

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบปรับค่าได้

VARIABLE SWITCHING POWERSUPPLY



ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบปรับค่าได้

VARIABLE SWITCHING POWERSUPPLY

นายธีระพงษ์ อุดนันทน์ รหัสประจำตัว 53010764
นายบัญชา สีหอมกลิ่น รหัสประจำตัว 53010876

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.พลผดุง ผดุงกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VARIABLE SWITCHING POWER SUPPLY



Mr. Theerapong Udnan
Mr. Bancha Sheehomklin

THIS THESIS IS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN ELECTRONICS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
ACADEMIC YEAR 2013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2556
ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์
คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง
เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบปรับค่าได้
VARIABLE SWITCHING POWER SUPPLY
ผู้จัดทำ นายธีระพงษ์ อุดนัน รหัสนักศึกษา 53010764
นายบัญชา สีหอมกลิ่น รหัสนักศึกษา 53010876
อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ผศ.พลผดุง ผดุงกุล

ปริญญานิพนธ์นี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



ลงชื่อ.....

(ผศ.พลผดุง ผดุงกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบปรับค่าได้
นักศึกษา	นายธีระพงษ์ อุดนัน รหัสนักศึกษา 53010764 นายบัญชา สีหอมกลิ่น รหัสนักศึกษา 53010876
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์	ผศ.พลผดุง ผดุงกุล

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการอธิบายการออกแบบและการสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยสามารถปรับค่าแรงดันตั้งแต่ 90 ถึง 110 โวลต์ และสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ทางออกได้ไม่น้อยกว่า 1000 วัตต์ โดยการออกแบบวงจรสามารถป้องกันความเสียหาย เมื่อมีการลัดวงจรที่ทางออกได้และไอซีเบอร์ TL494 เป็นตัวควบคุมความกว้างของ ดิวตี้ไซเคิล ในการนำกระแสของหม้อแปลง เพื่อนำไปใช้งานได้กับ เพาเวอร์แอมป์ ในเครื่องเสียงของแต่ละคลาส ตั้งแต่ คลาสเอบี ถึง คลาสดี

Thesis Title	Variable Switching Power Supply
Student	Mr. Theerapong Udnan ID. 53010764 Mr. Bancha Sheehomklin ID. 53010876
Degree	Bachelor of Engineering
Program	Electronic Engineering
Year	2556
Thesis Advisor	Assist. Prof. Polphadung Phadungkul

Abstract

This report describes a design and construction of Switching Power Supply. It is designed to be able to get variable pressure size 90 to 110 Volt. It can also provide power at the output of not less than 1000 Watts. By design Circuit to prevent damage when a short circuit. TL494 is used to control switching for output voltage fly back converter. for use with power amp in audio each class since class AB to class D.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.พลผดุง ผดุงกุล ที่ให้คำปรึกษา วางแนวทาง ตลอดจนชี้แนะและให้ความช่วยเหลือทุกด้านจนโครงการนี้สำเร็จลุล่วงตามเป้าหมายที่ได้ตั้งไว้

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้กรุณาให้คำแนะนำข้อชี้แจงและแนวทาง รวมถึงการประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้เพิ่มพูนประสบการณ์ต่างๆให้แก่ข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ขอกราบพระคุณ บิดา มารดา และญาติ พี่ น้อง ที่ให้ความรักความเมตตาอบรมสั่งสอน และสนับสนุนทางการศึกษาแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด จนโครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สำหรับคุณประโยชน์อันพึงเกิดจากรายงานเล่มนี้ ขอมอบให้แก่อาจารย์ที่เคารพทุกท่านและภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งเป็นสถานที่ที่ให้ความรู้และประสบการณ์ในการทำโครงการจนกระทั่งจบการศึกษา



ธีระพงษ์ อุदनัน
บัญชา สีหอมกลิ่น

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	V
สารบัญตาราง.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	2
1.2 ขอบเขตของโครงการ.....	2
1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
1.4 รายละเอียดของเนื้อหาในรายงาน.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎี.....	3
2.1 หลักการเบื้องต้น.....	3
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์.....	4
2.3 จงจรควบคุม.....	11
2.4 วงจรขับ.....	15
2.5 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ.....	19
บทที่ 3 การออกแบบวงจร Variable Switching Power Supply.....	25
3.1 คุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ต้องการออกแบบ.....	25
3.2 หลักการออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ 90 ถึง 110 โวลต์.....	25
บทที่ 4 การทดลอง ผลการทดลอง.....	28
4.1 การทำงานของวงจร.....	28
4.2 ผลการทดลอง.....	28
บทที่ 5 วิเคราะห์และสรุปผล.....	34
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	34
5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข.....	34
ภาคผนวก.....	35
เอกสารอ้างอิง.....	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟโดยตรง	1
2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	3
2.2 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	4
2.3 กราฟแสดงลักษณะกระแสและแรงดันในวงจรขณะทำงาน	5
2.4 วงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	6
2.5 กราฟแสดงลักษณะกระแสและแรงดันในวงจรขณะทำงาน	7
2.6 วงจรพื้นฐานของฟูลคอนเวอร์เตอร์	8
2.7 วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
2.8 (บน) ขณะ Q1 นำกระแส (ล่าง) ขณะ Q2 นำกระแส	9
2.9 วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.10 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
2.11 แสดงลักษณะความกว้างของพัลส์จาก PWM	12
2.12 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	13
2.13 วงจรควบคุมเมื่อตัดตัวขยายความแตกต่างออก	13
2.14 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจร	14
2.15 แสดงวงจรซัพกระแสไบแอสด้วยกระแสที่แบบเบเกอร์แคลมป์	16
2.16 แสดงวงจรซัพกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	16
2.17 วงจรซัพเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	17
2.18 การซัพเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	18
2.19 วงจรซัพมอสเฟตด้วยหม้อแปลง	18
2.20 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	20
2.21 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟสเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส	22
2.22 ภาพแสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟส	23
2.23 ภาพแสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟส ถูกไบแอสให้นำกระแส	24
3.1 บล็อกไดอะแกรมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	25
3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจร Full-Bridge Converter	26
4.1 ภาพสัญญาณของไอซี TL494 ขณะไม่มีโหลด	29
4.2 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 1.93 A	29
4.3 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 2.30 A	30
4.4 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 3.78 A	30
4.5 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 4.36 A	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 5.59 A	31
4.7 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 6.37 A	31
4.8 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 7.36 A	31
4.9 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 8.26 A	32
4.10 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 9.07A	32
4.11 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 10.07 A	32
4.12 ภาพแสดงในส่วนของวงจร	33
4.13 ภาพแสดง Schematic ของวงจร	33



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 การหาค่ากระแสเอาต์พุตจากค่าแรงดันที่คล่อม R โหลด 0.0518 Ohm บอร์ดหนึ่ง.....	28
4.2 การหาค่ากระแสเอาต์พุตจากค่าแรงดันที่คล่อม R โหลด 0.0518 Ohm บอร์ดสอง.....	29

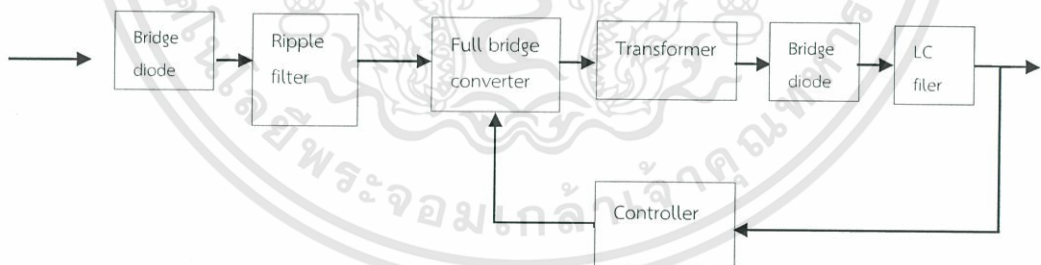


บทที่ 1

บทนำ

อุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ มีความจำเป็นต้องใช้ไฟฟ้ากระแสตรงในการทำงาน แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (DC Power Supply) จึงจัดได้ว่าเป็นส่วนที่มีความสำคัญอย่างยิ่งหรือจัดได้ว่าเป็นหัวใจของระบบอิเล็กทรอนิกส์ทุกชนิด เพราะทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายพลังงานให้กับระบบ เราอาจใช้แบตเตอรี่เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายไฟให้กับระบบขนาดเล็กที่ไม่ต้องใช้ไฟสูง หรือไม่ต้องใช้งานเป็นเวลานาน แต่สำหรับระบบอิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบมาเพื่อทำการขยายกำลังไฟฟ้า (Power Amplifier) จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีกำลังไฟฟ้าที่สูงและสามารถจ่ายพลังงานได้อย่างต่อเนื่อง เพื่อตอบสนองต่อการใช้งานที่ยาวนานอย่างรักก็ตาม แหล่งจ่ายไฟตรงที่ถูกออกแบบและสร้างมาโดยมีมาตรฐานสูง ที่มีในท้องตลาดนั้น อาจมีราคาสูง ด้วยสาเหตุนี้จึงเป็นแนวคิดในการสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีมาตรฐานเป็นที่ยอมรับได้และสามารถใช้งานได้จริง โดยการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน ประกอบกับความรู้ที่ได้ศึกษามา

รายงานฉบับนี้ เป็นรายงานที่ใช้ประกอบการสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ (Offline switching power supply) เพื่อจ่ายพลังงานให้กับเครื่องเสียงที่มีกำลังไฟฟ้า ไม่เกิน 1000 Watt (วัตต์) จึงจะขอล่าเฉพาะเนื้อหาที่ใช้ประกอบการสร้างแหล่งจ่ายไฟเท่านั้น



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาและออกแบบสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งสำหรับ Power Amplifier
2. เพื่อฝึกการวิเคราะห์วงจร และการตรวจสอบวงจรในการแก้ปัญหาให้ได้ผลลัพธ์ที่ต้องการ

1.2 ขอบเขตของโครงการ

1. สร้างวงจรแหล่งจ่ายแรงดันตั้งแต่ $+90$ ถึง $+110$ VDC แบบเลือกค่าได้ สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ทางออกได้ ไม่น้อยกว่า 1000 Watt

1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งสำหรับ Power Amplifier ได้
2. ได้ความรู้จากการวิเคราะห์วงจร และการตรวจสอบวงจรเพื่อแก้ปัญหาให้ได้ผลลัพธ์ตามต้องการ

1.4 รายละเอียดของเนื้อหาในรายงาน

ในรายงานฉบับนี้ แสดงถึงรายละเอียดของโครงการที่ได้จัดทำขึ้นมา ซึ่งประกอบด้วยหัวข้อต่างๆ รวมทั้งหมด 5 บท แต่ละบทกล่าวถึงดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำของรายงาน ได้กล่าวถึงลักษณะโดยรวมของโครงการ วัตถุประสงค์ของโครงการ ขอบเขตของโครงการ ผลที่คาดว่าจะได้รับ และรายละเอียดของโครงการโดยย่อ

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎี และแนวความคิดที่ได้ศึกษา เพื่อเป็นข้อมูลที่ใช้ในการจัดทำโครงการ พื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟว่าต้องใช้อุปกรณ์อะไรบ้างในการทำงาน มีระบบการทำงานเป็นอย่างไร เมื่อผ่านวงจรต่างๆ แล้วผลที่ได้รับจะเป็นอย่างไร

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการออกแบบ และการคำนวณค่าต่างๆ ที่ใช้ในวงจรแหล่งจ่ายไฟ

บทที่ 4 แสดงถึงการทดลอง และผลการทดลอง

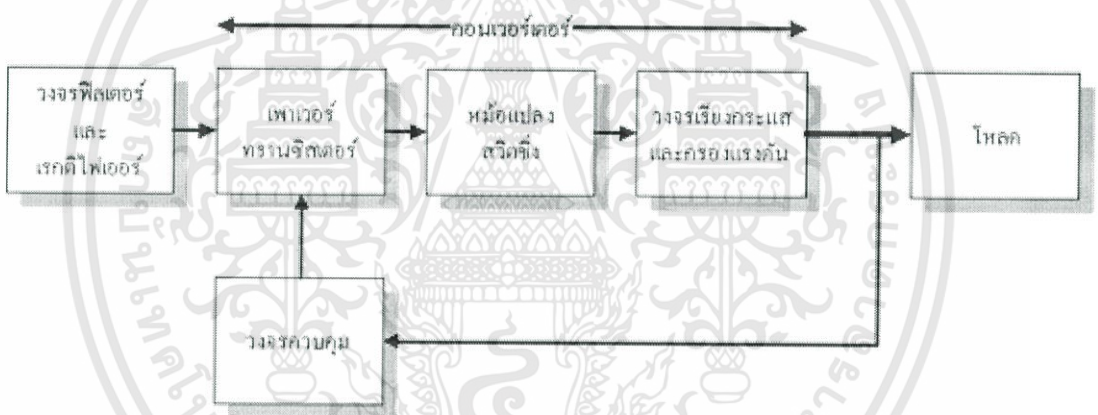
บทที่ 5 สรุปผล วิเคราะห์ผลการทดลอง อุปสรรค ปัญหา และข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันโดยสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป แสดงดังรูปที่ 2.1 โดยหัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่างๆจะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้



รูปที่ 2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์และฟิวเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟสจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆด้วยความถี่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิร์ต จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โวลต์ได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้

นอกจากนี้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่นๆอีก เช่น วงจรกรอง RFI วงจรป้องกันไฟกระชาก วงจรกำเนิดกระแส วงจรป้องกันรังสีเอทพุทเกิน ฯลฯ สำหรับการทำงานของภาคเอาต์พุตจะทำงานในลักษณะของเรโซแนนซ์โดย สามารถปรับความถี่เพื่อทำให้ได้แรงดันและ

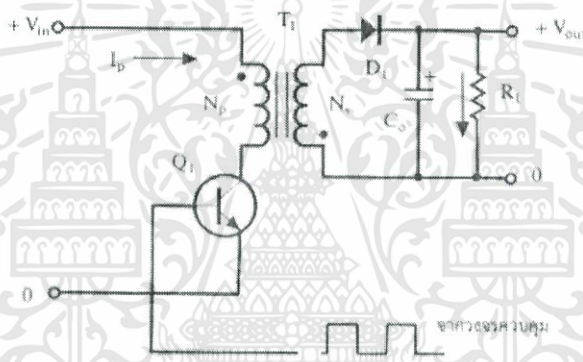
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสตามที่ต้องการ โดยการต่อโรเซแนนซ์สามารถต่อได้หลายวิธี สำหรับโครงงานนี้ใช้ RL แบบผสม เพื่อให้ได้แรงดันสูงสุดตามที่ต้องการ

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนที่สำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวางวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



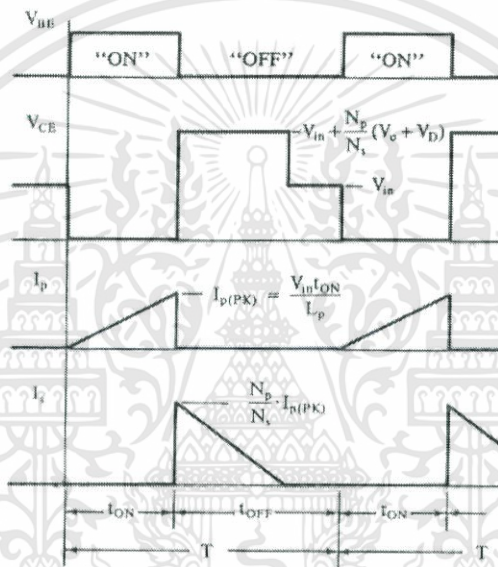
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้ทางขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสจึงมีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงพลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิและมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลด ได้ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{t_{ON} \times (N_s/N_p)(V_{in} - V_{CE(sat)})}{(T - t_{ON})} - V_D \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

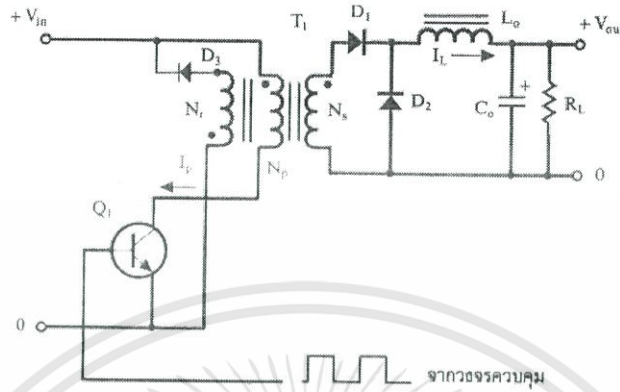
- T คือคาบเวลาการทำงานของ Q1 เป็นวินาที
- t_{ON} คือช่วงเวลา
- N_p คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
- N_s คือจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ
- V_{out} คือแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
- V_{in} คือแรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
- $V_{CE(sat)}$ คือแรงดันตกคร่อม Q1 ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็นโวลต์
- V_D คือแรงดันตกคร่อมไดโอด D1 ขณะนำกระแส เป็นโวลต์



รูปที่ 2.3 กราฟแสดงลักษณะกระแสและแรงดันในวงจรขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

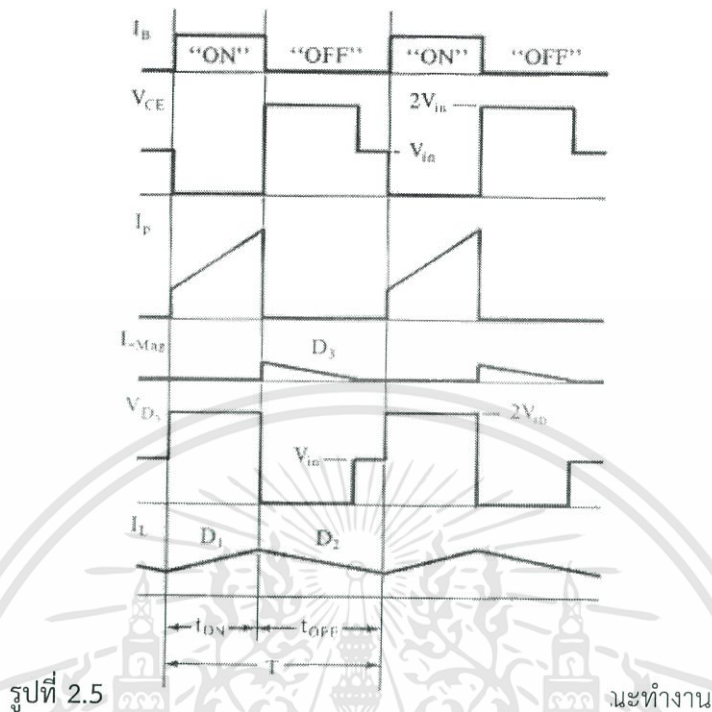
2.2.2 พอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.4 วงจรพื้นฐานของพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่พื้นฐานการทำงานจะแตกต่างกัน คือหม้อแปลงในพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส ต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q1 นำกระแส จะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดปฐมภูมิ N_p และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลง T1 ในพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกันดังนั้นไดโอด D1 จึงถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ทุติยภูมิ N_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย ส่วนไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับจึงไม่มีการนำกระแส เช่นเดียวกันไดโอด D3 เนื่องจากขดตีแมกเนไตซ์ N_r ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดปฐมภูมิ N_p ไดโอด D3 จึงอยู่ในลักษณะไบแอสกลับและไม่มีการไหล เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะถูกไบแอสกลับและไม่มีการไหลจากขดทุติยภูมิ N_s แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_o ยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ L_o ไดโอด D2 จึงถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน L_o จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลดได้กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง ทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ในขณะที่ Q1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการยุบตัวและกลับขั้วแรงดันที่ขด N_p , N_s และ N_r ไดโอด D3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างนี้ออกไปได้ ขดลวดตีแมกเนไตซ์ N_r และไดโอด D3 นี้มีความสำคัญมากเพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดปฐมภูมิในขณะที่ Q1 หยุดนำกระแสเมื่อ Q1 เริ่มนำกระแสอีกครั้งสนามแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่จะทำให้ Q1 เป็นอัตรายได้



สำหรับพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{t_{ON} \times (N_s/N_p) (V_{in} - V_{CE(sat)}) t_{ON}}{T} - V_D \quad (2.2)$$

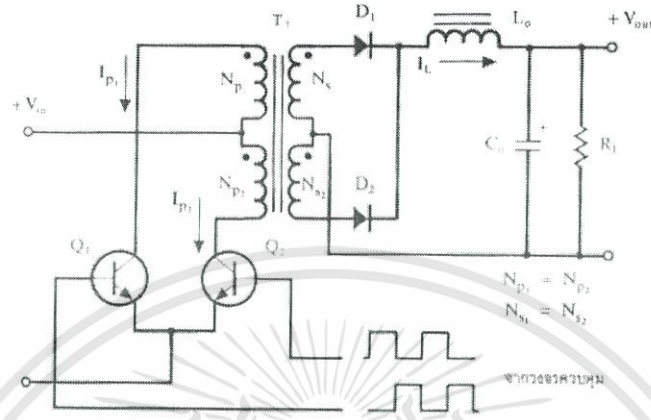
พอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (ในช่วง 100 - 200 วัตต์) แต่กระแสที่ได้จะมีภาระเพิ่มต่ำกว่า อย่างไรก็ตามตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้มีราคาสูงกว่า

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังได้สูง ในช่วง 200 - 1000 วัตต์ แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่ายในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสช่วยลดปัญหานี้ลงได้ดังนั้นพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังสูงการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เปรียบเสมือนการนำพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาทำงานร่วมกันโดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟส ทำให้จ่ายกำลังได้สูงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมในขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟลายแบคและพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์รวมทั้งปัญหาการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเพอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายง่ายพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นพื้นฐานของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์และฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีการทำงานคล้ายกัน แต่มีข้อบกพร่องน้อยกว่า

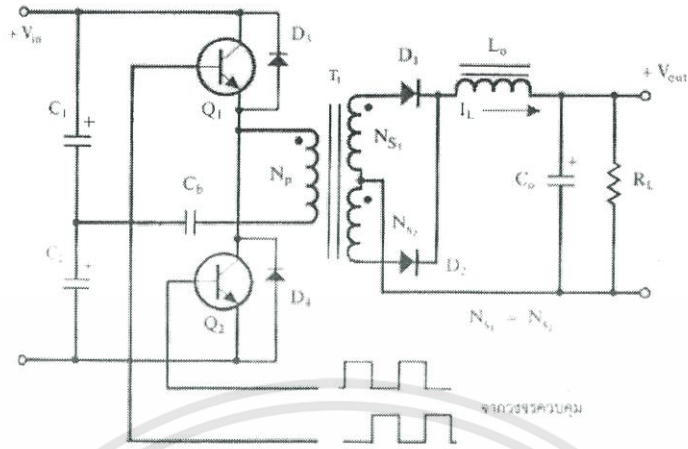


รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูป จากรูปที่ 2.6 Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา T ในขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดปฐมภูมิ N_{p1} และไดโอด D1 จะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดปฐมภูมิ N_{s2} ผ่านไดโอด D2 และ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลดในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1} = N_{p2}$ และ $N_{s1} = N_{s2}$) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 และ D2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D1 ซึ่งถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขดทุติยภูมิ N_{s1} ผ่าน L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด จะเห็นได้ว่าในหนึ่งคาบเวลาการทำงานขดทุติยภูมิจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้งฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านปฐมภูมิมีค่าเท่ากันและโหลดมีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

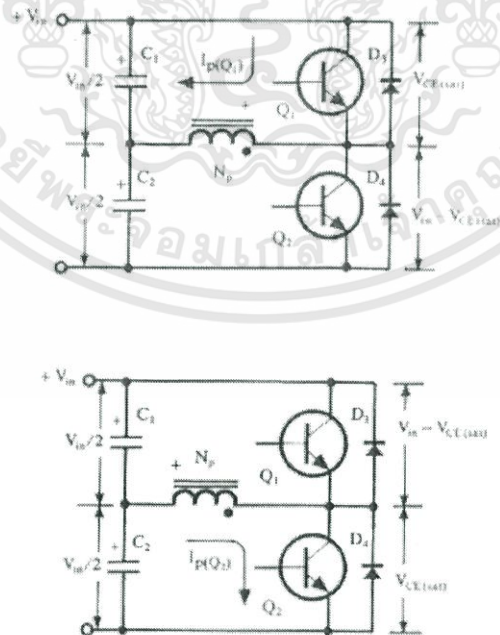
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดอยู่ในตระกูลเดียวกับฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่ลักษณะการจัดวงจรจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้นทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูก และหาได้ง่ายกว่าและลดข้อจำกัดเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงได้มากกว่ารวมทั้งยังไม่มีปัญหาการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้ด้วย



รูปที่ 2.7 วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 การทำงานเป็นดังต่อไปนี้ ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาวงจร จะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_b อยู่ในวงจร โดยให้ปลายของขดปฐมภูมิ N_p ที่ต่ออยู่กับ C_b นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังแสดงในรูปที่ 2.8



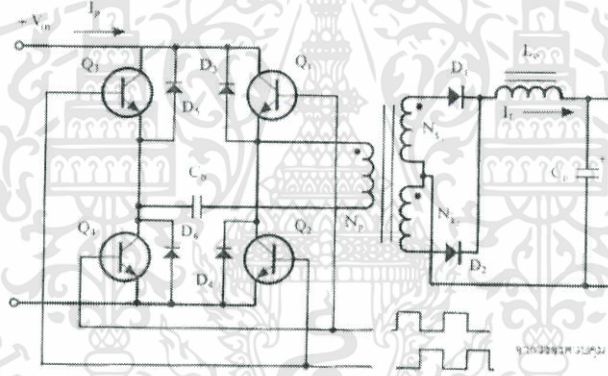
รูปที่ 2.8 (บน) ขณะ Q_1 นำกระแส (ล่าง) ขณะ Q_2 นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแส และ Q2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของปฏุมภูมิNpจะมีค่าเท่ากับ $V_{c1} - V_{ce(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q2 นำกระแส และ Q1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดปฏุมภูมิNpก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ เนื่องจาก $V_{ce(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q1 และ Q2 ที่ด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะเดียวกันกับฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์

2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดปฏุมภูมิเท่ากับแรงดันอินพุตแต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากันเนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลงไปกำลังงานสูงสุดที่ได้จากฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูง ตั้งแต่ 500 - 1000 วัตต์



รูปที่ 2.9 วงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

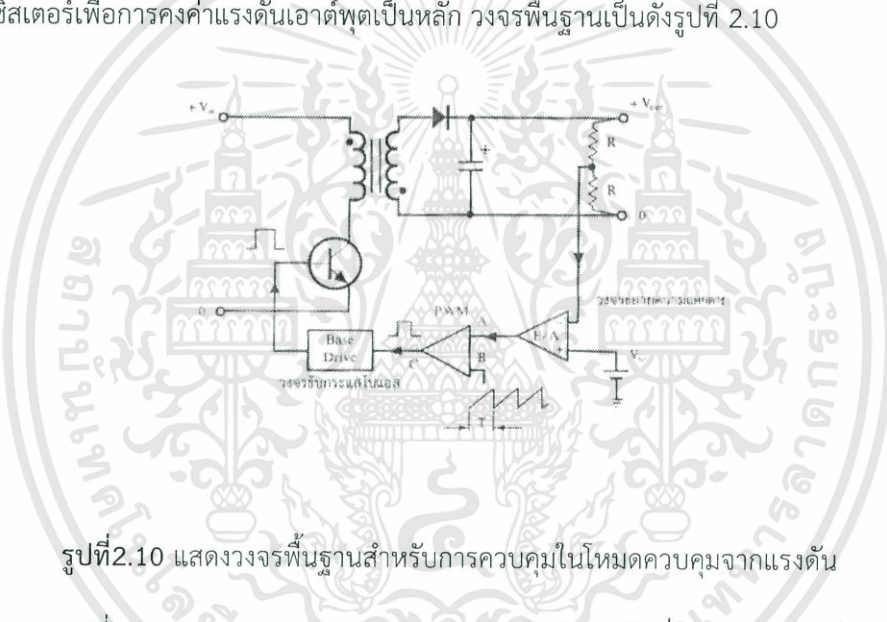
วงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.9 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในแต่ละครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไปลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดปฏุมภูมิจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{ce(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากฟูล-พูล คอนเวอร์เตอร์นั่นเองส่วนตัวเก็บประจุลือกก็ C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ceq2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{ceq3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q2 และ Q3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_{in} - V_{ceq1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{ceq4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกันส่วนไดโอด D3-D6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจร เพื่อป้องกัน Q1-Q4 เช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

2.3 จงจรควบคุม

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation - PWM) เป็นหลัก การใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้สองลักษณะคือควบคุมจากแรงดันและควบคุมจากกระแส

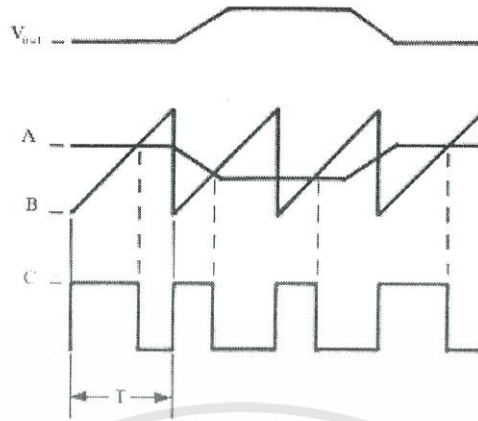
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control) จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานเป็นดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปที่ 2.10 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage) ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุตค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่งเอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์



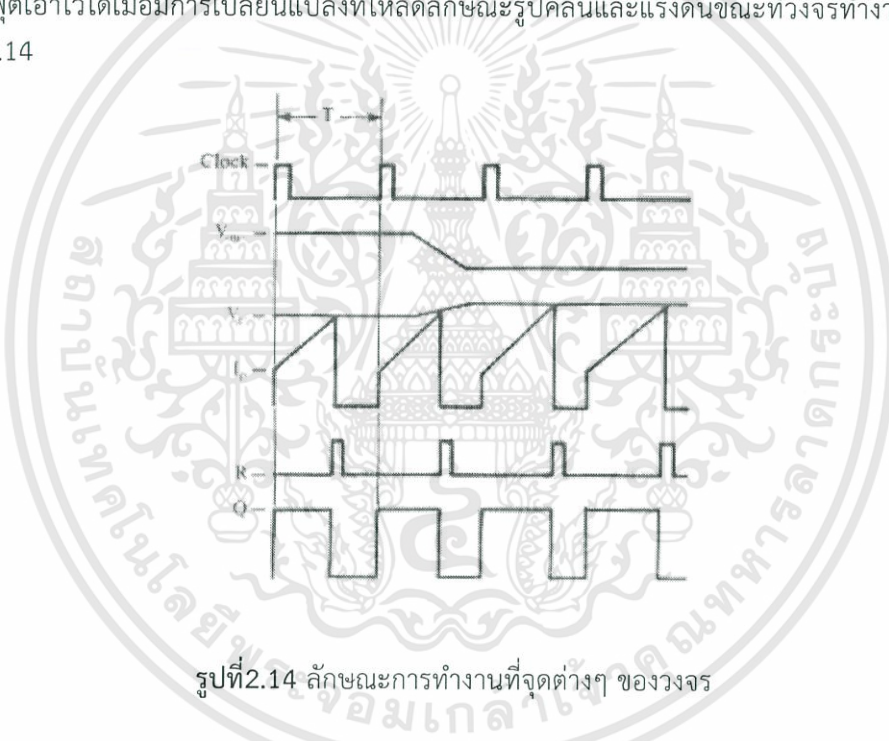
รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะความกว้างของพัลส์จาก PWM

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตตั้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลงถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้นความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.11 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอมเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่ MC34060, MC34166 และ TL494 เป็นต้น

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control) มีข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันจึงเป็นวงจรควบคุมที่นิยมใช้กันมาก วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน เช่น วงจรพื้นฐานแสดงในรูปที่ 2.12

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสย้อนลงในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้เข้าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึง เพิ่มขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคั้งที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็วพิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 2.12 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้ช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้ช่วงเวลานำกระแสลดลงด้วยดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลดลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานเป็นดังรูปที่ 2.14



จากลักษณะการทำงานดังกล่าวทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากรงดันดังนี้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่าทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุตเพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสไหลกลับได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขีดปรุณภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขีดปรุณภูมิปัญหาการไม่สมมาตรพัลส์แม่เหล็กของฟุช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

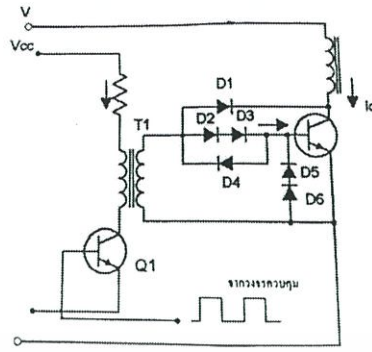
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำ 500 วัตต์มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสที่ค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้อานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีการนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้งานเวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

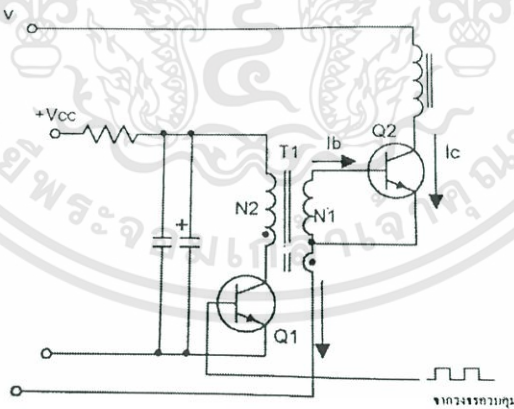
เบเกอร์แคลมป์เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 – 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 – 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ จงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส แสดงได้ดังวงจรในรูปที่ 2.16



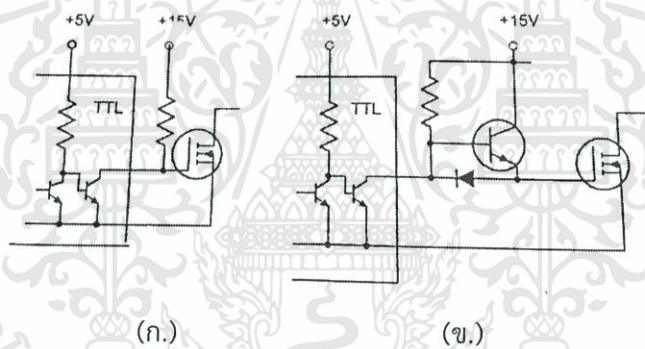
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟส

การขับเพาเวอร์มอสเฟส ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟสจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกรวมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟส ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและไม่ยุ่งยากเท่ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟสด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟสด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟส และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟสเป็นไปอย่างรวดเร็ว

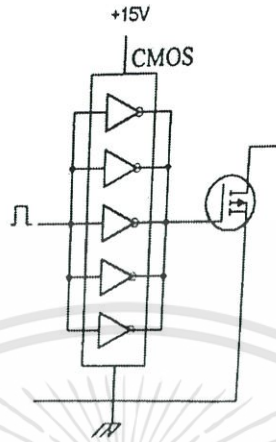


รูปที่ 2.17 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟสด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟสให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

รูปที่ (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปอย่างรวดเร็วมากขึ้น

2.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

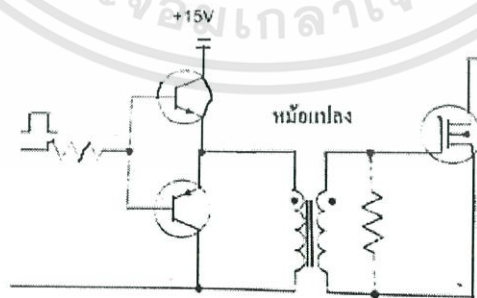


รูปที่ 2.18 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟสต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 – 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 – 15 โวลต์เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องการนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.19 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่าง จะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงฟลักซ์เข้ากับขาเกตและวงจรถบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.19

2.5 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไป คือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดับตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.5.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดมีช่วงเวลาดับตัวประมาณ 200 – 750 นาโนวินาทีซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาดับตัวประมาณ 25 – 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ เช่นเดียวกันแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 – 1.5 โวลต์

2.5.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดับตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้ ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

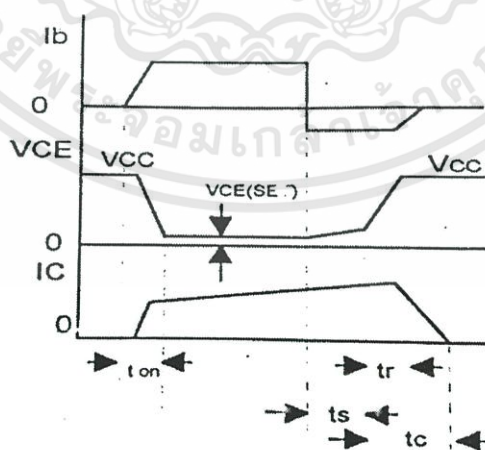
2.5.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์

ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนแปลงสถานะของตัวเองเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนแปลงสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่ คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาสูงกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมิตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนแปลงสถานะจะเกิดจากกำลังงานสูญเสียที่มากที่สุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูปที่ 2.20 กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่แรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.20 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_r (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา t_r+t_f จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส นั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5V_{cc}I_{pk}t_c}{T} \quad (2.3)$$

$P_{d(sw)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

V_{cc} คือ แรงดันตกร่วมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส

I_{pk} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

t_c คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส

T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.5.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอลเล็กเตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟสให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิตมอดดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟสที่จะใช้ในวงจรคอลเล็กเตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ p-ch

2.5.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟส

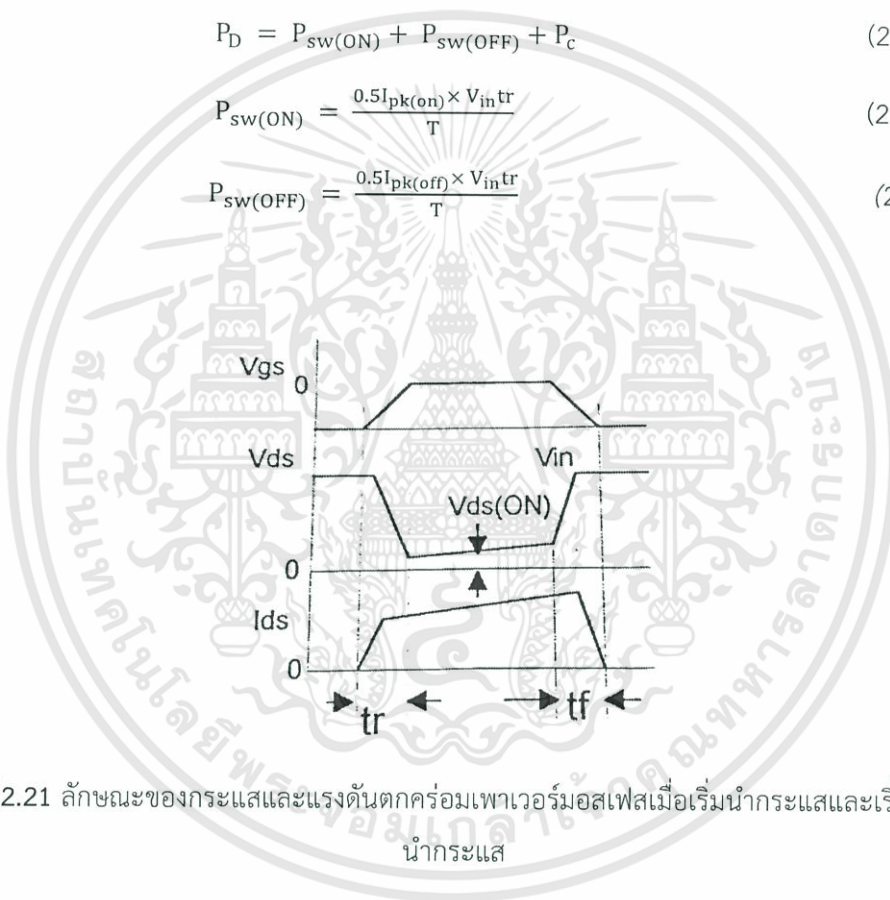
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟสขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟสจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟสจะไม่มีการสะสมประจุเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟสจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟสมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิรต การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสกับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟสมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟสขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_c \tag{2.4}$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5I_{pk(on)} \times V_{in}tr}{T} \tag{2.5}$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.5I_{pk(off)} \times V_{in}tr}{T} \tag{2.6}$$



รูปที่ 2.21 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟสเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

$$P_c = I_{Drms}^2 \times R_{DSON}(T_j) \tag{2.7}$$

- P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟส
- $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟส
- $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

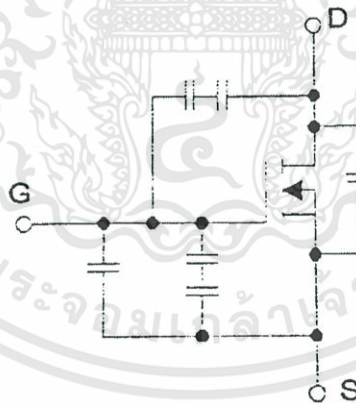
- I_{drms} คือ ค่ากระแส $r_{ds(on)}$ (T_j) คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิ
 รอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟส
 t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟส
 t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟส

2.5.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟส

การขับเพาเวอร์มอสเฟสให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟสจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตแลเชอร์สมีค่าอย่างเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟสให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.5.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุท (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟสจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆขาต่างๆของมันดังรูปที่ 2.21

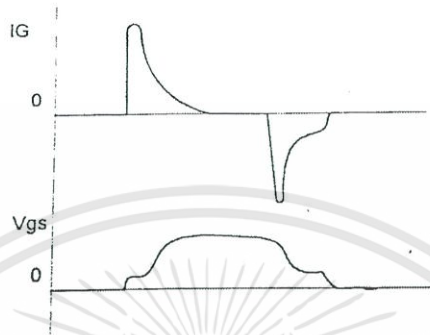


รูปที่ 2.22 ภาพแสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟส

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟสต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มมากขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟสจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟสจึงจะหยุดทำงานหรือหยุดนำกระแสตัวเอง ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 2.22 นั้นเอง

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟสนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.23 ภาพแสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟสถูกไบแอสให้นำกระแส

2.5.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟส

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟส การเกิดเซคันด์ารีเบรกดาวน์ เช่น ในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟสจึงมีพิภคความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟสไม่เกิดเซคันด์ารีเบรกดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวของมันเท่านั้น

2.5.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟสนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้

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

บทที่ 3

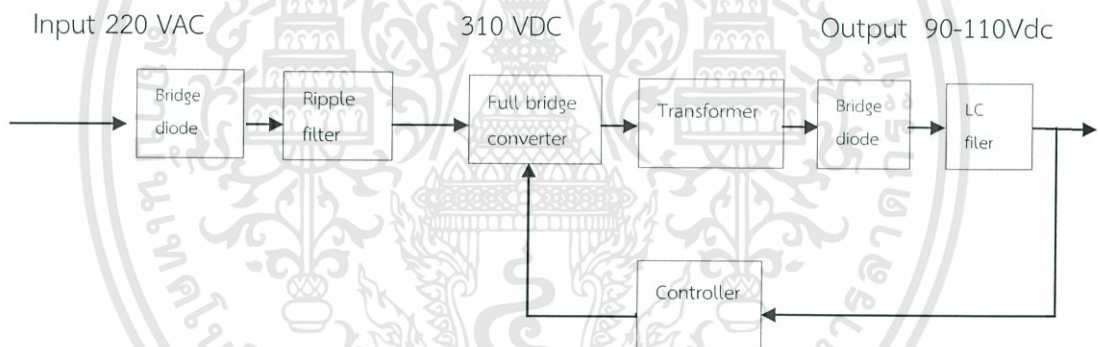
การออกแบบวงจร Variable Switching Power Supply

3.1 คุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ต้องการออกแบบมีดังนี้

- 1.1) Output Voltage (ปรับค่าได้) : 90 ถึง 110 V 1000 Watt
 1.2) Output Voltage (ปรับค่าได้) : 90 ถึง 110 V 1000Watt

3.2) หลักการออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ 90 ถึง 110 โวลต์

เนื่องจากวงจรแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ 90 ถึง 110 โวลต์ ทั้งสองพอร์ต มีลักษณะเหมือนกันทุกประการ จึงจะขอกล่าวหลักการออกแบบไปพร้อมกัน



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

3.2.1) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

Bridge diode

ในส่วนของวงจรนี้จะใช้ไดโอดเรกติไฟล์ ในการเรียงกระแสสลับให้เป็นกระแสตรง โดยจะเลือกไดโอดที่สามารถทนกระแสได้ไม่น้อยกว่า 4 แอมแปร์ การออกแบบวงจรบริดจ์นั้น ต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ 3 ตัว คือ Peak inverse voltage ,Current average voltage และ Peak surge current ซึ่งแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรบริดจ์ ออกแบบให้มีแรงดันประมาณ 310 โวลต์จึงเลือกใช้เพาเวอร์ไดโอดเบอร์ KBPC5004 ซึ่งมี Peak inverse voltage = 1000 V ซึ่งเพียงพอต่อการใช้งาน Current average = 50 A และ peak surge current = 400 A

ส่วนการสวิตซิ่งในส่วนหลังเป็นส่วนต่อจากขดลวดหม้อแปลงที่มีความถี่ประมาณ 23 KHz การเลือกใช้ Diode จึงสำคัญมาก จึงเลือกใช้แบบ Ultra-Fast Diode

3.2.2 วงจรกรองแรงดันกระเพื่อม

C filter

ในวงจรกรองกระแส ได้ใช้ตัวเก็บประจุต่อขนานกับวงจร เพื่อลดค่า Ripple voltage มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ 4 A ซึ่งเราสามารถคำนวณค่า Voltage Ripple ได้ดังนี้
พิจารณาขนาดตัวเก็บประจุ

$$C\Delta V_{IN(p-p)} \geq \frac{I_o}{\text{Ripple Frequency}}$$

$$\Delta V_{in(p-p)} = (4A/50Hz) \times (2 \times 4080\mu F)$$

$$\text{จะได้ } \Delta V_{in(p-p)} = 12.1 \text{ V}$$

LC filter

ในส่วนนี้ได้มีการออกแบบโดย คิดที่กระแสสูงสุด

-หาค่า C

จาก $R = V/I$ เมื่อ $V \approx 90\text{VDC}$ และ $I \approx 11.11\text{A}$ จะได้ $R = 8.18\Omega$ ที่ $f = 23 \text{ KHz}$ หรือ $T = 43\mu s$

ในการใช้งานจริง ต้องเผื่อไว้ที่ 20 เท่า ฉะนั้น จะได้ $T = 860\mu s$

$T = RC > 860\mu s$ จะได้ $860\mu = 10C$ ฉะนั้น $C = 86\mu F$ เพื่อค่า C 20 เท่า จะได้ $C = 1,720\mu F$

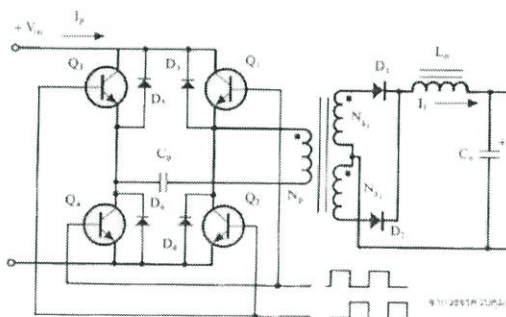
-หาค่า L

จาก $T = L/R$ และต้องมากกว่า $860\mu s$ จะได้ $860\mu s = L/10$ ฉะนั้น $L = 8.6\text{mH}$

เพื่อค่า L ไว้ที่ 20 เท่าจะได้ $L = 172\text{mH}$

3.2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้คือ ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจร Full-Bridge Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟลูบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดลวด Primary เท่ากับแรงดันอินพุท แต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟส มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุทเท่านั้น และค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์มอสเฟสแต่ละตัวนั้น มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฟลูบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านพาวเวอร์มอสเฟสลดน้อยลงไป กำลังงานสูงสุดที่ได้จากวงจรนี้ จึงมีค่าสูงมาก

3.2.4 Controller

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL 494 ที่ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ ผ่านขา 9 และขา 10 จากการทำงานของไอซี TL494 เป็นวงจรสร้าง PWM ซึ่งความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 และ 5 คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T ดังสมการ

$$T = (R_T \cdot C_T) / 1.1 \text{ หรือความถี่ } f_{osc} \approx 1.1 / R_T \cdot C_T$$

$$\text{ฉะนั้น } f_{osc} \approx (1.1 / 0.001 \mu\text{F}) \times 30 \text{ k}\Omega \text{ จะได้ } f_{osc} \approx 36.66 \text{ KHz}$$

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Date time) TL494 สามารถกำหนดค่าเวลาเมื่อ ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 – 3.3 โวลต์ เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL 494 โดยตัว TL 494 จะมีขา V_{ref} ขาที่ 14 สามารถจ่ายแรงดันได้ 5V จึงนำ R อนุกรมเข้าไประหว่าง ขา 14 และขา 4 ซึ่งมี C ค่าหนึ่งต่ออยู่แล้ว จาก Datasheet ของ TL494 เราต้องการ %DC (Percent Duty Cycle) ประมาณ 40% จะได้

$$\text{ฉะนั้น } 0.4V = 5V \cdot R_1 / (R_1 + R_2) \text{ ให้ } R_1 = 470\Omega \text{ จะได้ } R_2 \approx 5.4 \text{ k}\Omega \text{ แต่ค่านี้ไม่มี จึงเลือกใช้ } 5.6 \text{ k}\Omega$$

3.2.5 Transformer

การเลือกใช้แกนในการทำเป็นหม้อแปลงความถี่สูงนั้นต้องคำนึงถึงคุณสมบัติของแกนหรือแกนที่มีค่า Bandwidth ที่กว้างกว่าแกนทั่วไป ในที่นี้ใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่หามาได้ จากการวัดหาค่า Al (อัตราระหว่างค่าความเหนี่ยวนำต่อจำนวนรอบของขดลวดยกกำลังสอง) ของแกนดังกล่าว

$$\text{มีค่า } Al \approx 8.08 \mu\text{H}/\text{T}^2 \text{ ที่ความถี่ } 23 \text{ KHz} \text{ จะได้ค่า } T = 43 \mu\text{s}$$

$$\text{จาก } L = V \Delta t / \Delta i \text{ จะได้ว่า } L = 310\text{V} \times (43 \mu\text{s} / 1) = 13.33 \text{ mH}$$

หาจำนวนรอบจาก $L = Al(N)^2$ จะได้ $N^2 = (13.33 \text{ mH}) / (8.08 \mu\text{H}/\text{T}^2)$ ฉะนั้น $N = 40$ รอบ
เนื่องจากเราคิดที่ 40% Duty Cycle จะได้ 80% ของ 310VDC ประมาณ 248 VDC จึงพันหม้อแปลงในอัตรา 2:1 รอบจะได้ V Output ประมาณ 124 VDC

บทที่ 4

การทดลอง และ ผลการทดลอง

4.1 ทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร จากตัวของวงจรจะรับแรงดันที่เข้ามา 220V 50Hz จะผ่านเข้าไปยังวงจร Rectifier แบบบริดจ์ซึ่งเป็นไดโอดสี่ตัวทำหน้าที่ในการเรียงกระแส แล้วผ่านไปยังตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เพื่อให้แรงดันเรียบและลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple voltage) ในส่วนนี้จะได้แรงดันประมาณ 310V แล้วส่งผ่านในส่วนของคอนเวอร์เตอร์ที่เราใช้เป็นแบบฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยการสวิตของมอสเฟสจะถูกควบคุมโดยตัวไอซี TL494

การควบคุมจะอาศัยการทำงานของ ไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งจะเป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์ให้กลับฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จ่ายไปยังตัวของหม้อแปลงซึ่งเป็นความถี่สูง 23 KHz ผ่านไดโอดความถี่สูงเราใช้เป็นแบบอูลตราฟาสต์-ไดโอด แล้วผ่านวงจรกรองความถี่ C มี R ทำหน้าที่ในการฟีดแบ็ค (Feedback) กลับไปยังตัวไอซี TL494 เพื่อทำการปรับค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุต

4.2 ผลการทดลอง

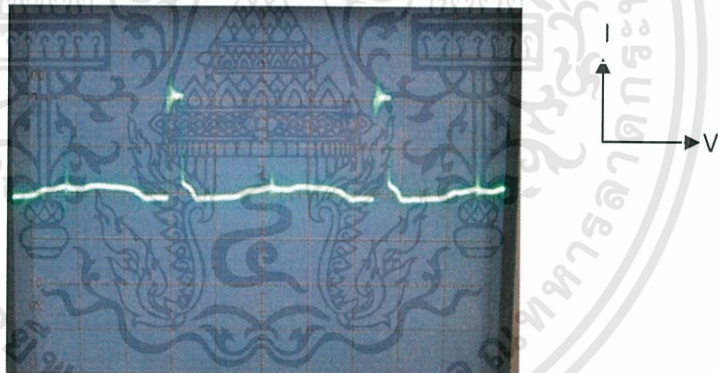
การทดลองเพื่อวัดค่ากระแสและแรงดันที่ใช้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า
ตารางที่ 4.1 การหาค่ากระแสเอาต์พุตจากค่าแรงดันที่โหลด R โหลด 0.0518 Ohm พอร์ตที่หนึ่ง

$V_{R(\text{Load})}$ (V)	$I_{(\text{Output})}$ (A)	$V_{(\text{Output})}$ (V)	$P_{(\text{Output})}$ (W)
0.100	1.93	90.1	173.90
0.119	2.30	106.6	245.18
0.196	3.78	90.1	340.58
0.226	4.36	105.6	460.42
0.290	5.59	90.3	504.78
0.330	6.37	103.4	658.66
0.378	7.29	90.3	658.28
0.428	8.26	100.4	829.30
0.470	9.07	90.3	819.02
0.526	10.15	99.1	1005.86

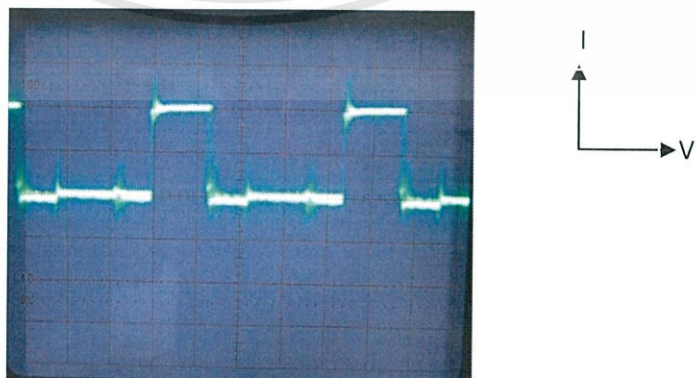
ตารางที่ 4.2 การหาค่ากระแสเอาต์พุตจากค่าแรงดันที่คล่อม R โหลด 0.0518 Ohm พอร์ตที่สอง

$V_{R(\text{Load})}$ (V)	$I_{(\text{Output})}$ (A)	$V_{(\text{Output})}$ (V)	$P_{(\text{Output})}$ (W)
0.100	1.93	90.1	173.90
0.119	2.30	106.6	245.18
0.196	3.78	90.1	340.58
0.226	4.36	105.6	460.42
0.290	5.59	90.3	504.78
0.330	6.37	103.4	658.66
0.378	7.29	90.3	658.28
0.428	8.26	100.4	829.30
0.470	9.07	90.3	819.02
0.526	10.15	99.1	1005.86

เนื่องจากวงจรแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ 90 ถึง 110 โวลต์ ทั้งสองพอร์ต มีลักษณะเหมือนกันทุกประการ จึงจะขอกล่าวผลการทดลองของกราฟเพียร์ตเพียงพอร์ตเดียวเท่านั้น

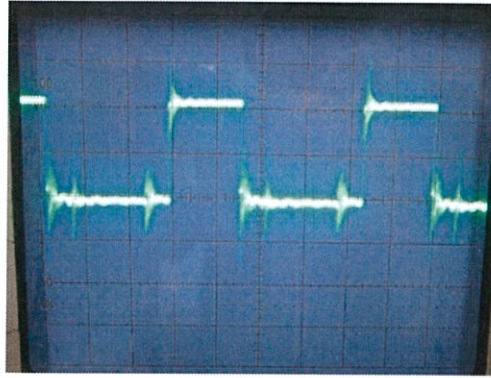


รูปที่ 4.1 ภาพสัญญาณของไอซี TL494 ขณะไม่มีโหลด

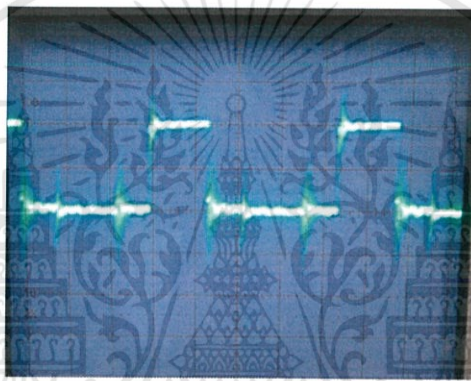


รูปที่ 4.2 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 1.93 A

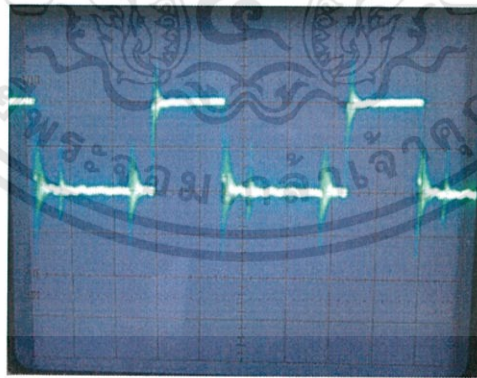
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.3 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 2.30 A

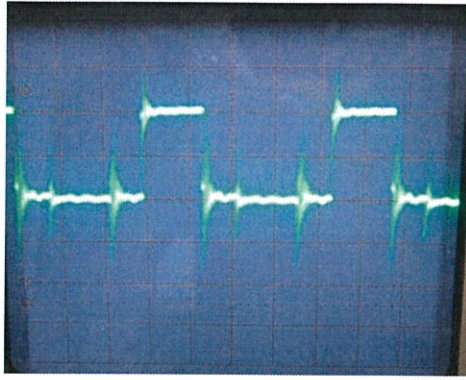


รูปที่4.4 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 3.78 A

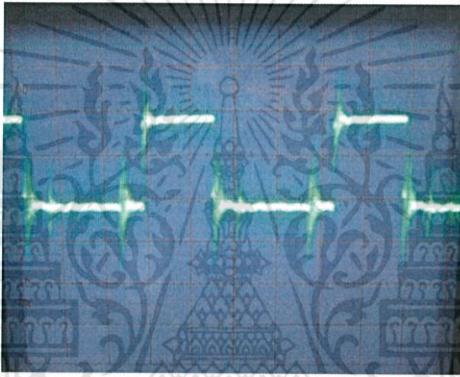


รูปที่4.5 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 4.36 A

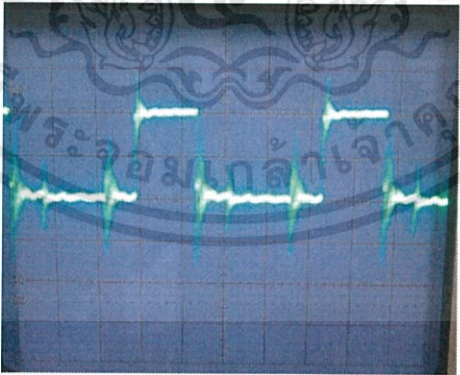
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.6 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 5.59 A

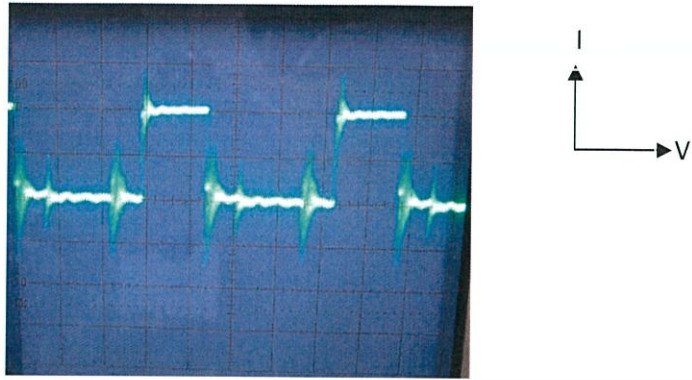


รูปที่4.7 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 6.37 A

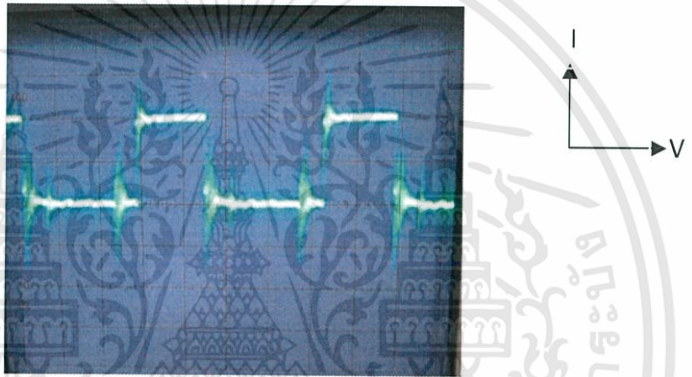


รูปที่4.8 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 7.29 A

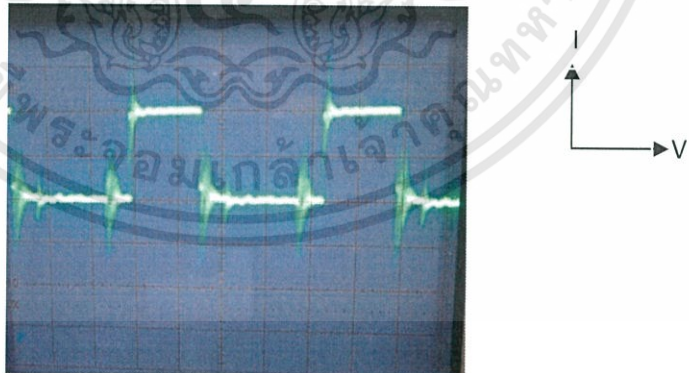
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.9 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 8.26 A

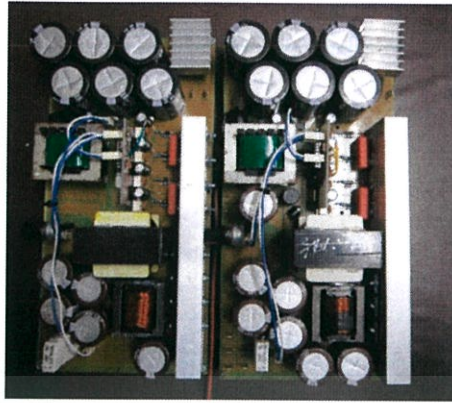


รูปที่4.10 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 9.07 A

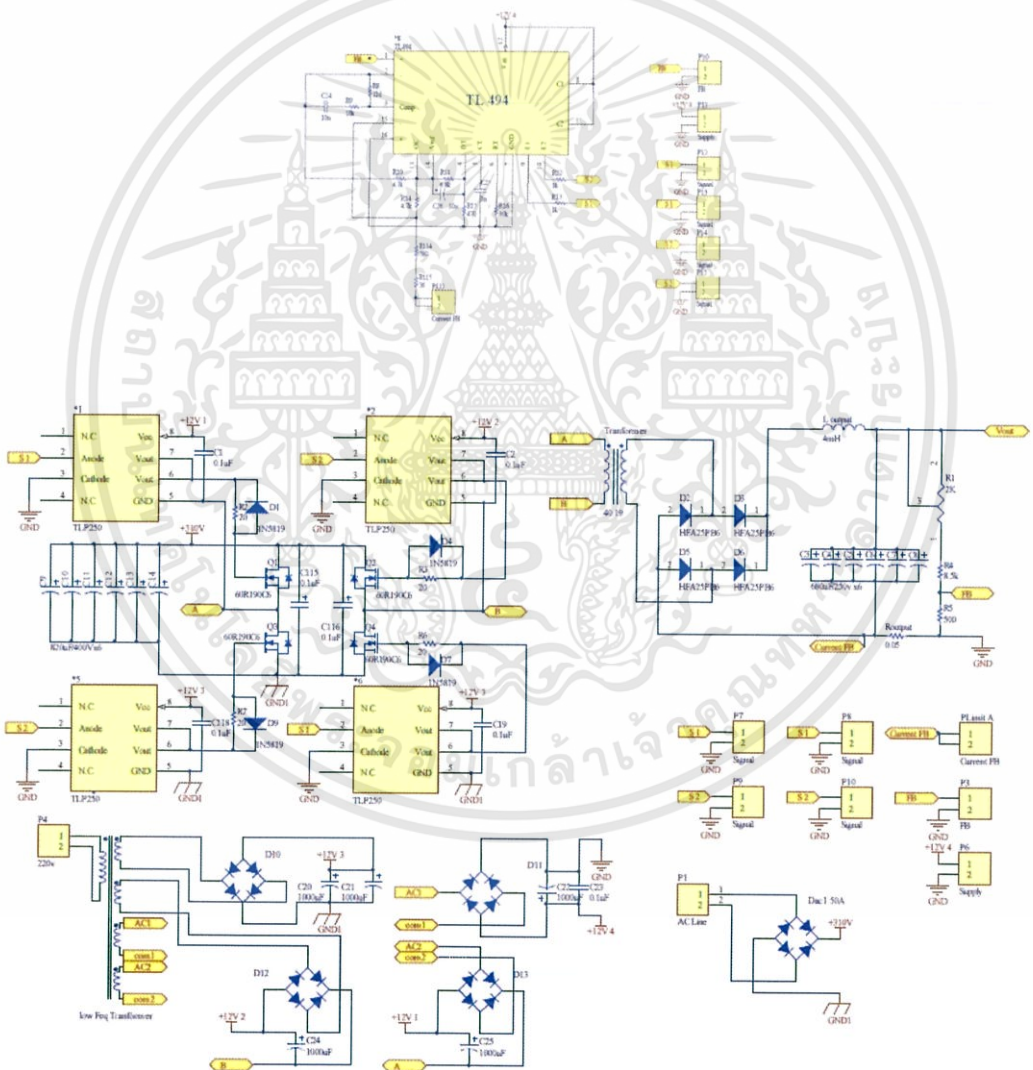


รูปที่4.11 ภาพสัญญาณเมื่อมีการดึงกระแส 10.15 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.12 ภาพแสดงในส่วนของวงจร



รูปที่4.13ภาพแสดง Schematic ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วิเคราะห์และสรุปผล

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองผลของไอซี TL494 สามารถสร้างสัญญาณ PWM ที่ความถี่ 23 KHz แบบ Push-Pull เพื่อไปควบคุมมอเตอร์ที่ต่อแบบพูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ให้ทำงานได้ เมื่อมีการต่อฟีดแบ็ค (Feedback) ไปยัง TL494 สัญญาณ PWM ที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงแคบลงหรือค่า ดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ลดลง เมื่อ Voltage ที่ Out put มีค่าเริ่มมากกว่าที่ตั้งไว้คือ 90V แต่เปอร์เซ็นต์ของดิวตี้ไซเคิล จะเพิ่มขึ้นเมื่อมีการติ๊กกระแสเพื่อควบคุมให้ Voltage Output มีค่าคงที่

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. ค่าของสัญญาณที่เอาต์พุตของ TLP250 ส่งผลทำให้ตัวมอสเฟสเกิดความเสียหาย แต่เราได้ทำการแก้ปัญหาโดยออกแบบวงจรใหม่โดยใช้แผ่น PCB เดิมนั้นเราได้ทำบนบอร์ดไปปลาเพื่อลดผลของค่าแอลที่เกิดขึ้นกับวงจร
2. มอสเฟสเกิดความเสียหายขณะทำการติ๊กกระแส สาเหตุเนื่องมาจากสัญญาณ PWM ที่สร้างจากตัวไอซี TL494 มีปัญหา เราได้ทำการแก้ปัญหาดังกล่าวโดยลดผลของฟีดแบ็ค ด้วยการพันหม้อแปลงใหม่และทำการปรับค่าของ Date time Control ที่ตัวไอซี TL494 เพื่อเพิ่มความกว้างของ %DC ให้มากขึ้น
3. การทดลองที่ความถี่ กระแส และแรงดันสูงเป็นอันตรายมาก ทั้งนี้ต้องมีความระวังและตรวจสอบอย่างถี่ถ้วนก่อนการทดสอบ หากไม่แล้วอาจเกิดความเสียหายต่อวงจรและผู้ทดลองได้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP250

- Transistor Inverter
- Inverter For Air Conditioner
- IGBT Gate Drive
- Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

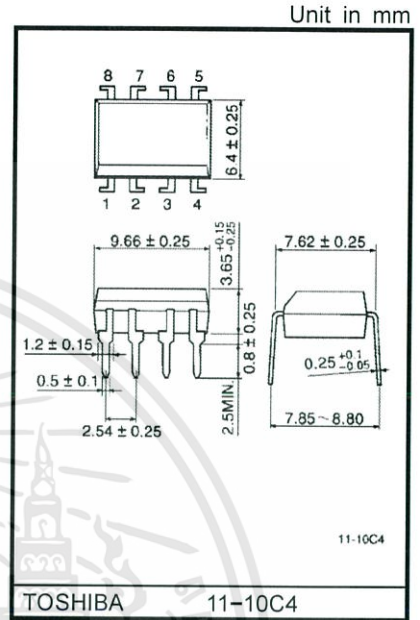
- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\sim 35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option(D4)

VDE Approved : DIN EN60747-5-2

Maximum Operating Insulation Voltage : $890V_{\text{PK}}$

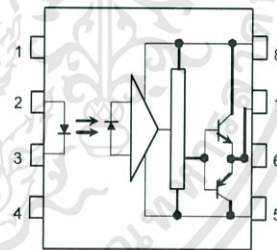
Highest Permissible Over Voltage : $4000V_{\text{PK}}$

(Note):When a EN60747-5-2 approved type is needed,
Please designate "Option(D4)"



Weight: 0.54 g(Typ.)

Pin Configuration (top view)

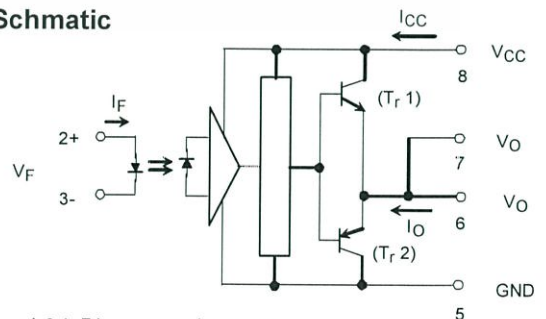


- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (Output)
- 7 : V_O
- 8 : V_{CC}

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Schmatic



A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I_F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FPT}	1	A	
	Reverse voltage	V_R	5	V	
	Junction temperature	T_J	125	°C	
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_O	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_{CC}	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
Junction temperature	T_J	125	°C		
Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz		
Operating temperature range	T_{opr}	-20~85	°C		
Storage temperature range	T_{stg}	-55~125	°C		
Lead soldering temperature (10 s)	T_{sol}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	BV_S	2500	Vrms		

Note 1: Pulse width $P_W \leq 1\mu s$, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s)$, $I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

Note 4: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 5: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Input current, on (Note6)	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30 20	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	70 85	°C

Note 6: Input signal rise time(fall time)<0.5μs.

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min	Typ.*	Max	Unit
Input forward voltage		V _F	—	I _F = 10 mA, Ta = 25°C	—	1.6	1.8	V
Temperature coefficient of forward voltage		ΔV _F / ΔTa	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C
Input reverse current		I _R	—	V _R = 5V, Ta = 25°C	—	—	10	μA
Input capacitance		C _T	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF
Output current	"H" level	I _{OPH}	1	V _{CC} = 30V (*1) I _F = 10 mA V ₈₋₆ = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V ₆₋₅ = 2.5V	0.5	2	
Output voltage	"H" level	V _{OH}	3	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	12.8	—	V
	"L" level	V _{OL}	4	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.8V	—	-14.2	-12.5	
Supply current	"H" level	I _{CCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11	
	"L" level	I _{CCCL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—	
				V _{CC} = 30V, I _F = 0mA	—	—	11	
Threshold input current	"Output L→H"	I _{FLH}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O > 0V	—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	V _{FHL}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O < 0V	0.8	—	—	V
Supply voltage		V _{CC}	—		10	—	35	V
Capacitance (input-output)		C _S	—	V _S = 0, f = 1MHz Ta = 25°C	—	1.0	2.0	pF
Resistance(input-output)		R _S	—	V _S = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1×10 ¹²	10 ¹⁴	—	Ω

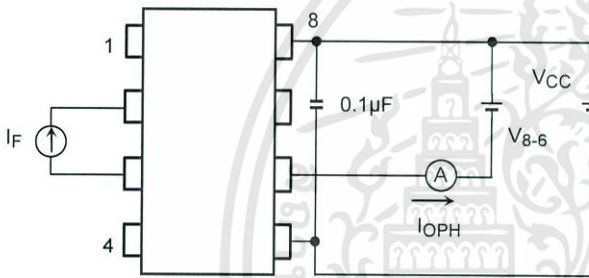
* All typical values are at Ta = 25°C (*1): Duration of I_O time ≤ 50μs

Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)

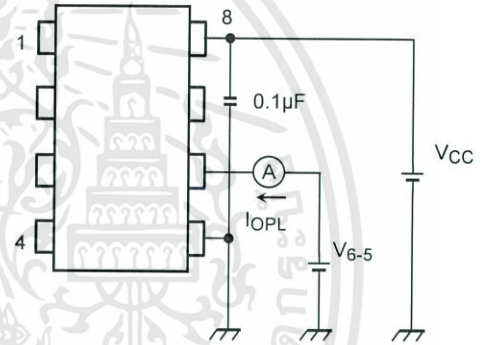
Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min	Typ.*	Max	Unit
Propagation delay time	L→H	5	I _F = 8mA V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L			t _{pHL}	—	0.15	
Output rise time	t _r			—	—	—	
Output fall time	t _f			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	C _{MH}	6	V _{CM} = 600V, I _F = 8mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	C _{ML}		V _{CM} = 600V, I _F = 0mA V _{CC} = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

All typical values are at Ta = 25°C

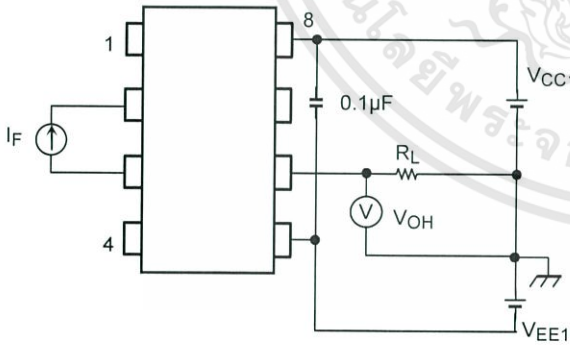
Test Circuit 1 : I_{OPH}



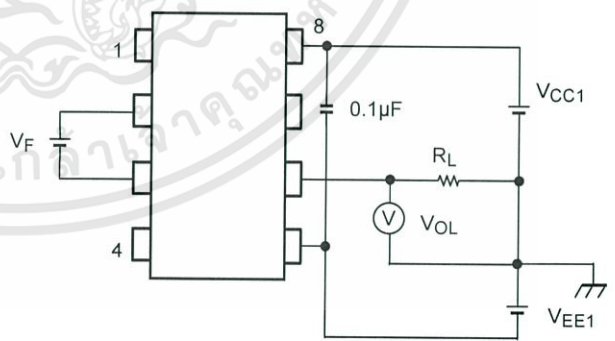
Test Circuit 2 : I_{OPL}



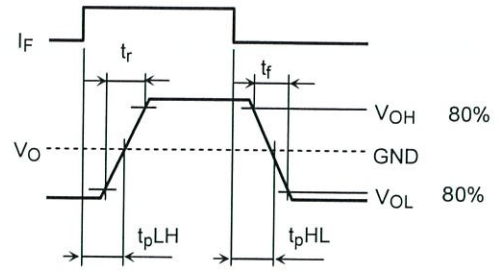
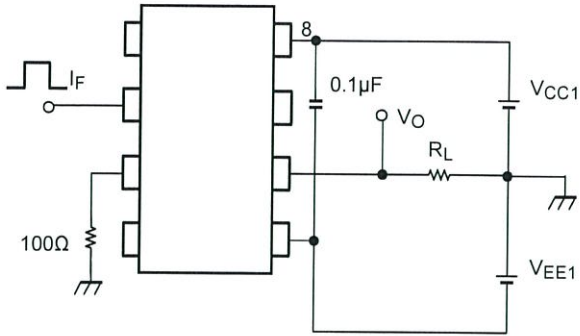
Test Circuit 3 : V_{OH}



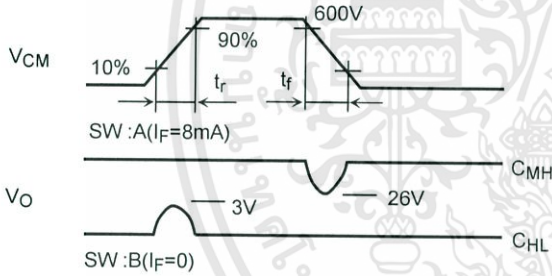
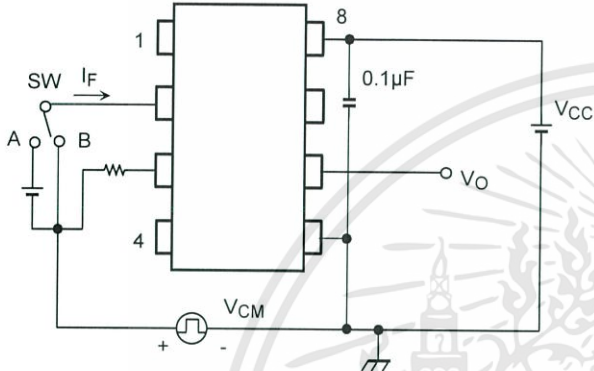
Test Circuit 4 : V_{OL}



Test Circuit 5: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



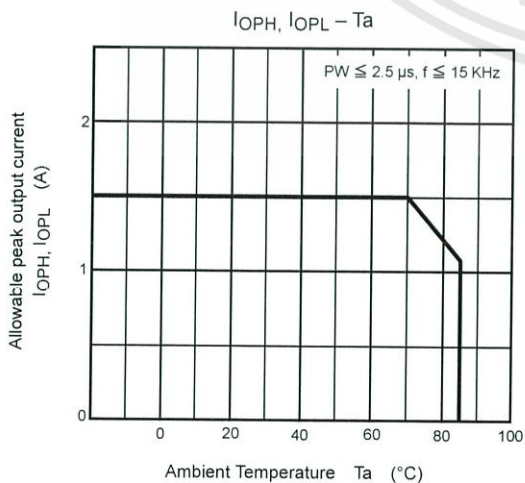
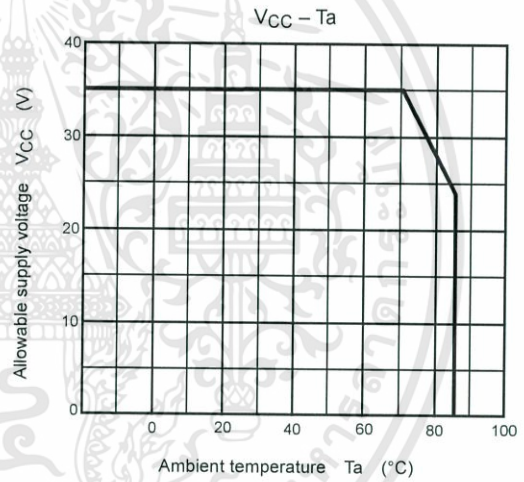
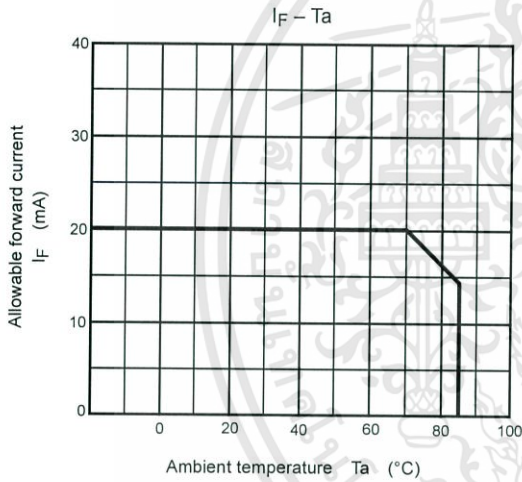
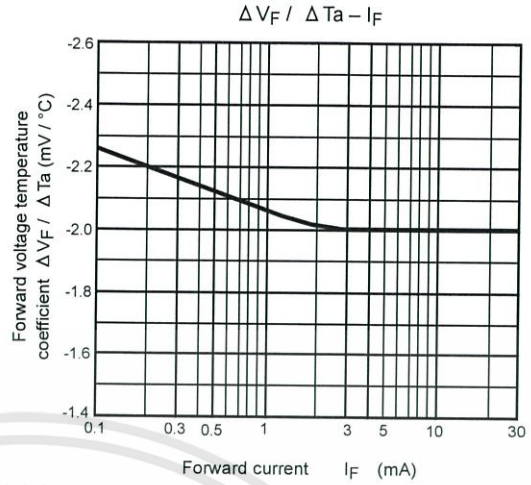
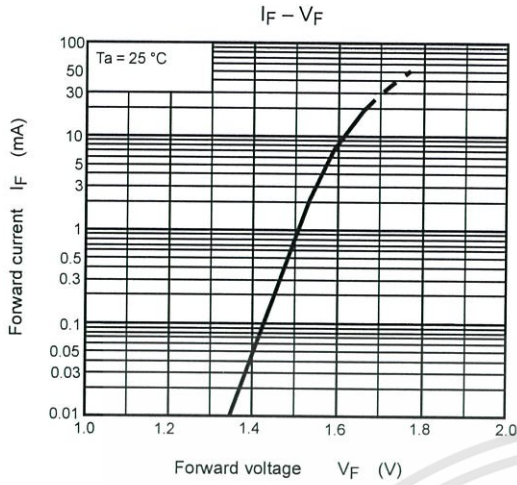
Test Circuit 6: C_{MH} , C_{ML}



$$C_{ML} = \frac{480 (V)}{t_f (\mu s)}$$

$$C_{MH} = \frac{480 (V)}{t_r (\mu s)}$$

$C_{ML}(C_{MH})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

20070701-EN

- The information contained herein is subject to change without notice.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc.
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document shall not be used or embedded to any downstream products of which manufacture, use and/or sale are prohibited under any applicable laws and regulations.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patents or other rights of TOSHIBA or the third parties.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.
- Please contact your sales representative for product-by-product details in this document regarding RoHS compatibility. Please use these products in this document in compliance with all applicable laws and regulations that regulate the inclusion or use of controlled substances. Toshiba assumes no liability for damage or losses occurring as a result of noncompliance with applicable laws and regulations.



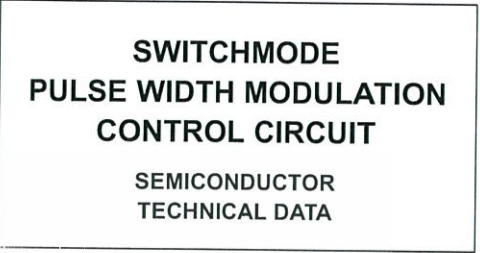
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

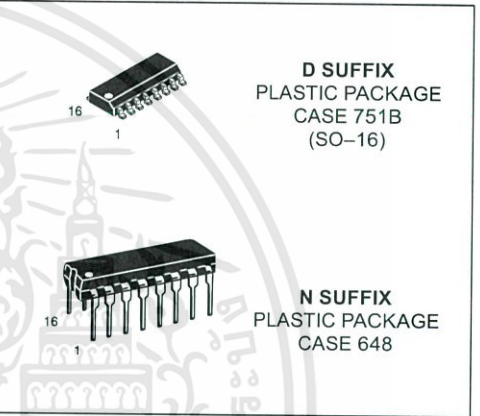


TL494



SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

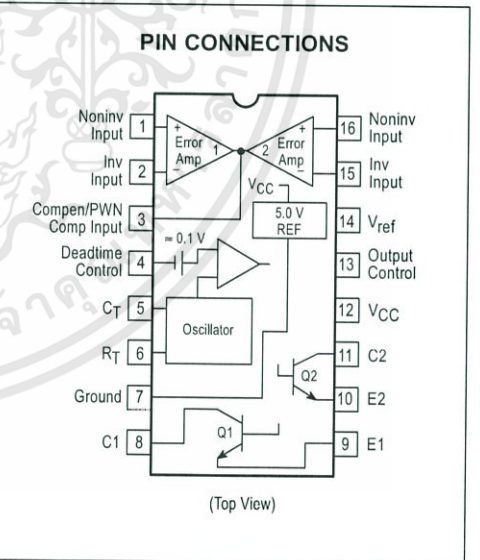
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



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

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

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T _A = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T _A = -25° to +85°C	Plastic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

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

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

TL494

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

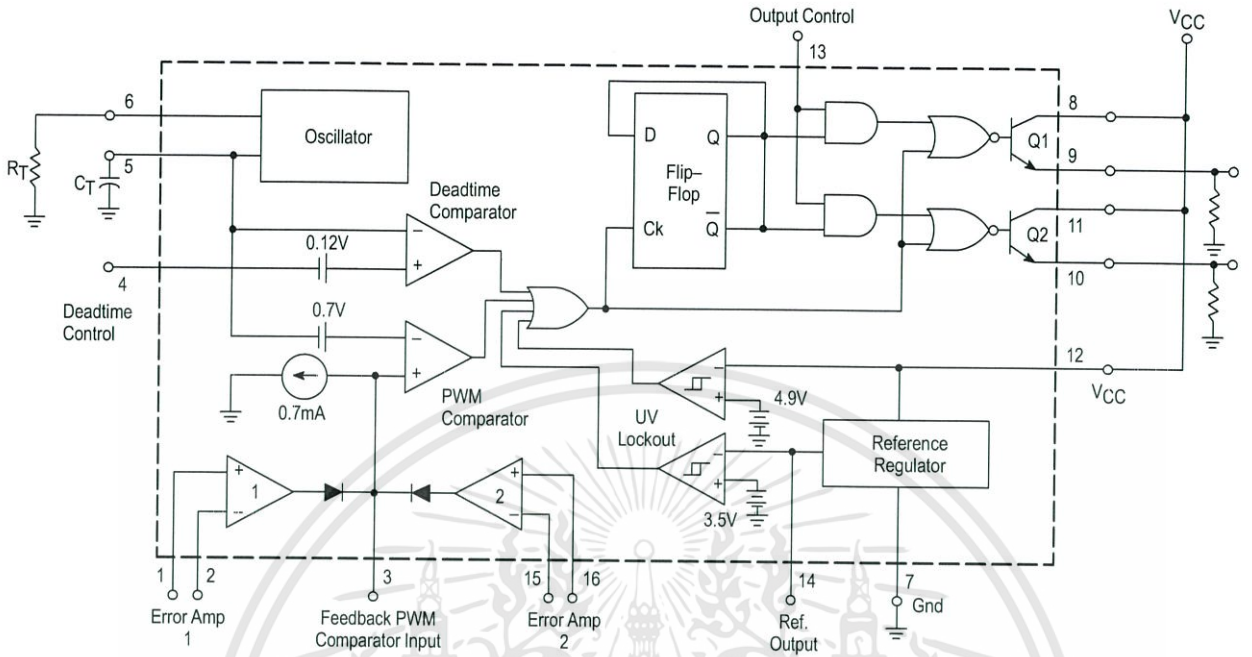
For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

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

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

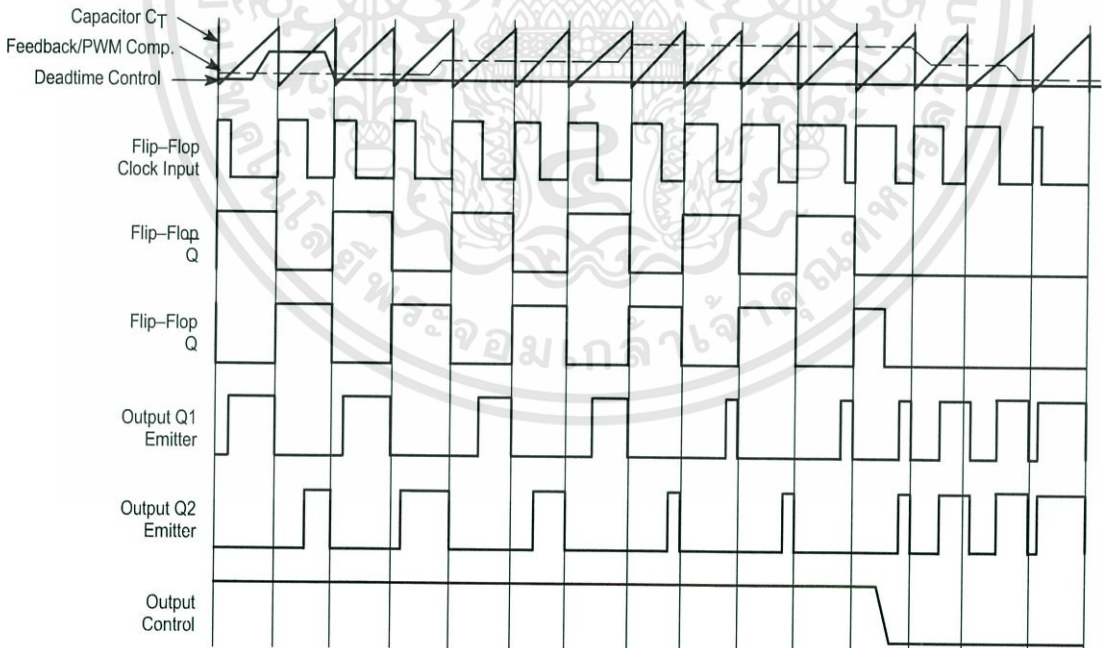
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

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

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

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

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

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

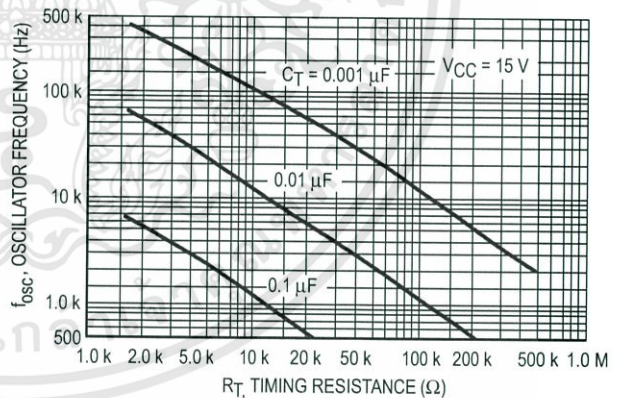


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

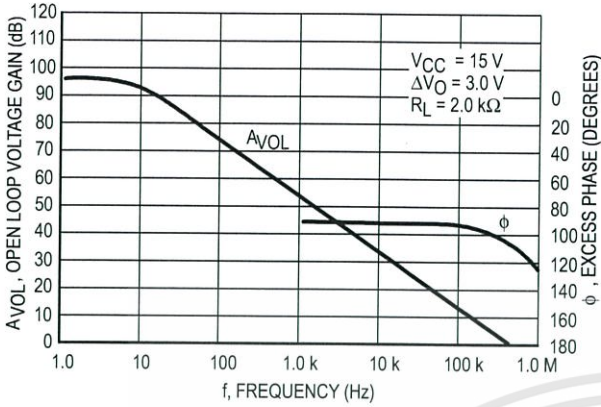


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

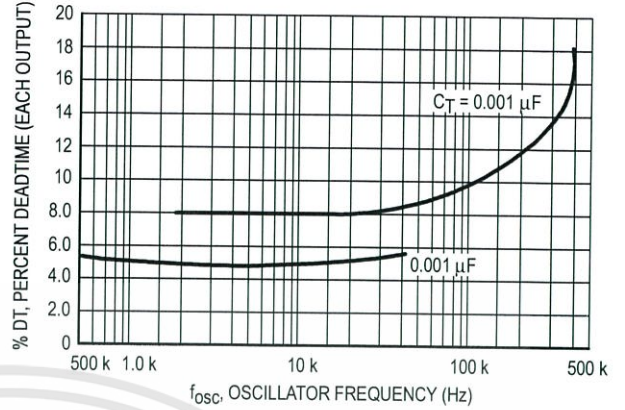


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

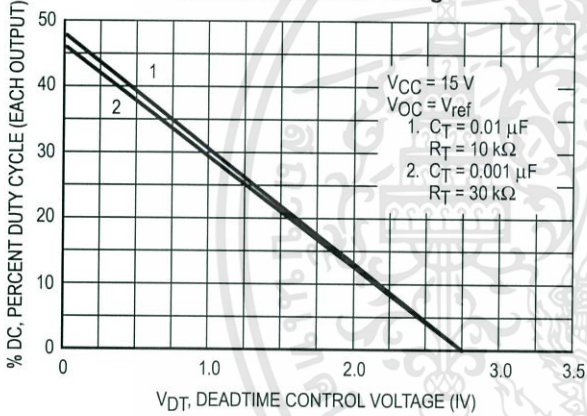


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

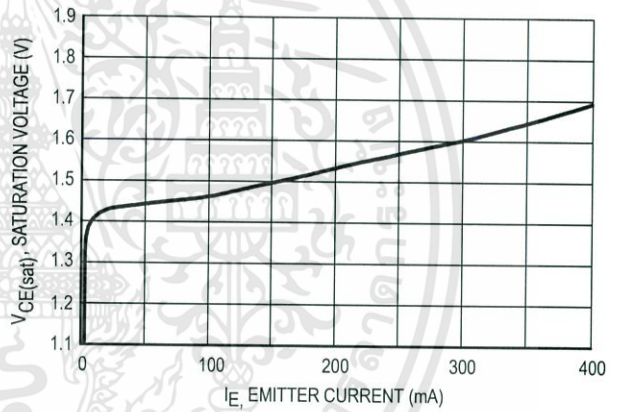


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

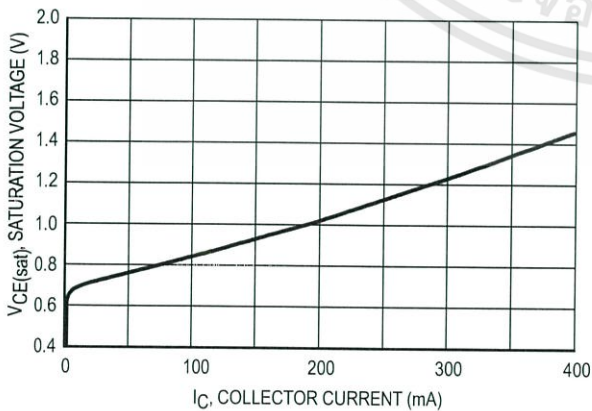


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

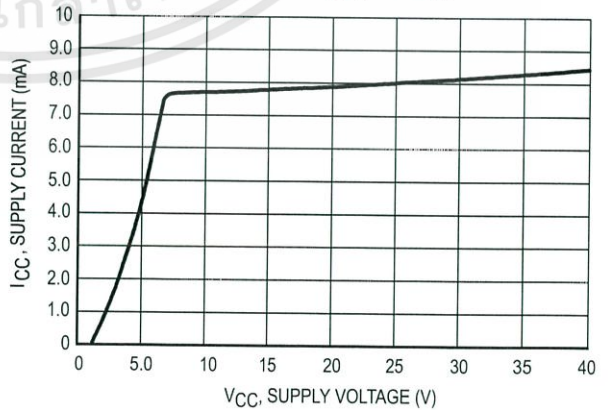


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

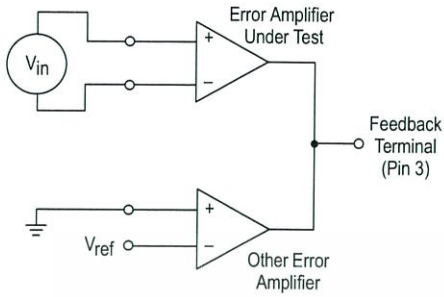


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

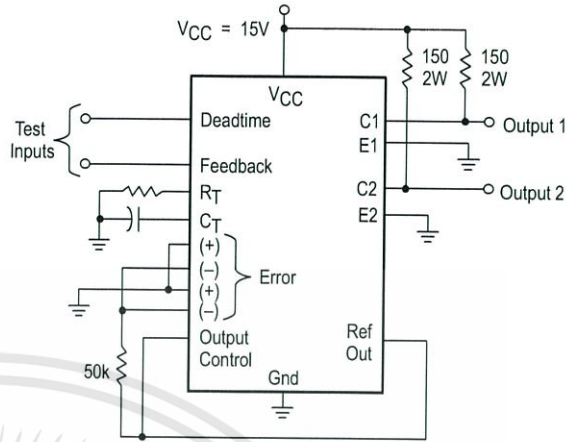


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

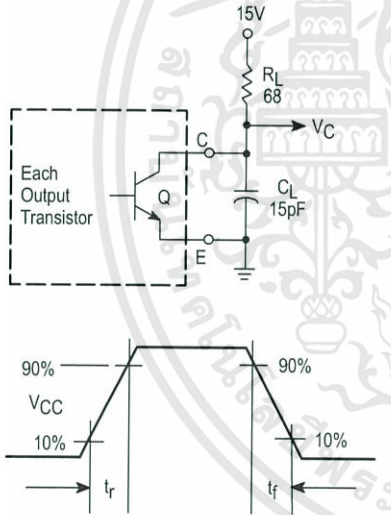


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

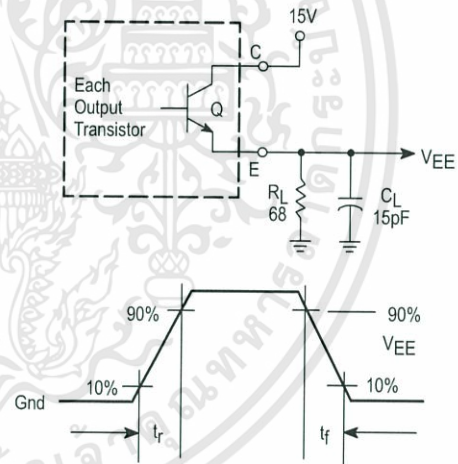


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

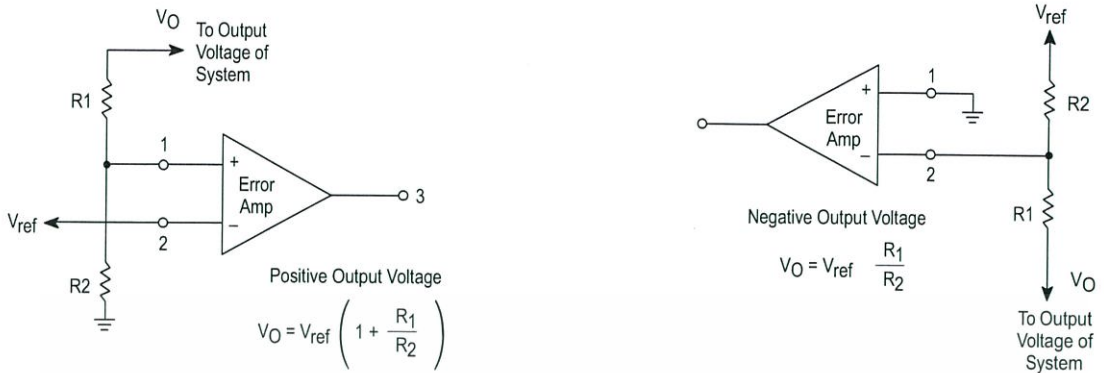


Figure 15. Deadtime Control Circuit

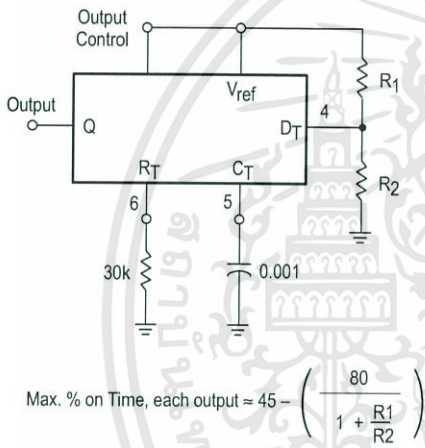


Figure 16. Soft-Start Circuit

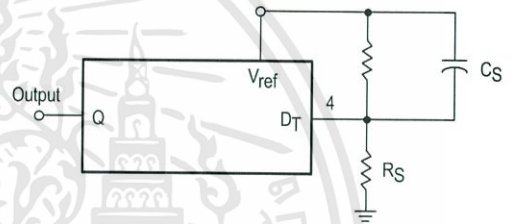
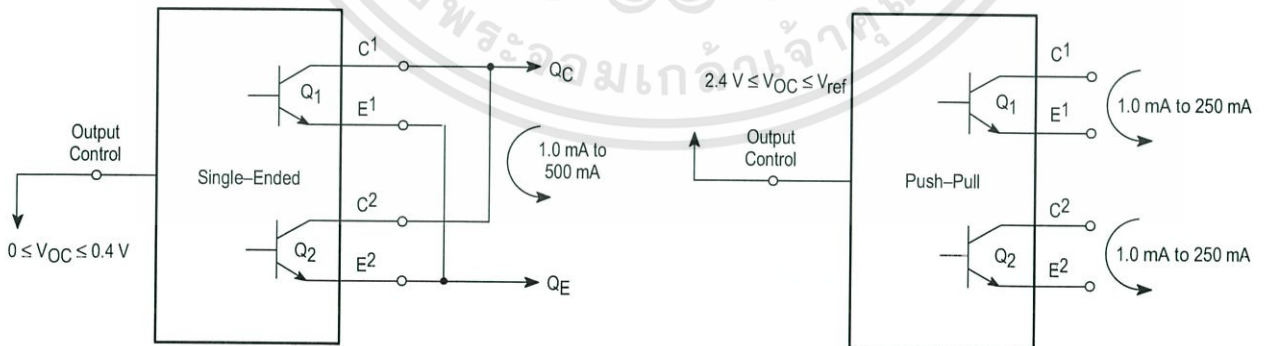


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

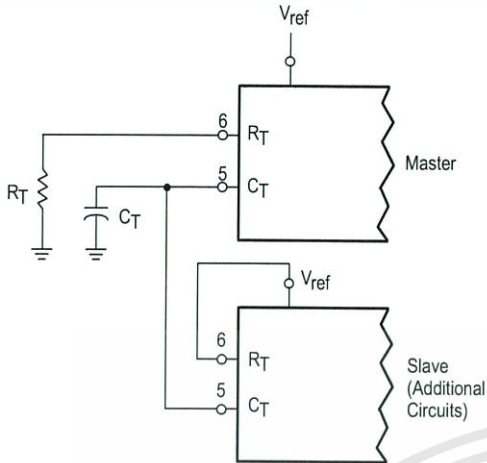


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

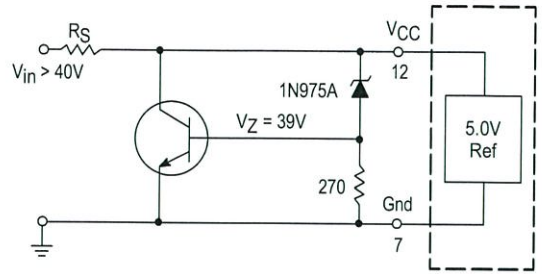
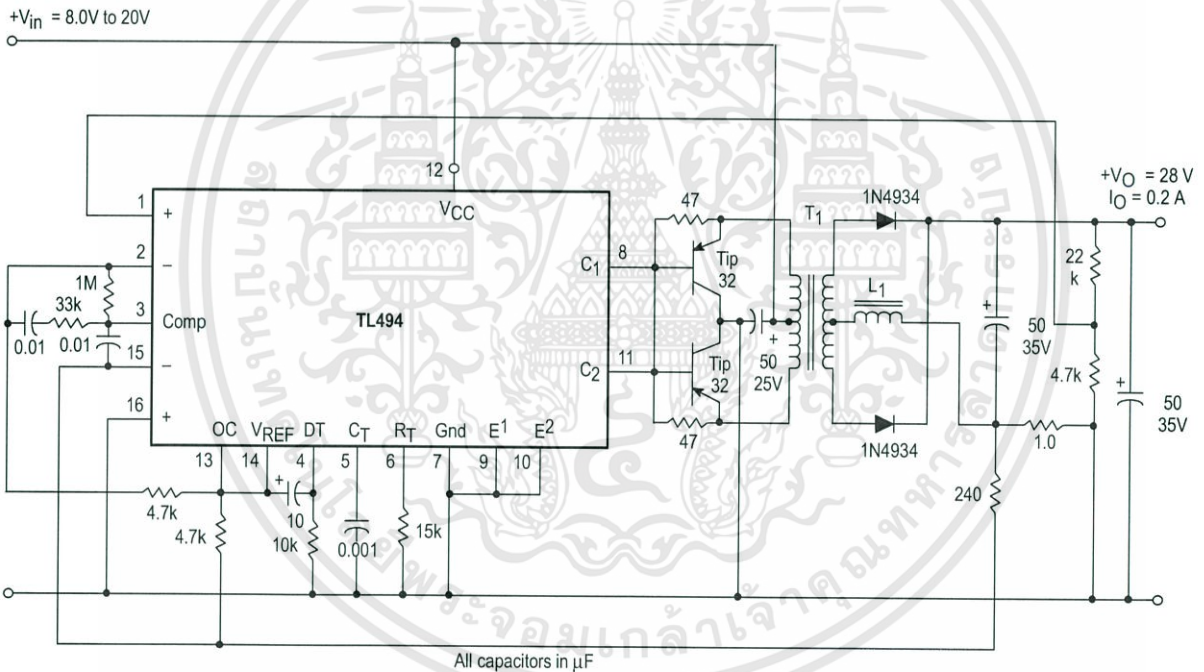


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

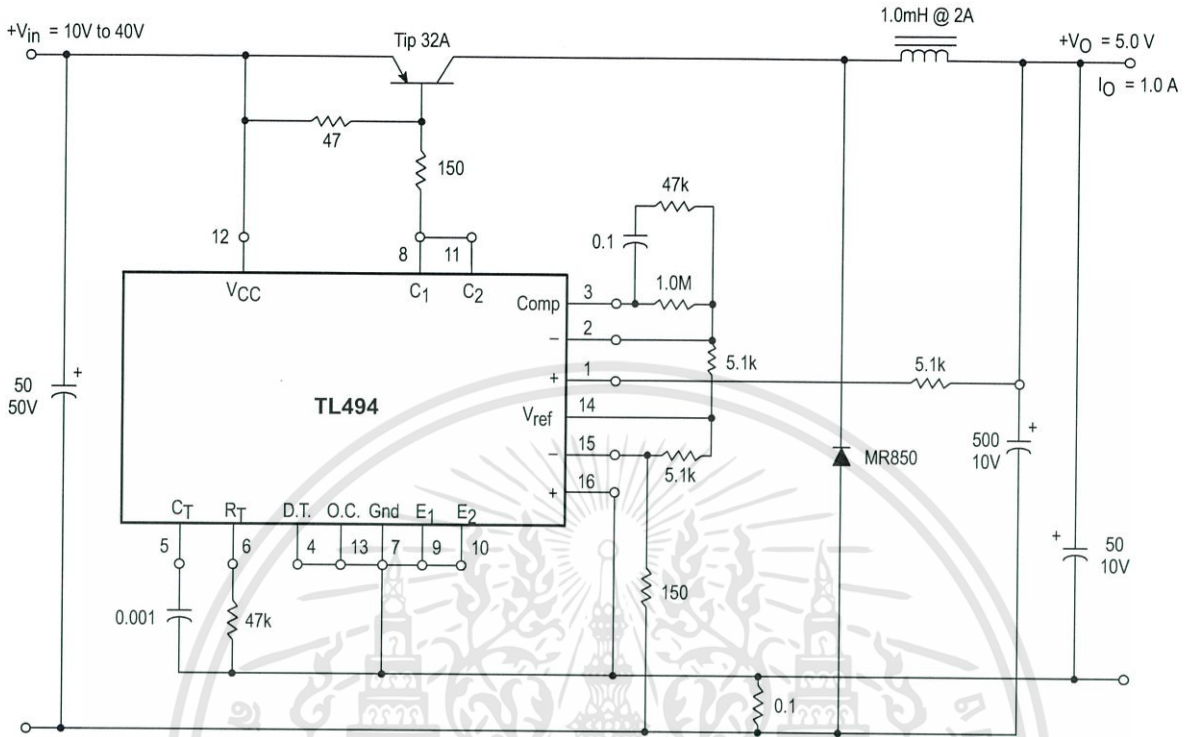


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to } 1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V},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

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

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

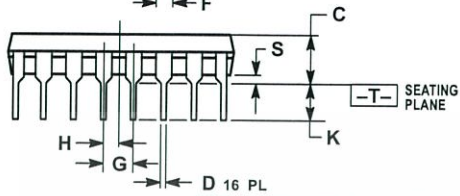
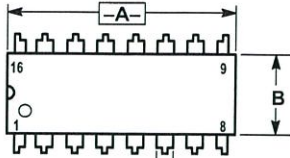


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in}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

TL494

OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

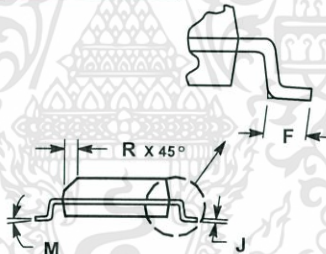
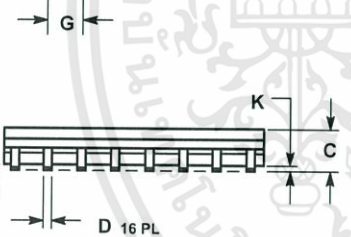
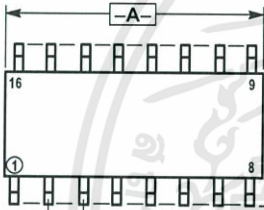


⊕ 0.25 (0.010) M T A M

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

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




⊕ 0.25 (0.010) M T B S A S

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

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



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



เอกสารอ้างอิง

[1] ประทีป ตันติพงศ์, สุวินัย อินตะสาร, แหล่งจ่ายไฟแรงสูงแบบสวิตซ์ิ่ง, วิทยานิพนธ์ของสาขาวิชา อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2542.

[2] วิริยะ ยังสุข, และ อำนาจ ถิรนนทนากร, แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงสวิตซ์ิ่ง, วิทยานิพนธ์ของสาขาวิชา อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.

[3] <http://www.cpe.ku.ac.th>, วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้