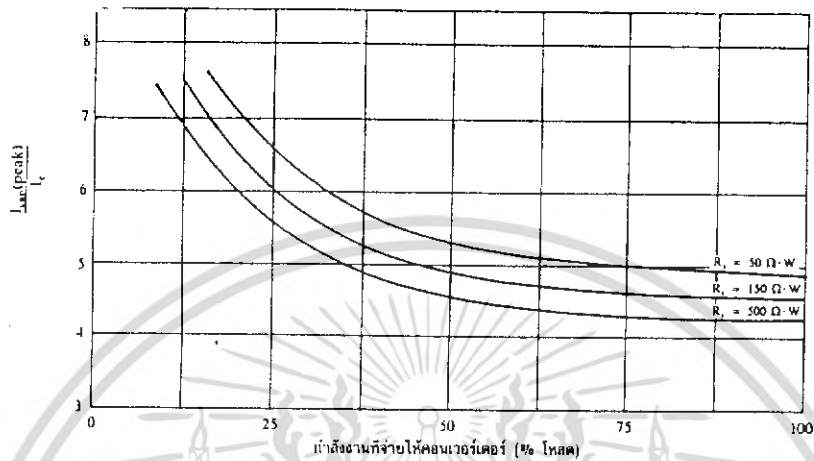
R_s คือ ค่าความต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I_{fsm} ประมาณ 20 - 30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน ไดโอดเรียงกระแสที่ใช้จะต้องมีค่าอัตราทนกระแสกระชากมากกว่าที่คำนวณได้จากสมการที่ (1.1) ค่าของกระแสกระชาก I_{fsm} อาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่ประ

สิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะลดลงเนื่องจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง I_{Tm} (Maximum Forward Current)

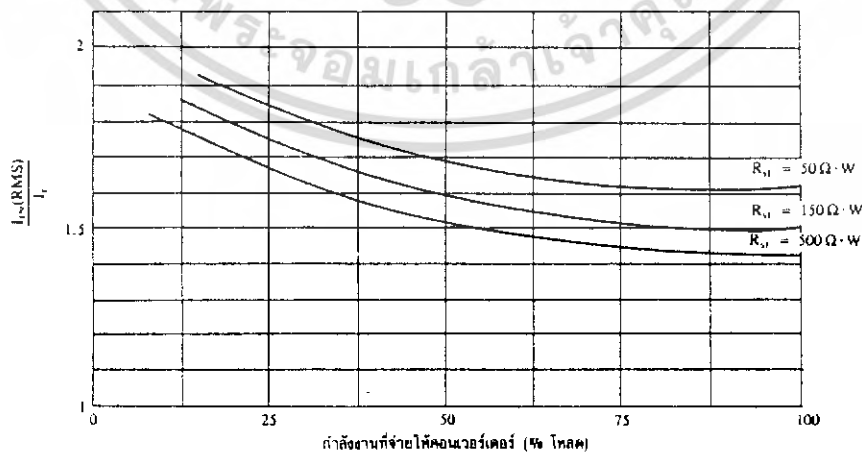
ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้ง หลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส I_{Tm} ใ้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จากกราฟในรูปที่ 1.2 นั้นเอง



รูปที่ 1.2 แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล(I_o) ค่อกำลังงานที่เรียงกระแสต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด) ที่ค่า R_{af} ต่าง ๆ กัน (ที่มา : Billings)

1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง I_{fm} (Maximum Average Forward Current)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับขณะทำงาน การพิจารณาค่า I_{fm} อาจทำได้โดยใช้กราฟในรูปที่ 1.3 ทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด I_{fm} ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5 - 2 เท่า จากที่คำนวณได้ เพื่อความปลอดภัยและชึ่คอายุการใช้งาน



รูปที่ 1.3 แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรียงกระแส เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล(I_o)ค่อกำลังงาน

ที่เรียงกระแสต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด) ที่ค่า R_{af} ต่าง ๆ กัน (ที่มา : Billings)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นประโยชน์ของการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่หวังผลใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1.4 อัตราทอนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{rmin}

ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ปกติวงจรเรียงกระแสต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทอนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอด V_{rmin} จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ตาม ควรพิจารณาเมื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดการรบกวนเขียนค่าได้ขึ้นในสายไฟสลับ

เมื่อเลือกใช้ไดโอดกับแรงดันอินพุตระดับ 220 Vac ทำให้เกิดแรงดันไฟตรงสูงสุดประมาณ 310 Vdc โดยในทางปฏิบัติจะเลือกไดโอดที่ทนแรงดันนี้ได้ไม่ต่ำกว่า 600 V

1.2 การออกแบบตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุต

สำหรับเรื่องการเลือกชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุตก็เป็นเรื่องที่สำคัญ เพราะอาจจะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันเอาต์พุตได้ โดยทั่วไปตัวเก็บประจุที่ใช้มักเป็นตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic) แบบคุณภาพสูงสามารถทนกระแสกระเพื่อมได้สูง และค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ โดยที่ขนาดแรงดันขณะทำงานไม่น้อยกว่า 200 Vdc ตัวต้านทาน R3 และ R4 ดังแสดงในรูป 1.1 ต่อขนานกับตัวเก็บประจุเพื่อใช้สำหรับคายประจุเมื่อแหล่งจ่ายไฟไม่ได้ใช้งาน

หลักการคำนวณ

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งมีขนาด (P_{out}) 1000 W ; จำนวนหากกระแสไหลกลับ โดยสมมุติสภาวะที่เลวร้ายที่สุด ให้ประสิทธิภาพ (η) ของแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ 70 % ดังนั้น

$$\begin{aligned} P_{\text{in}} &= \frac{P_{\text{out}}}{\eta} \\ &= \frac{1000}{0.7} \\ &= 1428 \text{ W} \end{aligned}$$

จากแรงดัน 220 Vac ทำให้เกิดแรงดันไฟตรงขนาด 310 Vdc ดังนั้นกระแสไหลกลับก็จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} I &= \frac{P}{E} \\ &= \frac{1428}{310} \\ &= 4.6 \text{ A} \end{aligned}$$

สมมุติในการออกแบบมีแรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด 30 V และตัวเก็บประจุจะเก็บประจุทุก ๆ ครึ่งไซเคิล หรือประมาณ 10 ms เนื่องจากความถี่ที่ใช้ (50 Hz)

$$\begin{aligned} C1 + C2 &= \frac{It}{\Delta v} \\ &= \frac{4.6 \times 0.01}{30} \\ &= 1533 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned}$$

เลือกค่า $C1 = C2 = 4700 \text{ } \mu\text{F}$ อนุกรม = 2350 μF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มีสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เลือกค่า $R1 = R2 = 7.5 \text{ K}\Omega$ สำหรับคายประจุ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ภาคคอนเวอร์เตอร์และหม้อแปลงความถี่สูง

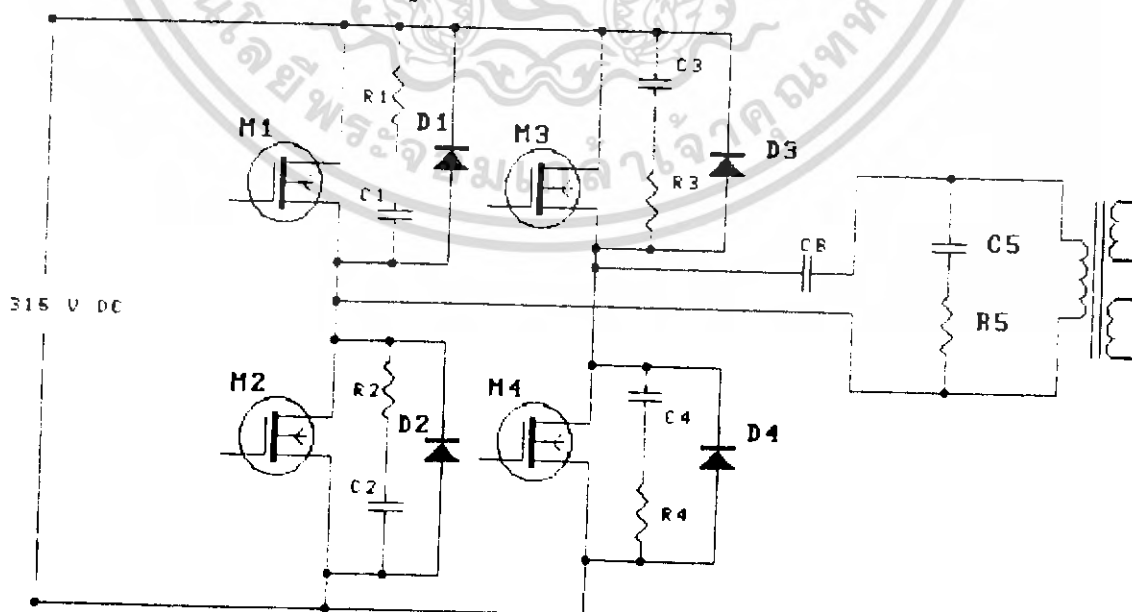
2.1 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง นั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter) ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีเท่ากับแรงดันอินพุต แต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้น และค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในอัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลงไป กำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูง



รูปที่ 2.1 แสดงพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแสของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไฟเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ $V_n - 2V_{CS(sat)}$ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_n - V_{CSQ_2(sat)}$ และ $V_n - V_{CSQ_3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q_2 และ Q_3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_n - V_{CSQ_1(sat)}$ และ $V_n - V_{CSQ_4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D_3 - D_6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งให้กับวงจรเพื่อป้องกัน Q_1 - Q_4

ค่าเวลาเมื่อ t_b สำหรับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ในวงจรเมื่อพิจารณาจากวงจรจะเห็นว่า Q_1 กับ Q_2 และ Q_3 กับ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตและทรานซิสเตอร์จะพังเสียหายได้ การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_b จึงมีความจำเป็น ถ้ากำหนดค่าเวลาเมื่อ t_b ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $t_{ON(max)}$ ก็จะมีค่าได้ไม่เกิน

$$t_{ON(max)} = 0.4T$$

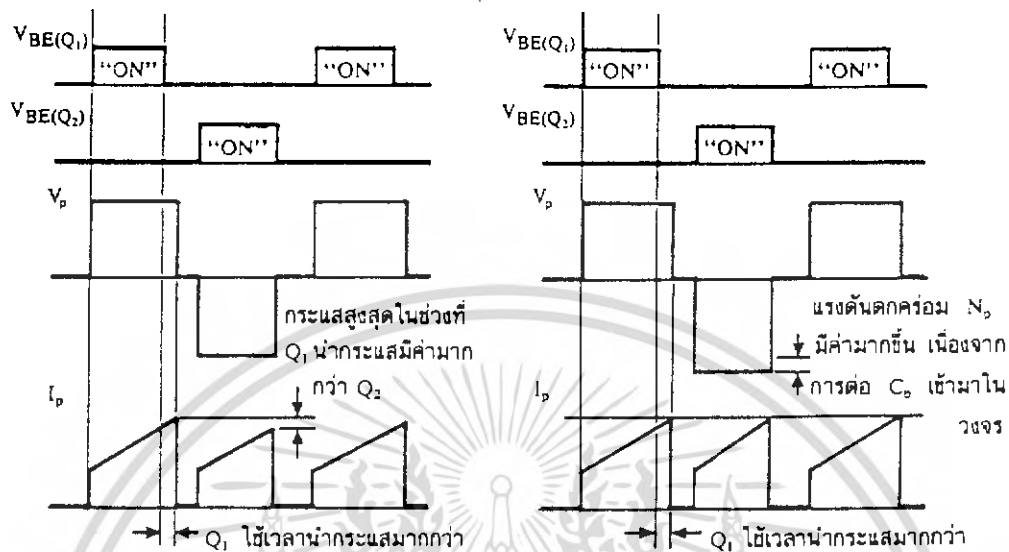
เมื่อเปรียบเทียบกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าที่กระแสไหลเท่ากัน ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะให้กำลังขาออกได้มากกว่าเป็นสองเท่าอย่างไรก็ตามฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็ต้องใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัวเช่นกัน

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (C_b)

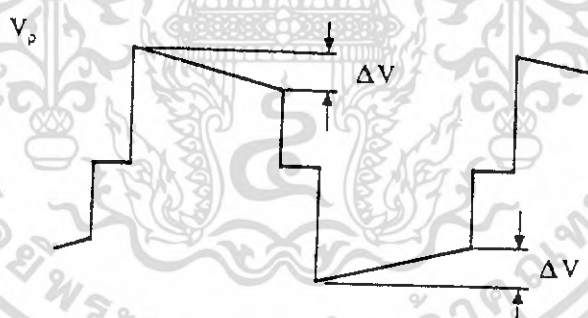
เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กจะต่อ ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาใน วงจรนั้น มีหน้าที่หลัก คือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริงๆ นั้นทำได้ยากรวมทั้งการไม่แมตช์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั้นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไฟเหนี่ยวนำ N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วย เป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อม C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้น เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไฟเหนี่ยวนำให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการ

ไม่สมมาตรพลั๊กซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 2.2 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเข้าไปในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 2.2 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรพลั๊กซ์
 (ข) แสดงผลของการต่อ C_b เข้าในวงจร



รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะของการเกิดความลาดชันบนแรงดันที่ตกคร่อม
 ขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุลึกลับ C_b คั่นในวงจร

อย่างไรก็ตามการต่อตัวเก็บประจุลึกลับ C_b คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อมมันเอง (ดูรูปที่ 2.3) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_b = \frac{I_{p(PK)} (0.4T)}{\Delta V}$$

เมื่อ	$I_{p(PK)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดที่บดไฟพรมารี
	ΔV	คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ)
	T	คือ ค่าตามเวลาการทำงานของคนเวอร์เตอร์

เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ถึงความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ถึงความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตาม ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้น

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิทช์

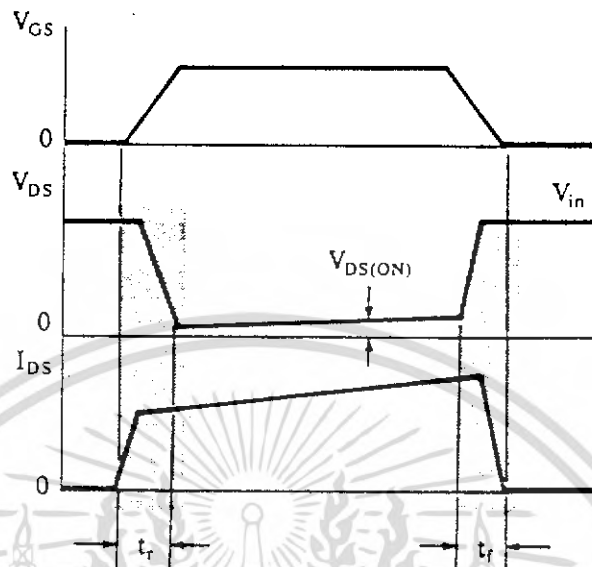
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาคำนวณ ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} + P_C$$

$$P_{sw(on)} = \frac{0.5I_{PK(on)} V_{in} \cdot t_r}{T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{sw(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \cdot t_r}{T}$$



รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

$$P_c = I_{D_{rms}}^2 \times R_{DS(on)} (T_j)$$

เมื่อ $P_{sw(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$P_{sw(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
P_c	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$I_{PK(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
$I_{PK(off)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
$I_{D_{rms}}$	คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
$R_{DS(on)} (T_j)$	คือ ค่าความต้านทานระหว่างแควและซอร์สที่อุณหภูมิ รอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสในคาบซ้ำของ

ผลิตภัณฑ์ใหม่มีกระบอกมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับในที่

นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน t_{on} และ t_c เมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

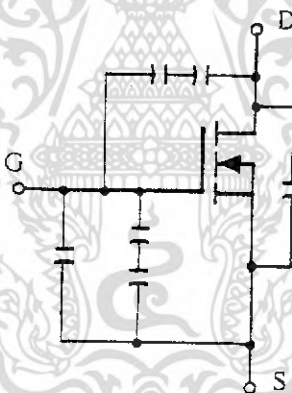
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแส ไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาคัดและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม(Threshold Voltage)ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำในการขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก อย่างไรก็ตามเพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเป็นอันดับแรกเสียก่อน

ค่าความจุไฟฟ้าที่ด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาค้างๆ ของมันดังรูปที่ 2.5

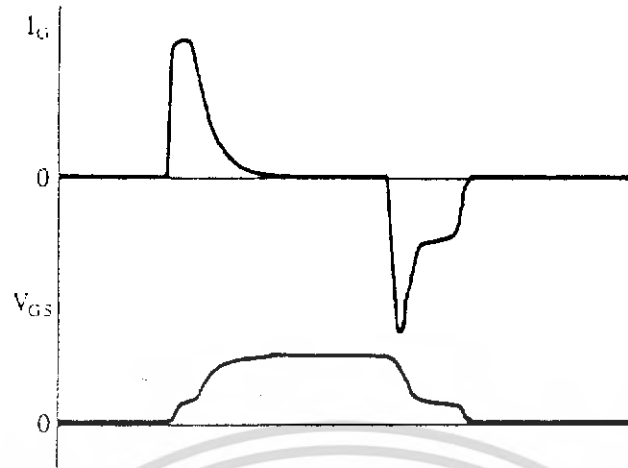


รูปที่ 2.5 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาคัด V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาคัด V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแสลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาคัดจึงมีลักษณะดังในรูปที่ 2.6

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



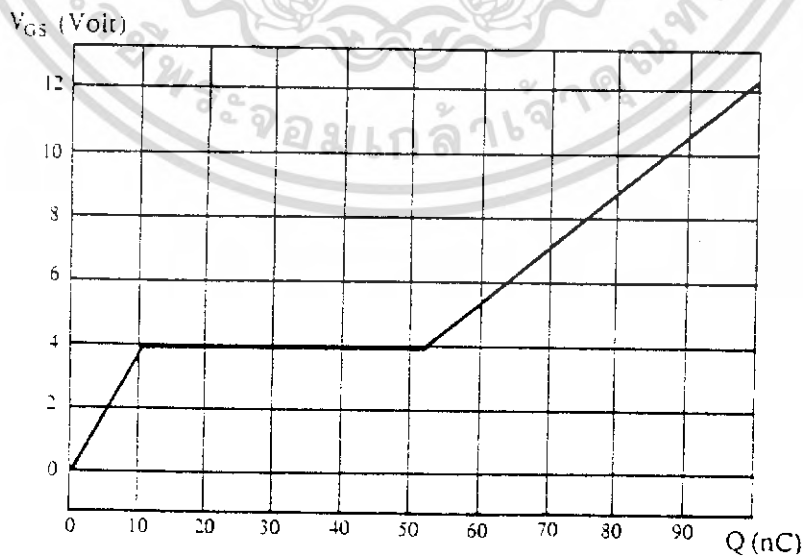
รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในค่าชิตด้วย (รูปที่ 2.7) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของ เพาเวอร์มอสเฟต

ลักษณะของกราฟแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

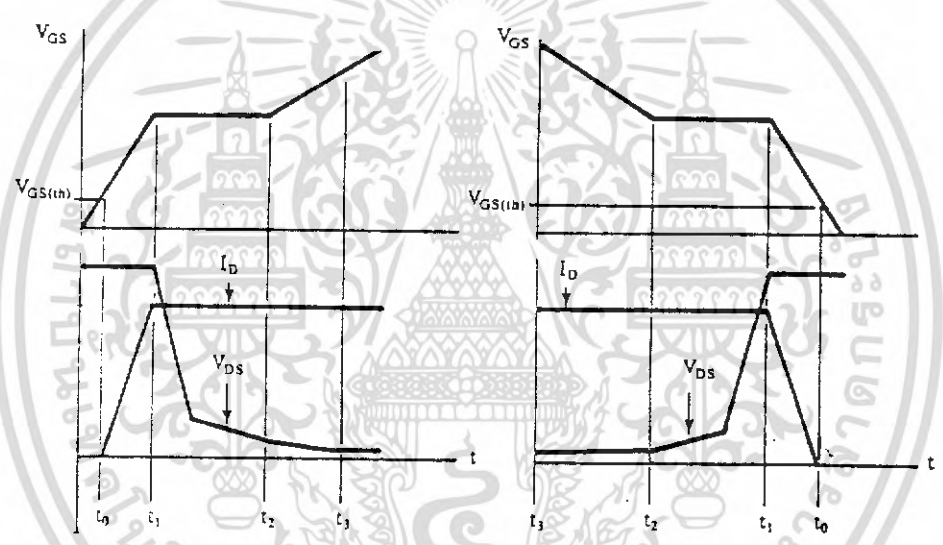
1. ช่วงเวลานำก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_0 \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) $t_2 \rightarrow t_3$



รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะเท่านั้น เมื่อผู้ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาคัด จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาคัดมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านแคว้นและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมแคว้นและซอร์ส V_{DS} มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาคัด V_{GS} จะคงที่จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างแคว้นและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาคัดด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาคัดตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก)และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาคัดทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาดำเนินการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป

จากกราฟในรูปที่ 2.7 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก $t = \frac{Q_g}{I_g}$

เมื่อ Q_g คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

I_g คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสได้นั้น จะต้องมีการซาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

พิกัดปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่พิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

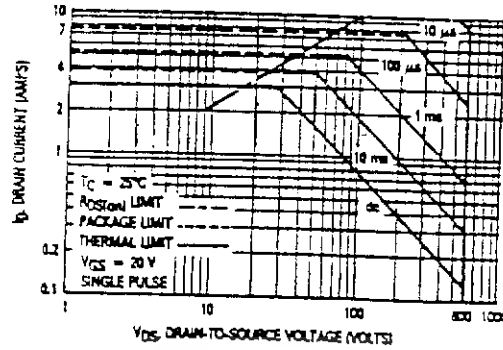
1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมแตรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain-Source Voltage)
2. ค่ากระแสแตรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส (Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 และเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิกัดของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญ และผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมถึงป้องกันการเกิดเงื่อนไขที่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเกิดพังเสียหายได้ขณะทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วย

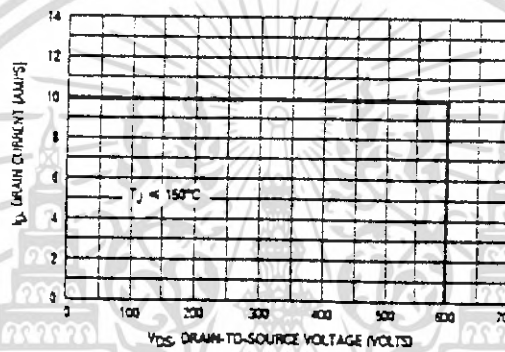
พิกัดปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็นกราฟแสดงพิกัดกระแสและแรงดันใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิกัดปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มจะนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างกราฟ SSOA แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 และเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟ FBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้วจะเห็นได้ว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่า และขีดจำกัดกำลังจะอยู่ที่ แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสแตรน I_D สูงสุดเท่านั้น



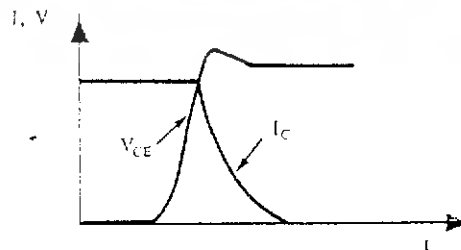
รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต (ที่มา : Motorola)



รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างกราฟพิกัดปลอดภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต (ที่มา : Motorola)

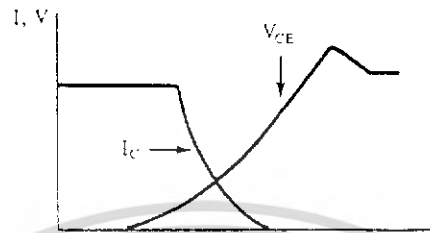
วงจรมันเบอ์ (Snubber Network)

วงจรมันเบอ์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ (ต่อพร้อมกับเพาเวอร์มอสเฟต) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ โดยกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟต เกิดขึ้นสูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแส กระแสจะตกลงช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.11 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันคคกร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอร์ดักรวมมอสเฟต (แสดงคิงรูปที่ 2.1) เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์สให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงลักษณะวงจรสับเบอร์ดักรวมเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดักรวมจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาเดรนจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ และมีแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C) จะทำให้แรงดันที่เดรนของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ตัวเก็บประจุมีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาเดรนจะถูกหน่วงออกไป เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน (คิงรูปที่ 2.12) และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทาน (R) ทิ้งไป แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C และ R ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C = \frac{I_{p(pk)} \cdot t_{OFF}}{2V_{in}}$$

$$R = \frac{t_{on(min)}}{23C}$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ = คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
การคายประจุของ C จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R สูง ตัวต้านทานจะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R อาจหาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใจ

ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ สำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้

การเลือกลักษณะแกนและชนิดของวัสดุ

วัสดุที่ทำเป็นแกนโดยทั่วไปสามารถทำเป็นแกนหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุดคือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เพราะความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กอยู่ในช่วง 3000 - 5000 เกาส์ มีการสูญเสียต่ำ ประกอบง่าย แกนเฟอร์ไรต์มีรูปร่างและขนาดมากมาย มีทั้งลักษณะที่เป็น EE, EI, EC ซึ่งใช้กับกำลังไฟสูง ๆ และแกนพอด (POT) เหมาะใช้กับกำลังไฟปานกลาง (20-200 วัตต์)

กระแสปฐมภูมิสูงสุด

$$I_p = \frac{1.6P_{out}}{V_{in}(\min)}$$

$$= \frac{1.6 \times 1200}{269}$$

$$= 7.1 \text{ A}$$

ให้ความหนาแน่นของกระแส (D) = 500 เซอร์คูลามิต / แอมป์แอมป์

$$A_e A_w = \frac{0.68 P_{out} \times D \times 10^3}{f B_{max}}$$

$$= \frac{0.68 \times 1200 \times 500 \times 10^3}{73 \times 10^3 \times 1600}$$

$$= 3.5 \text{ cm}^4$$

$$\text{เผื่อ } 50\% = 3.5 + 3.5(0.5) = 5.25 \text{ cm}^4$$

ได้แกน # EE55/42k

เนื่องจากในทางปฏิบัติแกน # EE55/42k ใช้ไม่ได้ เพราะเมื่อพันขดลวดลงไปแล้วพื้นที่พันขด

ลวดเกินพื้นที่บอบบิ้น ดังนั้นจึงเลือกแกน # EE55/55A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาจำนวนรอบ

จากข้อมูลผู้ผลิต แกน # EE55/55a มี

$$A_e = 353 \text{ mm}^2, A_w = 400 \text{ mm}^2, B_m = 200 \text{ mT}$$

$$E = 4.44fN_m A_w \text{ S.F}$$

$$N = \frac{E}{4.44fB_m A_w \text{ S.F}}$$

กำหนดให้ตัวประกอบความปลอดภัย (S.F) = 0.9

$$N_1 = \frac{310}{4.44 \times 73 \times 10^3 \times 0.2 \times 353 \times 10^{-6} \times 0.9}$$

$$= 15 \text{ รอบ}$$

$$N_2 = N_1 \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$$

คิดที่แรงดันอินพุตต่ำสุดเท่ากับ 269 Vdc คิดริบเปิ้ล ประมาณ 20 โวลต์

$$N_2 = 15 \left(\frac{96}{248} \right) = 5.8 \text{ รอบ ใช้ } 6 \text{ รอบ}$$

การหาขนาดของขดลวดทองแดง

การหาขนาดของขดลวดทองแดง หาได้โดยการหาขนาดของพื้นที่หน้าตัดของขดลวดทอง ซึ่งหาได้โดย การนำเอาค่าของกระแสคูณกับค่าความหนาแน่นของกระแส จากนั้นจึงนำไปเทียบหาขนาดของสายจากตาราง เบอร์ลวด

จากการคำนวณข้างต้นกระแสปรุขดลวดสูงสุด = 7.1 แอมป์แปร์

ฉะนั้นจึงได้ขนาดของเส้นลวดที่พันทางค้ำปรุขดลวด เบอร์ 14 AWG แต่ในที่นี้เราจะใช้ลวดเบอร์ 21 AWG จำนวน 5 เส้น

ลวดเบอร์ 21 ห้าเส้น ได้กระแสไหลต่อเส้น = $\frac{7.1}{5} = 1.42$ แอมป์แปร์

กระแสทางค้ำทุติยภูมิ = 25 แอมป์แปร์

ฉะนั้นจึงได้ขนาดของเส้นลวดที่พันทางค้ำทุติยภูมิ เบอร์ 11 AWG แต่ในที่นี้เราจะใช้ลวดเบอร์ 21 AWG จำนวน 8 เส้นต่อขด

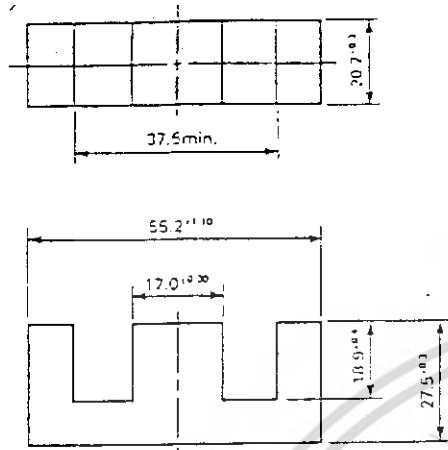
ใช้ลวดเบอร์ 21 แปดเส้นต่อขด ได้กระแสไหลต่อเส้น = $\frac{25}{8} = 3.125$ แอมป์แปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหตุที่ต้องมีการพันที่ใช้ขดลวดทองแดงมีจำนวนเส้นหลายเส้นนั้น เพื่อต้องการให้มีการให้มีการแบ่งกระแสไฟเฉลี่ยในแต่ละเส้นให้เท่ากัน เพื่อลดความร้อนและยังทำให้มีความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่หน้าตัดลดลง ซึ่งจะมีผลทำให้มีการสูญเสียทางกำลังไฟฟ้าลดลง เพิ่มประสิทธิภาพและยังลดผลของกระแสไหลที่ผิวตัวนำที่ความถี่สูง (Skin Effect)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

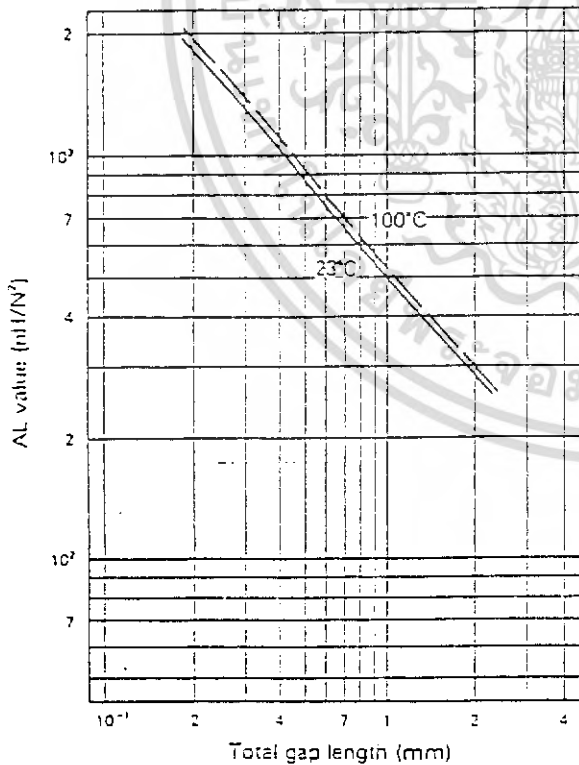


Magnetic Parameter

Core constant	C_1	0.34989 mm ⁻¹
Effective magnetic pass length	ℓ_e	124 mm
Effective cross sectional area	A_e	353 mm ²
Effective core volume	V_e	43700 mm ³
Center leg area	A_c	352 mm ²
Minimum cross sectional area (Center leg)	A_{min}	352 mm ²
Winding area of core	A_w	400 mm ²
Approx. Weight		213 g/pair
		Unit: mm

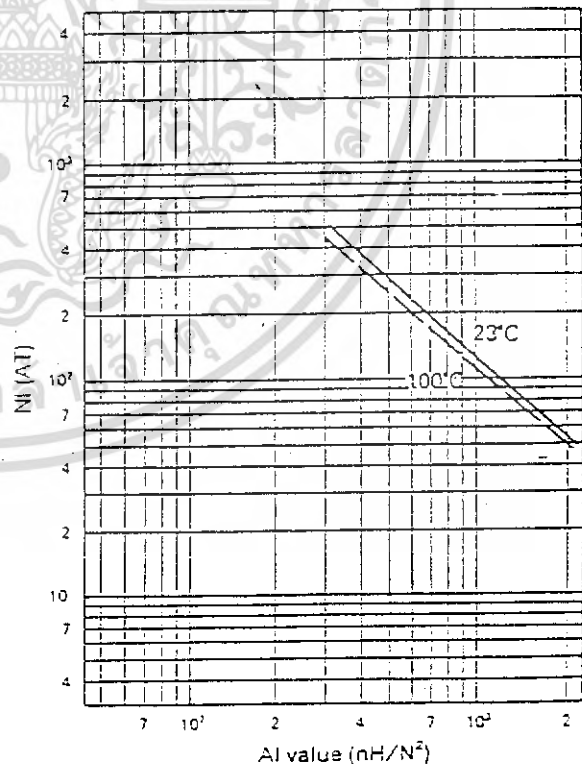
Product code	AL Value (nH/N ²)	Effective permeability μ_e	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT. (Watt)
6H20 EE55/55A	6,700 ±25% (5,025-8,375)	1,830	0	21.9

AL value vs. gap length



23°C AL = 429.8 × G^{0.79375} (nH/N²)
 G = 2449.5 × AL^{1.25863} (mm)
 100°C AL = 507.1 × G^{0.82725} (nH/N²)
 G = 1852.3 × AL^{1.29754} (mm)

NI vs. AL value



NI shows the point where the exciting current is 20% away from its extended linear part.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม้วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่ และทำซ้ำของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 10.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆ ของลวดทองแดงอบน้ำยา

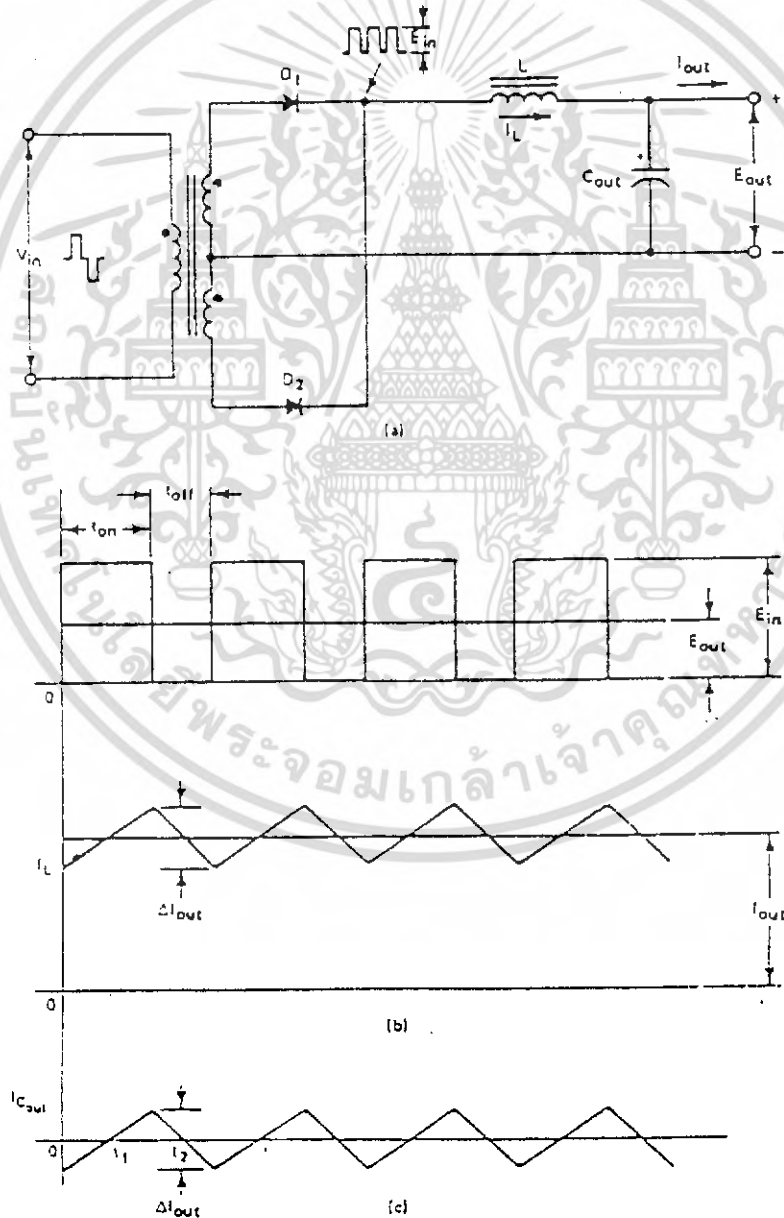
เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง (d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d ₀)	พื้นที่หน้าตัด ปกติ	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C (R _{dc})	ระยะเยื้อง ขีดค่าสุด (t _{min})
	inch	mm	mm	mm ²	Ω/m	mm
44	0.00198	0.0503	0.06604	0.00199	11,180	0.071
43	0.00222	0.0564	0.07366	0.00250	8,899	0.079
42	0.00249	0.0633	0.08128	0.00314	7,073	0.087
41	0.00280	0.0711	0.09144	0.00397	5,594	0.098
40	0.00314	0.0798	0.1041	0.00500	4,448	0.111
39	0.00353	0.0897	0.1143	0.00631	3,519	0.122
38	0.00397	0.1008	0.1295	0.00799	2,783	0.133
37	0.00445	0.1130	0.1448	0.01003	2,215	0.154
36	0.00500	0.1270	0.1626	0.0127	1,754	0.172
35	0.0056	0.1422	0.1778	0.0159	1,398	0.188
34	0.0063	0.1600	0.1981	0.0201	1,105	0.209
33	0.0071	0.1803	0.2235	0.0255	0,8700	0.236
32	0.0080	0.2032	0.2489	0.0324	0,6853	0.261
31	0.0089	0.2261	0.2743	0.0401	0,5537	0.287
30	0.0100	0.2540	0.3048	0.0507	0,4386	0.319
29	0.0113	0.2870	0.3404	0.0647	0,3435	0.356
28	0.0126	0.3200	0.3759	0.0804	0,2762	0.393
27	0.0142	0.3607	0.4191	0.1022	0,2175	0.438
26	0.0159	0.4039	0.4699	0.128	0,1735	0.491
25	0.0179	0.4547	0.5232	0.162	0,1369	0.547
24	0.0201	0.5105	0.5817	0.205	0.10860	0.608
23	0.0226	0.5740	0.6502	0.259	0.08586	0.679
22	0.0253	0.6426	0.7214	0.324	0.06852	0.754
21	0.0285	0.7239	0.8052	0.412	0.05399	0.841
20	0.0320	0.8128	0.8966	0.519	0.04283	0.937
19	0.0359	0.9119	1.003	0.653	0.03403	1.048
18	0.0403	1.024	1.118	0.823	0.02700	1.168
17	0.0453	1.151	1.247	1.040	0.02137	1.303
16	0.0508	1.290	1.389	1.308	0.01699	1.452
15	0.0571	1.450	1.557	1.652	0.01345	1.627
14	0.0641	1.628	1.737	2.082	0.010670	1.815
13	0.0720	1.829	1.943	2.627	0.008460	2.030
12	0.0808	2.052	2.172	3.308	0.006717	2.270
11	0.0907	2.304	2.431	4.168	0.005331	2.540
10	0.1019	2.588	2.720	5.261	0.004224	2.842

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8
ภาคเอาต์พุต

ในภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่ต้องการคุณภาพสูง ๆ นั้นแน่นอนย่อมจะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพดีเป็นพิเศษไม่ว่าจะเป็นไดโอดชนิด อุลตราฟาสตรีคิฟเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode) ตัวเก็บประจุแบบ ESR ต่ำๆ จนกระทั่งตัวเหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับสะสมพลังงาน (Chock) โจทางทฤษฎีนั้นก็เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นที่ภาคเอาต์พุตให้น้อยที่สุด ในภาคเอาต์พุตประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

- ไดโอดเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุต
- ตัวเก็บประจุกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต
- ตัวเหนี่ยวนำกำลัง (power chock)



รูปที่ 3.1 แสดงรูปวงจรในส่วนของภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ใช้เฉพาะกิจเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แบบ Full-Bridge และแสดงรูปสัญญาณของแรงดันและกระแส
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอดเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุต

การที่จะเลือกว่าแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะใช้วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันรูปแบบใดนั้น ย่อมขึ้นอยู่กับชนิดของแหล่งจ่ายไฟนั้นด้วย ตัวแปรที่จำเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบภาคเอาต์พุตที่น่าสนใจก็คือ อัตราทอนแรงดันไฟตรงอย่างน้อยที่สุดของไดโอดเรียงกระแส (Minimum dc blocking Voltage) ซึ่งไดโอด D1 กับ D2 จะสลับกันนำกระแสจึงเป็นผลให้กระแสจ่ายไปยังเอาต์พุตอย่างเต็มทีคอนเวอร์เตอร์แบบ ฟลูตริงค์ (ใช้ในการออกแบบ) โดยอัตราทอนแรงดันย้อนกลับ $[2.4 V_{out} (\frac{V_{inmax}}{V_{inmin}})]$ เป็นอย่างน้อย

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานที่สูญเสียในไดโอดจะเกิดได้ 2 ลักษณะ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดให้ถูกต้อง เพื่อลดการเกิดการสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนี้ด้วย

ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส ซึ่งจะมีค่าขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมันดังรูปที่ 3.2 จะแสดงตัวอย่างกราฟค่าของแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดต่อค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน โดยไดโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

$$P_D = V_P \cdot I_P \quad \text{..... 3.1}$$

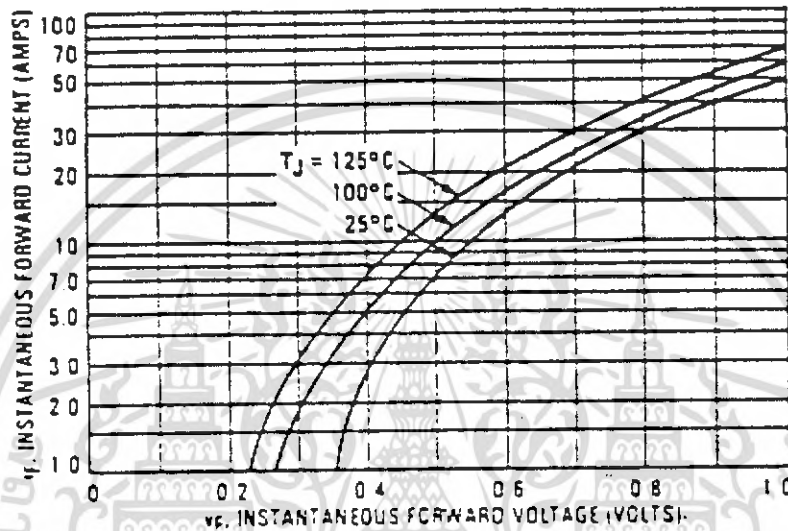
เมื่อ P_D คือ กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส
 V_P คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส
 I_P คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากกาเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับตกคร่อมได้เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้จะเรียกว่าช่วงเวลาคืนตัว (reverse recovery time) หรือ t_{rr} ลักษณะตอบสนองต่อแรงดันและกระแสของไดโอดจะเป็นดังรูปที่ 3.3

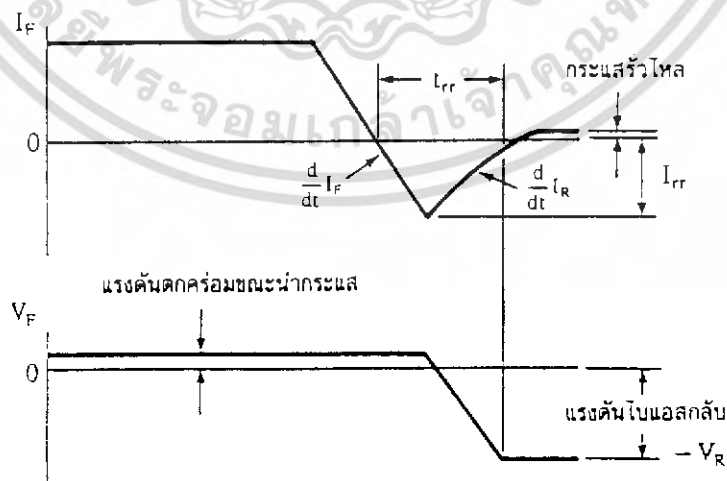
ช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} จะขึ้นอยู่กับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่าง ๆ กันจะให้ค่า t_{rr} ที่แตกต่างกันออกไปด้วย จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา t_{rr} นี้ ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้นนั้น ควรได้รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งของไดโอดก็คือ ความนุ่มนวลในการคืนตัว (softness recovery) ที่ความถี่สูง ๆ ลักษณะการคืนตัวของไดโอดจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน RFI ของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ค่าความนุ่มนวลในการคืนตัวของไดโอด จะกำหนดโดยค่าความชันที่ขอบขาขึ้นของกระแสในช่วงเวลาคืนตัว $[\frac{dI_R}{dt}]$ ไดโอดที่มีค่าความชันน้อยๆ จะมีลักษณะการคืนตัวอย่างนุ่มนวลและให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI เกิดขึ้นต่ำๆ แต่จะมีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} มาก และเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากด้วย



รูปที่ 3.2 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังงานสูญเสียในไดโอดในช่วงนี้จะมีค่า $P_D = V_F I_F$



รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นประโยชน์ประการใด ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของไดโอดที่คิดในการเรียงกระแสสำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ คือ

1. ต้องมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำที่สุด
2. มีความเร็วในการสวิตซ์สูง
3. มีความสามารถในการทนแรงดันได้สูง

เป็นผลทำให้ไดโอดที่จะนำมาใช้เป็นวงจรเรียงกระแสจำเป็นต้องใช้ไดโอดชนิดพิเศษซึ่งไดโอดเรียงกระแสที่พบแพร่หลายในแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์มีอยู่หลายชนิด แต่จะขอกล่าวเฉพาะ อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีช่วงเวลากินตัว t_n ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาทีและอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลท์ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส V_f ของไดโอดอยู่ในช่วงประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลท์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด แสดงไว้ในรูปที่ 3.2

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดชนิดจึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลท์ขึ้นไป

การระบายความร้อนของไดโอดเรียงกระแสด้านเอาต์พุต

ขณะที่ไดโอดนำกระแสสูง ๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นเนื่องจากไดโอดมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อ การใช้งานไดโอดจะต้องใช้แผ่นระบายความร้อน เพื่อระบายความร้อนให้กับไดโอดด้วย ปกติไดโอดจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุด T_j อยู่ที่ 150°C ผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงความสามารถในการนำกระแสที่อุณหภูมิตัวถังต่างๆ ของไดโอดมาในคาตาลีค ก่อนการใช้งานไดโอดจะต้องพิจารณาขนาดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมให้มันด้วย เพื่อป้องกันหารพังเสียหายเนื่องจากความร้อนและฮิสทอรีการทำงานของไดโอด

การคำนวณอัตราทนกระแสอย่างน้อยและอัตราทนแรงดันไฟตรงย้อนกลับของไดโอด

$$\begin{aligned} \text{อัตราทนกระแสอย่างน้อยของไดโอดแต่ละตัว} &= \frac{I_{OULMAX}}{2} \\ &= \frac{20}{2} \\ &= 10 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{อัตราทนแรงดันไฟตรงย้อนกลับ} &= 2.4 V_{out} \left(\frac{V_{inmax}}{V_{inmin}} \right) \\ &= 2.4 \times 48 \left(\frac{1414}{1131} \right) \\ &= 144 \text{ v} \end{aligned}$$

พิจารณาการเลือกใช้ไดโอดโดยดูคุณสมบัติของไดโอด จากข้อมูลของผู้ผลิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต

ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตนั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากก็คืออัตรา
ทนกระแสขณะใช้งานสูงสุด ความถี่ในการสวิตชิง และชนิดของคอนเวอเตอร์ที่ใช้ ปัจจุบันนิยมใช้ตัวเก็บประจุ
แบบอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic Capacitor) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้
จะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของ
ตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่าสูงๆ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตาม เป็นผลทำให้เกิดความร้อน
และอายุการใช้งานสั้นลง

ในการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตนั้น จากรูปที่ 3.1c แสดงรูปสัญญาณกระแสที่ตัวเก็บ
ประจุเอาต์พุต (I_{out}) สังเกตพบว่าทิศทางที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่ง
กลางของช่วงเวลาที่คางจร และสิ้นสุดที่เวลา t_2 ซึ่งก็เป็นกึ่งกลางของช่วงเวลาที่คางจร จากการเปลี่ยนแปลงของ
กระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลให้เกิดแรงดันกระเพื่อม (ΔV_o) มีค่าดังสมการข้างล่าง

$$V_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int_{t_1}^{t_2} i dt \quad \text{----- 3.2}$$

กระแสเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา t_1 และ t_2 เท่ากับ $\left(\frac{\Delta I_{out}}{2} \right)$ หรือ $\left(\frac{\Delta I_{out}}{4} \right)$

ดังนั้นจากสมการ 3.2 จะได้

$$\begin{aligned} V_{out} &= \left(\frac{I_{out}}{4C_{out}} \right) T \\ &= \left(\frac{\Delta I_{out}}{8C_{out}} \right) T \\ &= \frac{\Delta I_{out}}{8fC_{out}} \end{aligned}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาทั้งหมดของ T_{on} และ T_{off} จัดรูปแบบของสมการใหม่ เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุ
เอาต์พุตต่ำสุดคือ

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

ฟลูบรีคจ็คอนเวอเตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อ
เนื่องทำให้ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงไม่จำเป็นต้องมีค่าสูงนัก แต่ในกรณี
ที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด ค่าแรงดันกระเพื่อมจะมีค่าสูงมาก ซึ่งอาจเกินข้อกำหนดสำหรับการ
ใช้งานสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายในงานบางประเภท ดังนั้นในทางปฏิบัติการเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงขึ้น
อยู่กับค่า ESR ของมันนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต (Output Power Inductor)

ในส่วนของการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตนั้น มีลักษณะคล้ายกับการออกแบบภาคกรองแรงดัน โดยตัวเหนี่ยวนำนี้มีหน้าที่หลักอยู่ 2 หน้าที่ คือ

1. เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาเปิดวงจร ในทางทฤษฎีแล้วก็เพื่อเป็นตัวรักษาให้มีการจ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
2. เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ และลดแรงดันรบกวนที่เอาต์พุตให้อยู่ในระดับแรงดันที่ยอมรับได้

วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนตัวเหนี่ยวนำมาก ได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนไอรอนเพาเคอร์ (Iron Power) และแกนมอลิเพอร์มอลลอย (Molypermalloy, MPP) ซึ่งแกนทั้งหมดนี้ล้วนมีคุณสมบัติที่ตีความเหมาะสมกับงานด้านการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา น้ำหนัก ขนาด รูปร่าง ตลอดจน แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้งหนึ่ง

แกนไอรอนเพาเคอร์ ส่วนใหญ่จะผลิตมาในรูปแบบทอรอยด์ (Toroid) เนื่องจากแกนแบบนี้เหมาะที่จะทำเป็นตัวเหนี่ยวนำกำลัง (Power Choke) เนื่องจากมีคุณสมบัติดังนี้

1. ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอินตัวสูงสุด (B_{sat}) 8000 G
2. เก็บสะสมพลังงานได้มากกว่า
3. มีขนาดให้เลือกใช้มาก

ขั้นตอนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตจากทฤษฎีไฟฟ้าพื้นฐาน แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{----- (3.3)}$$

ซึ่ง $V_L = E_{in} - E_{out}$

และ $di = \Delta I_L$

ดังนั้นสมการ (4.1) แก้สมการ เพื่อหาค่า L ได้ดังนี้

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) \Delta t}{\Delta I_L} \quad \text{----- (3.4)}$$

ในกรณีของ Converter แบบ Half-Bridge หรือ Full-Bridge แรงดันอินพุต (E_{in}) จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันเอาต์พุต (E_{out}) ที่แรงดันค่านขดปฐมภูมิสูงสุด (V_{in})

ดังนั้น $E_{out} = E_{in} - E_{out}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงเวลาที่สวิตช์ทำงานสลับกัน จะมีช่วงเวลานิ่งที่สวิตช์หยุดทำงานพร้อมกัน เท่ากับ Dead Time สูงสุด หรือ ช่วง t_{off} ที่เกิดขึ้นนั่นเอง

$$t_{off} = \frac{1}{2} \left[\frac{(1 - E_{out} / E_{in})}{f} \right] \quad \text{..... (3.5)}$$

ในทางปฏิบัติเพื่อให้ได้เอาต์พุตที่ราบเรียบ ΔI_L จะต้องมีค่าไม่เกิน 0.25 ของกระแสเอาต์พุต ดังนั้นสมการ (1) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$L = \frac{E_{out} \cdot T_{off}}{0.25 I_{out}} \quad \text{..... (3.6)}$$

หาค่าพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ (Energy Storage)

$$E_s = \frac{1}{2} L I^2$$

เลือกขนาดของแกนตัวเหนี่ยวนำจากกราฟพลังงานสะสม-จำนวนรอบขดกระแสเอาต์พุต (NI) ของแกนตัวเหนี่ยวนำจากข้อมูลของผู้ผลิต เมื่อ ได้ขนาดของแกนก็จะ ได้จำนวนรอบจากกราฟเมื่อ ได้ขนาดของแกนเหนี่ยวนำก็สามารถหาจำนวนรอบจากสูตร

$$N = \left[\frac{\text{desired}(\eta H)}{(A_L)(\% \mu i)} \right] \quad \text{(ที่มา Micrometals Tron Power Cores)}$$

$$A_L = 164 \quad \text{(ได้จากข้อมูลผู้ผลิต)}$$

การออกแบบหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้งานจากสูตร (3.5) , (3.6) ข้างต้น

$$t_{off} = \frac{(1 - (48 / 96))}{2 \times 73 \times 10^3}$$

$$= 3.42 \mu s$$

ในการออกแบบใช้งานกำหนดให้ ΔI_L ให้เป็น $0.1 I_{out}$

$$L = \frac{48 \times 3.42 \times 10^{-6}}{0.1 \times 25}$$

$$= 65.7 \mu H$$

$$\text{พลังงานสะสม} = \frac{1}{2} \times 65.7 \times 10^{-6} \times 25^2$$

$$= 20530 \mu J$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟแกนตัวเหนียวนำเทือกแกนเบอร์ T 225-26B ได้จำนวนรอบ

$$\begin{aligned} NI &= 575 \text{ รอบ / แอมป์} \\ N &= \frac{575}{20} = 28 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

หรือคำนวณจากสูตรได้

$$\begin{aligned} N &= \left(\frac{64,000}{160 \times 0.58} \right)^{1/2} \\ &= 26 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เปรียบเทียบจากการใช้ สูตรคำนวณกับใช้ข้อมูลจากผู้ผลิต (data sheet) ได้ค่าใกล้เคียงกัน
ซึ่งใช้ได้ในช่วง 26 - 28 รอบ

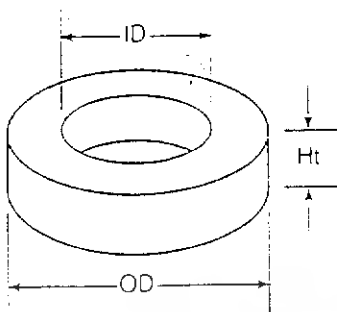


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOROIDAL CORES

COLOR CODE

- 2 Red/Clear
- 8 Yellow/Red
- 18 Green/Red
- 26 Yellow/White
- 28 Gray/Green
- 33 Gray/Yellow
- 40 Green/Yellow
- 52 Green/Blue



TYPICAL PART NO.

T 106 - 26

OD in 100th inches
 Micrometals Mix No.
 Letter Indicates Alternate Height
 Code Area For Other Characteristics

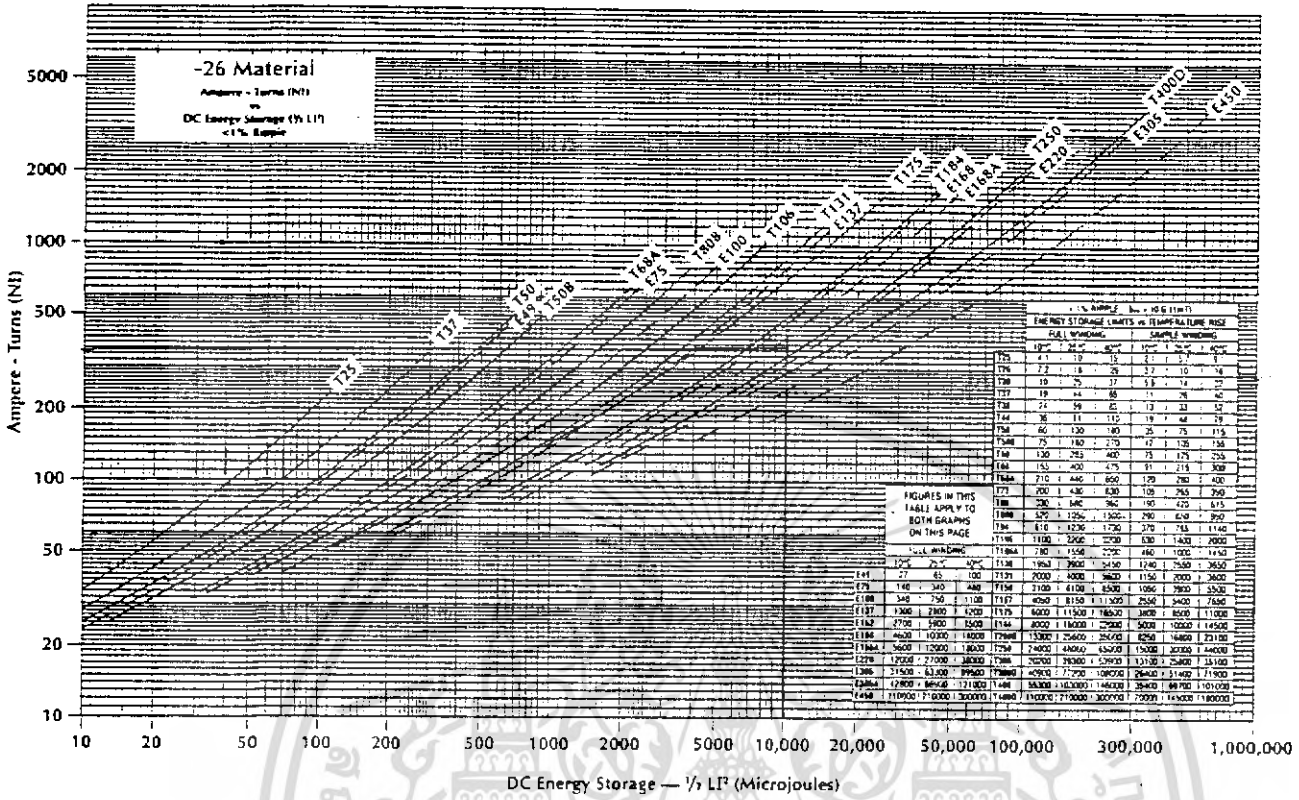
Refer to page 3 for tolerances.

Note: For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for RF applications.

MICROMETALS Part No.	A _t nH/N ²	MAGNETIC DIMENSIONS					
		OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	l cm	A cm ²	V cm ³
T225-2B	21.5	2.250/57.2	1.405/35.7	1.000/25.4	14.6	2.59	37.8
T225-26B	160.0						
T225-52B	155.0						
T250-18	177.0	2.500/63.5	1.250/31.8	1.000/25.4	15.0	3.84	57.4
T250-26	242.0						
T250-40	194.0						
T250-52	242.0						
T300-2	11.4	3.040/77.2	1.930/49.0	.500/12.7	19.8	1.68	33.4
T300-8/90	37.0						
T300-18	58.0						
T300-26	80.0						
T300-28	23.0						
T300-33	34.5						
T300-40	71.0						
T300-52	80.0						
T300-2D	22.8	3.040/77.2	1.930/49.0	1.000/25.4	19.8	3.38	67.0
T300-26D	160.0						
T300-28D	46.0						
T300-33D	69.0						
T300-40D	142.0						
T400-2	18.0	4.000/102	2.250/57.2	.650/16.5	25.0	3.46	86.4
T400-8/90	60.0						
T400-18	96.0						
T400-26	131.0						
T400-28	40.5						
T400-33	55.0						
T400-40	115.0						
T400-52	131.0						
T400-2D	36.0	4.000/102	2.250/57.2	1.300/33.0	25.0	6.85	171
T400-26D	262.0						
T400-28D	81.0						
T400-33D	110.0						
T400-40D	230.0						
T520-2	20.0	5.200/132	3.080/78.2	.800/20.3	33.1	5.24	173
T520-26	149.0						
T520-28	45.0						
T520-33	65.0						
T520-40	119.0						
T520-52	149.0						
T520-28D	90.0	5.200/132	3.080/78.2	1.600/40.6	33.1	10.5	347
T520-40D	240.0						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม้วารณิใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 Toroid Iron Powder

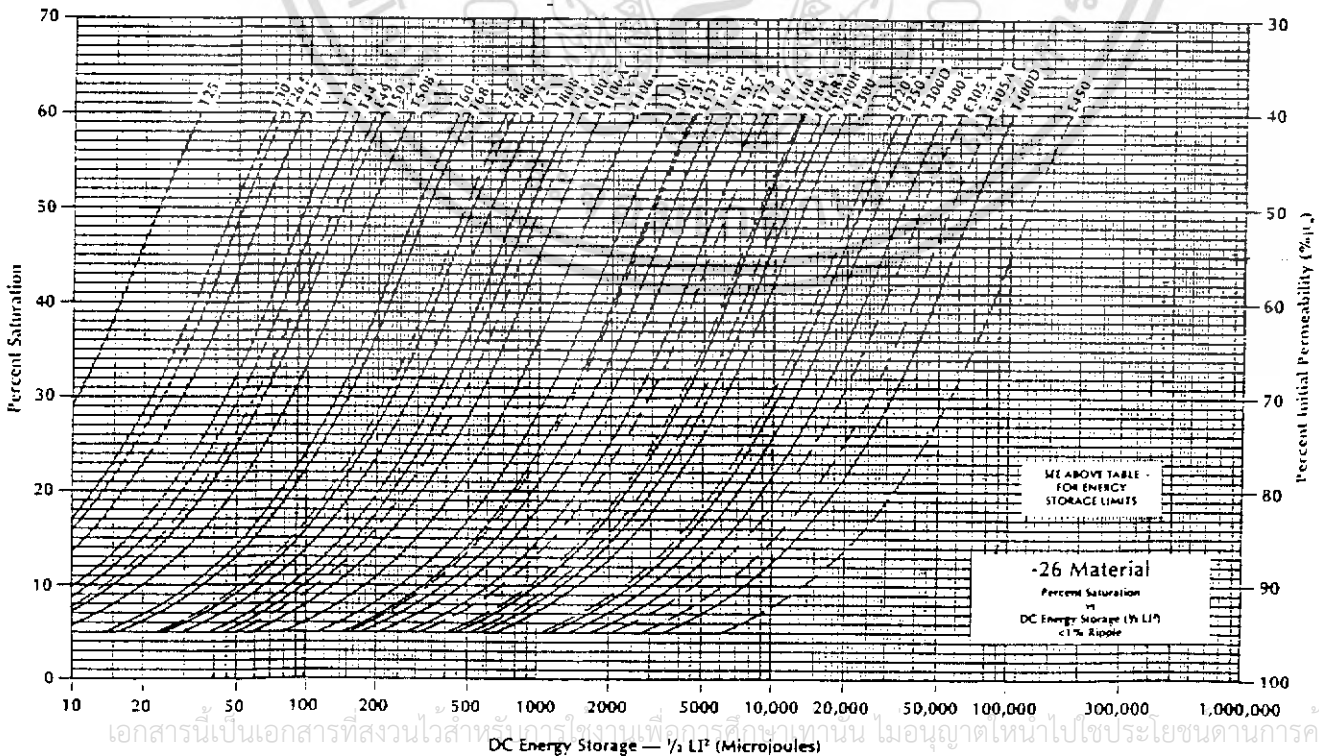
DC APPLICATIONS



QUICK REFERENCE A₁ VALUES FOR -26 MATERIAL

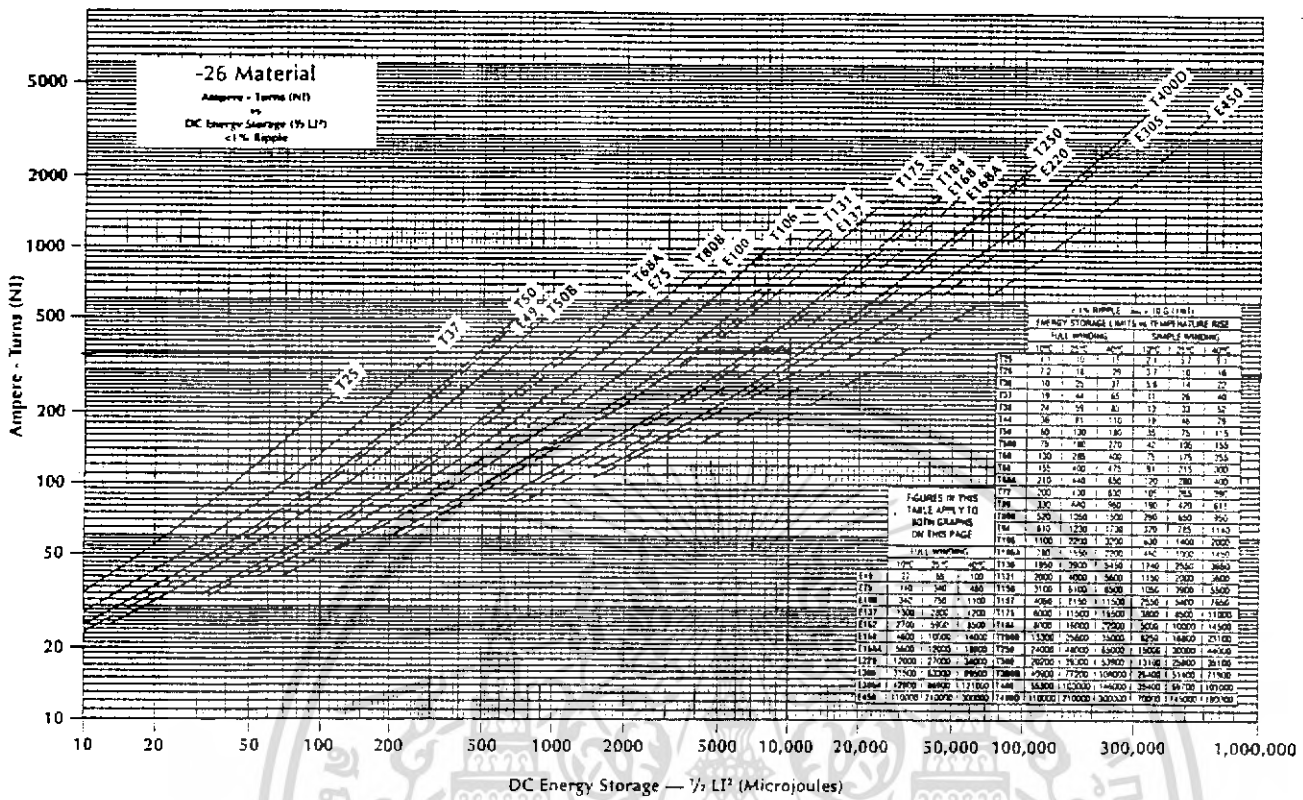
PART NO.	T25	T26	T30	T37	T38	T44	T50	T50B	T60	T68	T72	T80	T80B	T94	T106	T106A	T130	T131	T150	T157
A ₁ VALUE	24.5	27.0	33.5	28.5	49.0	37.0	33.0	43.5	50.0	43.5	90.0	46.0	71.0	60.0	93.0	67.0	81.0	116	96.0	100

PART NO.	T175	T184	T200B	T250	T300	T300D	T400	T400D	E49	E75	E100	E137	E162	E168	E168A	E220	E305	E305A	E450
A ₁ VALUE	105	169	160	242	80	160	131	262	38.0	64.0	92.0	134	210	195	232	286	287	362	550



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ออกสิทธิความหมาย ไม่นอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 บริษัท ผลิตและจำหน่ายชิ้นส่วนรถยนต์ จำกัด (มหาชน) ผลิตและจำหน่ายชิ้นส่วนรถยนต์

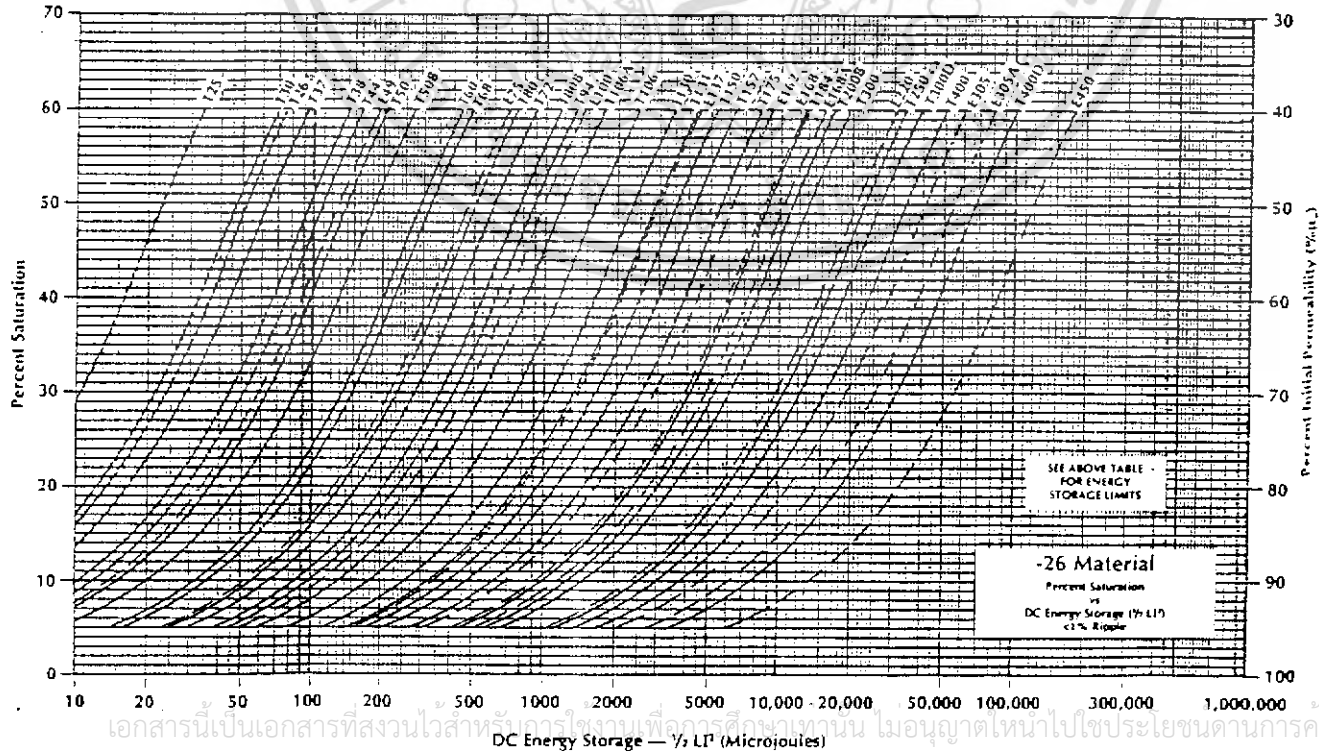
DC APPLICATIONS



QUICK REFERENCE A₁ VALUES FOR -26 MATERIAL

PART NO.	T25	T26	T30	T37	T38	T44	T50	T50S	T60	T68	T72	T80	T80S	T94	T106	T106A	T130	T131	T150	T157
A VALUE	24.5	57.0	33.5	28.5	49.0	37.0	33.0	43.5	50.0	43.5	90.0	46.0	71.0	60.0	93.0	67.0	81.0	116	96.0	100

PART NO.	T175	T184	T200B	T250	T300	T300D	T400	T400D	E49	E75	E100	E137	E162	E168	E168A	E220	E305	E305A	E450
A VALUE	105	169	160	242	80	160	131	262	38.0	64.0	92.0	134	210	195	232	285	287	382	550



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ออกจากร้านเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DC Inductor Examples

This table assumes < 1% ripple current. The presence of significant ripple current will result in both greater inductance and higher operating temperature.

TOROIDAL CORES: SINGLE LAYER WINDINGS									
DC CURRENT WIRE SIZE PART #	1.0 amps #20 AWG	2.5 amps #24 AWG	5.0 amps #20 AWG	7.5 amps #18 AWG	10 amps #16 AWG	15 amps #14 AWG	20 amps #12 AWG	30 amps #10 AWG	
T50-52	94 µH 59 TURNS	30.7 µH 37 TURNS	10.2 µH 22 TURNS	5.0 µH 16 TURNS	2.8 µH 12 TURNS	1.3 µH 8 TURNS	0.7 µH 6 TURNS	0.2 µH 3 TURNS	
T68-52A	250 µH 74 TURNS	81.6 µH 46 TURNS	27.6 µH 20 TURNS	16.7 µH 21 TURNS	8.3 µH 16 TURNS	4.4 µH 12 TURNS	2.1 µH 8 TURNS	0.8 µH 5 TURNS	
T90-52	680 µH 115 TURNS	224 µH 72 TURNS	74.0 µH 44 TURNS	40.9 µH 34 TURNS	23.6 µH 26 TURNS	13.0 µH 20 TURNS	7.3 µH 15 TURNS	3.7 µH 11 TURNS	
T106-52	1,080 µH 118 TURNS	362 µH 74 TURNS	124 µH 46 TURNS	69.3 µH 36 TURNS	39.0 µH 27 TURNS	21.3 µH 21 TURNS	11.4 µH 15 TURNS	5.8 µH 11 TURNS	
T131-52	1,660 µH 134 TURNS	550 µH 85 TURNS	188 µH 52 TURNS	107 µH 47 TURNS	63.0 µH 32 TURNS	33.3 µH 24 TURNS	18.8 µH 19 TURNS	9.2 µH 13 TURNS	
T157-52	3,320 µH 204 TURNS	1,090 µH 129 TURNS	380 µH 81 TURNS	213 µH 64 TURNS	127 µH 50 TURNS	69.3 µH 39 TURNS	40.1 µH 30 TURNS	21.5 µH 23 TURNS	
T184-52	5,400 µH 202 TURNS	1,790 µH 129 TURNS	624 µH 81 TURNS	345 µH 63 TURNS	210 µH 50 TURNS	114 µH 38 TURNS	65.0 µH 29 TURNS	34.0 µH 22 TURNS	
T250-52	14,800 µH 270 TURNS	4,960 µH 172 TURNS	1,720 µH 108 TURNS	978 µH 86 TURNS	591 µH 67 TURNS	332 µH 59 TURNS	195 µH 41 TURNS	102 µH 31 TURNS	
T400-52	26,100 µH 494 TURNS	8,690 µH 317 TURNS	3,100 µH 201 TURNS	1,760 µH 160 TURNS	1,050 µH 126 TURNS	590 µH 100 TURNS	347 µH 70 TURNS	190 µH 61 TURNS	
E CORES: FULL BOBBIN WINDINGS									
DC CURRENT WIRE SIZE PART #	2.5 amps #20 AWG	5.0 amps #18 AWG	10 amps #14 AWG	15 amps #12 AWG	20 amps #11 AWG	30 amps FOIL	50 amps FOIL	100 amps FOIL	
E137-52	976 µH 112 TURNS	348 µH 71 TURNS	64.0 µH 29 TURNS	25.8 µH 18 TURNS	15.3 µH 14 TURNS	8.7 µH 11 TURNS	3.4 µH 7 TURNS	0.7 µH 3 TURNS	
E168-52	4,000 µH 212 TURNS	1,420 µH 136 TURNS	260 µH 55 TURNS	105 µH 34 TURNS	64.0 µH 27 TURNS	41.1 µH 20 TURNS	9.2 µH 10 TURNS	3.0 µH 6 TURNS	
E220-52	11,700 µH 303 TURNS	4,080 µH 194 TURNS	760 µH 70 TURNS	311 µH 49 TURNS	190 µH 39 TURNS	88.9 µH 27 TURNS	32.0 µH 16 TURNS	8.0 µH 8 TURNS	

* Based on max temperature rise of 40°C due to copper loss.

สงวนลิขสิทธิ์ © 1998 บริษัท ไทย อิเล็กทรอนิกส์ จำกัด
 Thai Electronics Co., Ltd. Iron Powder Core Inductor Winding Tables

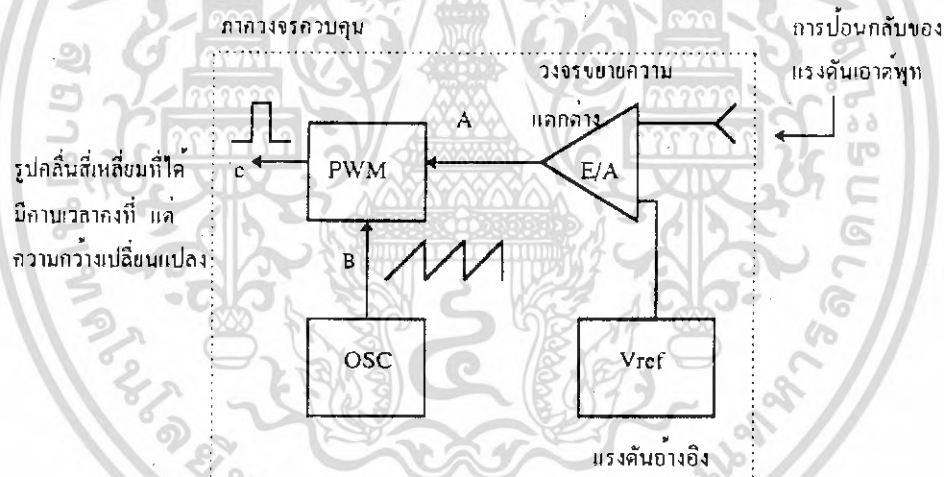
บทที่ 4

วงจรควบคุม

ในส่วนของวงจรควบคุมนี้ ใช้การควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน (Voltage Mode Control) ซึ่งใช้เทคนิคของพัลส์วีกต์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM ซึ่งใช้ใน ไอซี เบอร์ TL - 494

หลักการเบื้องต้นของการควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 1



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

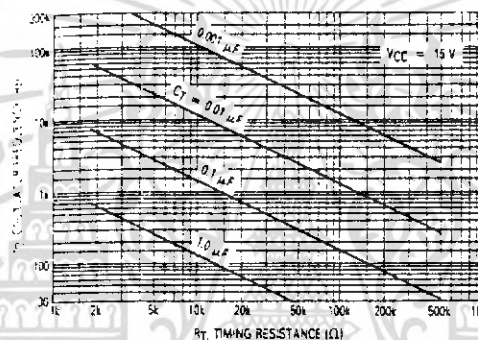
จากรูป วงจรจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจร เพื่อตรวจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนจะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดค่าเวลาการทำงาน

วงจรของ TL - 494 เป็นวงจร PWM ที่มีควมถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_t และ C_t จากภายนอกที่ขา 6 และที่ 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_t \cdot C_t}{1.1}$$

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY
versus TIMING RESISTANCE

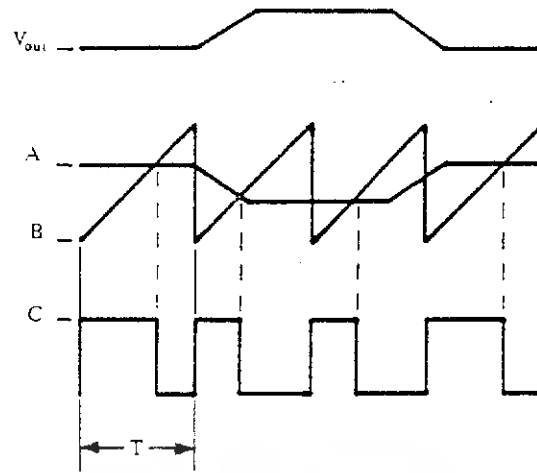


รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_t C_t ในการกำหนดความถี่

การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 8 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ "Low" เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น "Low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายความแตกต่าง ทั้ง 2 ตัว นั่นคือ แรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

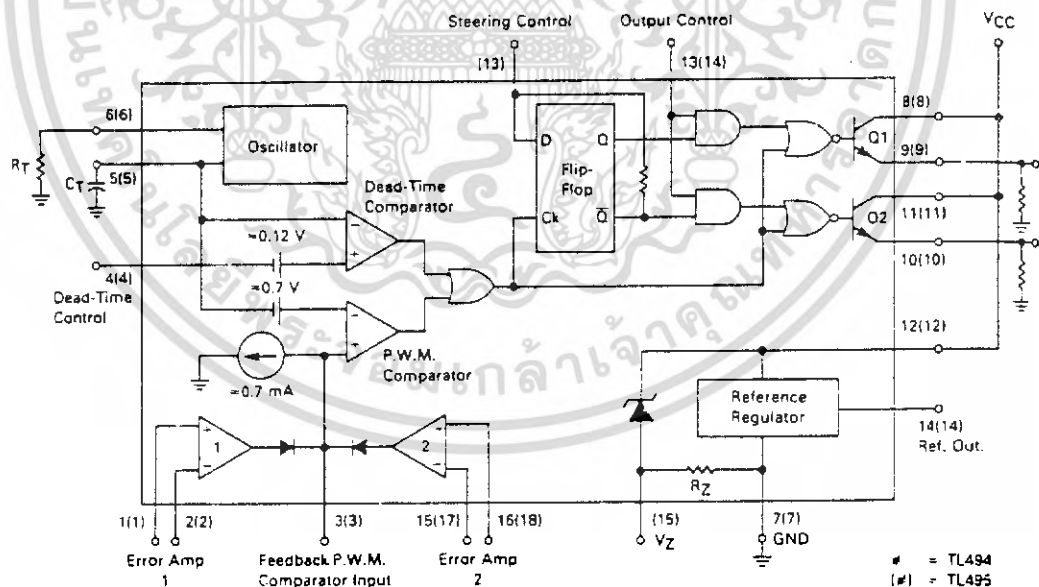
ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุด หรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรขยายความแตกต่างทั้งสองตัวจะมีช่วงขาของอินพุตคอมมอนโหมค ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc} - 2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของ คอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรขยายความแตกต่างทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ "High" (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้วงจรขยาย ความแตกต่าง ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี เอกสารนี้มุ่งเน้นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและพื้นเลื้อยตามรูปที่ 1

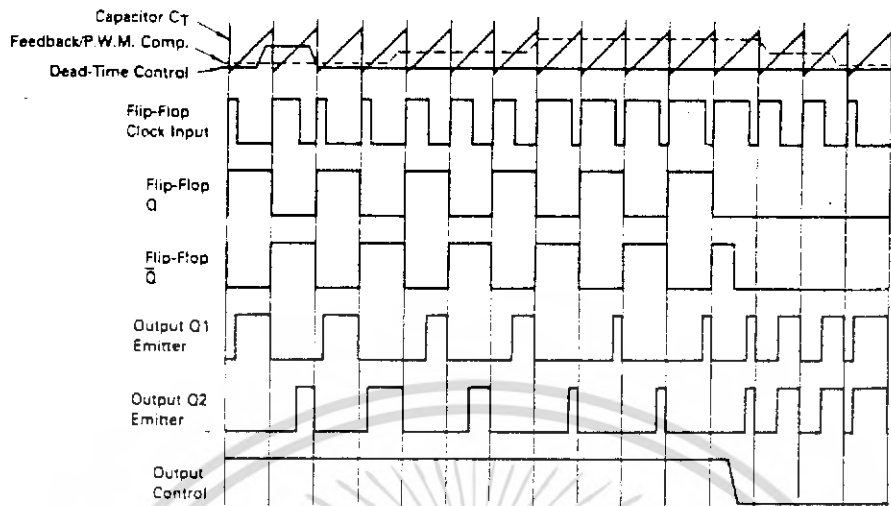
ไอซีเบอร์ TL - 494 สำหรับโหมคควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL - 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมคควบคุมแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL - 494 แสดงในรูปที่ 3 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



รูปที่ 4.3 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL - 494 (ที่มา : MOTOROLA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL - 494

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (T_b)

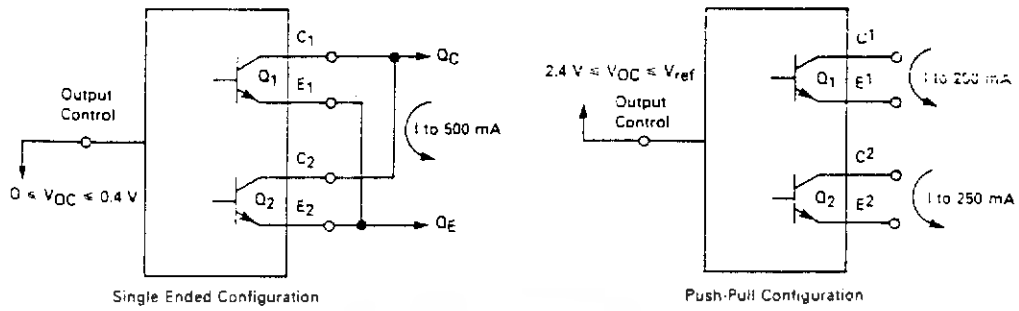
TL - 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเมื่อ (T_b) ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 ไมโครวินาทีของค่าคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{on} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

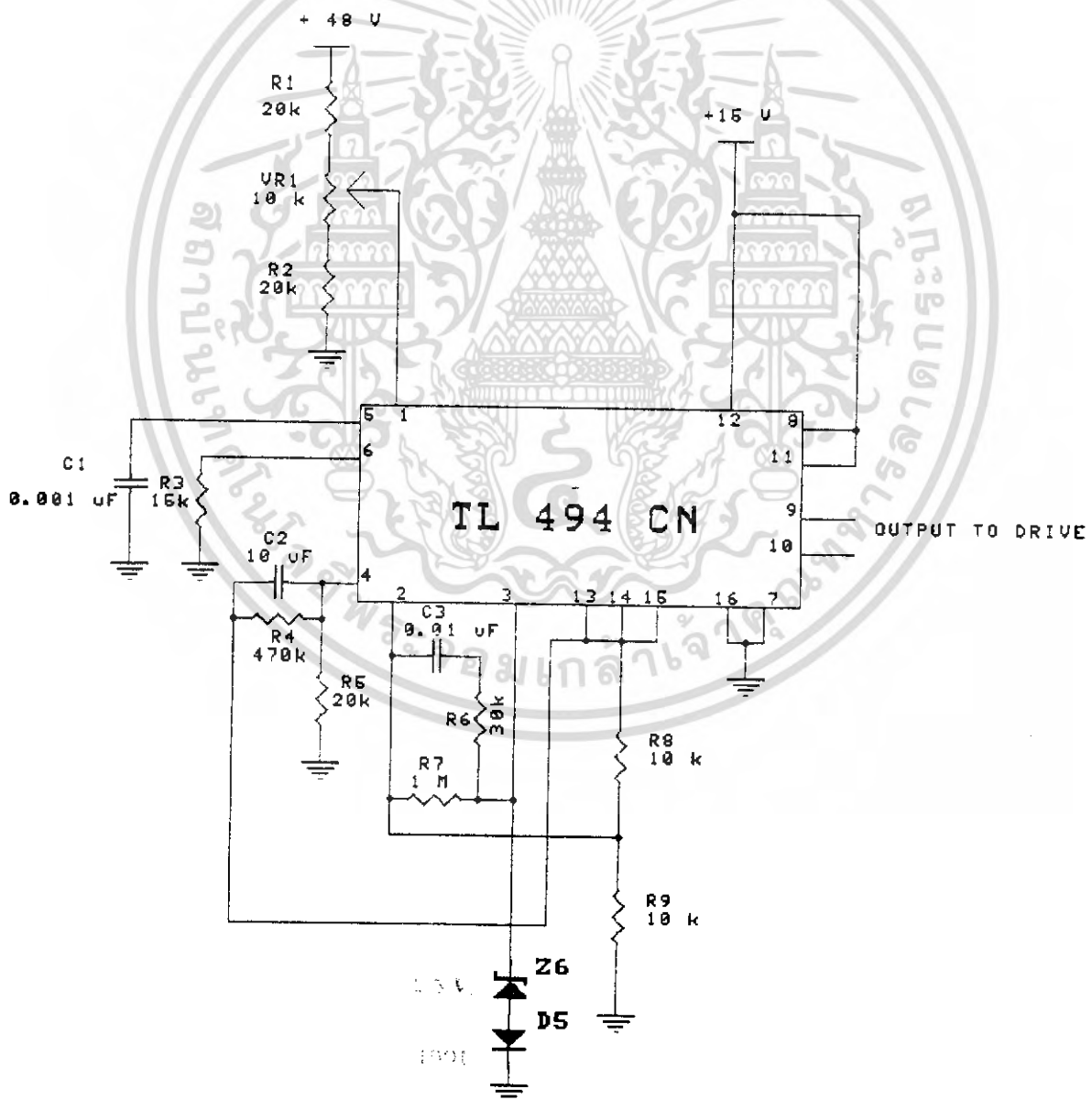
เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_t คลาสประจุเอาต์พุตของ Dead - Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_t มีสถานะเป็น "High" และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip - Flop เพื่อรับขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณ ฟันเลี้ยวของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ขงเล็ก Flip - Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกัน และสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้กระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลี้ยวไอซี (ช่วงเวลาน่ากระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา) แสดงดังรูปที่ 5

TL - 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{cc} \leq 40$ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 °C

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะการเลือกใช้อัตต์พุตของ TL - 494

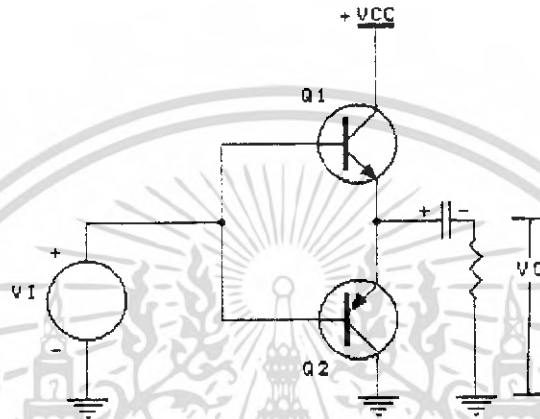


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.7 แสดงรูปวงจรควบคุมที่ใช้งานจริง ซึ่งผลิตความถี่ใช้งาน 73 กิโลเฮิรตซ์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายแบบคอมพลิเมนต์ารี

เนื่องจากว่ากำลังที่ออกมาจาก TL494 PWM มีกำลังไม่พอที่จะสามารถขับเพาเวอร์มอสเฟตได้ จึงต้องใช้วงจรขยายแบบคอมพลิเมนต์ารีเพื่อช่วยในการที่จะสามารถขับเพาเวอร์มอสเฟตได้

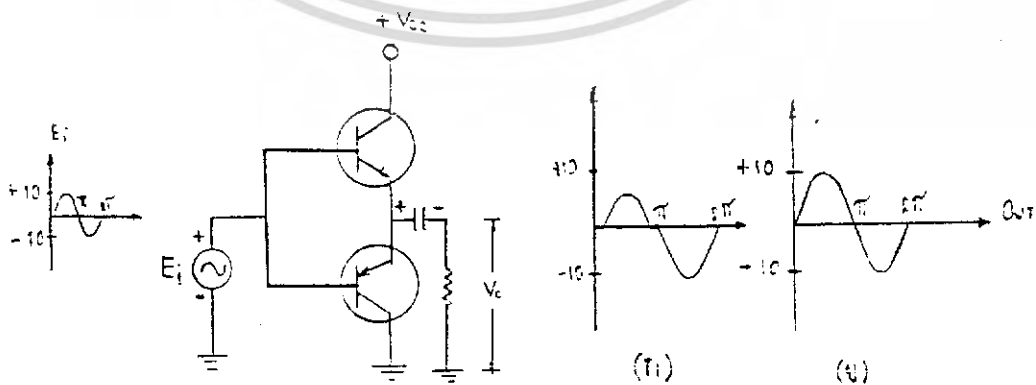
พื้นฐานของวงจรขยายแบบคอมพลิเมนต์ารี ชนิด OTL ในรูปที่ 1 จะพบว่าเป็นการใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือ Q1 และ Q2 เป็นตัวขยาย โดยที่ Q1 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ Q2 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP สัญญาณอินพุต (Ei) ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์ทั้งคู่พร้อมกัน



รูปที่ 4.8 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรขยายแบบคอมพลิเมนต์ารี แบบ OTL

สมมติให้อินพุตเป็นขั้วบวก, ลมดังรูปที่ 1 Q1 เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN จะเริ่มทำงานเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นบวก ส่วน Q2 จะไม่ทำงาน จนกระทั่ง สัญญาณอินพุตเป็นลบ Q2 ก็จะเริ่มทำงาน และในทำนองเดียวกัน Q1 จะไม่ทำงาน เนื่องจากอินพุตเป็นลบ และจะทำงานเช่นนี้สลับกันไปเรื่อย ๆ ซึ่งเป็นการทำงานในลักษณะของคลาส B

สังเกตได้ว่า Q1 และ Q2 จะต้องมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ผลักกันที่เป็นคนละชนิดกันเท่านั้น จึงจะก่อให้เกิดแรงดันเอาต์พุต คือ V_o ตกลงคร่อม R_L มีค่าเท่ากับในช่วงสัญญาณอินพุตเป็นบวกและลบ ถ้าหากทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 มีคุณสมบัติไม่เหมือนกันแล้ว เอาต์พุตของวงจรจะเกิดการบิดเบี้ยว (distortion) ดังรูปที่ 2 (ก) เมื่อ Q1 และ Q2 มีคุณสมบัติเหมือนกันแล้วเอาต์พุตจะไม่เกิดบิดเบี้ยว ดังรูป 2 (ข)



รูปที่ 4.9 (ก) วงจรขยายพื้นฐานแบบคอมพลิเมนต์ารีชนิด OTL เมื่อ Q1 และ Q2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า มีคุณสมบัติไม่เหมือนกัน (ข) เมื่อ Q1 และ Q2 มีคุณสมบัติเหมือนกัน ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

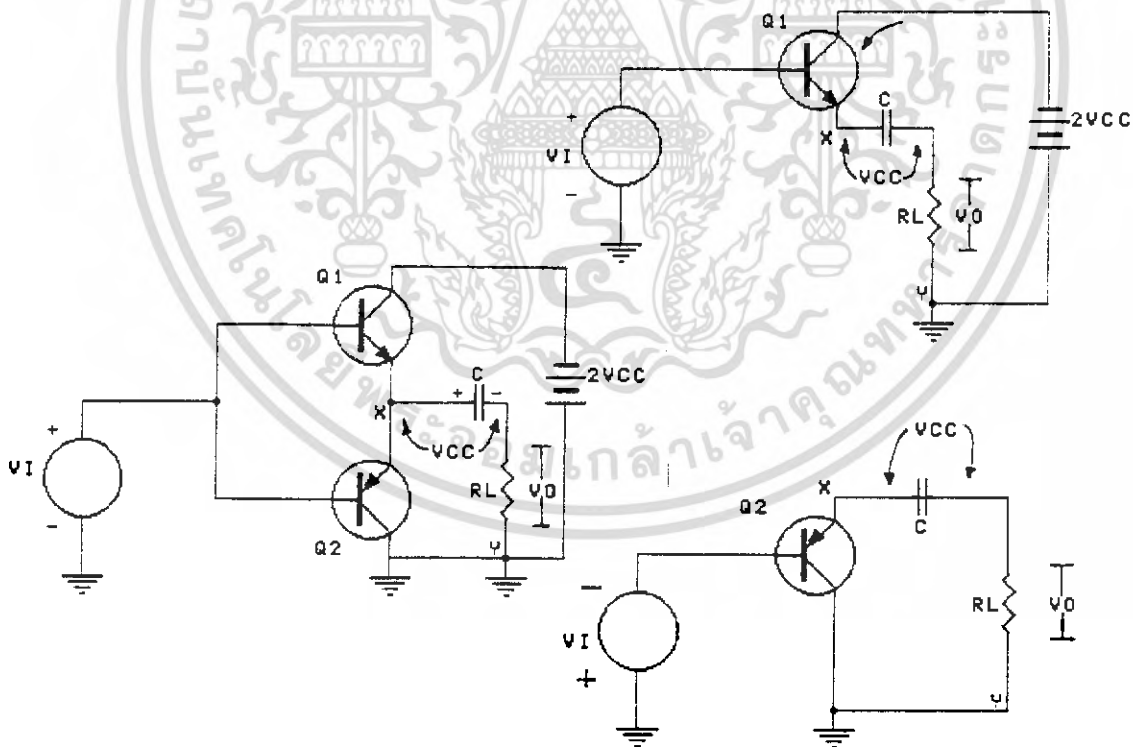
จากรูปที่ 3 (ก) เมื่อ E_i เป็น 0 โวลต์ ตัวเก็บประจุ C จะถูกประจุผ่าน Q1 และ Q2 จนกระทั่งแรงดันที่จุด X มีค่ากับ $+V_{cc}$ นั่นคือตัวเก็บประจุ C จะมีแรงดันตกคร่อมที่ตัวมันเท่ากับ V_{cc} ด้วย ส่วนรูปที่ 3 (ข) เป็นวงจรเสมือน เมื่อ E_i เป็นบวก ซึ่งจะทำให้ Q1 นำกระแส และ Q2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อมระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ (V_{CB}) มีค่า

$$V_{CB} = 2 V_{cc} \text{ (แหล่งจ่ายแรงดัน)} - V_{cc} \text{ (แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ)}$$

$$= V_{cc}$$

และจากรูปที่ 3 (ค) เป็นวงจรเสมือน เมื่อ E_i เป็นลบ ทำให้ Q1 ไม่นำกระแส และ Q2 นำกระแสแรงดันตกคร่อม คอลเล็กเตอร์ - อิมิตเตอร์ (V_{CB}) ของ Q2 จะมีค่าเท่ากับ V_{cc} ซึ่งเป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ และมีโหลดเป็น R_L จะเห็นได้ว่าวงจรจะมีตัวเก็บประจุ C ซึ่งควรจะมีค่ามาก เพื่อให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่า คงที่เหมือนกับตัวจ่ายแรงดัน

ข้อดีของวงจร OTL นี้คือ มีตัวเก็บประจุเป็นตัวกันแรงดันไฟตรงจากแหล่งจ่ายเอาไว้ไม่ให้ผ่าน R_L และแม้ว่าการไบแอสของทรานซิสเตอร์จะเกิดผิดพลาด โหลดก็จะไม่พัง



รูปที่ 4.10 (ก) วงจร OTL

(ข) เมื่อ E_i เป็นบวก

(ค) เมื่อ E_i เป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ส่วนของวงจรป้องกัน

วงจรป้องกันประกอบด้วย 2 ส่วน คือ

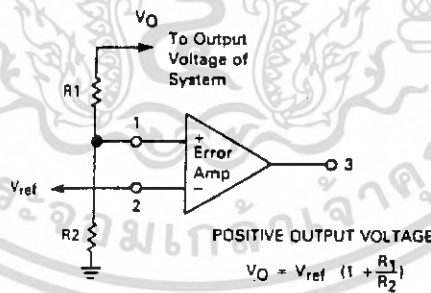
1. ส่วนป้องกันแรงดันเกิน (Over Voltage Protection)
2. ส่วนจำกัดกระแสเกิน (Current Limit)

วงจรป้องกันแรงดันเกิน

เป็นการป้องกันโดยการนำ TL-494 เนื่องจากในตัว TL-494 มีตัวที่ใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน เมื่อมีสัญญาณแรงดันสูงกว่าสัญญาณที่ตั้งไว้ ตัว TL-494 ก็จะส่งสัญญาณพัลส์ ที่ใช้ในการไดรฟ์เพาเวอร์มอสเฟต ให้มีสัญญาณแถบสง ซึ่งจะทำให้ช่วงทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตสั้นลง เป็นผลให้ระดับแรงดันที่เอาต์พุต มีขนาดลดลงเข้าสู่ระดับที่ต้องการ การต่อวงจรเปรียบเทียบระดับแรงดันแสดงดังรูปที่ 5.1 จากรูป ใช้งาน 1 และขา 2 ของ TL-494 เป็นขาเปรียบเทียบระดับแรงดันของเอาต์พุต โดยใช้การต่อค่าความต้านทานและสามารถหาค่าของความต้านทานได้จากสมการนี้

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = 1 + \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

โดย V_o คือ แรงดันเอาต์พุต
 V_{ref} คือ แรงดันอ้างอิง



รูปที่ 5.1 แสดงการต่อวงจรของส่วนเปรียบเทียบแรงดัน

Dead time Control มีไว้เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์สูงสุด (Maximum Duty Cycle : Max) แสดงรูปร่างรูปที่ 5.2 กรณีแรงดันป้อนกลับเท่ากับ ศูนย์ Dead time Control จะมีค่าเท่ากับ 45 % ซึ่งสามารถกำหนดได้ดังสมการ

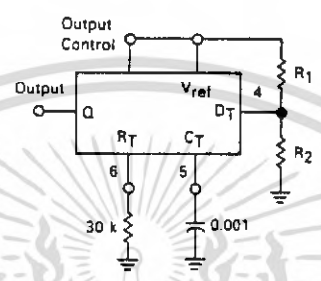
$$\text{Max \% on time, Each output} \approx 45 - \left[\frac{80}{1 + \left(\frac{R_1}{R_2} \right)} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญานำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการป้อนแรงดันค่าหนึ่งให้กับขา 4 (ขา Dead time (V_{DT})) ซึ่งเราสามารถออกแบบ และคำนวณได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$V_{DT} = 0.12 + \left\{ V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right\}$$

โดย ค่า 0.12 คือค่า อินพุตออฟเซ็ท ที่ขา 4

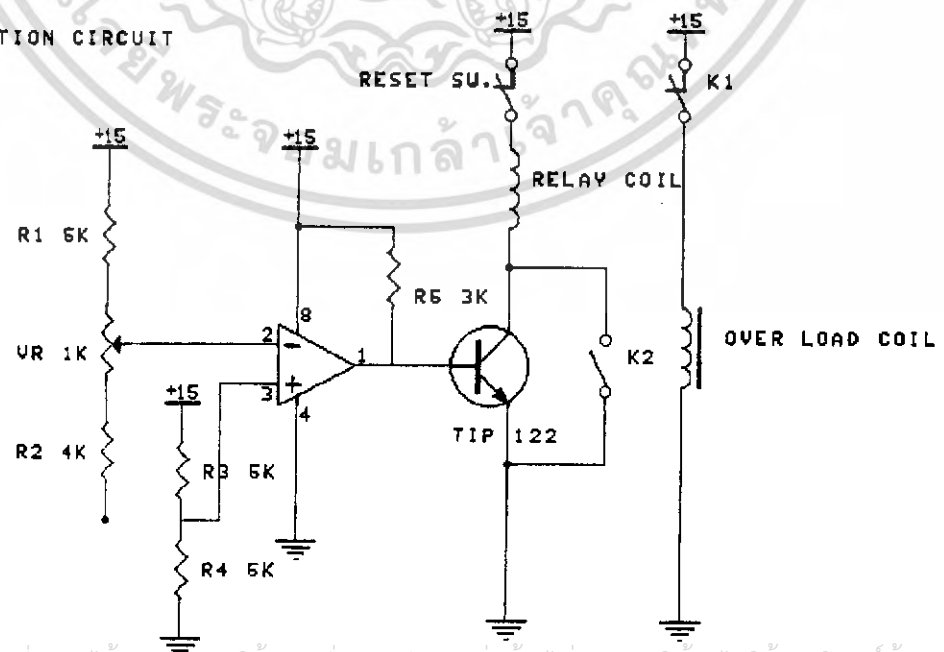


รูปที่ 5.2 แสดงรูปวงจรของ Dead time control

วงจรจำกัดกระแสเกิน

จากรูปที่ 5.3 เป็นวงจรจำกัดกระแสเกิน โดยมีออปแอมป์ทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบ จากขาที่ 2 ของออปแอมป์ เมื่อเอาต์พุตมีกระแสไหลผ่านเกิน จากที่อ้างอิงไว้ที่ขา 3 จะทำให้มีสัญญาณออกที่ขาเอาต์พุตของออปแอมป์ ไปไบแอสทรานซิสเตอร์ เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานมีผลให้คอลลของรีเลย์ทำงาน ทำให้ K2 ซึ่งเป็นปกติเปิดก็จะปิด และ K1 ซึ่งเป็นปกติปิดก็จะเปิดออก ทำให้คอลลโอเวอร์โวลท์ อินพุตเอชิตด์วงจร ทำให้สามารถป้องกันกระแสเกินได้

PROTECTION CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุป

สรุปผลการดำเนินการ

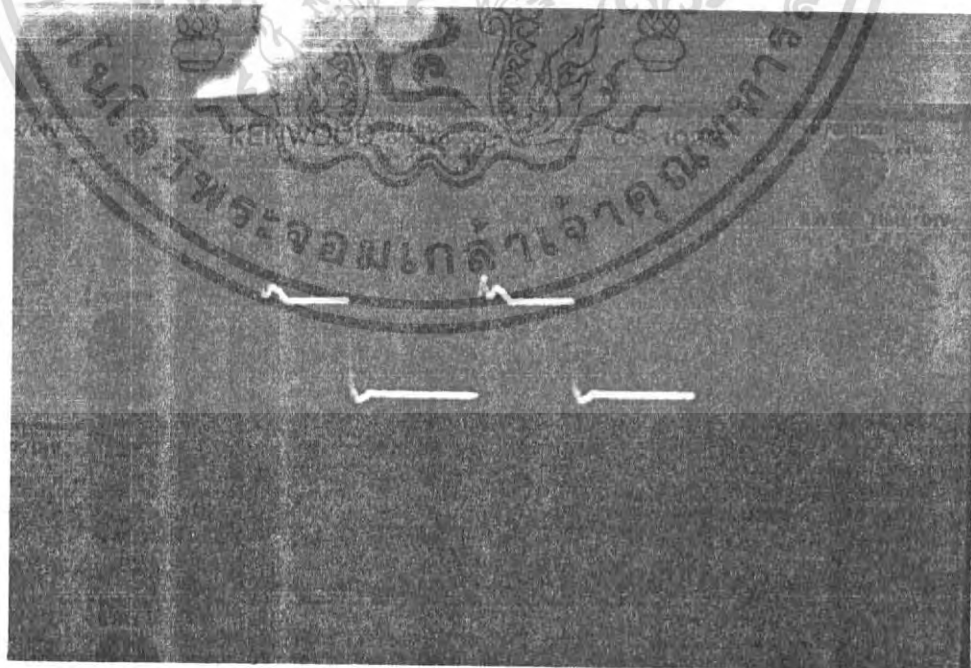
จากการที่ทำการทดลองวงจรต่างๆ ของ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งนั้น สามารถที่จะนำมาใช้งานในการจ่ายไฟกระแสตรง ซึ่งในการทดลองประสบปัญหาที่ส่วนต่างๆ ดังนี้

ภาคอินพุท

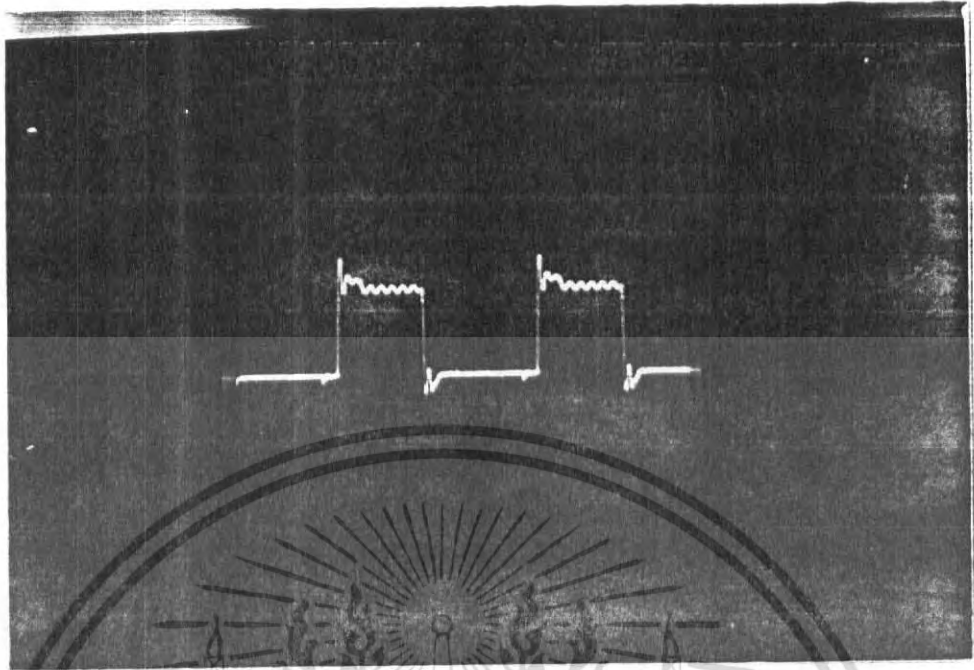
- ส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟ เมื่อทำตามการทดลองไม่ค่อยมีปัญหาอะไร

ภาควงจรควบคุม

- ส่วนของวงจรควบคุม TL-494 ซึ่งเป็นส่วนสร้างสัญญาณพัลส์ เพื่อนำไปขับมอสเฟตให้ทำงานนั้น ไม่สามารถจะตั้งโหลดได้มาก จึงจำเป็นต้องมีการสร้างวงจรขับมอสเฟต และต้องคำนึงถึงแรงดันที่ป้อน ให้กับวงจรขับมอสเฟต ต้องพอเพียง มิฉะนั้นสัญญาณที่ได้จะเพี้ยนมากจนไม่สามารถขับมอสเฟตได้
- วงจรขับมอสเฟตต้องต่อที่ขา G-S ของมอสเฟต ซึ่งต่อแบบฟูลบริดจ์ เพราะฉะนั้นจะต้องแยกกราวด์ของแต่ละตัวให้ดี และ ใช้งานที่ความถี่สูง จึงจำเป็นต้องใช้สายขีด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 6.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจร
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 ขับมอสเฟตฯลฯ ยัง ไม่ ใ้คยอนอสเฟต

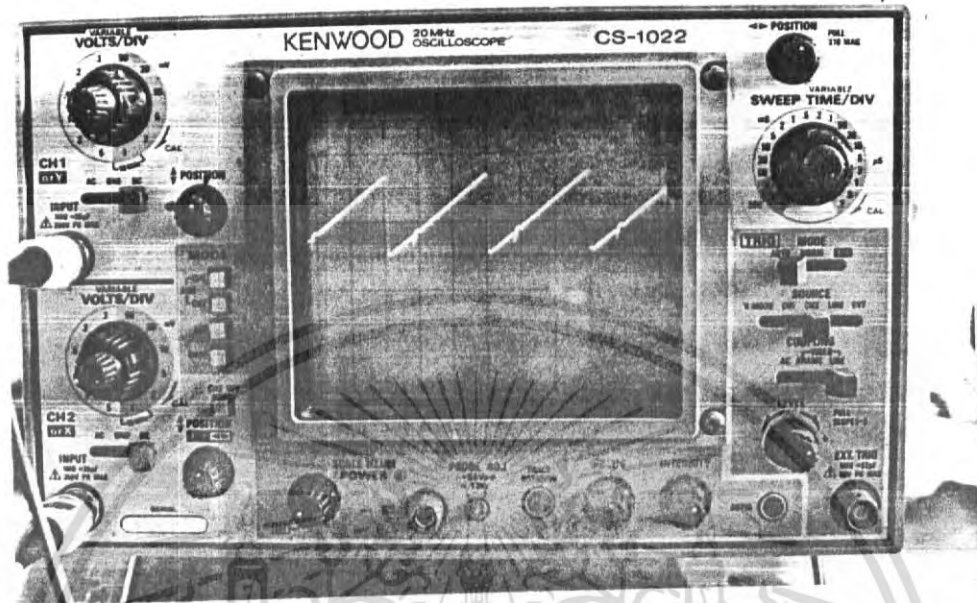


รูปที่ 6.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของ
วงจรขับมอเตอร์พัดที่ต่อมอเตอร์พัดแล้ว

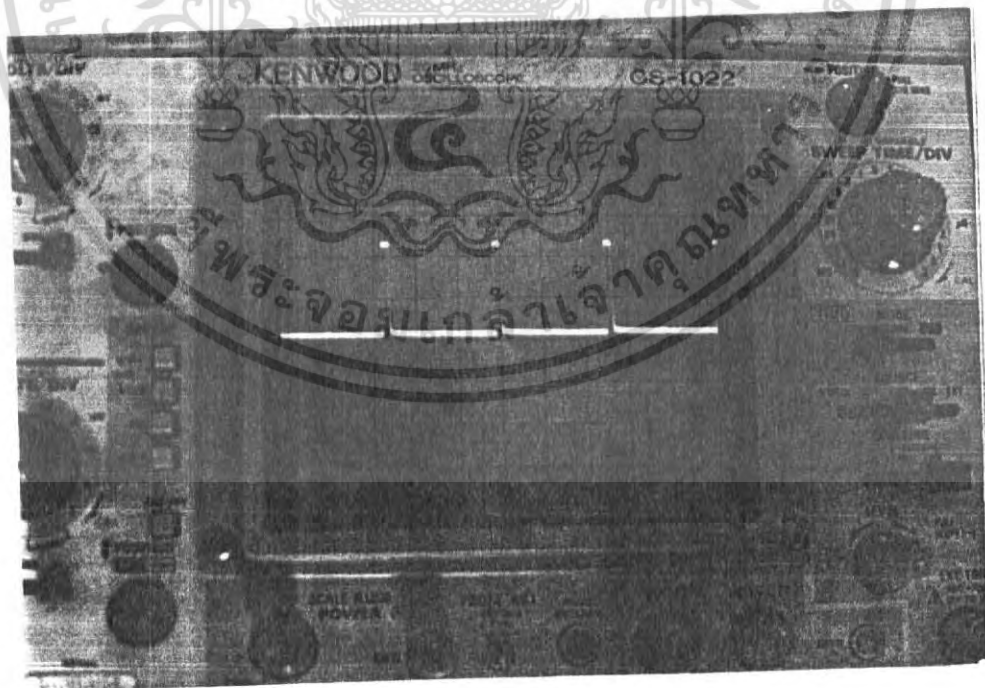


รูปที่ 6.3 แสดงรูปคลื่นของ IC-TL494 ที่
ขา 9 กับขา 10 ขณะยังไม่ต่อโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



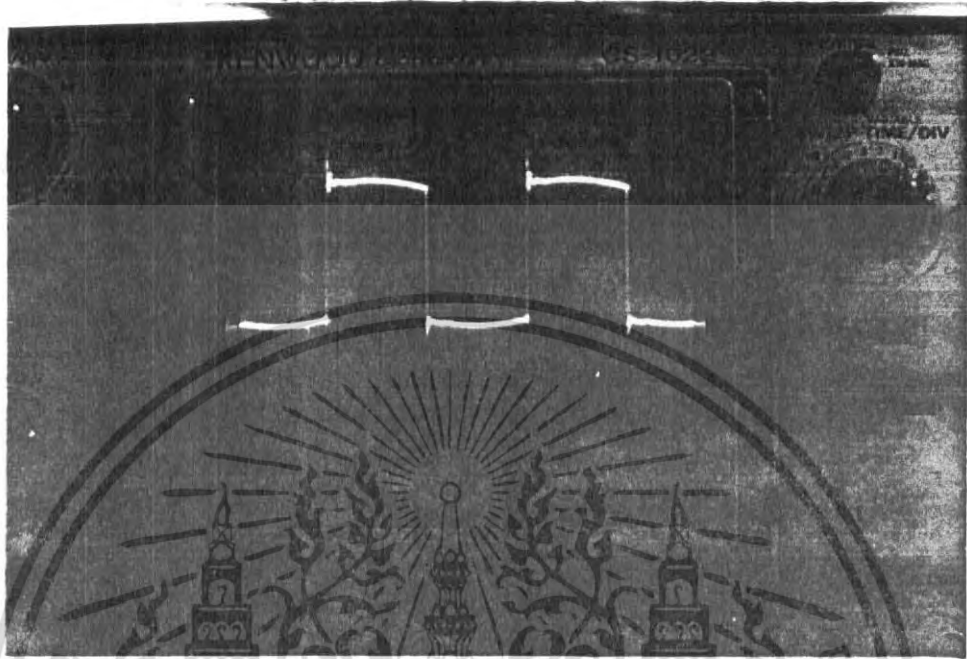
รูปที่ 6.4 แสดงสัญญาณเพี้ยนเล็กน้อยทำา ๑ ของ TL-494
ที่ได้อากการทดสอบจริง



รูปที่ 6.5 แสดง Duty Cycle ค่าสุด ของ TL-494
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคคอนเวอร์เตอร์และหม้อแปลงความถี่สูง

- ในส่วนของมอสเฟตนั้นเมื่ออยู่ในช่วงสวิต จะมีการสูญเสียมากและอาจทำให้มอสเฟตพังได้ จึงต้องใช้วงจร snubber ลดการสูญเสีย และป้องกันแรงดันเกินขณะสวิต

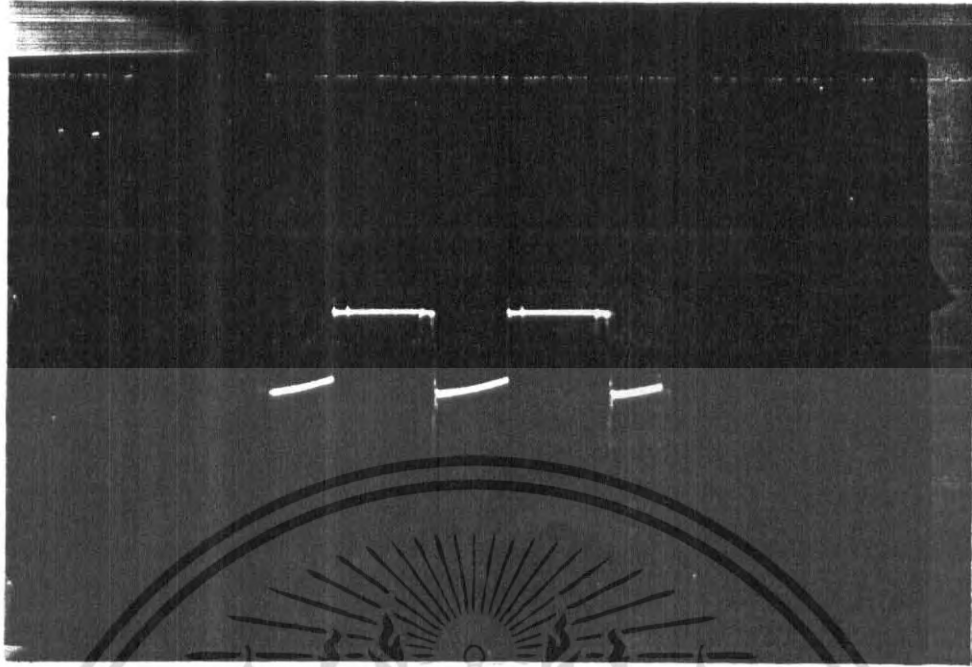


รูปที่ 6.6 แสดงสัญลักษณ์ gate D-S ของมอสเฟตขณะยังไม่จ่ายโหลด



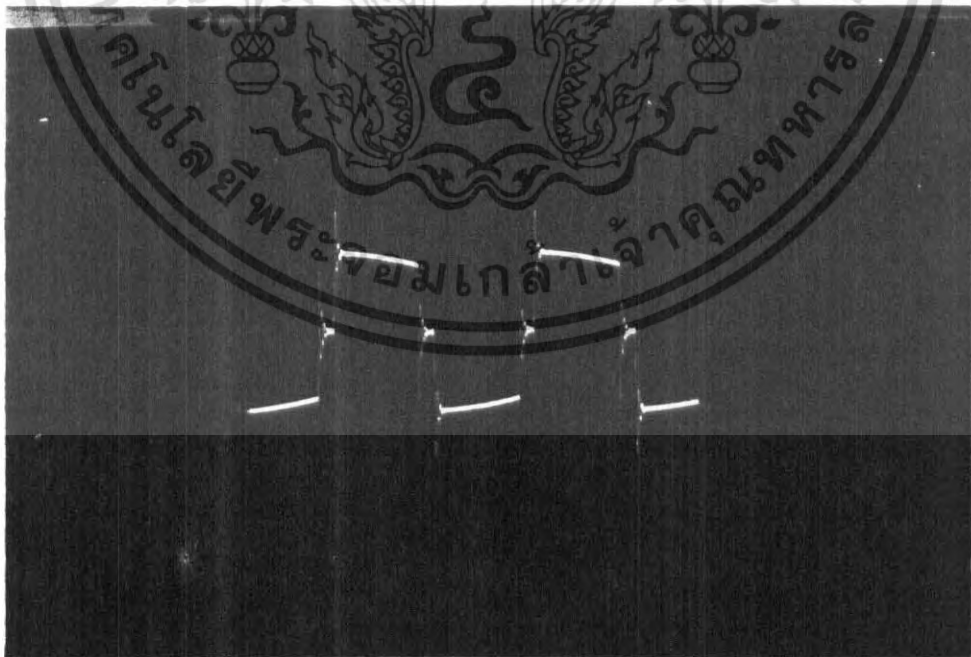
รูปที่ 6.7 แสดงสัญญาณที่ขา D-S ของมอสเฟตที่ยังไม่ต่อ snubber ขณะไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 แสดงสัญญาณที่ขาด-S ของมอสเฟตที่ต่อสับเบอร์แล้ว ขณะมีโหลด

หม้อแปลงความถี่สูงในโครงงานนี้นั้น ในการทำงานของหม้อแปลงจะใช้แกนหม้อแปลงแบบเฟอร์ไรต์ ซึ่งในการออกแบบ การพันนั้นต้องได้ค่าที่เหมาะสม และเมื่อนำมาใช้งานจริงๆ นั้น ค่าที่ได้มักจะมีผิดพลาด จึงต้องมีการออกแบบและพันใหม่ เพื่อให้ได้ค่าตามต้องการ

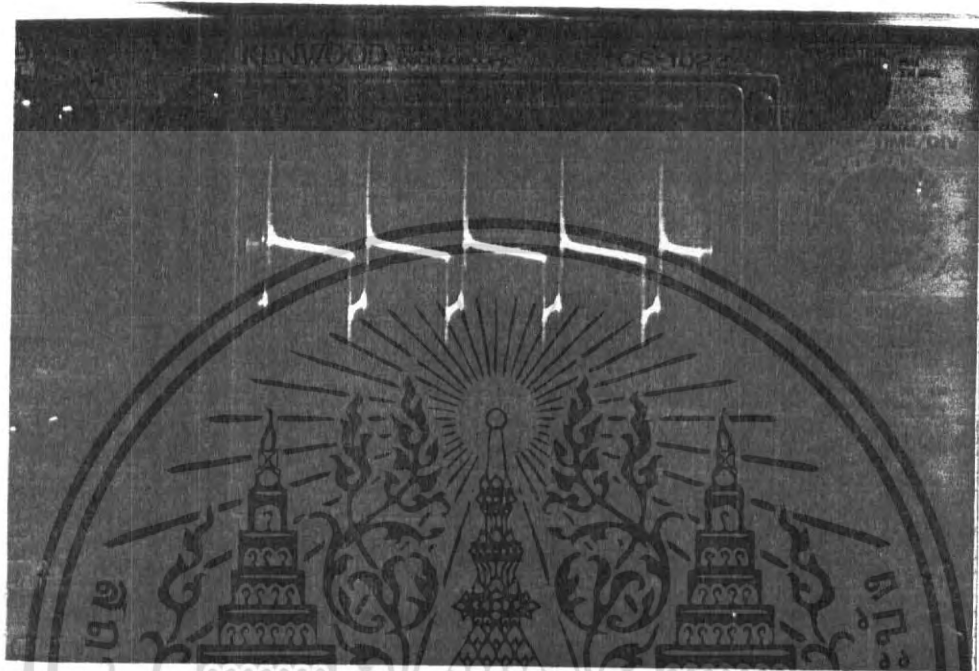


รูปที่ 6.9 แสดงสัญญาณตกคร่อมหม้อแปลงขณะจ่ายโหลด

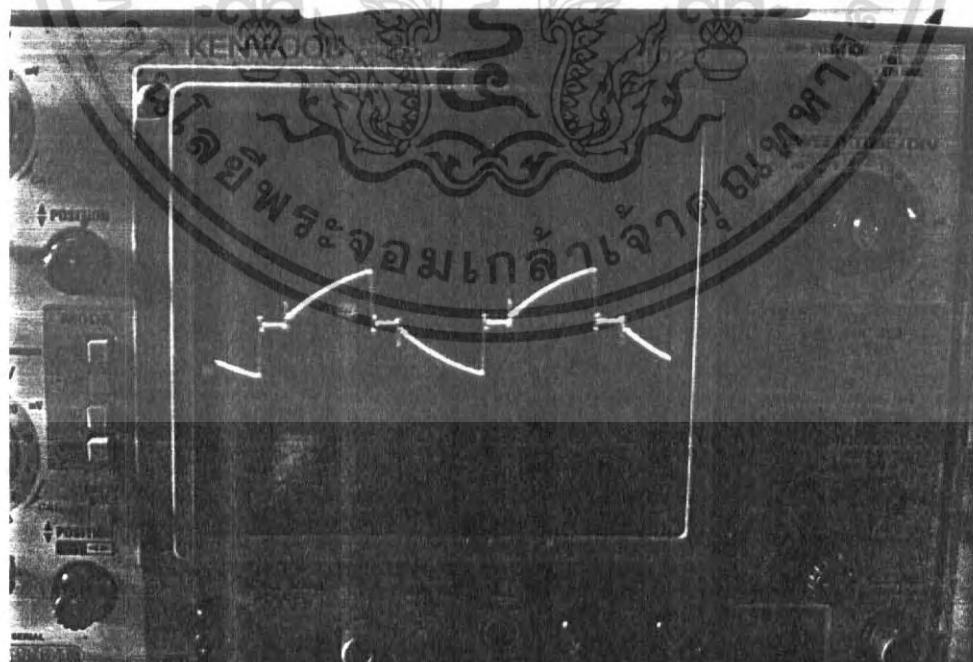
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคเอาต์พุต

ในส่วนของเอาต์พุตนั้น ส่วนใหญ่ไม่ค่อยมีปัญหา เป็นไปตามการออกแบบ



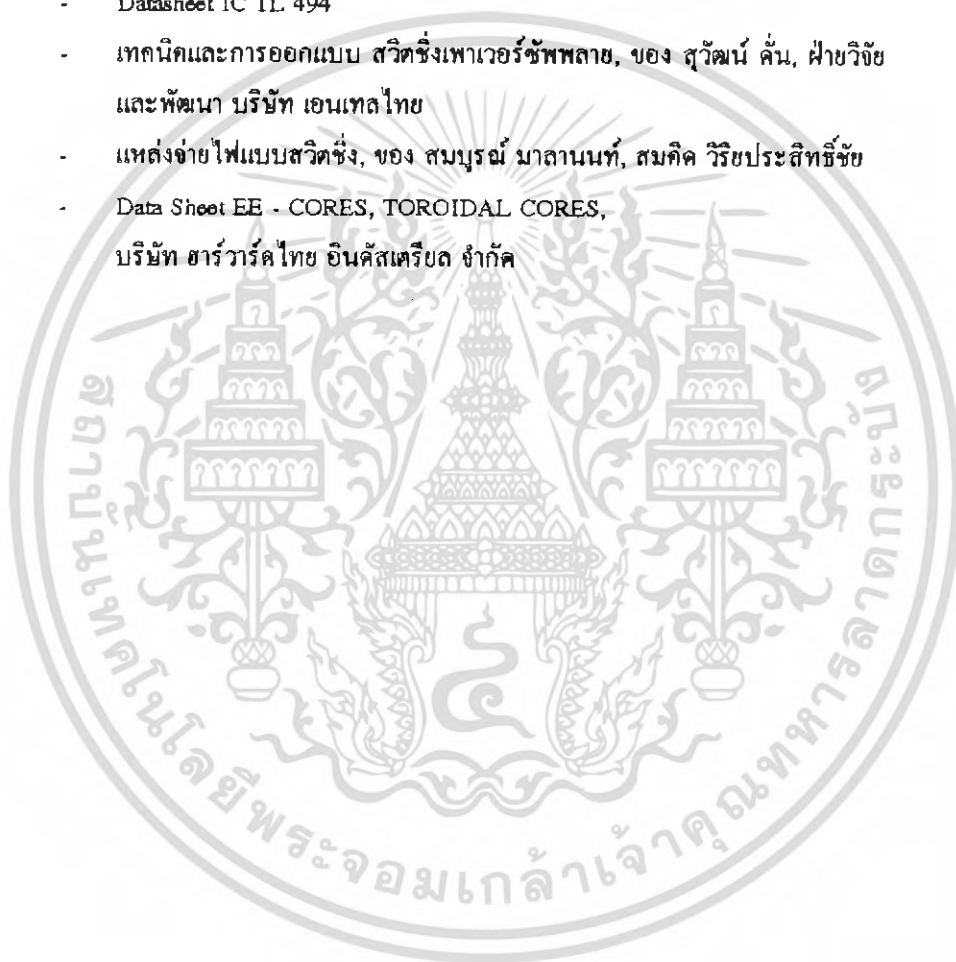
รูปที่ 10 แสดงสัญญาณที่ออกจากไดโอดทางด้านเอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 6.11 แสดงรูปสัญญาณของกระแสทางด้านอินพุต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- High - Frequency Switching Power : Theoy and Design Second Edition,
George Chrysis, Mc Graw-Hill Publishing Company
- HANDBOOK OF SWITCHMODE POWER SUPPLIES, Kieth H.
Billings, C. Eng, M.I.E.E.
- Datasheet IC TL 494
- เทคนิคและการออกแบบ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย, ของ สุวัฒน์ คั่น, ฝ่ายวิจัย
และพัฒนา บริษัท เอนเทคไทย
- แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง, ของ สมบูรณ์ มาลานนท์, สมคิด วิริยะประสิทธิ์ชัย
- Data Sheet EE - CORES, TOROIDAL CORES,
บริษัท ฮาร์วาร์ดไทย อินดัสเตรียล จำกัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHMODE
Power Rectifiers

MUR6040

Motorola Preferred Device

ULTRAFAST RECTIFIERS
60 AMPERES
400 VOLTS



... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 100 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- High Voltage Capability to 400 Volts
- Low Forward Voltage Drop
- High Temperature Glass Passivated Junction

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 4.3 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 250°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 30 units per plastic tube
- Marking: U6040



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Max	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	VRRM	400	Volts
Working Peak Reverse Voltage	VRWM		
DC Blocking Voltage	VR		
Average Rectified Forward Current TC = 70°C	IF(AV)	60	Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated VR Square Wave 20 kHz) TC = 150°C	IFRM	60	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	IFSM	600	Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	TJ, Tstg	-65 to +175	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance, Junction to Case	RθJC	0.8	°C/W
--------------------------------------	------	-----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Instantaneous Forward Voltage (IF = 60 Amp, TC = 100°C) (IF = 60 Amp, TC = 25°C)	VF	1.4 1.5	Volts
Instantaneous Reverse Current (Rated dc Voltage, TC = 100°C) (Rated dc Voltage, TC = 25°C)	IR	10 60	mA µA
Reverse Recovery Time (IF = 1.0 Amp di/dt = 15 Amp/µs)	trr	100	ns

Rev 2

MUR6040

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

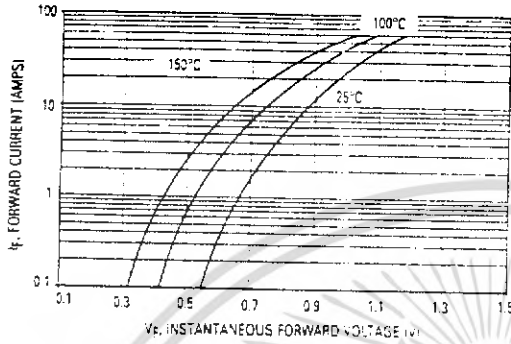


Figure 1. Typical Forward Voltage

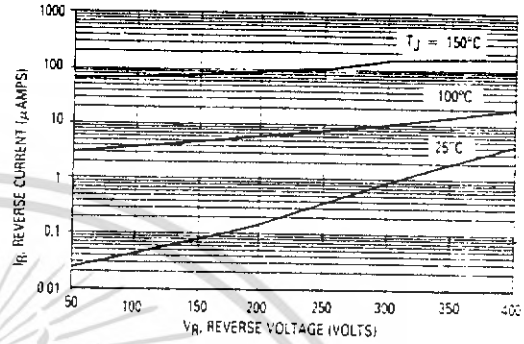


Figure 2. Typical Reverse Current

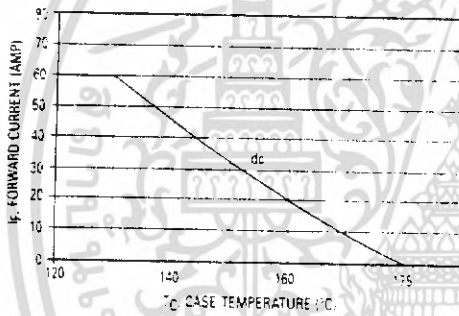


Figure 3. Current Derating, Case

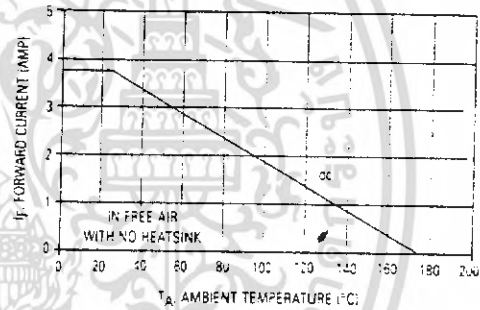


Figure 4. Current Derating, Ambient

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL494 TL495

Specifications and Applications Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

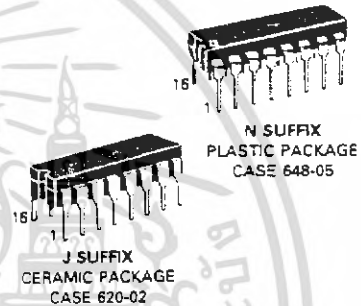
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

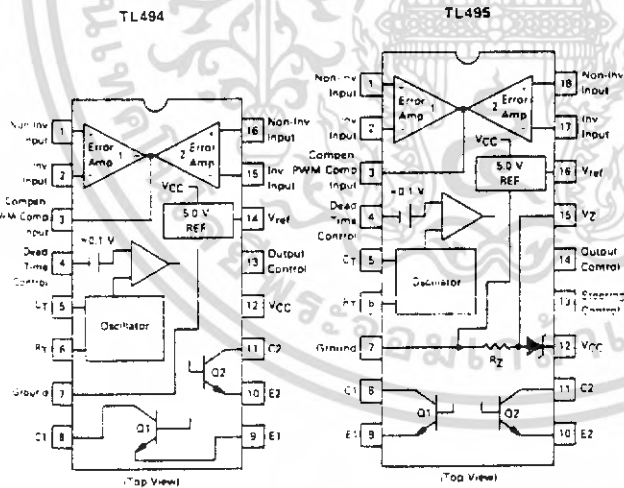
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

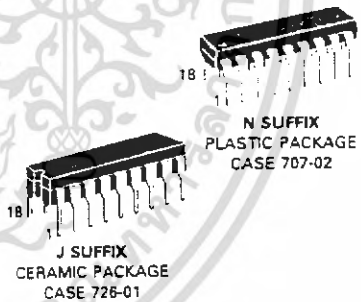
TL494



PIN CONNECTIONS



TL495



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

The TL494C, 495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I, 495I are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

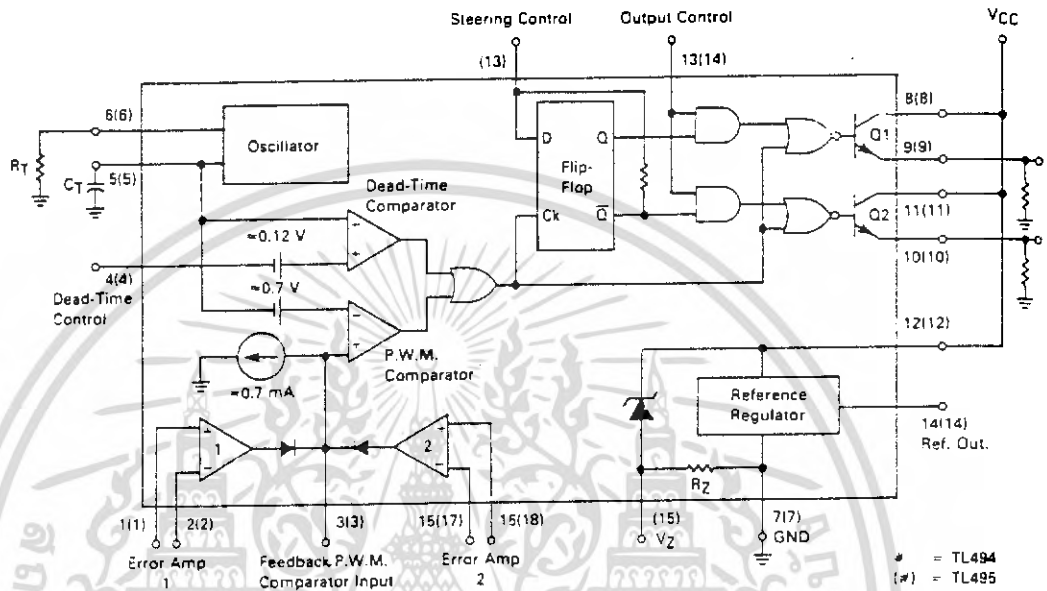
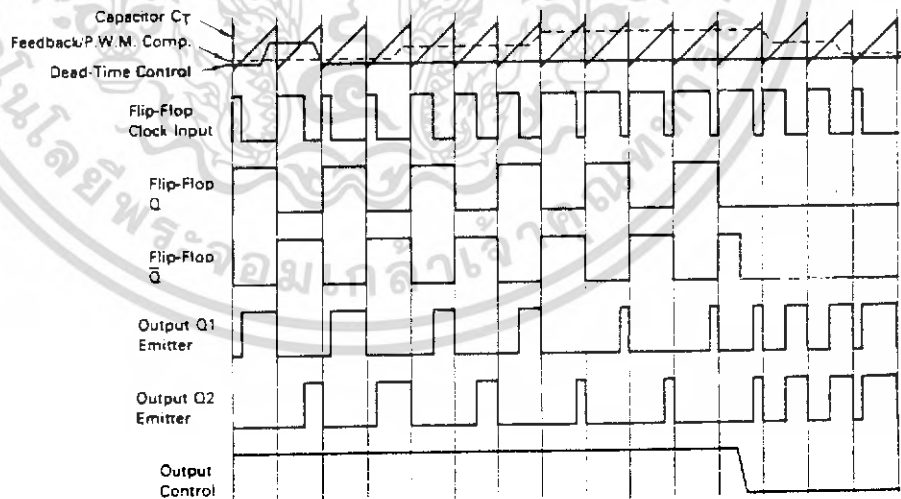


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

Description

The TL494/495 are fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The oscillator frequency is determined by:

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

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

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2$ V), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

The TL494/495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of $\pm 5\%$ with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Open	Push-pull operation	0.5
At V_{ref}	$V_1 < 0.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At V_{ref}	$V_1 > 2.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q2 only	1

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494I/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	$V_{CC} - 0.3$	$V_{CC} - 0.3$	$V_{CC} - 0.3$	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T_J	150	150	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	100	80	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Power Derating Factor	θ_{RJA}	10.0	12.5	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	50	45	$^\circ\text{C}$

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Current into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	$\text{k}\Omega$
Timing Capacitor	C_T	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C,I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage ($I_Q = 1.0\text{ mA}$)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature ($\Delta T_A = \text{Min to Max}$)	$\Delta V_{ref}(\Delta T)$	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$)	Reg_{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation ($I_Q = 1.0\text{ mA to }10\text{ mA}$)	Reg_{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(OH)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(OH)}$	—	—	-150	—	—	-100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$)	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} = 0.4\text{ V}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
TL494 TL495								
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max				Unit
ERROR AMPLIFIER SECTIONS								
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10				mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	150				nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_B	—	0.1	1.0				μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V)	V_{ICM}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$				V
Open-Loop Voltage Gain ($V_O = 3.0\text{ V}$, $V_I = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—				dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	f_C	—	350	—				kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—				deg.
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—				dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	PSRR	—	100	—				dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{OS}	0.3	0.7	—				mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{OS}	-2.0	-4.0	—				mA

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V _{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current (V _{Pin 3} = 0.7 V)	I _{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) (V _{in} = 0 to 5.25 V)	I _{IB} (DT)	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode (V _{in} = 0 V, C _T = 0.1 μF, R _T = 12 kΩ) (V _{in} = 0 V, C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	DC _{max}	45	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V _{TH}	— 0	2.8	3.3	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	f _{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	σ _{fosc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage (V _{CC} = 7.0 V to 40 V, T _A = 25°C)	Δf _{osc} (ΔV)	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature (ΔT _A = T _A low to T _A high)	Δf _{osc} (ΔT)	—	±1.0	±2.0	%
TL495					
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
STEERING CONTROL					
Input Current Low (V _{Pin 13} = 0.4 V)	I _{STL}	—	-25	-200	μA
Input Current High (V _{Pin 13} = 2.4 V) (V _{Pin 13} = V _{ref})	I _{STH}	—	25 75	200	μA
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage (I _Z = 2.0 mA)	V _Z	—	39	—	V
Sink Current (V _{Pin 15} = 1.0 V)	I _{PZ}	—	0.3	—	mA
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V _{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) (V _{CC} = 15 V) (V _{CC} = 40 V)	I _{CC}	—	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current (V _{Pin 4} = 2.0 V) (See Figure 12.) (C _T = 0.001, R _T = 12 kΩ, V _{CC} = 15 V)	—	—	7.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

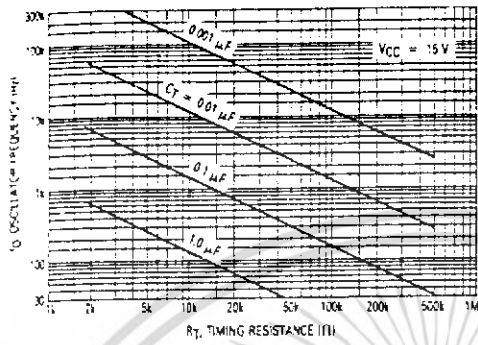


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

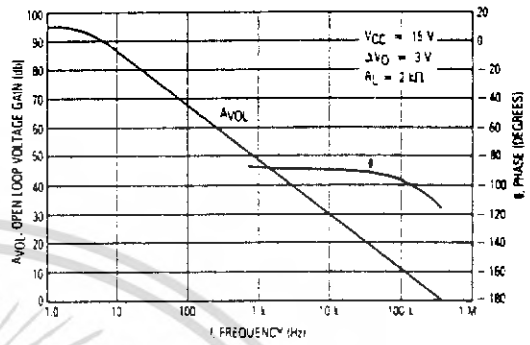


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

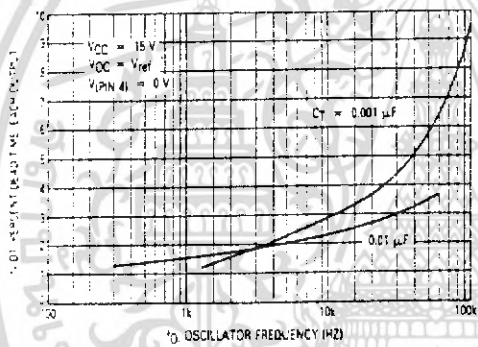


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

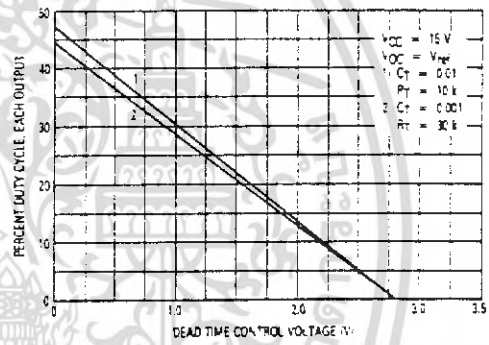


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

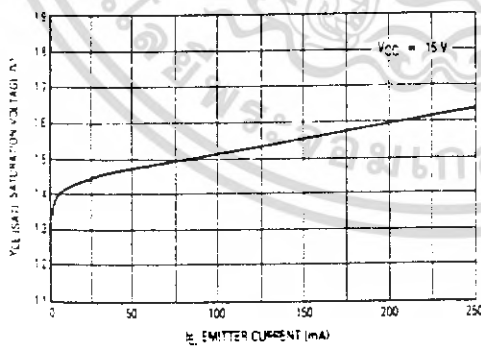
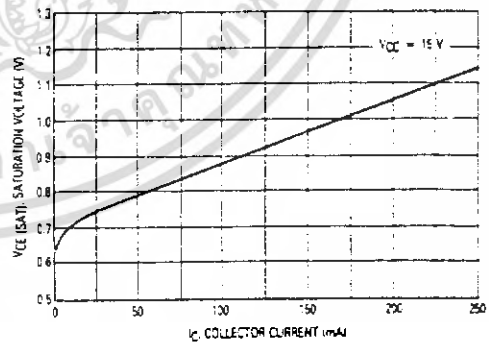


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

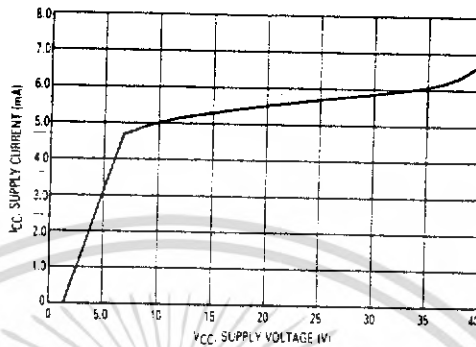


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

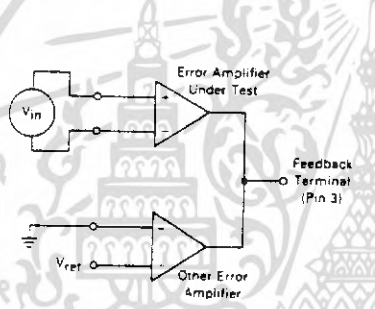


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

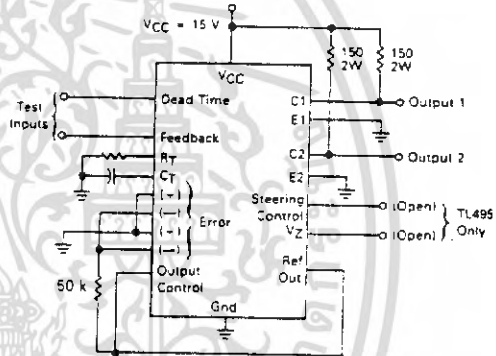


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

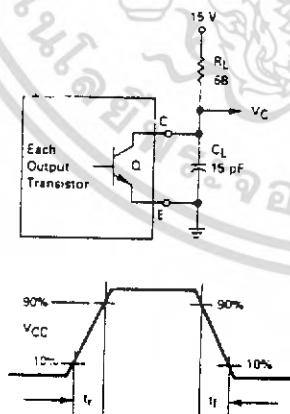
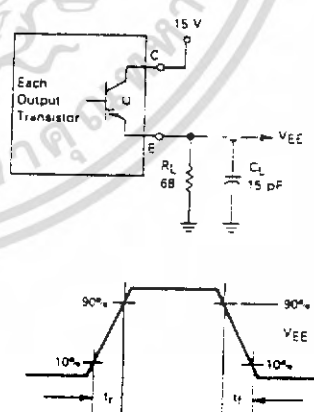


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

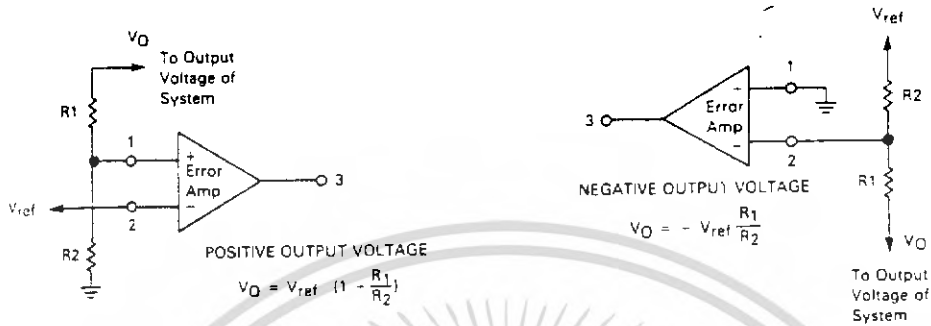


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

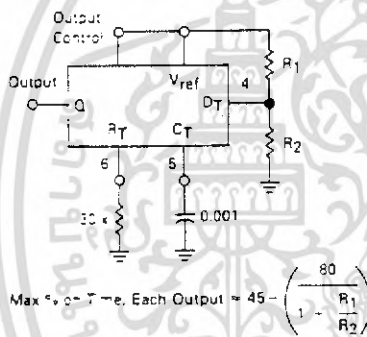


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

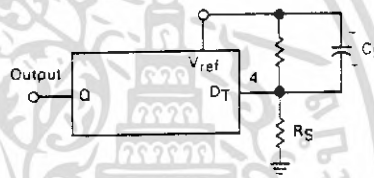
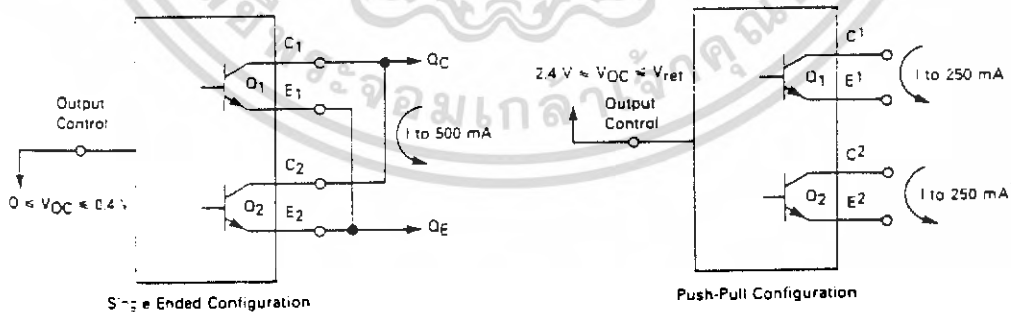


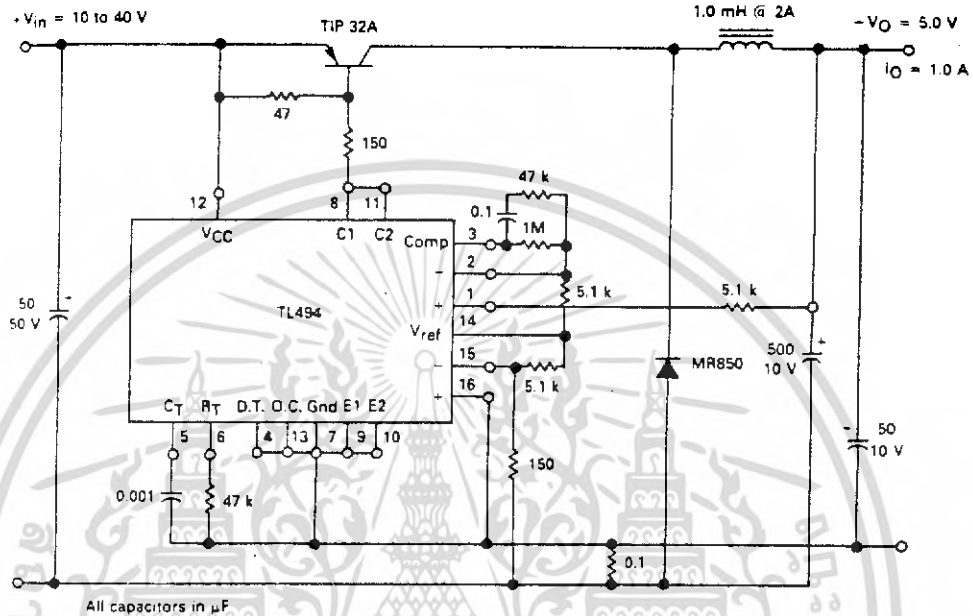
FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



All capacitors in μF .

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้