

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบผลิตน้ำโอโซน
OZONE WATER SYSTEM

โดย

นาย รัชชัย	สายน้ำ	รหัส 48015208
นาย วรวุฒิ	บวบเมือง	รหัส 48015223
นาย วัลลภ	บุญเพ็ง	รหัส 48015225

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล
๒๗.๖.๒๕๕๐
๒๕๕๐

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 82185
วัน,เดือน,ปี..... 9 ก.ค. 2551

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

๑๑๙๔๖๑๑๐
b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบผลิตน้ำโอโซน
OZONE WATER SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบผลิตน้ำไอโซน

- | | |
|-------------------------------|---------------|
| ผู้จัดทำ 1. นาย ชวิชัย สายน้ำ | รหัส 48015208 |
| 2. นาย วรวิทย์ บวบเมือง | รหัส 48015223 |
| 3. นาย วัลลภ บุญเพ็ง | รหัส 48015225 |

.....อาจารย์ ที่ปรึกษา
(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบผลิตน้ำไอโซน

นาย รัชชัย สายน้ำ รหัส 48015208

นาย วรวิทย์ บวบเมือง รหัส 48015223

นาย วัลลภ บุญเพ็ง รหัส 48015225

ร.ศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

จุดประสงค์ของปฏิญานิพนธ์นี้เพื่ออธิบายถึงการออกแบบและการสร้าง แหล่งจ่ายไฟ กระแสสลับแรงดันสูง ความถี่สูง แบบสวิตชิง ซึ่งมีขนาดแรงดันเอาต์พุต 3KV เพื่อนำไปจ่ายให้กับ หลอดไอโซนโดยใช้ ไอซีเบอร์ TL494 ควบคุมการทำงานของวงจร และเป็นตัวผลิตพัลส์ความถี่สูง โดยใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิง สำหรับการสวิตชิง ของเพาเวอร์มอสเฟต ได้ใช้หลักการของวงจรฮาล์ฟบริดคอนเวอร์เตอร์ ในการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้า กระแสตรง เป็นแรงดันกระแสสลับที่เป็นพัลส์ และเอาพัลส์ที่ได้นี้ไปผ่านวงจรเรโซแนนซ์เพื่อ เปลี่ยนแรงดันกระแสไฟฟ้ากระแสสลับที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ และแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่น ไซน์ นี้จะถูกแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงด้วยหม้อแปลงความถี่สูงแบบเพิ่มแรงดัน เพื่อนำแหล่งจ่ายไฟที่สร้างขึ้นมานี้ไปเป็นแหล่งจ่ายให้ระบบผลิตน้ำไอโซนเพื่อพัฒนาให้ระบบ ผลิตน้ำไอโซนมีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยที่นำเอาอากาศให้ไหลผ่านหลอดไอโซน โดยให้อากาศ ไหลผ่านสนามไฟฟ้าแรงดันสูงเพื่อให้ออกซิเจนในอากาศแตกตัวและรวมตัวกันใหม่เกิดเป็นก๊าซ ไอโซน และนำก๊าซไอโซนที่ได้มาผสมกับน้ำ ระบบจะประกอบไปด้วยเครื่องสูบน้ำที่ใช้ในการ จ่ายน้ำผ่านชั้นตอนผสมกับก๊าซไอโซน จากนั้นนำน้ำที่ผ่านการผสมกับก๊าซไอโซนมาทำการวัด ปริมาณก๊าซไอโซนโดยใช้สารละลาย KI (โปแตสเซียม ไอโอไดค์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OZONE WATER SYSTEM

Mr. Thawatchai Sainam ID.48015208

Mr. Worawut Buabmuung ID.48015223

Mr. Wanlop Bunpheng ID 48015225

Assoc Prof. Somsak Chearsirikun Adviser

Educational Year 2007

Abstract

The purpose of this project to describes a design and construction of the high voltage switching power supply with high frequency at output voltage of 3KV. For ozone generate tube. IC TL 494 is controlled switching with Pulse Width Modulation (PWM) technique to control of the switching. The working process of switching work on the principle of haft-bridge inverter to converts DC voltage into pulse voltage. The pulse voltage to be converted in to sine wave by resonance circuit and passed to high frequency step up transformer for high output voltage.

After that ,We use the switching power supply for the ozone water system is to develop the ozone water system.

Process of ozone water system following. First, Air blown in to ozone tube. Then air flow through high pressure electric field in order to ionize Oxygen and to regeneration into ozone. When we get ozone gas ,we would feed it and waste water in to ozone mixer . The designed ozone mixer uses water pump to discharge water through mixer which mix water and ozone gas. We then test the efficiency of ozone water mixing uses KI solution.

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำปฏิญยานิพนธ์ในครั้งนี้คงจะไม่ประสบความสำเร็จ ถ้าไม่มีท่านอาจารย์ที่ปรึกษา (รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล) ที่ได้คอยให้คำปรึกษาพร้อมทั้งแนวทางการคิดและขั้นตอนจนถึงเรื่องการแก้ไขปัญหาต่างๆ เป็นผลทำให้ปฏิญยานิพนธ์ในครั้งนี้สำเร็จมาด้วยดี พร้อมทั้งขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ที่ให้ความเอื้อเฟื้อในด้านสถานที่และเครื่องมืออุปกรณ์ อีกทั้งขอขอบคุณ พระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนด้านทุนทรัพย์และให้กำลังใจทางการศึกษาตลอดมาจนถึงปัจจุบันอีกทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ที่คอยช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ หลากหลายเรื่องเช่น ให้ยืมเครื่องมือ และคอยให้กำลังใจที่คิดตลอดมาในการทำปฏิญยานิพนธ์ในครั้งนี้

นาย ธวัชชัย สายน้ำ

นาย วรวิทย์ บวบเมือง

นาย วัลลภ บุญเพ็ง

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ	
Abstract	
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง	1
1.2 ระบบไอโซน	2
1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ	3
บทที่ 2 หลักการทำงานและการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ	4
2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ	4
2.1.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	5
2.1.2 ฟอร์เวคคอนเวอร์เตอร์	7
2.1.3 พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์	10
2.1.4 ฮาล์ฟบริคคอนเวอร์เตอร์	11
2.1.5 ฟูลบริคจ์ คอนเวอร์เตอร์	13
2.2 วงจรควบคุมสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	14
2.2.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)	14
2.2.2 วงจรควบคุมในโหมดของกระแส (Current Mode Control)	16
2.3 การออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายด้วย ไอซีเบอร์ TL494	20
2.3.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	21
2.3.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	21
2.3.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D	22
2.3.4 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาท์พุทของไอซี	23
2.4 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์แรงดันสูง	23
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบระบบผลิตน้ำไอโซน	27
3.1 การทำงานของระบบผลิตน้ำไอโซน	27
3.2 หลักการออกแบบและการทำงานของระบบผสมระหว่างก๊าซไอโซนกับน้ำ	28
บทที่ 4 สารกึ่งตัวนำ	31
4.1 เพาเวอร์มอสเฟต	31
4.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟต	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2	เงื่อนไขของวงจรถับเพาเวอร์มอสเฟต	33
4.1.3	ความจุความต้านทานอินพุท(Input Capacitance)	33
4.1.4	การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	35
4.1.5	วงจรถับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	37
4.1.6	วงจรถับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS	38
4.1.7	วงจรถับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	39
4.2	วงจรถับเบอร์	39
4.2.1	วงจรถับเบอร์ช่วงหุคนำกระแส	40
4.2.2	วงจรถับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	41
4.3	ไดโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	43
4.3.1	กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด	43
4.3.2	ชนิดและการเลือกใช้	45
4.3.2.1	ฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอดและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์รี่ไดโอด	46
4.3.2.2	ชอตต์กี้ไดโอด	47
บทที่ 5	การทดลอง	48
5.1	การทดลองในส่วนของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	48
5.2	การทดลองเป็นระบบผลิตน้ำไอโซน	68
บทที่ 6	สรุปผลการทดลอง	72

สารบัญรูปภาพ

ชื่อ	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	5
รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอร์เวคคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟอร์เวคคอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพื้นฐานของบูช-พูลคอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	12
รูปที่ 2.7 แสดง(บน) ขณะ Q1 นำกระแส (ล่าง) ขณะ Q2 นำกระแส	12
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	15
รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะของความกว้างของพัลส์จาก PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื้อยตามรูปที่ 2.9	16
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส	17
รูปที่ 2.12 วงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน	18
รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	19
รูปที่ 2.14 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	20
รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R C ในการกำหนดความถี่	21
รูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	22
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะของการควบคุมค่าเวลาเพื่อ	23
รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	24
รูปที่ 2.19 วงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุต	25
รูปที่ 3.1 แสดงการทำงานของระบบผลิตน้ำไอโซน	27
รูปที่ 3.2 แสดงตัวผสมก๊าซไอโซนกับน้ำด้วย (Venturi Tube)	28

รูปที่ 3.3 ภาพจำลองระบบผลิตน้ำไอโซนด้วยหัวทราย (ฟองฟู)	29
รูปที่ 3.4 ภาพจำลองระบบผลิตน้ำไอโซนด้วย Venturi tube	30
รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง	32
รูปที่ 4.2 แสดงตัวเก็บประจุแผ่นที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	34
รูปที่ 4.3 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส	34
รูปที่ 4.4 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	35
รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)	36
รูปที่ 4.6 (ก) แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และพูลอัพริซิสเตอร์ (ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจรรูป 5.11 (ก) เพื่อเพิ่มความเร็วขณะนำกระแส (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก 1 ตัวในวงจรรูป 5.11(ข) เพื่อเพิ่มความเร็วใน ขณะเริ่มหยุดนำกระแสด้วย	38
รูปที่ 4.7 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง	39
รูปที่ 4.8 แสดงตัวอย่างการจัดวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง	39
รูปที่ 4.9 แสดงลักษณะการลดลงของกระแส และการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	40
รูปที่ 4.10 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	40
รูปที่ 4.11 แสดงการต่อสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	41
รูปที่ 4.12 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังสูญเสียในไดโอดในช่วงนี้จะมีค่า $P_D = V_F \times I_F$	44
รูปที่ 4.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส	45

รูปที่ 4.14 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสตริคไฟเวอร์รีไดโอด	
(ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ อุลตราฟอสตริคไฟเวอร์รีไดโอด	46
รูปที่ 4.15 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของซอตต์กีไดโอด (ก)	
และ ค่ากระแสรั่วไหลของซอตต์กีไดโอด (ข)	47
ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด	
$R = 20\text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดารี 600 รอบ	48
ตารางที่ 5.2 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด	
$R = 20\text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดารี 800 รอบ	49
ตารางที่ 5.3 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด	
$R = 30\text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดารี 600 รอบ	50
ตารางที่ 5.4 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด	
$R = 30\text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดารี 800 รอบ	51
กราฟที่ 5.1 กราฟแสดงผลการทดลองโดยต่อกับ โหลด $R=20\text{K}$ และ 30K	52
เมื่อ $F_{\text{RESONANCE}} = 35.15\text{ KHz}$	
ตารางที่ 5.5 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=10.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.047\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	53
ตารางที่ 5.6 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=10.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.072\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	54
ตารางที่ 5.7 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=10.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.092\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	55
กราฟที่ 5.2 กราฟแสดงกำลังที่เอาต์พุตที่ความถี่ต่างๆที่ โหลด 10.1K	56
กราฟที่ 5.3 กราฟแสดงประสิทธิภาพที่ โหลด 10.1K ที่ความถี่ต่างๆ	56
ตารางที่ 5.8 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=20.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.047\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	57
ตารางที่ 5.9 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=20.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.072\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	58
ตารางที่ 5.10 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=20.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.092\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	59
กราฟที่ 5.4 กราฟแสดงกำลังที่เอาต์พุตที่ความถี่ต่างๆที่ โหลด 20.1K	60
กราฟที่ 5.5 กราฟแสดงประสิทธิภาพที่ โหลด 20.1K ที่ความถี่ต่างๆ	60
ตารางที่ 5.11 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=30\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.047\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	61
ตารางที่ 5.12 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=30\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.072\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	62
ตารางที่ 5.13 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=30\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.092\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ	63
กราฟที่ 5.6 กราฟแสดงกำลังที่เอาต์พุตที่ความถี่ต่างๆที่ โหลด 30K	64

กราฟที่ 5.7 กราฟแสดงประสิทธิภาพที่โหลด 30K ที่ความถี่ต่างๆ	64
รูปที่ 5.1 สัญญาณพินลือยวัดจากขา 5 ของ TL494	65
รูปที่ 5.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากมอสเฟตชุดไครว์เวอร์	65
รูปที่ 5.3 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากเพาเวอร์มอสเฟตภาคอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอินพุต ให้วงจรเรโซแนนซ์	66
รูปที่ 5.4 เมื่อไม่ใส่ชุดวงจรสับเบอร์ให้เพาเวอร์มอสเฟต สัญญาณที่ได้จะมีสไปค์เกิดขึ้น	66
รูปที่ 5.5 แสดง แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง	68
รูปที่ 5.6 แสดง หลอดกำเนิดไอโซน	68
รูปที่ 5.7 แสดง Venturi tube	69
รูปที่ 5.8 แสดง ถังบำบัดน้ำ	69
รูปที่ 5.9 แสดง บั๊มน้ำ	70
รูปที่ 5.10 แสดง บั๊มลม	70
รูปที่ 5.11 แสดงการติดตั้งอุปกรณ์ของระบบผลิตน้ำไอโซน	71



บทที่ 1

บทนำ

ปริยญาณิพนธ์นี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือส่วนของ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย(Switching-Power Supply) และในส่วนของระบบการผลิตน้ำ โอ โชนที่ต้องใช้ในส่วนของพาวเวอร์สวิตชิงซัพพลายเป็นส่วนประกอบในส่วนของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟค่าคงที่แบบหนึ่งสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำเพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย(Linear Power Supply) ข้อได้เปรียบของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น คือประสิทธิภาพที่สูงกว่า ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบากว่าแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำจึงมีขนาดของหม้อแปลงที่ใหญ่และน้ำหนักมากขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลากำลังงานสูญเสียที่เกิดจากหม้อแปลงจึงมีค่าสูงสำหรับการคงค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นส่วนมากจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดันกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่มากเมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากปกติแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง50%ในบางกรณีซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65%-80%

ในปัจจุบันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็กและมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา มีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น แนวโน้มการนำสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูงการศึกษาหลักการการทำงานและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจะเห็นว่าสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงมีความสำคัญมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ในปัจจุบันที่ต้องการความเล็ก น้ำหนักเบา แต่มีประสิทธิภาพสูง

1.1 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง

สำหรับสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลายในโครงการนี้ได้เอาหลักการพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันต่ำมาทำเป็นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูงแบบกระแสสลับโดยเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ220 โวลต์ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ3,000 โวลต์ซึ่งมีหลักการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ให้เป็นแรงดันไฟตรง 310 โวลต์ด้วยวงจรเรกติไฟร์และ วงจรฟิลเตอร์แล้วผ่านวงจรสวิตซ์ซึ่งเพื่อแปลงกลับมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงซึ่ง วงจรสวิตซ์ซึ่งเป็นหัวใจสำคัญที่สุดของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูงใน โครงการนี้ใช้วิธีการ ของฮาล์ฟ-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ในการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ภายในวงจรสวิตซ์ และในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดดูเลชันใน การควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งโดยหัวใจหลักของวงจรควบคุมคือ ไอซีเบอร์ TL494 ซึ่ง จะผลิตสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่และคาบเวลาตามที่ตามที่เรากำหนดไว้ไปควบคุมเพาเวอร์มอสเฟตที่ ใช้ในการสวิตซ์ซึ่งสามารถกำหนดระดับแรงดันเอาต์พุตได้จากการปรับความถี่และคาบเวลาของ พัลส์ในภาคคอนโทรลแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรสวิตซ์ซึ่งจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม และมี แรงดันเท่ากับแรงดันไฟตรงที่ป้อนให้กับวงจรที่นี้คือ 310 โวลต์ขอดถึงขอดจากนั้นก็เอาพัลส์ สี่เหลี่ยมที่ได้นี้ไปผ่านวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ไว้ที่ 35 kHz สัญญาณที่ผ่าน วงจรเรโซแนนซ์จะเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สูงจากนั้นเอาแรงดัน กระแสสลับที่ได้นี้ไปผ่านหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งความถี่สูงแบบเพิ่มแรงดันเพื่อเพิ่มแรงดันให้มีแรงดัน สูงถึง 3,000 โวลต์ซึ่งแรงดันเอาต์พุตนี้สามารถปรับค่าแรงดันได้จากความถี่ของสัญญาณสวิตซ์ ซึ่ง ถ้าความถี่มีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าสูงขึ้นแต่ถ้าความถี่ของสัญญาณ สวิตซ์มีค่าห่างไกลจากความถี่เรโซแนนซ์แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ แรงดันสูงจากเอาต์พุตของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูงใน โครงการนี้ก็สามารถเอาไป ประยุกต์ใช้งานต่างๆ ได้ตามที่ต้องการ

1.2 ระบบโอโซน

ก๊าซโอโซนสามารถสร้างขึ้นได้ด้วยการนำอากาศจากบ่อบำบัดอากาศโดยไหลผ่านไปยังหลอด โอโซนซึ่งหลอดโอโซนนี้สร้างขึ้นโดยมีขั้วโลหะในที่นี้ใช้ขั้วโลหะทองแดง มีแก้วเป็นสารไดอิเล็กทริกและมีตาข่าย (มุ้งลวด) เป็นขั้วกรวดซึ่งจะป้อนไฟฟ้าแรงดันสูงให้กับขั้วไฟฟ้าทำให้เกิด สนามไฟฟ้าค่าสูงเพื่อทำให้ก๊าซออกซิเจนในอากาศระหว่างขั้วอิเล็กโทรด เกิดการไอออนไนเซชัน แยกตัวเป็นออกซิเจนอะตอมเดี่ยวและรวมตัวใหม่เป็นโอโซน (O_3)

ในปริญญานิพนธ์นี้เป็นโครงการที่สร้างขึ้นมาเพื่อศึกษาและวิเคราะห์ข้อมูลเพื่อหา แนวทางในการผลิตน้ำโอโซนให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งประกอบไปด้วยหลอดกำเนิดโอโซน แหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูง บ่อบำบัด และตัวผสมโอโซนกับน้ำ ซึ่งบ่อบำบัดจะทำหน้าที่ให้อากาศ ไหลผ่านหลอดกำเนิดโอโซน โดยจะต้องป้อนแรงดันไฟฟ้าค่าสูงให้กับหลอดโอโซน ซึ่งก๊าซ โอโซนที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปใช้ในระบบบำบัดน้ำ ระบบผลิตน้ำโอโซนจะให้มีประสิทธิภาพมี พารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อระบบ ดังเช่น การควบคุมปริมาณอากาศจากบ่อบำบัด ควบคุมอัตรา

การไหลของน้ำ นอกจากนี้สามารถควบคุมปริมาณก๊าซโอโซนได้จากการป้อนแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงให้กับหลอดกำเนิดโอโซนจากนั้นน้ำที่ผ่านการผสมกับก๊าซโอโซนมาทำการตรวจสอบปริมาณก๊าซโอโซน

วัตถุประสงค์ของโครงการนี้คือ

1. เพื่อศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูงเพื่อนำมาใช้ในการกำเนิดโอโซน
2. เพื่อศึกษากระบวนการผสมน้ำกับก๊าซโอโซน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการงานและการออกแบบของแหล่งจ่ายไฟ

2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไปการจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้ คือ

- ลักษณะการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
- ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
- ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
- การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของคอนเวอร์เตอร์

จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์

และตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมี 5 แบบที่นิยมใช้ คือ

- ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter)
- ฟอรวเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter)

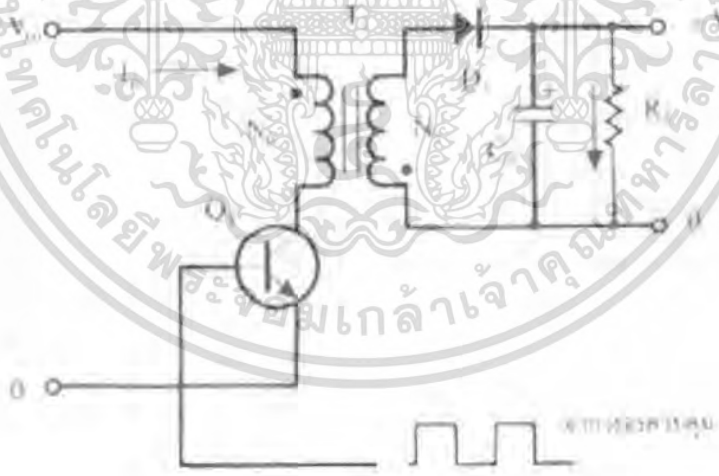
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull converter)
- ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge converter)
- ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้ มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งย่อยได้อีกหลายประเภท โดยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์

2.1.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำ จึงเหมาะสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีข้อเสียคือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าแรงดันกระเพื่อม (ripple) ค่อนข้างสูงและเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1,000 โวลต์ ซึ่งมีราคาแพง



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่ป้อนให้ทางขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขีดจำกัดกระแสและขดเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส (ON) ไดโอด D1 จึง

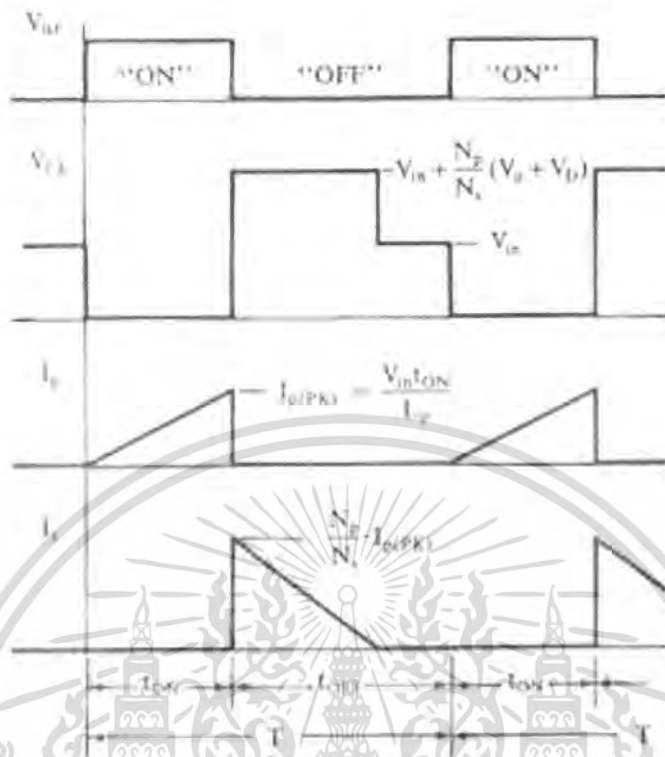
เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟไหมรีของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส (OFF) สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟไหมรีและเซคันดารี D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟไหมรีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอดD1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุตCoและโหลดได้ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุต

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเป็นไปตามสมการ

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

- T คือ คาบเวลาการทำงานของ Q1 เป็นวินาที
- t_{ON} คือ ช่วงเวลาที่ Q1 นำกระแส เป็นวินาที
- N_p คือ จำนวนรอบของขดไฟไหมรี เป็นรอบ
- N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี เป็นรอบ
- V_{out} คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
- V_{in} คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็น โวลต์
- V_{CE(sat)} คือแรงดันตกคร่อม Q1 ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็น โวลต์
- V_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D1 ขณะนำกระแส เป็น โวลต์



รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์น้อยและมีราคาถูก

2.1.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ เหมาะสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ให้กำลังงานอยู่ในช่วง 100 วัตต์ถึง 200 วัตต์ และถึงแม้จะมีค่าใช้จ่ายในการสร้างมากกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีข้อได้เปรียบหลายประการที่เหนือกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นที่กำลังสูงไม่เกิน 200 วัตต์ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ผ่านไดโอด D2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลดได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง ทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่า ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ในขณะที่ Q1 หยุดนำกระแส สานามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการยุบตัวและกลับขั้วแรงดันที่ขด Np, Ns และ Nr ไดโอด D3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างนี้ออกไปได้ ขดลวดคิแมกเนไตซ์ Nr และไดโอด D3 นี้มีความสำคัญมาก เพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดไพรมารีในขณะที่ Q1 หยุดนำกระแส เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแสอีกครั้ง สานามแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่จะทำให้ Q1 เสียหายได้



รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

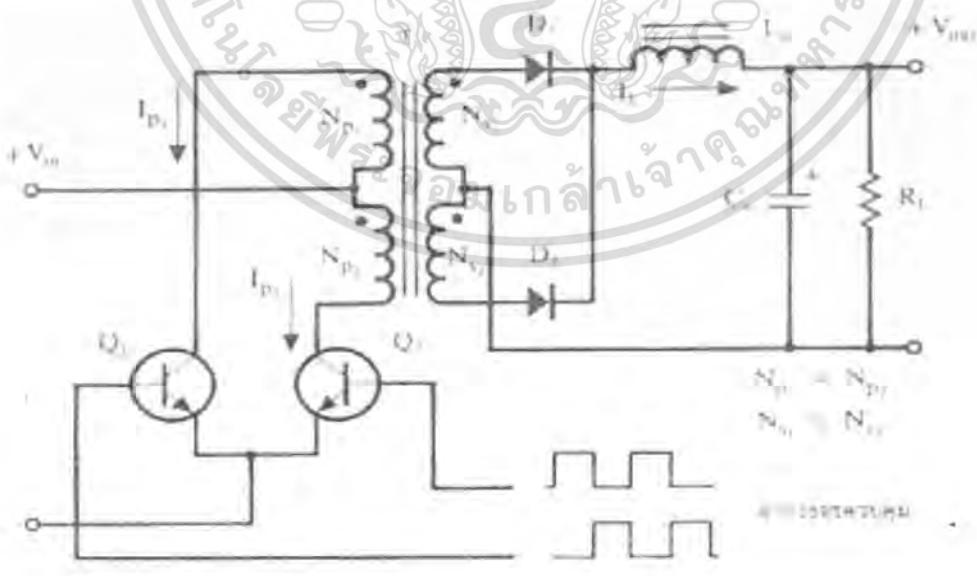
สำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

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

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์(ในช่วง 100 - 200 วัตต์) แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้มีราคาสูงกว่า

2.1.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เปรียบเหมือนกับการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟส ทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังและเสียหายง่าย



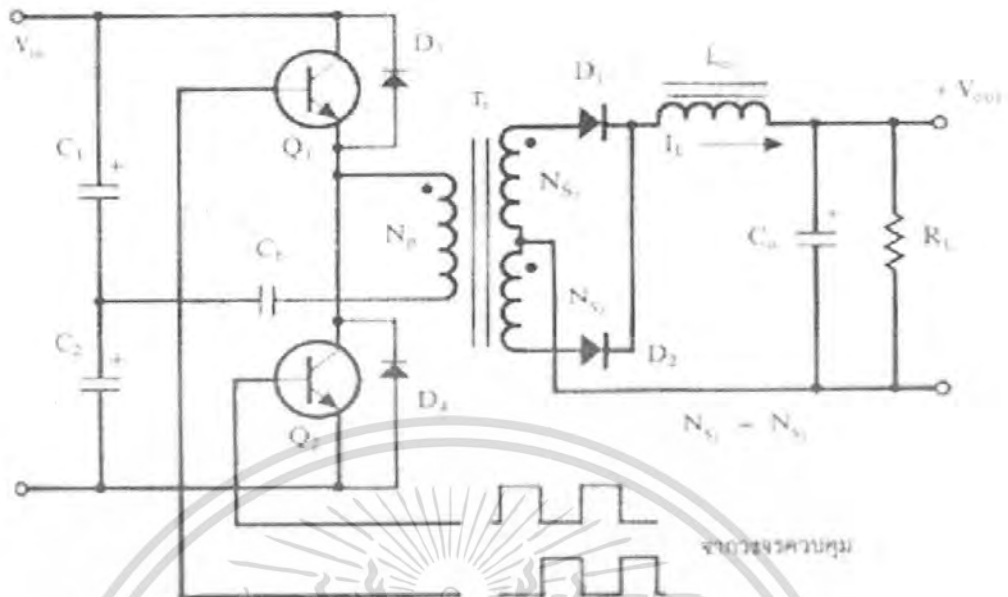
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน **รูปที่ 2.5** แสดงวงจรพื้นฐานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพื้นฐานของพวง-พุลคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 จากรูป Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา T ในขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี N_{p1} และไดโอด D1 จะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดไพรมารี N_{s2} ผ่าน ไดโอด D2 และ L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1} = N_{p2}$ และ $N_{s1} = N_{s2}$) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 และ D2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D1 ซึ่งถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขดเซคันดารี N_{s1} ผ่าน L_o ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด จะเห็นได้ว่าในหนึ่งคาบเวลาการทำงาน ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง พวง-พุลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารีมีค่าเท่ากัน และ โหลดมีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

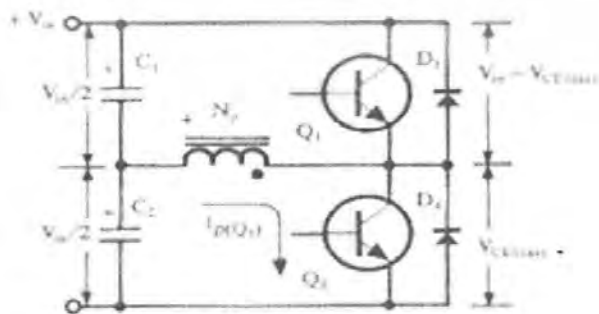
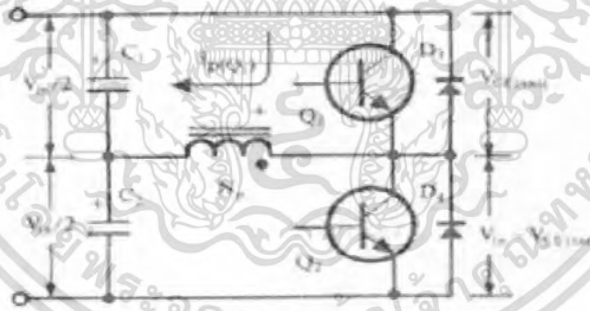
2.1.4 ฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

อาจกล่าวได้ว่าฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดอยู่ในตระกูลเดียวกับพวง-พุลคอนเวอร์เตอร์แต่ลักษณะการจับวงจรของฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูก และหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงได้มาก เช่นที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ รวมทั้งฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังไม่มีปัญหาของการไม่สมมาตรของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้ด้วย ฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถให้กำลังงานสูงสุดได้ไม่เกิน 500 วัตต์

วงจรพื้นฐานของฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 การทำงานเป็นดังต่อไปนี้ ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากัน ต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันแรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพวง-พุลคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาวงจร จะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_b อยู่ในวงจร โดยให้ปลายของขดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_b นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาร์ดฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 (บน) ขณะ Q1 นำกระแส (ล่าง) ขณะ Q2 นำกระแส

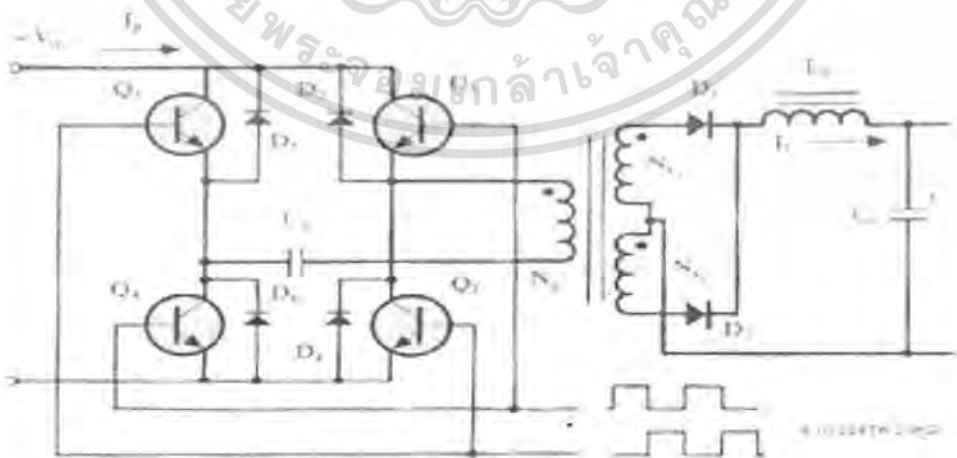
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาการทำงานของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.7 เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแส และ Q2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี Np จะมีค่าเท่ากับ $V_{c1} - V_{ce(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q2 นำกระแส และ Q1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี Np ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ เนื่องจาก $V_{ce(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q1 และ Q2 ที่ด้านเซคันดารีจะมีลักษณะเดียวกับฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะให้กำลังงานสูงสุดได้ไม่เกิน 500 วัตต์

จากข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้นทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่าย ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงได้มาก ทำให้ในโครงการนี้เราจะใช้วิธีการของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ในการทำงานของภาคสวิตชิง

2.1.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีเท่ากับแรงดันอินพุต แต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้น มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสสูงสุดในฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลงไป กำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ทางปัญญาเพื่อวัตถุประสงค์อื่นเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

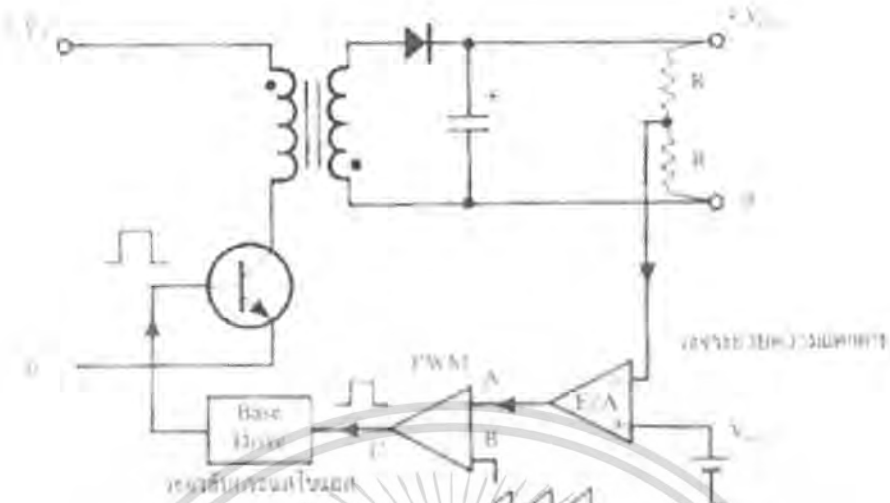
วงจรพื้นฐานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.8 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไฟโรมาจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{ce(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากฟูล-ฟูลคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุบลิ๊ตกิ้ง C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม 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 $V_{in} - V_{ceq4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D3-D6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจร เพื่อป้องกัน Q1-Q4 เช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรควบคุมตัวดิ้งเพาเวอร์ซัพพลาย

วงจรคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไป จึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดคูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการ ใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดคูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ 2 ลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส ในโครงงานชิ้นนี้จะใช้วงจรควบคุมโหมดควบคุมจากแรงดัน โดยใช้ไอซีเบอร์ TL494 เป็นหัวใจหลักในการควบคุม

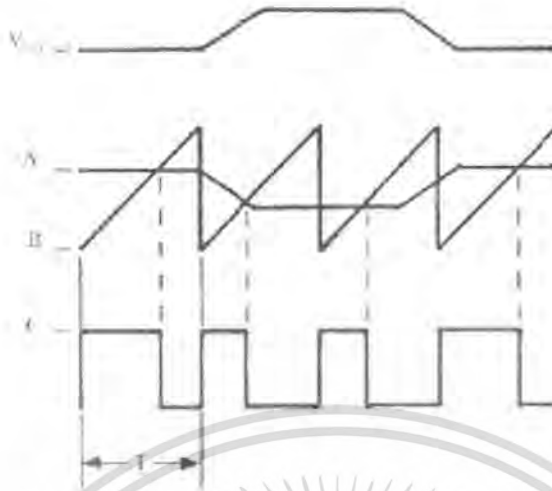
2.2.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมมควบคุมจากแรงดัน

จากรูปที่ 2.9 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์



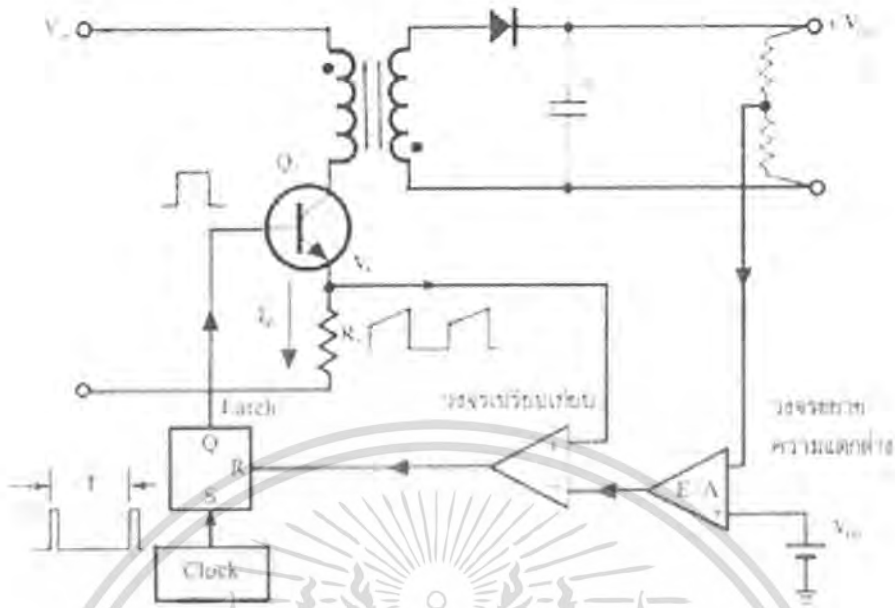
รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะของความกว้างของพัลส์จาก PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื่อยตามรูปที่ 2.9

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรมหาความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10 ตัวอย่าง IC ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน ได้แก่ เบอร์ MC34060, MC34166 และ TL494 เป็นต้น

2.2.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control) มีข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่น่าสนใจมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันเช่นกัน วงจรพื้นฐานแสดงในรูปที่ 2.11

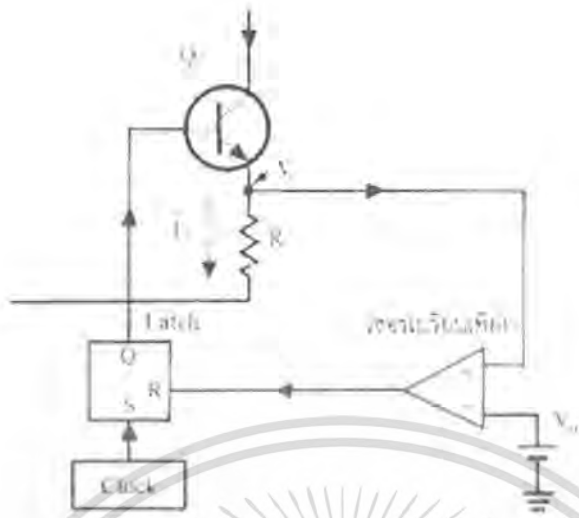
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา เราจะแยกการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 2.12 วงจร Latch จะทำงาน โดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น "High" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น "Low" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของ Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น "High" เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารีและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ต่อกับตัวต้านทาน R_s ด้วย



รูปที่ 2.12 วงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

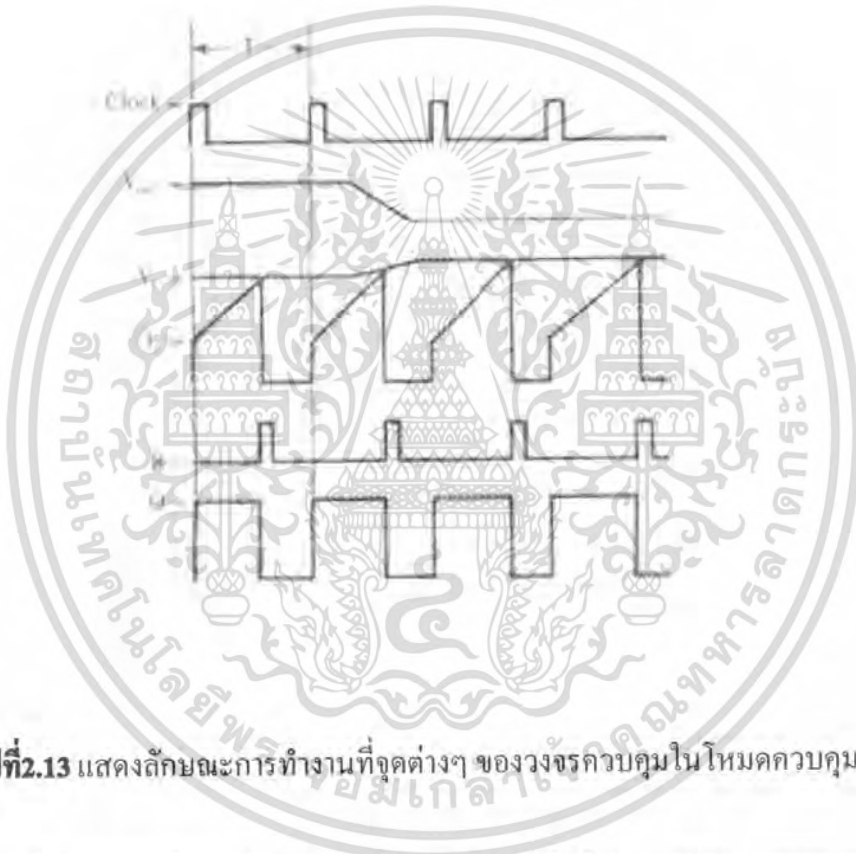
แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสสั้นลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 2.11 เมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A

เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลา นำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะของรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานเป็นดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมใน โหมคควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมใน โหมคควบคุมกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมใน โหมคควบคุมจากแรงดันดังนี้

- ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
- สามารถป้องกันกระแสไหลกลับได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขีดไพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
- ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี ดังนั้นปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
- สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และ กระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

ตัวอย่างของ IC ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมคควบคุมจากกระแสได้แก่ เบอร์

UC3842/3/4/5, MC34023/5 และ MC34129 เป็นต้น

2.3 การออกแบบสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายด้วยไอซีเบอร์ TL 494

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็น ไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดย ทำงานด้วยโหมคควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่

2.14

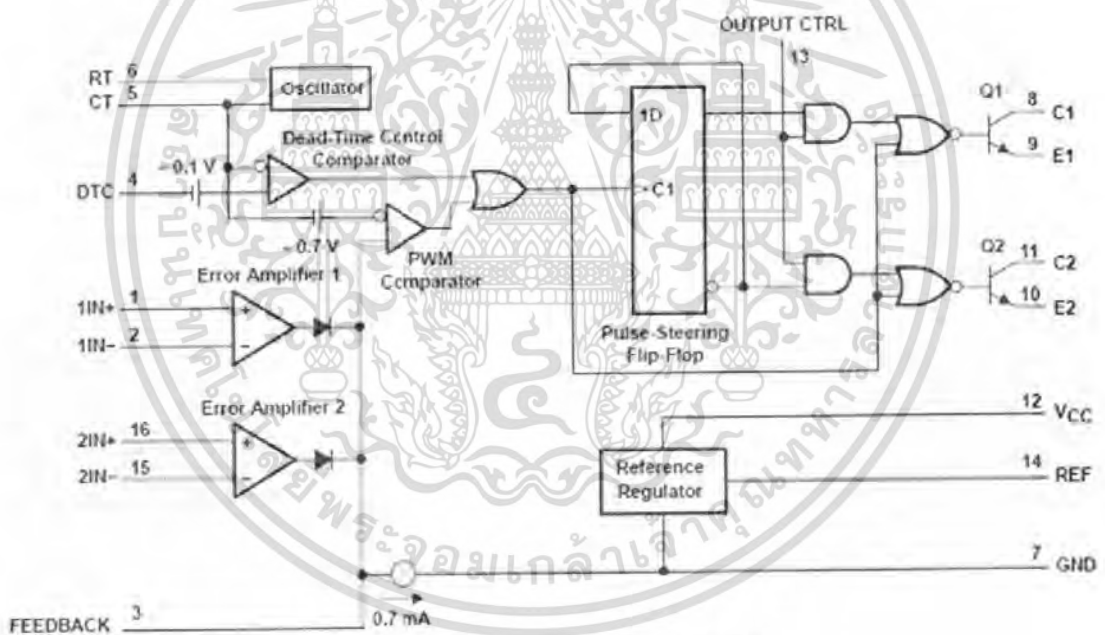


Figure 1. TL494 Block Diagram

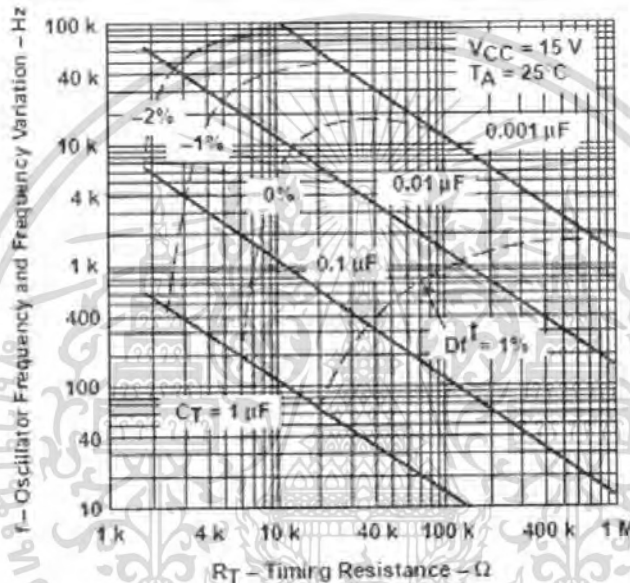
รูปที่ 2.14 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = (R_T C_T) / 1.1$$



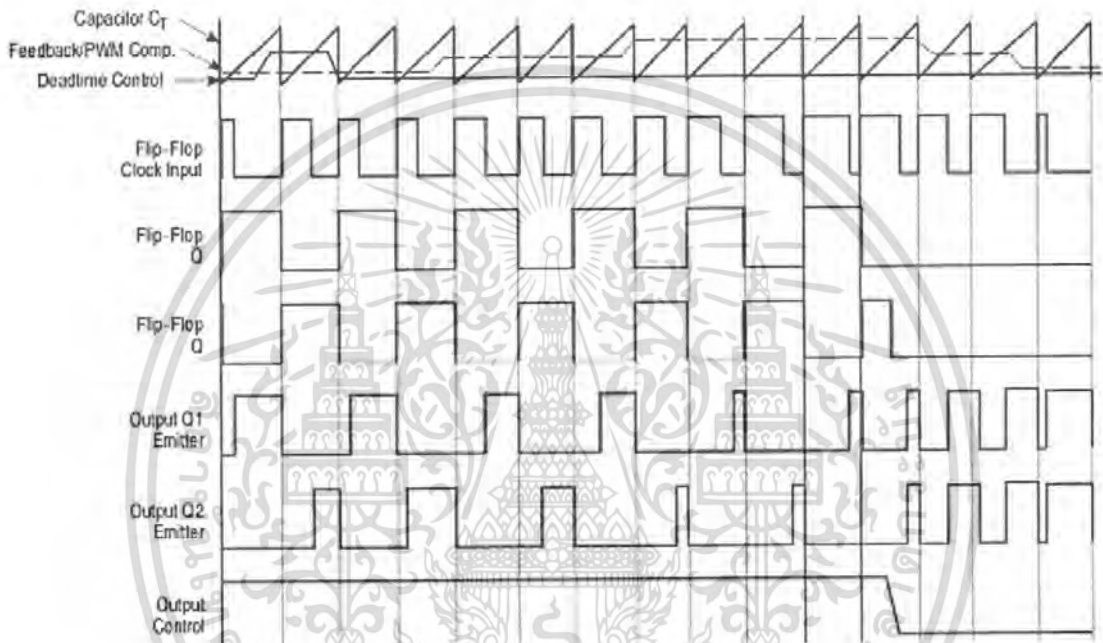
รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่

2.3.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน Nor Gate ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C1 ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ "Low" เท่านั้น ซึ่ง C1 จะเป็น "Low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้อาจกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วย การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงของอินพุตคอมมอน โหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างของเอาต์พุตต่ำที่สุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

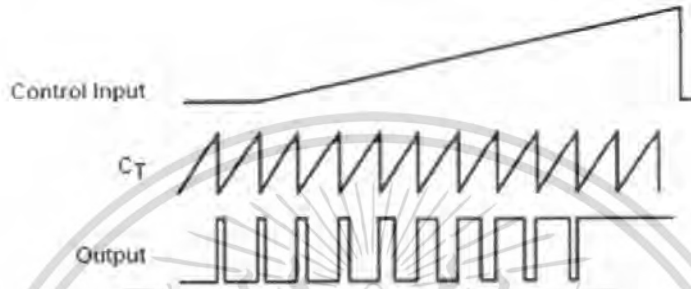
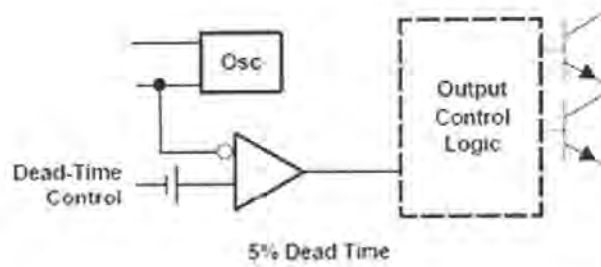


รูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

2.3.3 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ T_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead Time) T_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output control) เข้ากับขา 14 (+5 Vref) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะของการควบคุมค่าเวลาเพื่อ

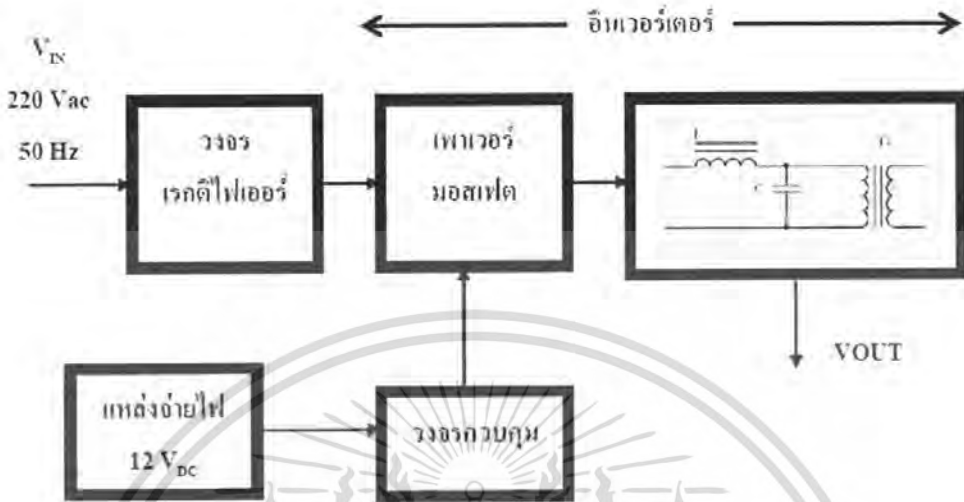
2.3.4 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 โดยขณะที่ C_T ดิซชาร์จ เอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C1 จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่ม-พูล ในกรณีนี้ คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)

2.4 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแรงดันสูง

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไปมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกัน และไม่ซับซ้อนมากนัก สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายในโครงการนี้ มีการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.18 หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคอินเวอร์เตอร์ สำหรับในโครงการนี้จะใช้ป็น วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ ในการแปลงสัญญาณไฟตรงให้เป็น ไฟสลับและคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ ซึ่งหลักการทำงานก็เหมือนกับวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่อธิบายไว้ในบทที่ 2 องค์ประกอบ

เอกสารต่างๆ ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานตามลำดับดังนี้ นั่น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



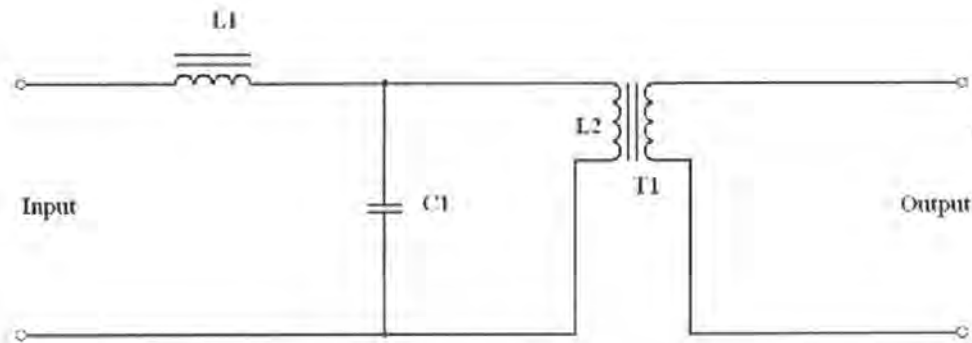
รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

หลักการการทำงานของวงจร

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ป้อนเข้ามาในวงจร แล้วถูกแปลงสัญญาณไฟสลับเป็นไฟตรงขนาด 310 โวลต์ ด้วยวงจรเรกติไฟเออร์เพื่อเป็นไฟเลี้ยงให้เพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งเพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานเป็นตัวสวิตชิง โดยการตัดต่อแรงดันไฟตรง 310 โวลต์ เป็นช่วงๆ โดยใช้ความถี่สวิตชิงประมาณ 20 - 80 KHz ซึ่งควบคุมโดยภาควงจรควบคุม จะได้สัญญาณออกมาเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมมีแรงดัน 310 V_{P-P} จากนั้นสัญญาณพัลส์ที่ได้จะส่งผ่านไปยังวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งมี L, C ต่อแบบผสม วงจรเรโซแนนซ์กำหนดความถี่เรโซแนนซ์ไว้ที่ 35 kHz สามารถปรับค่าความถี่ได้จากค่า L, C ที่ต่อในวงจร ซึ่งคำนวณได้จากสมการ

$$f_0 = \frac{\sqrt{(L1 + L2)}}{2\pi \sqrt{C1 \times L1 \times L2}} \dots\dots\dots(2.3)$$

สำหรับสมการคำนวณนี้ คติมาจากวงจรเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 วงจรเรโซแนนซ์ภาคเอาต์พุต

วงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นการต่อ LC แบบผสม ดังรูปที่ 2.19 ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรเรโซแนนซ์ ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงที่สุดในวงจรนี้ใช้ค่า

$$L1 = 0.8 \text{ มิลลิเฮนรี}$$

$$L2 = 4.68 \text{ มิลลิเฮนรี}$$

$$C1 = 0.03 \text{ ไมโครฟารัด}$$

เพราะฉะนั้นได้

$$f_o = \frac{\sqrt{(0.8mH + 4.68mH)}}{2\pi \sqrt{(0.03\mu F \times 0.8mH \times 4.68mH)}} = 35.15KHz$$

สัญญาณที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะเป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ออกมาที่เอาต์พุต โดยมีหม้อแปลงความถี่สูง T1 เป็น Step up transformer เพื่อเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุตให้มีขนาดสูงขึ้น

วงจรควบคุม ใช้ไอซีเบอร์ TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตสัญญาณพัลส์ ไปควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟตในภาควงจรอินเวอร์เตอร์ โดยที่ TL494 เป็นวงจร PWM ที่ผลิตความถี่เอาต์พุตออกมายังขา 8 และขา 11 ซึ่งทั้ง 2 ขา จะมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศา โดยเราสามารถ

ปรับความถี่ที่ผลิตได้จาก R ที่ขา 6 และ C ที่ขา 5 ในโครงงานนี้จะใช้ R แบบ active ในการกำหนดไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความถี่ ซึ่งเกิดจากการทำงานของ OP-AMP เบอร์ LM324 สัญญาณที่ผลิตออกมาจะมีการเผื่อค่า DEAD TIME เอาไว้ด้วย เพื่อไม่ให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 2 ตัวเกิดการนำกระแสพร้อมกัน เป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นได้กับเพาเวอร์มอสเฟต การกำหนดค่า DEAD TIME ทำได้ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 – 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของ TL494

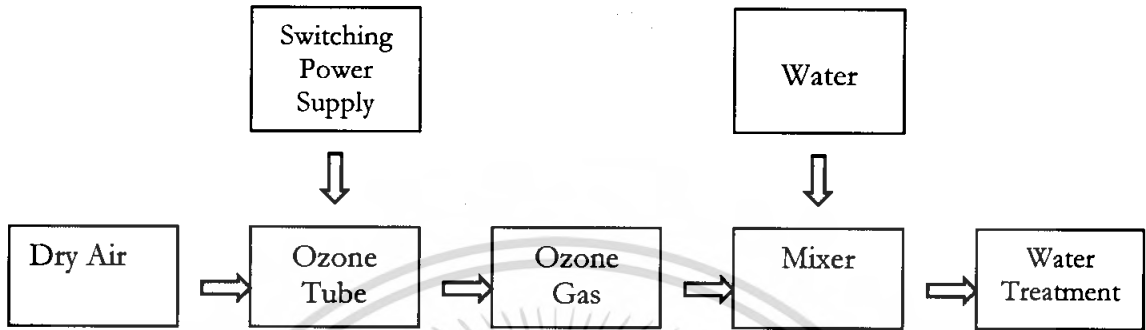
เอาต์พุตของ TL494 อยู่ที่ขา 8 และ 11 จะเป็น output open collector เราจึงต้องต่อ R 1K ไว้ที่ขา 8 และ 11 แล้วต่อเข้ากับไฟเลี้ยงด้วย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซี TL494 จะถูกต่อเข้ากับ CMOS BUFFER เพื่อให้สัญญาณพัลส์จากเอาต์พุตมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์ จากนั้นนำสัญญาณพัลส์นี้ไปขับเกตของมอสเฟตที่ต่อแบบคอมพลิเมนตารีกันอยู่ สัญญาณที่ออกจากชุดไดรฟ์ของมอสเฟตชุดนี้ จะส่งผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งเพื่อถ่ายทอดสัญญาณพัลส์จากภาคควบคุมไปขับเพาเวอร์มอสเฟตในภาคอินเวอร์เตอร์ต่อไป



บทที่ 3

หลักการงานและการออกแบบระบบผลิตน้ำโอโซน

3.1 การทำงานของระบบผลิตน้ำโอโซน



รูปที่ 3.1 แสดงการทำงานของระบบผลิตน้ำโอโซน

จากรูปที่ 3.1 จะเป็นขั้นตอนการกำเนิดโอโซน โดยแบ่งเป็นขั้นตอนต่างๆดังนี้

1. ในขั้นตอนที่ 1 ตามรูปนั้น เป็นการสร้างอากาศโดยใช้ปั๊มอากาศ Pump Dry air เพื่อที่จะนำไปใช้โดยจะป้อนอากาศที่ได้มานั้นให้ไหลผ่านไปยังหลอดกำเนิดโอโซนที่สร้างไว้แล้ว
2. ในขั้นตอนที่ 2 ตามรูปนั้นเป็นการสร้างหลอดกำเนิดโอโซน ซึ่งในขั้นตอนนี้เป็นขั้นตอนที่สำคัญมากที่สุดขั้นตอนหนึ่ง การที่เราจะสามารถสร้างหลอดกำเนิดโอโซนขึ้นมาได้นั้นเราจะต้องทำการเลือกวัสดุอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ในการสร้างให้เหมาะสม โดยวัสดุที่เราเลือกนำมาใช้นั้น เราได้ทำการเลือกโดยใช้ขั้วโลหะ (ในที่นี้ใช้ขั้วทองแดง) มาทำเป็นขั้วอิเล็กโทรดโดยมีหลอดแก้วเป็นไดอิเล็กตริก และมีตะแกรง (มุ้งลวด) เป็นกรวด ซึ่งเมื่อเราทำการอัดอากาศเข้าไปในหลอดที่ได้ทำการสร้างเอาไว้ซึ่งได้จากขั้นตอนที่ 1 นั้น อากาศ (O_2) จะวิ่งผ่านสนามไฟฟ้าค่าสูงที่เกิดจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงที่จะกล่าวถึงในข้อถัดไปโดยอากาศจะแตกตัวเป็น O_2 อะตอมและจะไปรวมกับออกซิเจน (O_2) กลายเป็นก๊าซโอโซน (O_3)
3. ในขั้นตอนที่ 3 ตามรูปนั้นเป็นการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงแบบสวิตชิง เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับหลอดกำเนิดโอโซน ซึ่งข้อดีของการเลือกใช้แหล่งจ่ายแบบสวิตชิงนั้นได้กล่าวไว้แล้ว ซึ่งการใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นข้อดีอย่างหนึ่งคือสามารถใช้กับความถี่สูงได้เป็นอย่างดีและนอกจากนี้ยังให้ประสิทธิภาพในการทำงานสูง น้ำหนักเบาและสามารถปรับความถี่ในการทำงานเพื่อกำหนดปริมาณโอโซนได้อีกด้วย
4. ในขั้นตอนที่ 4 ตามรูปนั้นเป็นการนำก๊าซโอโซนไปผสมกับน้ำโดยในขั้นตอนนี้สามารถเลือกใช้การใส่ก๊าซโอโซนลงในน้ำได้หลายวิธี ซึ่งในปฏิญญาพันธ์เล่มนี้เป็น การนำเสนอวิธีการ 2

วิธี คือ

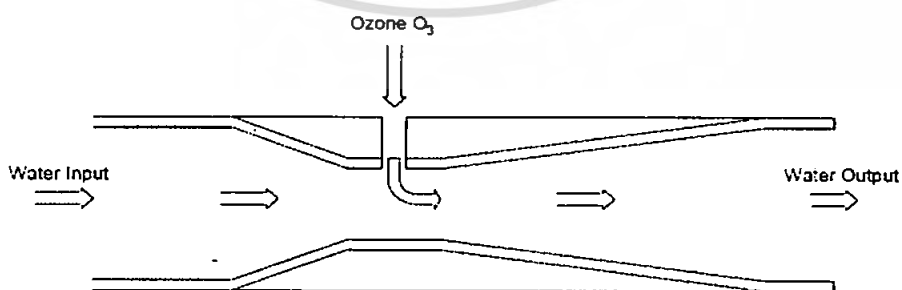
1. การนำก๊าซโอโซนผสมกันน้ำด้วยหัวทราย (ฟองฟู)
2. การนำก๊าซโอโซนผสมกันน้ำด้วย Venturi tube เพื่อทดสอบว่าวิธีการใดได้

ประสิทธิภาพมากกว่ากัน

3.2 หลักการออกแบบและการทำงานของระบบผสมระหว่างก๊าซโอโซนกับน้ำ

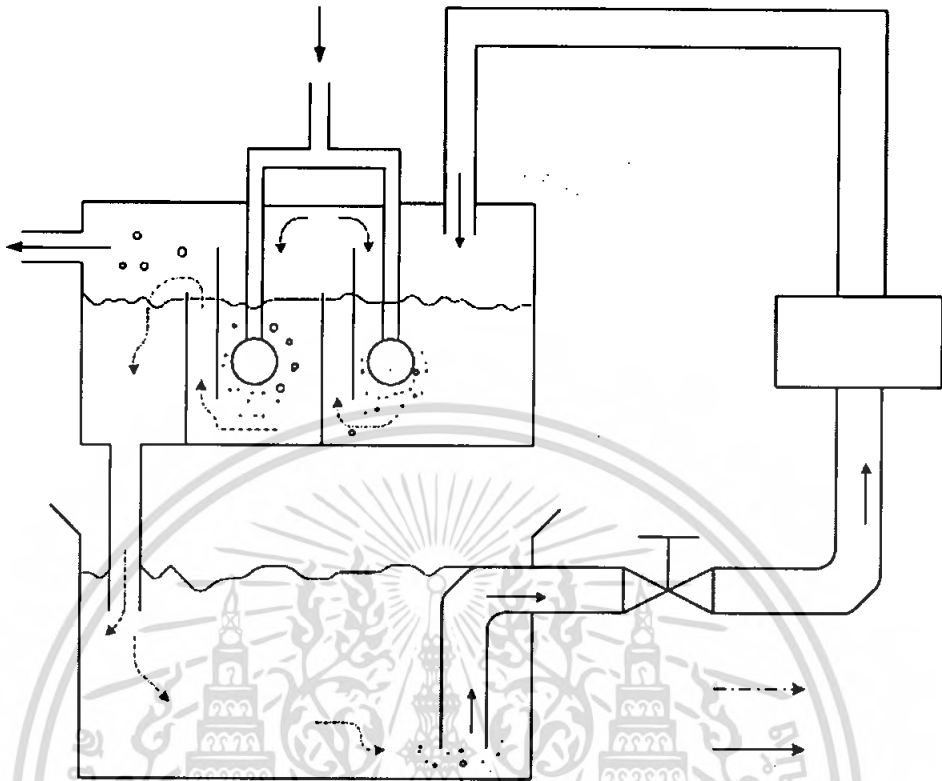
จากรูปที่ 3.43 ภาพจำลองระบบผลิตน้ำโอโซนด้วยหัวทราย (ฟองฟู) ได้ทำการออกแบบถึงใบที่ 2 เป็น 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วนที่ 1 , ส่วนที่ 2 , ส่วนที่ 3 โดยเริ่มจากส่วนที่ 1 ที่บรรจุน้ำไว้จากการสูบของปั้มน้ำเข้ามายังระบบ (Mixer) ซึ่งเป็นตัวการสำคัญในการผสมก๊าซโอโซนกับน้ำเข้าด้วยกันคือ หัวทราย (ฟองฟู) หลังจากทำการผสมระหว่างก๊าซโอโซนกับน้ำเรียบร้อยแล้ว น้ำจะไหลเข้ามายังถังใบที่ 1 ซึ่งก๊าซโอโซนที่เหลือจากการผสมก็จะปล่อยทิ้ง (Ozone output)

จากรูปที่ 3.4 ภาพจำลองระบบผลิตน้ำโอโซนด้วย Venturi tube โดยน้ำจากการสูบของปั้มน้ำจะเข้ามาทาง Venturi tube น้ำก็จะไหลผ่านตัวผสม (Venturi Tube) เพื่อมารวมกับก๊าซโอโซนทางด้านบน (Ozone input) โดยอาศัยหลักการของแรงดันที่เท่ากันทั้ง 2 ด้าน คือ เมื่อน้ำที่มีแรงดันสูงจากการสูบของปั้มน้ำไหลผ่านเข้ามานั้นจะทำให้เกิดแรงดันที่มีค่าต่ำภายในช่องทางไหลของน้ำ ซึ่งระบบตัวผสม (Venturi Tube) จะทำการลดแรงดันโดยจะดูดก๊าซโอโซนจากทางด้านบนของ (Venturi Tube) เข้ามา จึงทำให้เกิดการผสมระหว่างก๊าซโอโซนกับน้ำ (Mixer) โดยการออกแบบ (Venturi Tube) นั้น เราได้ทำการกำหนดมุมทางด้านเข้าของน้ำ 21 องศา ทางด้านออก 15 องศา (ตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นแล้ว) และมุมทางเข้าของโอโซน 90 องศา ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 3 มม. ส่วนทางน้ำไหลเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 มม.



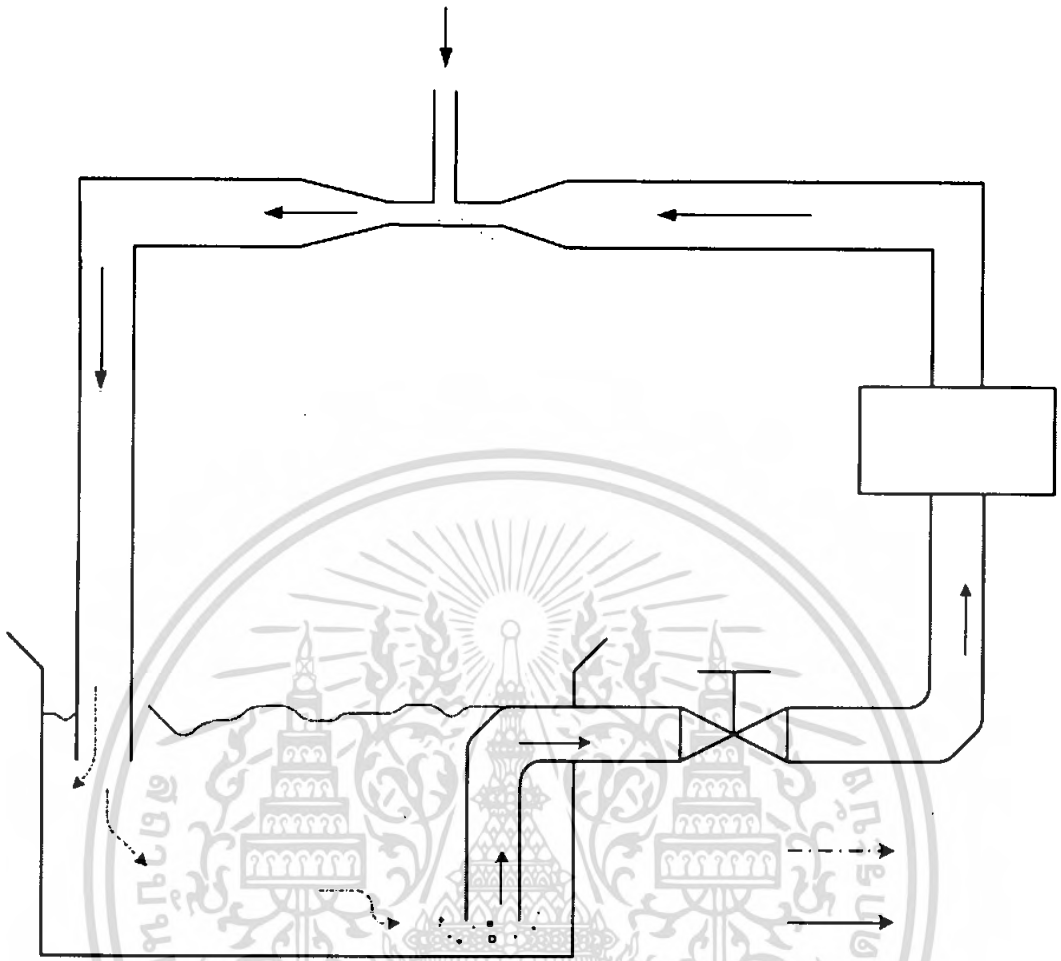
รูปที่ 3.2 แสดงตัวผสมก๊าซโอโซนกับน้ำด้วย (Venturi Tube)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ภาพจำลองระบบผลิตน้ำไอโซนด้วยหัวทราย (ฟองฟู)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ภาพจำลองระบบผลิตน้ำไอโซนด้วย Venturi tube

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

4.1 ทาวเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงาน ได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงาน ได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกด้วย ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟต นั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม เช่น UC 3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิต สวิตซ์เพาเวอร์ซ์พหลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

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

4.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานจะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มากเพราะตาม โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตซ์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วยและเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วยดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P จะมีค่าเท่ากับ

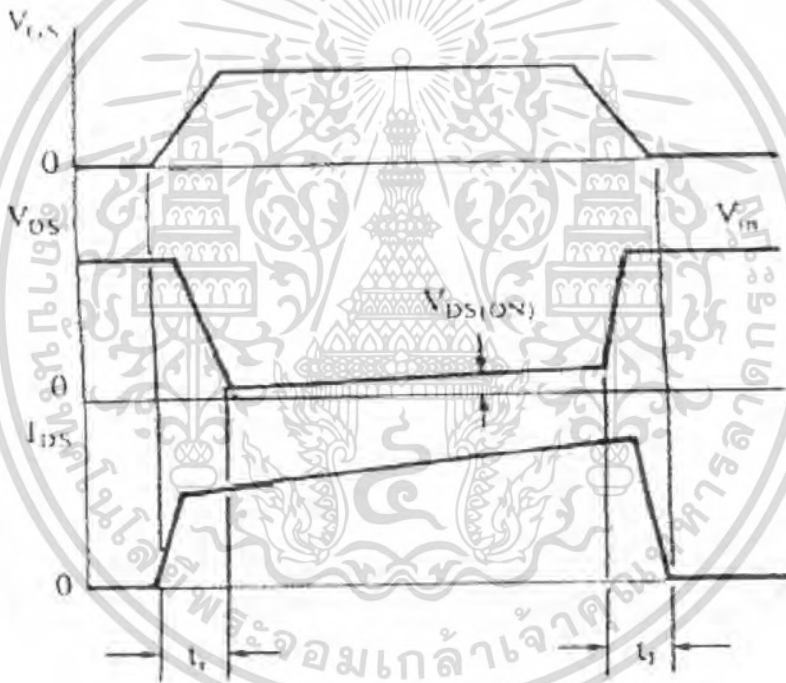
D

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 \times I_{PK(on)} \times Vin \times t}{T} \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 \times I_{PK(off)} \times Vin \times t}{T} \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

$$P_C = I^2 D_{rms} \times R_{DS(on)}(Tj) \quad \dots\dots\dots(4.4)$$



รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

- 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
- $R_{DS(on)}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อ
สูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_i คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_j คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส ในคาட்சิตของผู้ผลิตส่วนใหญ่ มักระบุมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน t_{ON} และ t_c เมื่อเปรียบเทียบกับ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

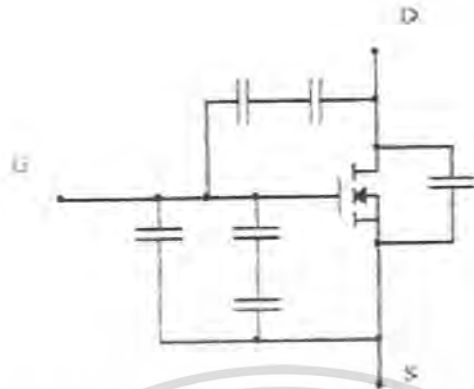
4.1.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแส นั้น แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกันสำหรับ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมีเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตามเพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดจึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส เป็นอันดับแรกเสียก่อน

4.1.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

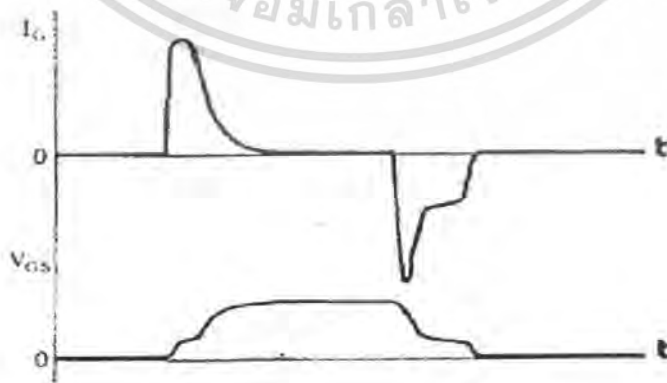
เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์ MOSFET

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์ MOSFET ต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์ MOSFET จึงเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ MOSFET จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์ MOSFET จึงหยุดนำกระแสลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 4.3

โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์ MOSFET นี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วการเปลี่ยนสถานะของมัน

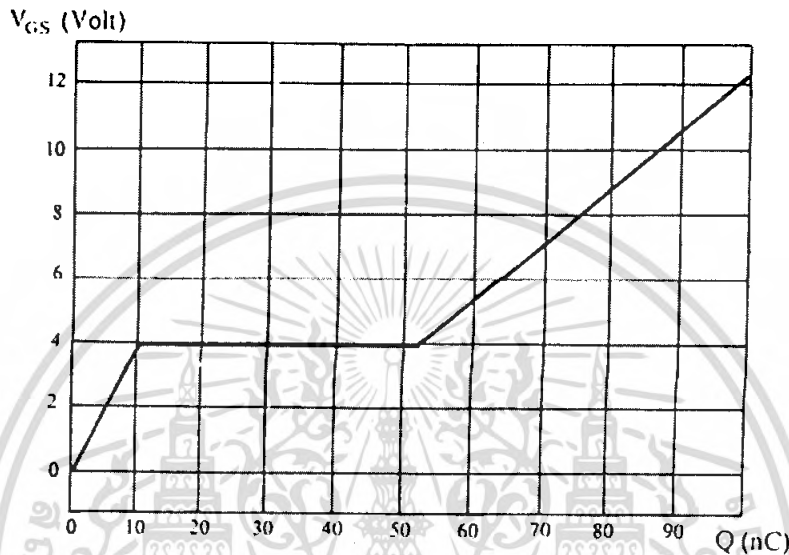


รูปที่ 4.3 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์ MOSFET ถูกไบแอสให้

เอกสารนี้เผยแพร่โดยมูลนิธิส่งเสริมวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือเรียกว่า Gate Charge Chart มาในคัตตัวชี้ด้วยกราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



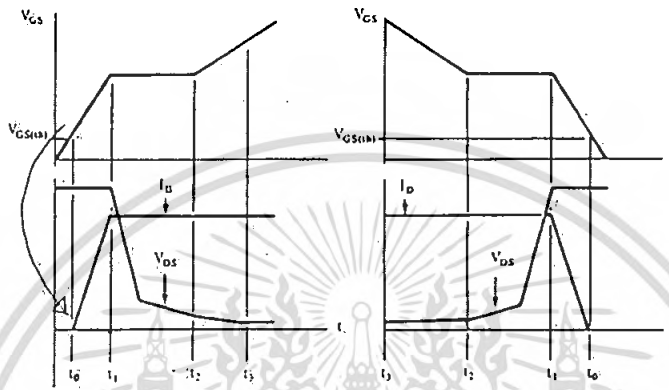
รูปที่ 4.4 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกเป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

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

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกตจนกระทั่งพ้นช่วงเวลาน่าก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันขาเกตมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันประมาณ 90 % จนเหลือเพียง 10 % ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกินค่าความต้านทานระหว่างแรงดันเดรนและซอร์

สจะมีค่าลดลงเรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วง t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลานานในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกิดด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็นจะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกิดตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกิดทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุที่มีค่าเท่ากันช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วง t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟในรูปที่ 4.5 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดกระแส ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \dots\dots\dots (4.5)$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์

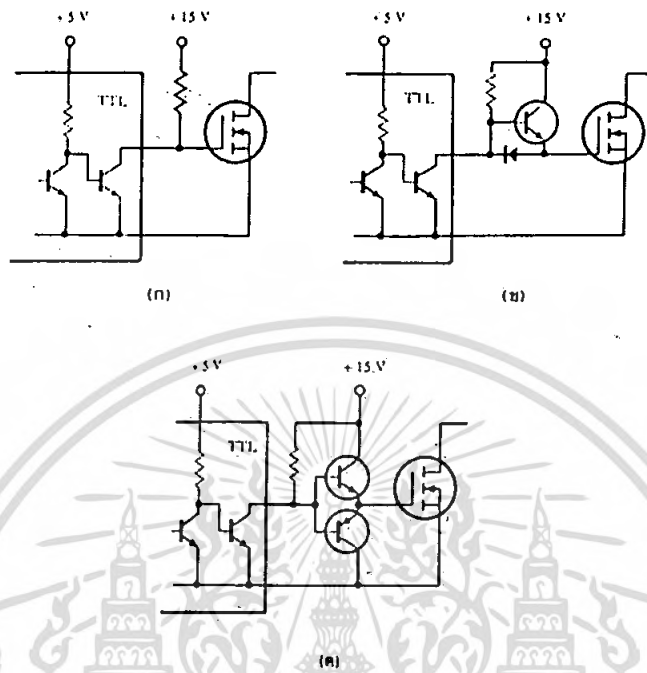
จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น V_{GS} จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและการรับกระแส (source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันคคร่อมที่ขาเกต ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

4.1.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจาก ไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาต์พุตซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอส เฟตและทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซีTTLจึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

รูปที่ 4.6(ก) แสดงการต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิดการต่อพูล้อพรีซิสเตอร์เข้าช่วยจะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วขึ้น อย่างไรก็ตาม ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล้อพรีซิสเตอร์ การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาดังในรูปที่ 4.6(ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ดังรูป 4.6(ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำเช่น เบอร์ 2N 222A และ 2N 2907 ก็ สามารถทำให้วงจรขับจ่ายกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์ ซึ่งก็นับว่าเพียงพอแล้ว

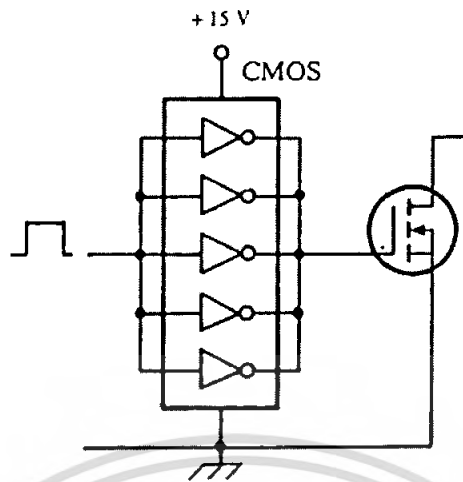


รูปที่ 4.6 (ก) แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และพูลอ์ฟริซิสเตอร์
(ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจรรูป 5.11 (ก) เพื่อเพิ่มความเร็วขณะนำกระแส
(ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก 1 ตัวในวงจรรูป 5.11(ข) เพื่อเพิ่มความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสด้วย

4.1.6 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่นตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆการต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูปที่ 4.7 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้นด้วย

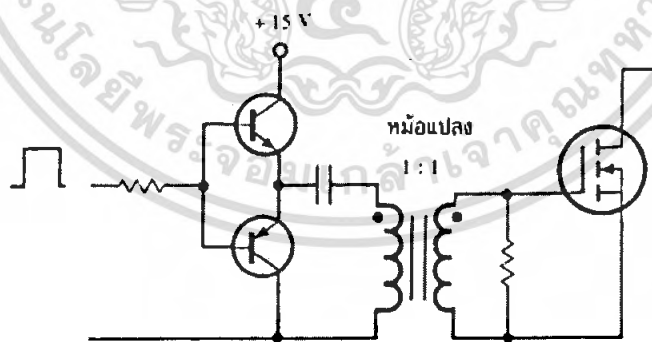


รูปที่ 4.7 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

4.1.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลงและอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงตัวอย่างการจับวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง

4.2 วงจร snubber

วงจร snubber (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะ

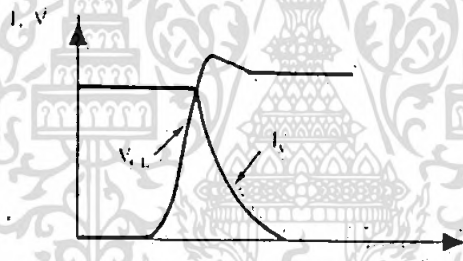
ทำงานปกติวงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะคือวงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

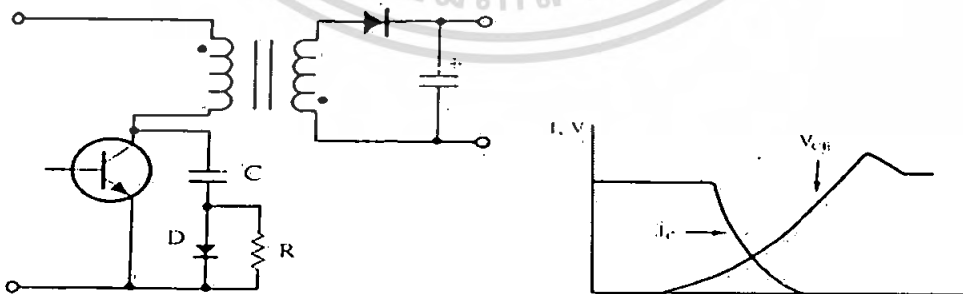
(turn off snubber) และวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรสับเบอ์ โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอดในบางครั้งจึงเรียกกันว่าวงจร RCD สับเบอ์

4.2.1 วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังงานสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูง ขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูป 4.9 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอ์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจรสับเบอ์อาจทำได้ดังในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.9 แสดงลักษณะการลดลงของกระแส และการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



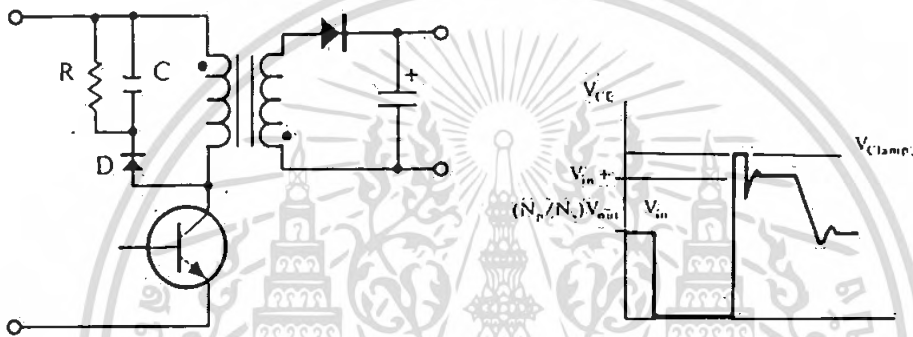
รูปที่ 4.10 แสดงการต่อวงจรสับเบอ์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบค และฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอ์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจร RCD สับเบอ์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C และไดโอด D ของวงจรสับเบอ์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C แรงดันที่ตกคร่อม C จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไป เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_{p(PK)} \times t_{OFF}}{2V_{in}} \dots\dots\dots(4.6)$$

$$R_1 = \frac{t_{ON(min)}}{2.3C_1} \dots\dots\dots(4.7)$$

- $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์
- t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- C_1, R_1, R_1, R_1 คือ การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องมีค่าสูงได้สูงโดยค่ากำลังสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_L = \frac{CI(2V_{in})^2}{2T} \dots\dots\dots(4.8)$$

เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่าน ไดโอด D จากค่าแรงดัน สไปค์ ค่าของ R จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ อาจกล่าวได้ว่า วงจร snubber ป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นในตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} \times C \times V_C^2 = \frac{1}{2} Li \times I^2 p_{(PK)} \dots\dots\dots(4.9)$$

เนื่องจาก จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_C V_{CEO} - V_{Clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{Li \times I^2 p_{(PK)}}{(V_{CEO} - V_{Clamp})^2} \dots\dots\dots(4.10)$$

เมื่อ

Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (leakage inductance)

I_{P(PK)} คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CEO} คือ อัตราทนแรงดันคั่นคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CLAMP} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF(min)}}{2.3 \times C1} \dots\dots\dots(4.11)$$

กำลังงานสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = \frac{1}{2} \times \frac{Li \times I^2 p_{(PK)}}{T} \quad (\text{วัดค้) } \dots\dots\dots(4.11)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4.3 ไดโอดในสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย

4.3.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียในไดโอดจะเกิดได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะการใช้งานไดโอดที่ความถี่ต่างๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไดโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดให้ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันคั่นคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันคั่นคร่อมไดโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน รูปที่ 4.12 จะแสดงตัวอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟค่าของแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดต่อค่ากระแสที่ไหลผ่านโดยไดโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

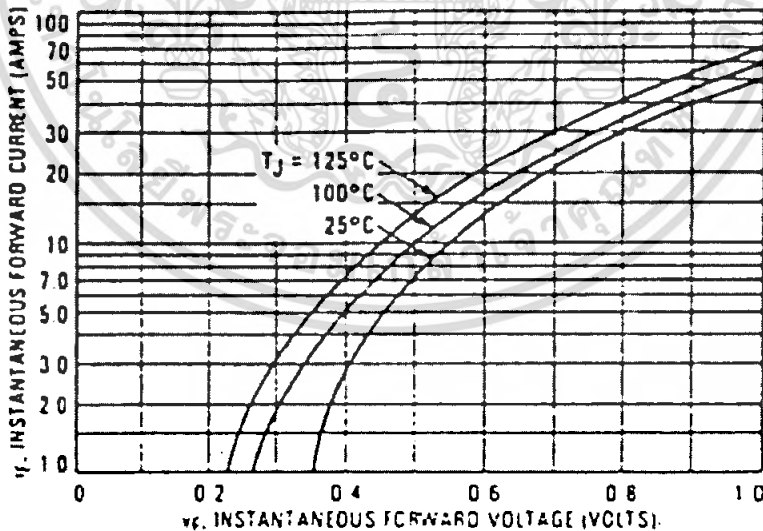
$$P_D = V_F \times I_F \quad \dots\dots\dots(4.12)$$

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส

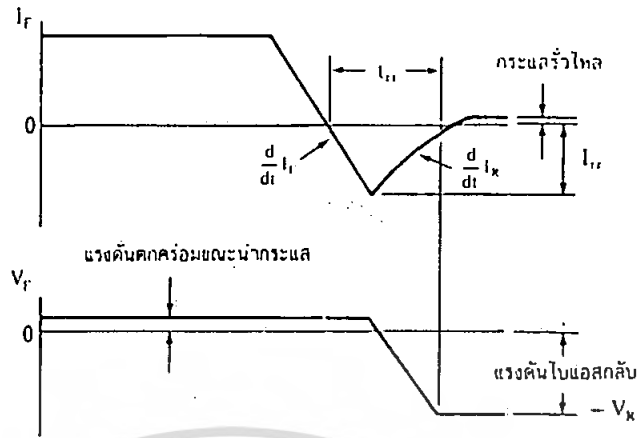
V_F คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส

I_F คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อนประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้ เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้เรียกว่า ช่วงเวลาดิ้นตัว (reverse recovery time) หรือ t_{rr} ลักษณะตอบสนองต่อแรงดันและกระแสของไดโอดจะเป็นดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.12 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังงานสูญเสียในไดโอดในช่วงนี้จะมีค่า $P_D = V_F \times I_F$



รูปที่ 4.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

ช่วงเวลาดำเนินตัว t_{rr} จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่าน ไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งาน ไดโอดลักษณะต่างๆ กันจะให้ค่าที่ t_{rr} แตกต่างกันไปอีกด้วย จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลานี้ t_{rr} ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งาน ไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

ลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งของ ไดโอดก็คือความนุ่มนวลในการคืนตัว (softness recovery) ที่ความถี่สูงๆ ลักษณะการคืนตัวของ ไดโอดจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน RFI ของสวิทซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ความนุ่มนวลในการคืนตัวของ ไดโอดจะกำหนดด้วยค่าความชันที่ขอขาขึ้นของกระแสในช่วงเวลาดำเนินตัว $\frac{dI_R}{dt}$ ไดโอดที่มีความชัน $\frac{dI_R}{dt}$ น้อยๆ จะมีลักษณะการคืนตัวอย่างนุ่มนวลและให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI เกิดขึ้นต่ำๆ แต่จะมีช่วงเวลาดำเนินตัว t_{rr} มากและเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากด้วย

4.3.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ (2) มีช่วงเวลาดำเนินตัว t_{rr} สั้น และ (3) สามารถทนกำลังได้สูง

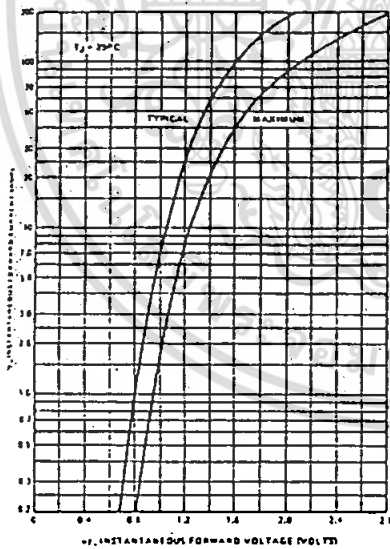
ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ต่างๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาดำเนินตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิด ดังต่อไปนี้

คือ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

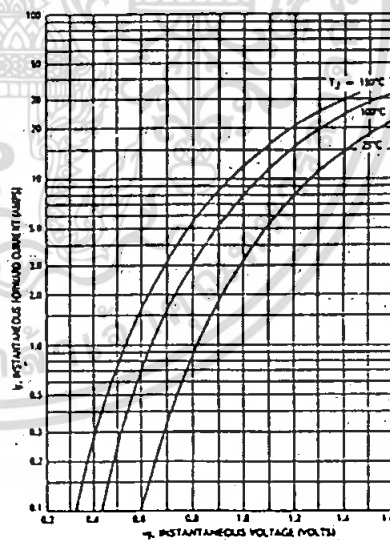
1. ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด (Fast Recovery Diode)
2. อุลตราฟาสต์- รีคัพเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ซอตกกีไดโอด (Schottky Diode)

4.3.2.1 ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดและอุลตราฟาสต์- รีคัพเวอรีไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว ประมาณ 200 - 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่า ซิลิคอนไดโอดมาก t_{rr} และฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีอัตราแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วน อุลตราฟาสต์- รีคัพเวอรีไดโอด มีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ประมาณ 25 - 100 นาโนวินาที และมีอัตราแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส V_F ของไดโอดทั้ง 2 ชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือประมาณ 0.6 - 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ ฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์- รีคัพเวอรี แสดงไว้ในรูปที่ 4.14 เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ ฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์- รีคัพเวอรี ไดโอด มีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป



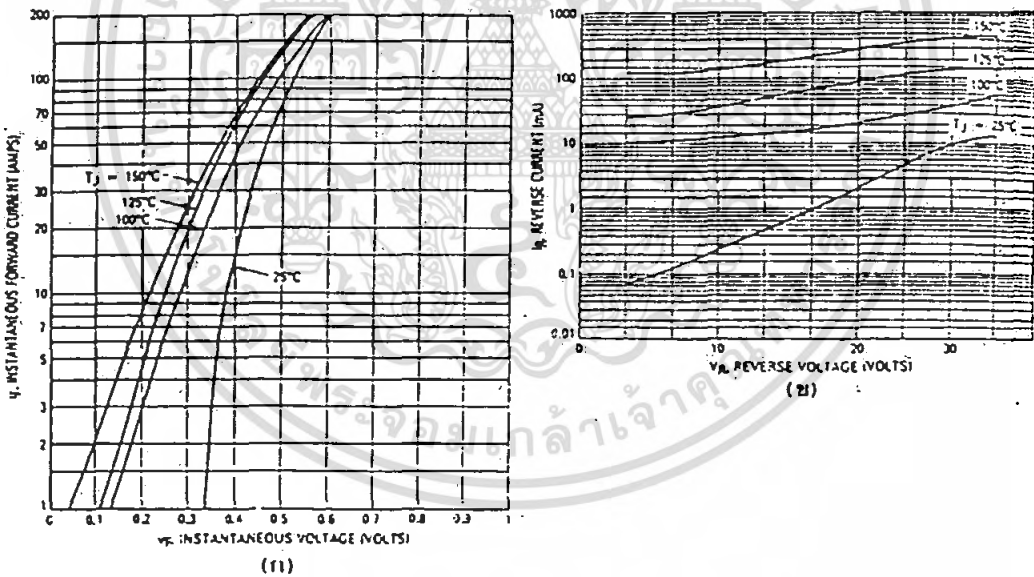
รูปที่ 4.14 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์รีคัพเวอรีไดโอด



รูปที่ 4.14 (ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของอุลตราฟาสต์รีคัพเวอรีไดโอด

4.3.2.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ (ดูรูปที่ 4.15 ประกอบ) จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูงๆ เช่นที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟอสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ของซอตต์กีไดโอดจะมีค่าสั้นมากโดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้ อย่างไรก็ตาม ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือซอตต์กีไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบันมีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และซอตต์กีไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง (ดูรูปที่ 5.25 ประกอบ) ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง และยังมีปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อนำซอตต์กีไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการหนึ่งคือ ซอตต์กีไดโอดจะให้ทรานเซียนด์ชณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง



รูปที่ 4.15 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของซอตต์กีไดโอด (ก) และ ค่ากระแสรั่วไหลของซอตต์กีไดโอด (ข)

บทที่ 5
การทดลอง

5.1 ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแรงดันสูง

การทดลองโดยต่อกับโหลด $R = 20\text{ K}\Omega$ เมื่อ $F_{\text{RESONANCE}} = 35.15\text{ KHz}$

F KHz	Vout (Vp)	Vout (rms)	Iout (A)	Pout (W)
20	3575	2527.9	0.126	319.51
30	4080	2885	0.144	416
35	4340	3068.84	0.153	470.88
40	3060	2163.42	0.108	234.2
50	1400	989.8	0.05	49
60	895	632.77	0.031	20.02
70	630	445.4	0.022	9.92

ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R = 20\text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดารี 600 รอบ

ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแรงดันสูง

การทดลองโดยต่อกับโหลด $R = 20 \text{ K}\Omega$ เมื่อ $F_{\text{RESONANCE}} = 35.15 \text{ KHz}$

F KHz	Vout (Vp)	Vout (rms)	Iout (A)	Pout (W)
20	2680	1895.64	0.063	119.78
30	3320	2347.60	0.078	183.11
35	3830	2708.22	0.09	243.74
40	3580	2531.44	0.084	212.64
50	2550	1803.12	0.06	108.18
60	1020	721.25	0.024	17.31
70	510	360.62	0.012	4.32

ตารางที่ 5.2 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R = 20 \text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดารี 800 รอบ

ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแรงดันสูง

การทดลองโดยต่อกับโหลด $R = 30\text{ K}\Omega$ เมื่อ $F_{\text{RESONANCE}} = 35.15\text{ KHz}$

F KHz	Vout (Vp)	Vout (rms)	Iout (A)	Pout (W)
20	2400	1696.8	0.056	95.97
30	2800	1980	0.066	130.67
35	3400	2404.16	0.08	192.67
40	2000	1414.21	0.048	66.67
50	1040	735.40	0.025	18.03
60	720	509.04	0.017	8.64
70	480	339.36	0.011	3.84

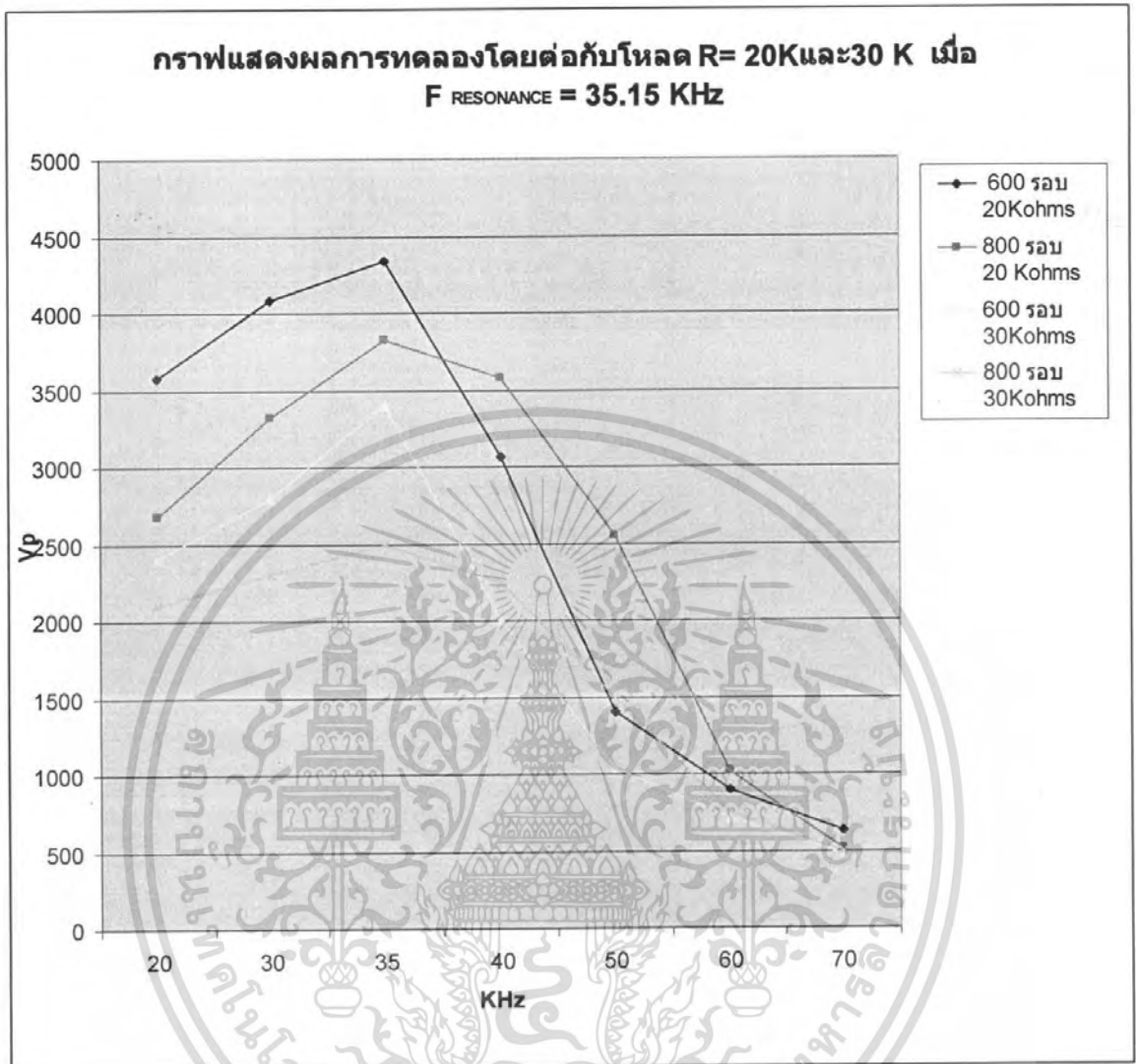
ตารางที่ 5.3 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R = 30\text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดาร์ 600 รอบ

ผลการทดลองแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแรงดันสูง

การทดลองโดยต่อกับโหลด $R = 30 \text{ K}\Omega$ เมื่อ $F_{\text{RESONANCE}} = 35.15 \text{ KHz}$

F KHz	Vout (Vp)	Vout (rms)	Iout (A)	Pout (W)
20	2100	1484.92	0.049	72.76
30	2300	1626.34	0.0542	88.148
35	2500	1767.76	0.05892	104.15
40	2250	1590.99	0.053	84.32
50	1500	1060.66	0.0353	37.44
60	750	530.33	0.0176	9.33
70	500	353.55	0.0117	4.13

ตารางที่ 5.4 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R = 30 \text{ K}\Omega$ ที่ขดลวดเซกันดารี 800 รอบ



กราฟที่ 5.1 กราฟแสดงผลการทดลองโดยต่อกับ โหลด R=20Kและ 30K เมื่อ **F RESONANCE = 35.15** KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองเมื่อต่อค่าคาปาซิเตอร์ค่าต่างๆที่โหลดค่าต่างเทียบกับความถี่ ที่จำนวนรอบของ

ขดลวด secondary จำนวน 600 รอบ

การทดลองที่ Load $10.1\text{K}\Omega$ $C=0.047\ \mu\text{F}$

$F_{\text{RESONANCE}} = 28.08\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	200	63.60	66.83	675	45.11	70.92
21	210	66.78	69.31	700	48.51	72.65
22	220	70.18	71.29	720	51.33	73.14
23	230	73.14	74.25	750	55.70	76.15
24	240	76.08	79.21	800	63.37	83.29
25	260	82.68	82.18	830	68.20	82.50
26	280	88.76	85.14	860	73.23	82.50
27	310	98.27	89.11	900	80.20	81.61
28	340	107.44	94.60	950	83.36	83.17
29	360	113.76	95.05	960	91.24	80.20
30	390	123.63	101.98	1030	105.24	84.96

ตารางที่ 5.5 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=10.1\text{K}\Omega$ กับ $C=0.047\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ

การทดลองที่ Load $10.1\text{K}\Omega$ $C = 0.072\ \mu\text{F}$

$F_{\text{RESONANCE}} = 22.7\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	500	158.50	103.96	1050	109.16	68.87
21	390	123.24	99.01	1000	99.01	80.34
22	430	136.31	106.93	1080	115.49	84.72
23	450	142.2	110.89	1120	124.19	87.34
24	450	142.65	112.87	1140	128.67	90.20
25	430	136.31	106.93	1080	115.48	84.72
26	370	118.03	98.02	990	97.04	82.22
27	300	96.00	89.11	900	80.19	83.54
28	250	80.25	79.21	800	63.36	78.96
29	200	64.40	69.31	700	48.51	75.33
30	160	51.20	59.40	600	35.64	69.62

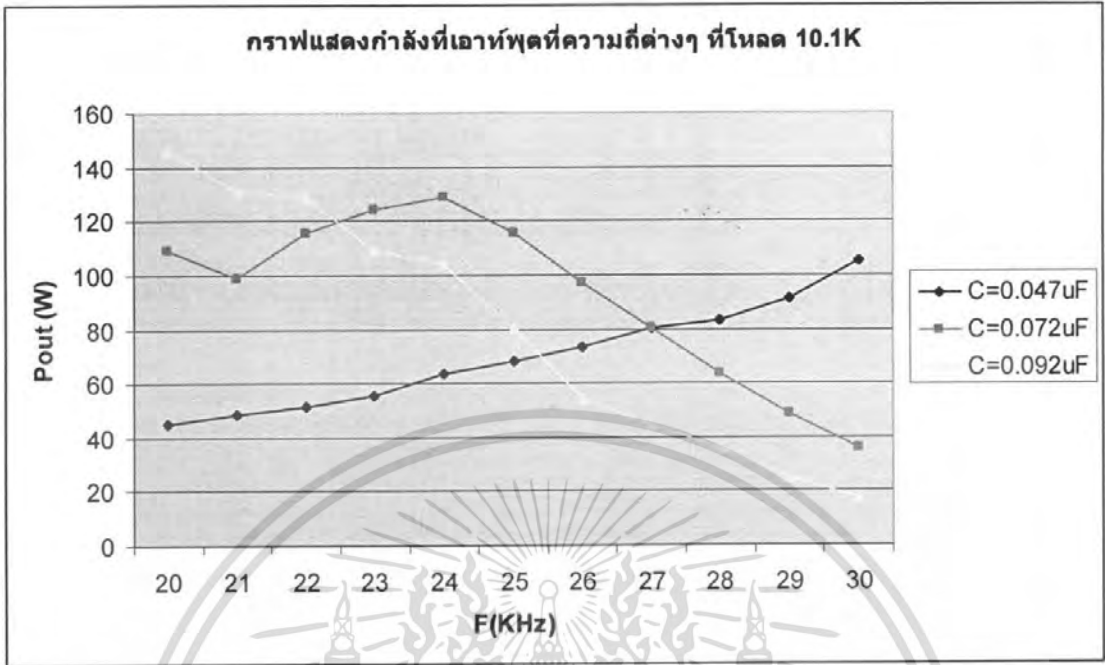
ตารางที่ 5.6 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R=10.1\text{K}\Omega$ กับ $C=0.072\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ

การทดลองที่ Load $10.1\text{K}\Omega$ $C = 0.092\ \mu\text{F}$

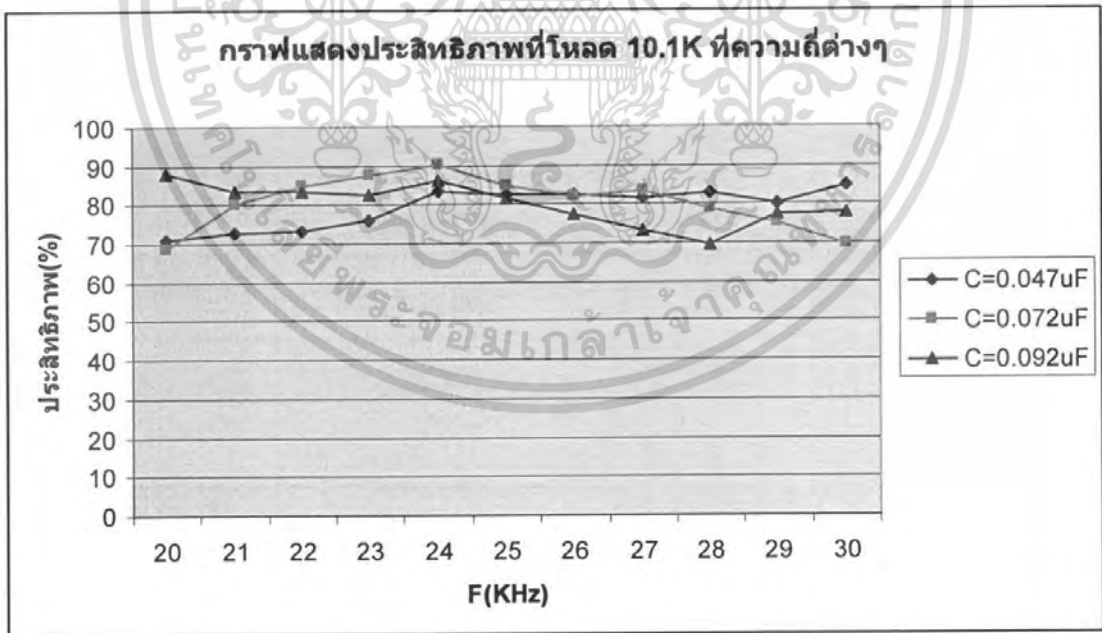
$F_{\text{RESONANCE}} = 20.07\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	530	166.42	120.30	1215	146.16	87.83
21	500	157.00	113.86	1150	130.94	83.40
22	490	153.86	112.87	1140	128.67	83.63
23	420	132.30	103.96	1050	109.16	82.51
24	380	120.80	101.48	1025	104.02	86.11
25	310	98.27	89.11	900	80.20	81.61
26	220	69.96	73.27	740	54.22	77.50
27	190	60.61	66.33	670	44.44	73.33
28	160	51.20	59.40	600	35.64	69.61
29	100	32.00	49.50	500	24.75	77.35
30	70	22.47	41.58	420	17.46	77.72

ตารางที่ 5.7 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อ โหลด $R=10.1\text{K}\Omega$ กับ $C=0.092\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ



กราฟที่ 5.2 กราฟแสดงกำลังที่เอาต์พุตที่ความถี่ต่างๆ ที่โหลด 10.1K



กราฟที่ 5.3 กราฟแสดงประสิทธิภาพที่โหลด 10.1K ที่ความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ Load $20.1\text{K}\Omega$ $C = 0.047\ \mu\text{F}$

$F_{\text{RESONANCE}} = 28.08\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	350	110.06	64.68	1300	84.08	76.20
21	370	116.55	69.65	1400	97.51	83.67
22	400	126.40	73.38	1475	108.24	85.63
23	410	129.56	74.13	1490	110.45	85.25
24	400	126.00	72.89	1465	106.77	84.73
25	390	123.24	72.14	1450	104.60	84.88
26	370	116.92	68.66	1380	94.74	81.04
27	340	107.10	67.16	1350	90.67	84.67
28	330	104.94	63.68	1280	81.51	77.68
29	290	92.22	59.70	1200	71.64	78.69
30	260	82.94	57.21	1150	65.79	79.33

ตารางที่ 5.8 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R=20.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.047\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ

การทดลองที่ Load $20.1\text{K}\Omega$ $C = 0.072\ \mu\text{F}$

$F_{\text{RESONANCE}} = 22.7\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	570	177.84	89.56	1800	161.94	90.64
21	520	163.28	84.58	1700	143.78	88.66
22	460	145.36	79.60	1600	127.36	87.62
23	390	124.62	72.63	1500	111.94	90.25
24	320	101.76	64.68	1300	84.08	82.63
25	260	82.68	59.70	1200	71.64	86.65
26	200	63.60	53.34	1050	54.86	86.25
27	190	60.42	49.75	1000	49.75	82.34
28	150	47.70	44.78	900	40.30	84.48
29	130	41.34	39.80	800	31.84	77.62
30	110	34.98	37.31	750	27.99	80.00

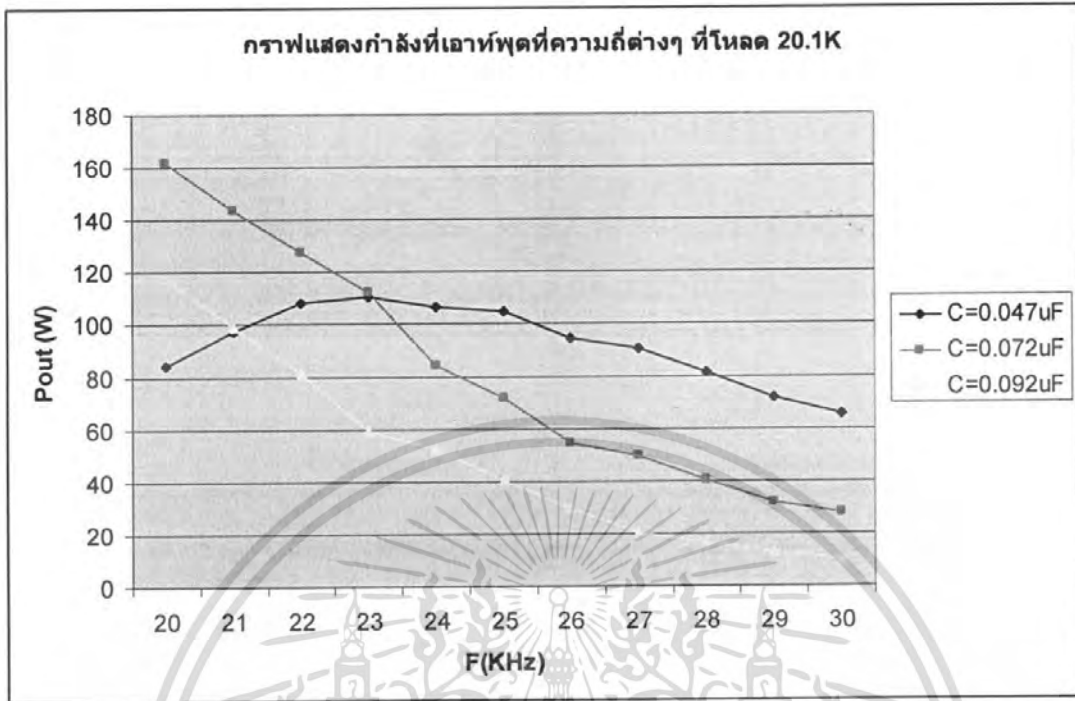
ตารางที่ 5.9 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R=20.1\text{K}\Omega$ กับ $C=0.072\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ

การทดลองที่ Load $20.1\text{K}\Omega$ $C = 0.092\ \mu\text{F}$

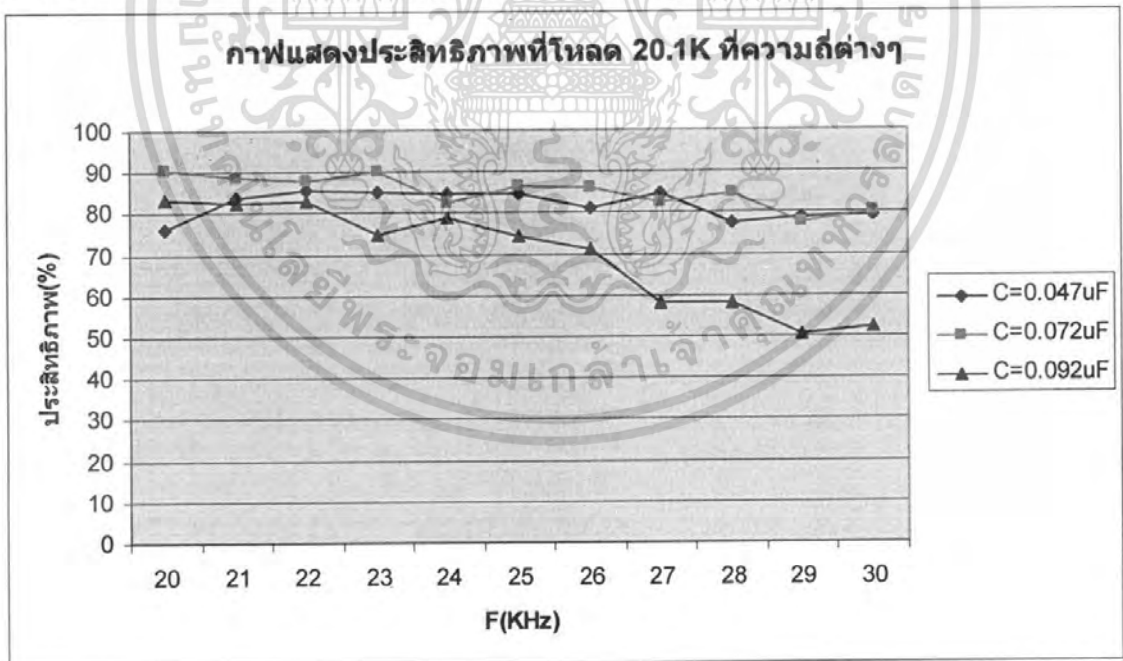
$F_{\text{RESONANCE}} = 20.07\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	450	141.75	76.62	1500	117.99	83.23
21	380	120.08	70.14	1410	98.91	82.37
22	310	98.27	63.68	1280	81.52	82.95
23	250	79.25	54.23	1090	59.11	74.59
24	210	66.36	51.00	1025	52.27	78.77
25	170	54.06	44.78	900	40.30	74.54
26	130	41.34	38.31	770	29.50	71.35
27	110	35.20	31.84	640	20.38	57.89
28	90	28.80	28.66	580	16.73	58.12
29	80	25.60	25.37	510	12.94	50.54
30	60	19.20	22.30	450	10.07	52.47

ตารางที่ 5.10 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R=20.1\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.092\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ



กราฟที่ 5.4 กราฟแสดงกำลังที่เอาต์พุตที่ความถี่ต่างๆ ที่โหลด 20.1K



กราฟที่ 5.5 กราฟแสดงประสิทธิภาพที่โหลด 20.1K ที่ความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ Load $30\text{K}\Omega$ $C=0.047\ \mu\text{F}$

$F_{\text{RESONANCE}} = 28.08\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	450	143.10	65.00	1950	126.75	88.57
21	500	158.50	66.67	2000	123.33	84.12
22	530	167.48	70.00	2100	147.00	87.78
23	540	171.18	71.66	2150	154.8	90.01
24	510	161.18	68.33	2050	140.08	86.65
25	450	143.10	65.00	1950	126.75	88.75
26	380	121.60	60.00	1800	108.00	88.82
27	330	105.60	55.00	1650	90.75	85.94
28	290	92.51	51.67	1550	80.08	87.66
29	250	80.00	48.33	1450	70.08	87.66
30	210	67.40	44.33	1330	58.96	87.49

ตารางที่ 5.11 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R=30\text{K}\Omega$ กับ $C=0.047\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ

การทดลองที่ Load $30\text{K}\Omega$ $C = 0.072\ \mu\text{F}$

$F_{\text{RESONANCE}} = 22.7\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	680	210.80	77.33	2200	161.33	76.54
21	510	156.00	65.00	1950	126.75	81.25
22	390	122.07	58.33	1750	102.88	83.62
23	300	94.50	50.00	1500	75.00	79.37
24	280	87.36	46.67	1400	65.33	78.00
25	210	65.94	41.67	1250	52.08	78.99
26	160	50.24	36.67	1100	40.34	80.28
27	140	44.52	33.33	1000	33.33	74.88
28	110	34.98	28.33	850	24.08	68.68
29	100	31.80	26.67	800	21.33	67.09
30	80	25.36	23.33	700	16.33	64.40

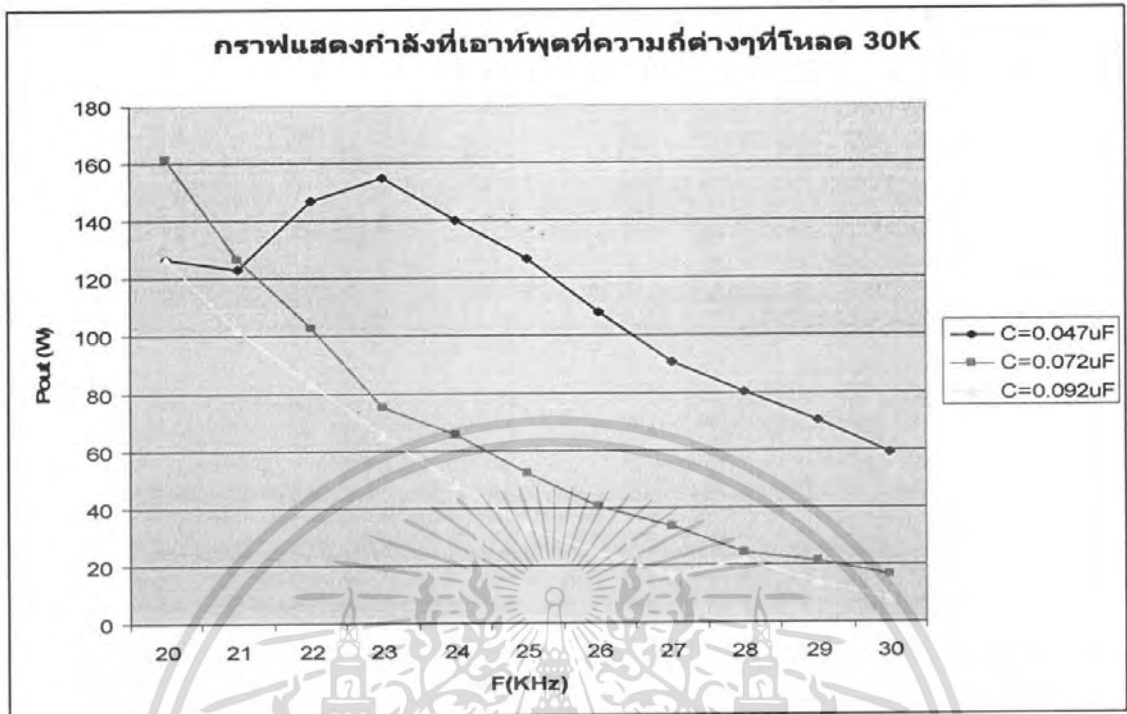
ตารางที่ 5.12 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R=30\Omega$ กับ $C=0.072\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ

การทดลองที่ Load $30\text{K}\Omega$ $C = 0.092\ \mu\text{F}$

$F_{\text{RESONANCE}} = 20.07\ \text{KHz}$

F(KHz)	I_{IN}(mA)	P_{IN}(W)	I_{OUT}(mA)	V_{OUT} (Vdc)	P_{OUT}(W)	% eff
20	460	146.28	65.00	1950	126.5	86.65
21	380	121.60	58.33	1750	102.08	83.95
22	260	83.20	50.00	1500	83.20	90.14
23	230	74.06	46.67	1400	65.34	88.33
24	180	58.14	40.00	1200	48.00	82.56
25	130	41.47	33.33	1000	33.33	80.38
26	100	32.00	28.33	850	24.08	75.26
27	80	25.60	23.30	700	16.33	63.80
28	70	22.40	21.67	650	21.67	62.87
29	60	19.20	20.00	600	14.08	62.50
30	50	16.00	16.66	500	8.33	52.08

ตารางที่ 5.13 แสดงผลการทดลองเมื่อต่อโหลด $R=30\text{K}\Omega$ กับ $C = 0.092\ \mu\text{F}$ ที่ความถี่ต่างๆ



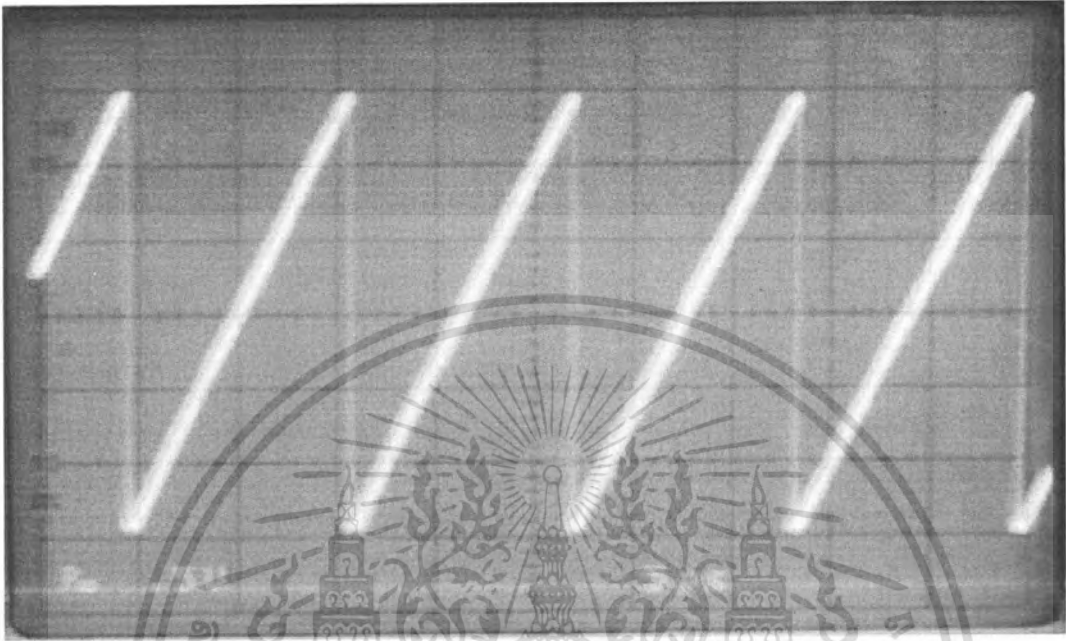
กราฟที่ 5.6 กราฟแสดงกำลังที่เอาต์พุตที่ความถี่ต่างๆที่โหลด 30K



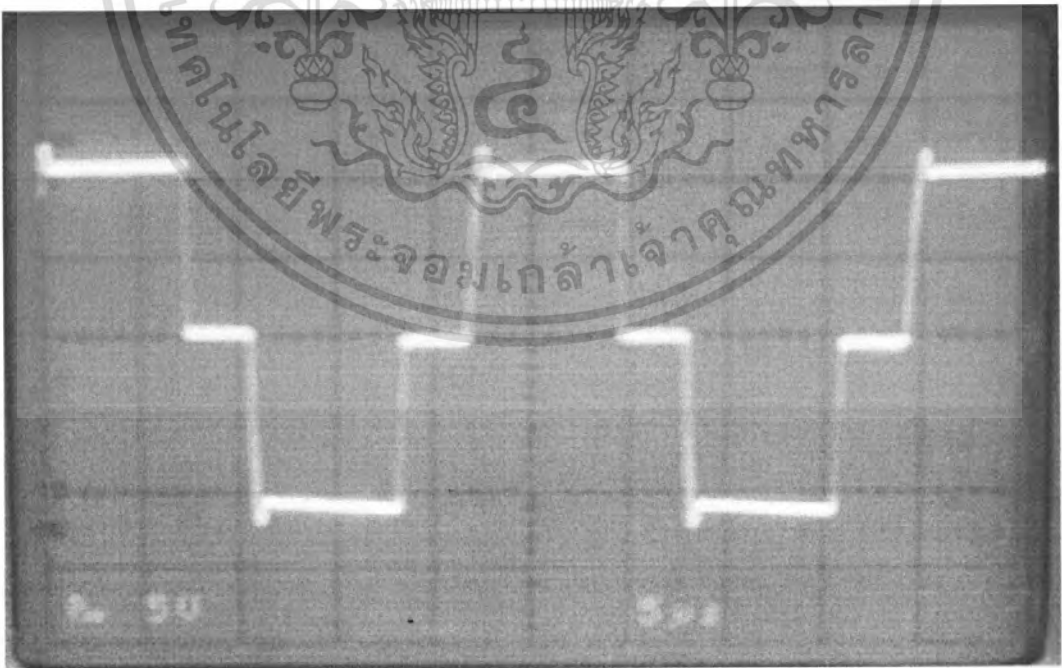
กราฟที่ 5.7 กราฟแสดงประสิทธิภาพที่โหลด 30K ที่ความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปของสัญญาณต่างๆที่ได้จากการทดลอง

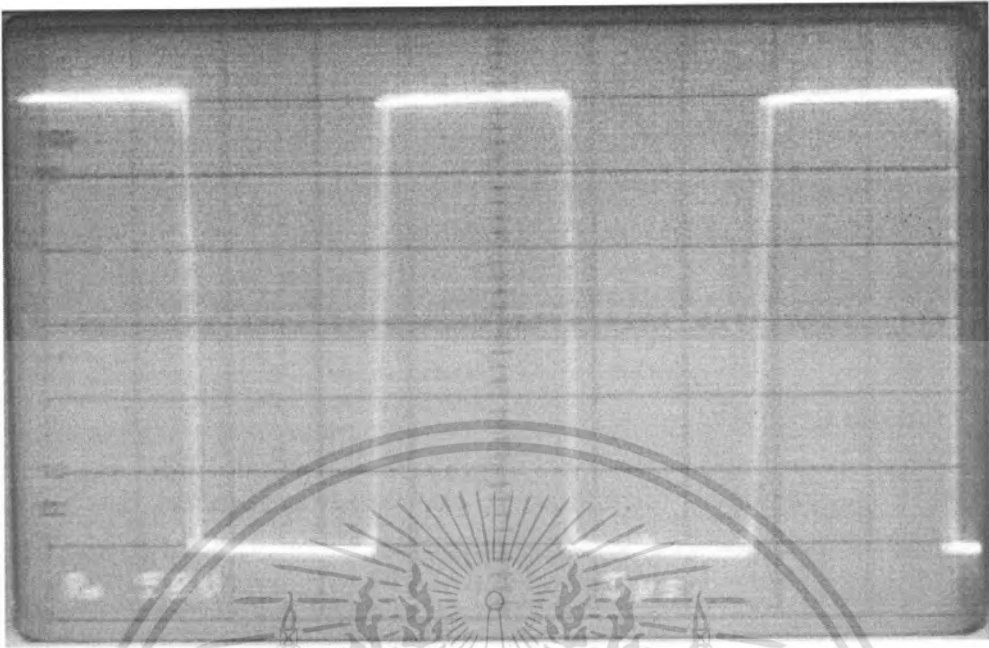


รูปที่ 5.1 สัญญาณพื้นเลี้ยววัดจากขา 5 ของ TL494

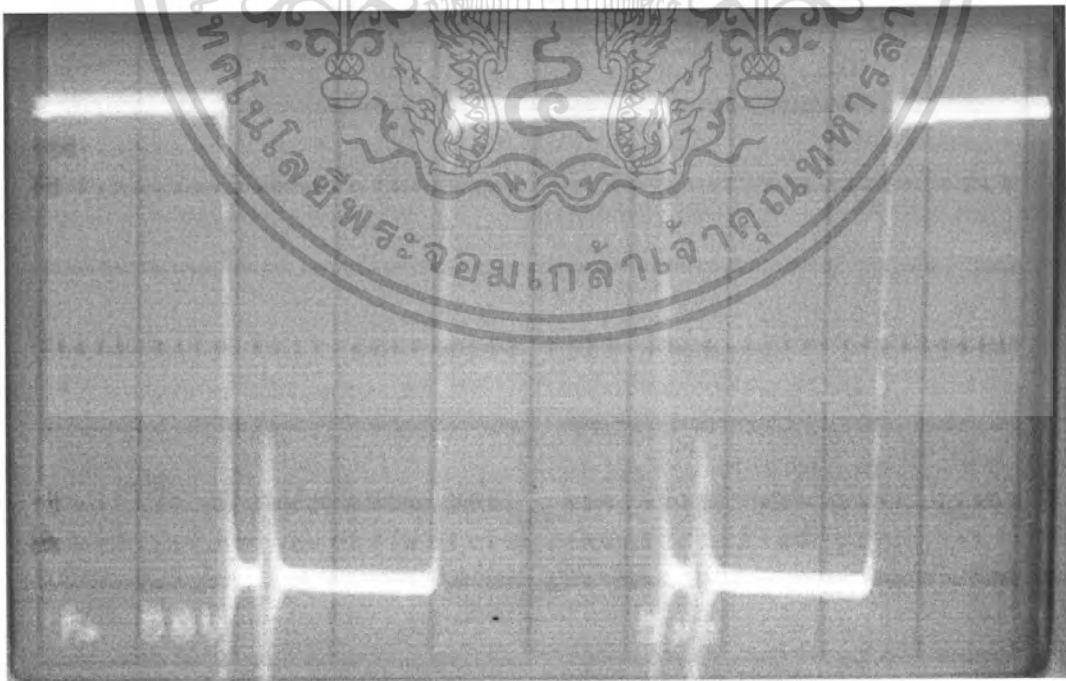


รูปที่ 5.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากมอสเฟตชุดไครว์เวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากเฟาเวอร์มอสเฟตภาคอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอินพุตให้วงจรเรโซแนนซ์



รูปที่ 5.4 เมื่อไม่ใส่ชุดวงจรสับเบอร์ให้เฟาเวอร์มอสเฟต สัญญาณที่ได้จะมีสไปค์เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.1 เป็นสัญญาณฟันเลื่อยที่วัดจากขา 5 ของ TL494 ซึ่งต่ออยู่กับ C เพื่อกำหนดความถี่ของ
วงจรถ่ายสัญญาณที่ได้มีขนาด 3 V_{P-P}

รูปที่ 5.2 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากชุดมอสเฟตที่ต่อแบบคอมพลิเมนต์ของวงจรถ่าย
ควบคุม สัญญาณมีขนาด 12 V เท่ากับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง จะเห็นว่าจะมีช่วงที่สัญญาณเป็น 0 โวลต์
นั่นคือช่วงของ DEAD TIME นั่นเอง ซึ่งเราจะเอาสัญญาณที่ได้นี้ไปเข้าหม้อแปลงคัปปลิงความถี่สูง
เพื่อแยกสัญญาณออกเป็น 2 ชุด มีเฟสต่างกัน 180 องศา เอาไปเข้าขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตใน
ภาคคอนเวอร์เตอร์

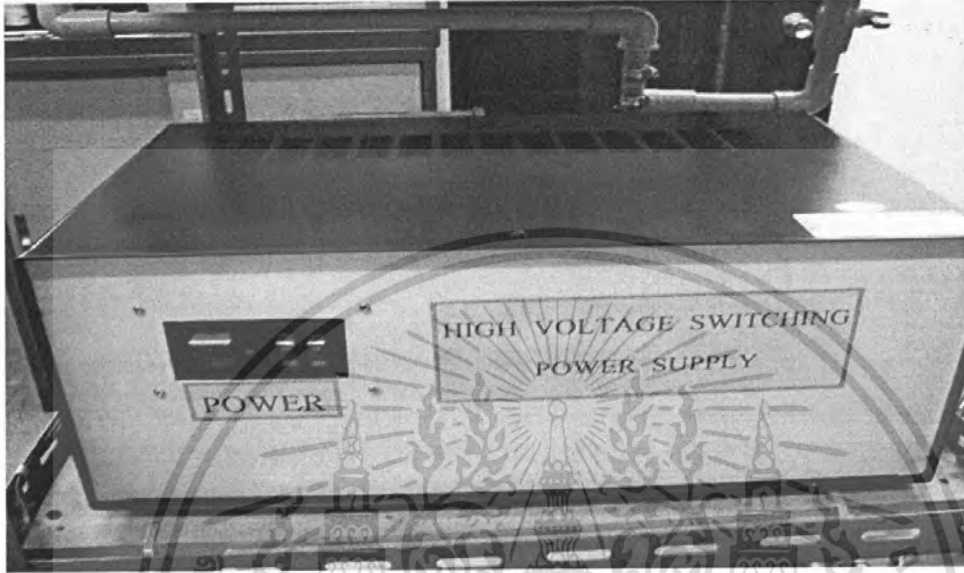
รูปที่ 5.3 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากคู่เพาเวอร์มอสเฟตของภาคอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็น
อินพุตให้วงจรรีโซแนนซ์ สัญญาณจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมมีแรงดัน 150 V คงที่ตลอดทุก
ความถี่

รูปที่ 5.4 เป็นสัญญาณที่ได้เมื่อไม่ได้ต่อชุดวงจรถ่ายสัญญาณให้กับเพาเวอร์มอสเฟตจะเห็นว่า
จะเกิดสัญญาณสไปค์ขึ้น ซึ่งเป็นสาเหตุของการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟต ทำให้
เพาเวอร์
มอสเฟตร้อนขึ้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องต่อชุดสแน็บเบอร์ไว้เสมอ เพื่อความปลอดภัยของเพาเวอร์
มอสเฟต

5.2 การทดลองระบบผลิตน้ำไอโซน

ส่วนประกอบในการทดลอง

1. แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง



รูปที่ 5.5 แสดง แหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง

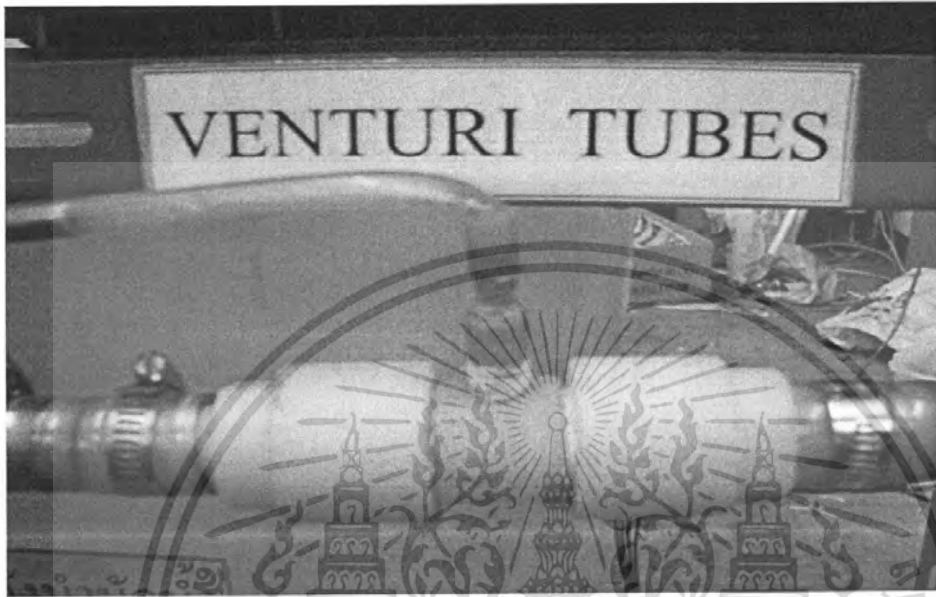
2. หลอดกำเนิดไอโซน



รูปที่ 5.6 แสดง หลอดกำเนิดไอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Venturi tube



รูปที่ 5.7 แสดง Venturi tube

4. ถังบำบัดน้ำ



รูปที่ 5.8 แสดง ถังบำบัดน้ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ป้อนน้ำ



รูปที่ 5.9 แสดง ป้อนน้ำ

6. ป้อนลม



รูปที่ 5.10 แสดง ป้อนลม

6. สารละลาย KI (โพแตสเซียมไอโอไดด์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีทดลอง

1. ติดตั้งอุปกรณ์ให้เรียบร้อยดังรูป



รูปที่ 5.11 แสดงการติดตั้งอุปกรณ์ของระบบผลิตน้ำโอโซน

2. เติมน้ำในถัง 10 ลิตร
3. ทำการปั้มน้ำเข้าระบบผลิตน้ำโอโซนด้วย Venturi tube
4. ทำการป้อน Ozone gas เข้ามาทางด้านบนของ Venturi tube
5. เริ่มทำการจับเวลาการผสมระหว่างน้ำกับก๊าซโอโซนที่ต่างๆ คือ 1,2 นาที
6. เมื่อครบ 1 นาที ทำการตวงน้ำจากการผสมระหว่างน้ำกับก๊าซโอโซนมา 100 มิลลิลิตร มาผสมกับสารละลาย KI (โพรแตสเซียมไอโอไดด์) ที่ได้ทำการผสมกับน้ำกลั่นไว้แล้ว
7. สังเกตสีของน้ำ 100 มิลลิลิตรที่นำมาผสมกับสารละลาย KI (โพรแตสเซียมไอโอไดด์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองได้ผลการทดลองของวงจรในแต่ละภาคที่ถูกต้องซึ่งเราสามารถอธิบายได้ดังนี้ที่ภาคCONTROL จะมีไอซีเบอร์ TL494 เป็นหัวใจหลักในการผลิตสัญญาณ PWM ซึ่งสามารถกำหนดความถี่ได้จากค่า R_T ที่ขา 6 และ C_T ที่ขา 5 แต่ในโครงงานนี้เราใช้ Active Resister มาทำหน้าที่ปรับความถี่แทน R_T ซึ่งสร้างจากไอซีออปแอมป์เบอร์ LM324 ซึ่งเราปรับค่าความถี่จากค่า Resistor ที่ต่ออยู่กับขา Non-inverting ของออปแอมป์เพื่อปรับค่าแรงดันอ้างอิงให้ออปแอมป์ทำให้เกิดการเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ ส่งผลให้ค่าของกระแสที่ขา 6 เปลี่ยนแปลงตาม จึงเกิดการเปลี่ยนค่าความถี่ขึ้นสัญญาณ PWM ที่ได้จาก TL494 จะส่งต่อไปกับวงจร DRIVE ซึ่งประกอบด้วย มอสเฟตเป็นชุดทำงานหลักมอสเฟตที่ใช้เป็นเบอร์ IRF9540 และ IRF540 แล้วทำการคัปปลิงผ่านหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งความถี่สูง เพื่อนำไปขับให้เพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสในภาคอินเวอร์เตอร์ แล้วนำสัญญาณพัลส์ที่ออกจากเพาเวอร์มอสเฟตเข้าสู่ตัววงจรเรโซแนนซ์เพื่อให้ได้สัญญาณไซน์บริสุทธิ์ออกมาทางเอาต์พุต ซึ่งในวงจรเรโซแนนซ์เราจะใช้หม้อแปลงแบบเพิ่มแรงดันเพื่อทำการเพิ่มแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าสูง ในวงจรเรโซแนนซ์เรากำหนดได้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ 35.15 kHz แต่ในการทดลอง ค่าความถี่เรโซแนนซ์จะคลาดเคลื่อนเล็กน้อย ซึ่งเกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่า L,C จากการทดลองจะเห็นได้ว่า เมื่อความถี่ของวงจรมีค่าเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าสูงขึ้นไปด้วย พอถึงจุดเรโซแนนซ์ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าสูงที่สุด แต่พอเราเปลี่ยนค่าความถี่ของวงจรให้ห่างจากค่าความถี่เรโซแนนซ์ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงตามไปด้วย ในการปรับค่าความถี่ของวงจร เราจะเริ่มที่ 20 kHz ขึ้นไป เพราะที่ความถี่ต่ำกว่านี้ จะเป็นความถี่ที่มนุษย์ได้ยิน ซึ่งทำให้เกิดเสียงดังรบกวนได้

จากการทดลองโดยต่อโหลด R 20 K Ω แล้วจำนวนรอบของขดเซกันดารี 600 รอบจะให้แรงดันที่เอาต์พุตมากที่สุดคือ 4340 Vp หรือ 3068.84 Vrms และจากการทดลองโดยนำหลอดกำเนิดโอโซนมาต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงนี้ พบว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจะเปลี่ยนไปจากเดิม เนื่องจากผลของโครงสร้างหลอดกำเนิดโอโซน ที่มีโครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุไปมีผลทำให้ค่าของความจุของตัว C ในวงจรเปลี่ยนไปจากเดิม มีผลให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเปลี่ยนไปจากเดิมเช่นกัน

เมื่อจ่ายไฟแรงดันสูงให้กับหลอดโอโซน หลอดโอโซนจะเริ่มทำงาน ซึ่งสังเกตได้จากมีแสงสีม่วงเกิดขึ้นภายในหลอดโอโซน เมื่อทำการปรับความถี่เพื่อเพิ่มแรงดันของแหล่งจ่ายไฟแบบ

สวิตซ์แรงดันสูง ให้มีแรงดันสูงขึ้นไปอีกพบว่าแสงสีม่วงที่เกิดขึ้นที่หลอดกำเนิดไอโซน จะมีความเข้มมากขึ้น ซึ่งเวลาทำการทดลองเราต้องเปิดปั๊มเพื่อดูดอากาศเพื่อให้ก๊าซไอโซนเกิดการไหลเวียนออกมาภายนอกซึ่งเราจะพบว่ามิกลิ้นควาปลาออกมาภายนอกซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานของหลอดกำเนิดไอโซนนั่นเอง

ผลการทดลองเมื่อทดลองเป็นระบบผลิตน้ำไอโซน

จากการทดลองเฉพาะหลอดกำเนิด ไอโซนเข้ากับหลอดจ่ายไฟแรงดันสูงพบว่าค่าเรโซแนนซ์เปลี่ยนไปโดยได้ค่ากระแสสูงสุดเกิดที่ความถี่ 27.17 KHz โดยสังเกตได้ว่าหลอด ไอโซนมีสีม่วง และมีกลิ่นฉุนคล้ายกลิ่นควาปลาโดยจะฉุนมากที่ความถี่ 27.17 KHz และค่อยๆจางลงเมื่อห่างความถี่ออกมา

จากการทดลองเมื่อต่อเป็นระบบผลิตน้ำ ไอโซนพบว่าสีของน้ำที่ไปผสมกับสารละลาย KI (โพแทสเซียมไอโอไดด์)จะกลายเป็นสีเหลืองอ่อนๆ โดยเมื่อใช้เวลาในการทดลองนานสีของน้ำที่ได้อีกจะมีสีเหลืองเข้มขึ้น

ปัญหาที่เกิดขึ้น

1. เนื่องจากวงจรเป็นวงจรไฟฟ้าแรงดันสูงในการทดลองจึงต้องใช้ความระมัดระวังอย่างมาก
2. เนื่องจากก๊าซ ไอโซนมีกลิ่นฉุนและมีอันตรายดังนั้นการทดลองจึงต้องใช้สถานที่อากาศถ่ายเทสะดวก

หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย”, หน้า 7-85
2. สมบูรณ์ มาลานนท์, สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์”, ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพฯ, 2538
3. Pressman, A, “Switching Power Supply Design”, McGraw-Hill, Singapore, 1992
4. Chrysis, G., “High Frequency Switching Power Supplies-Theory And Design”, 2nd Editions., McGraw-Hill, New York, 1989
5. Mohammad H. Rashid, “Power electronics : circuits, device, and applications”, Pearson 2004



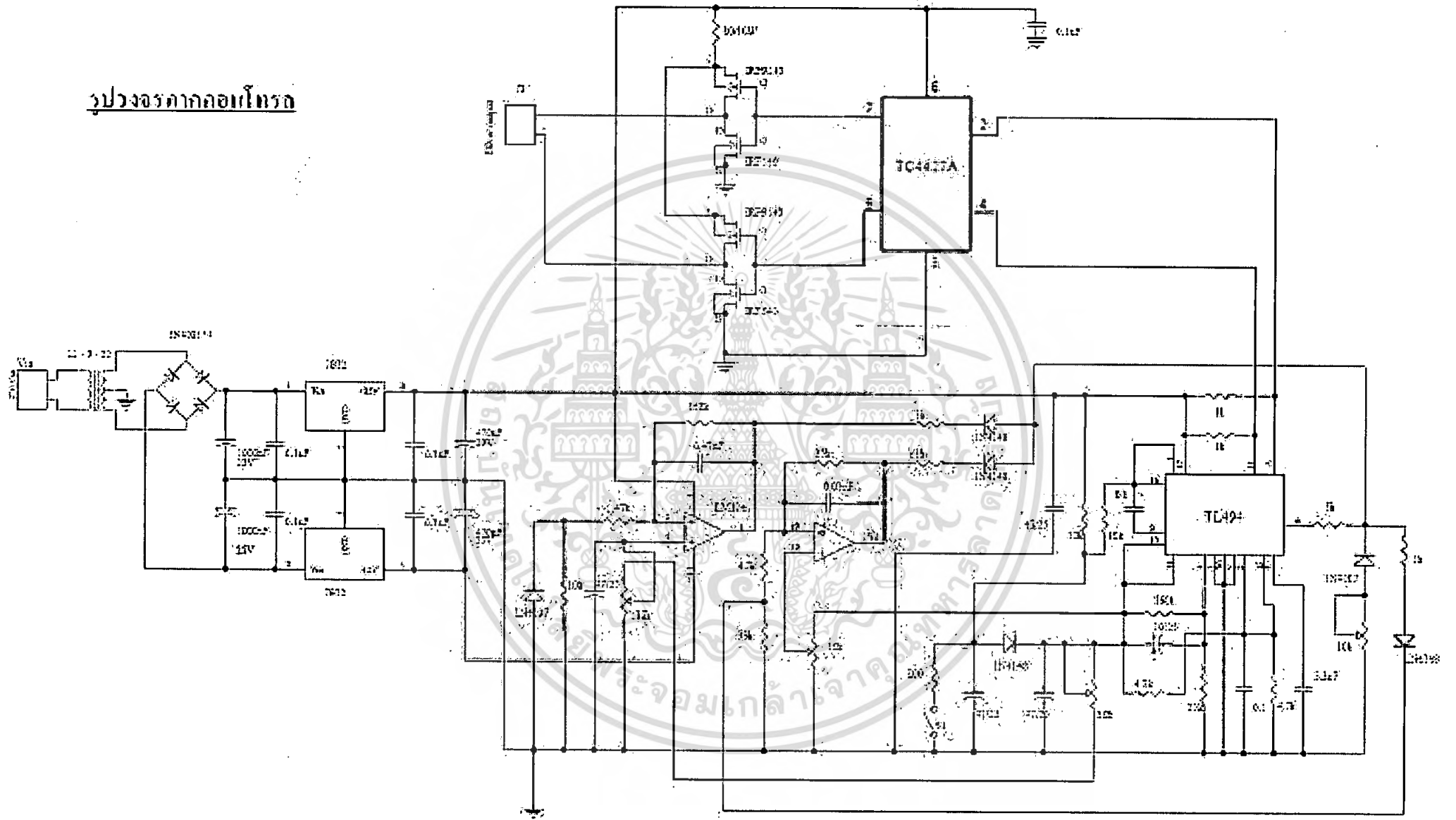
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The seal of the National Library of Thailand is a circular emblem. It features a central five-tiered umbrella (parasol) with a sunburst above it. The umbrella is flanked by two smaller, three-tiered umbrellas. The entire emblem is surrounded by a decorative border. The Thai text around the border reads "สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง" (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang).

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปวงจรคาถาถอนโศรก





MICROCHIP TC4426A/TC4427A/TC4428A

1.5A Dual High-Speed Power MOSFET Drivers

Features

- High Peak Output Current – 1.5A
- Wide Input Supply Voltage Operating Range:
 - 4.5V to 18V
- High Capacitive Load Drive Capability – 1000 pF in 25 nsec (typ.)
- Short Delay Times – 30 nsec (typ.)
- Matched Rise, Fall and Delay Times
- Low Supply Current:
 - With Logic '1' Input – 1 mA (typ.)
 - With Logic '0' Input – 100 μ A (typ.)
- Low Output Impedance – 7 Ω (typ.)
- Latch-Up Protected: Will Withstand 0.5A Reverse Current
- Input Will Withstand Negative Inputs Up to 5V
- ESD Protected – 4 kV
- Pinouts the same as TC426/TC427/TC428 and TC4426/TC4427/TC4428
- Space-saving 8-Pin MSOP Package

General Description

The TC4426A/TC4427A/TC4428A are improved versions of the earlier TC4426/TC4427/TC4428 family of MOSFET drivers. In addition to matched rise and fall times, the TC4426A/TC4427A/TC4428A devices have matched leading and falling edge propagation delay times.

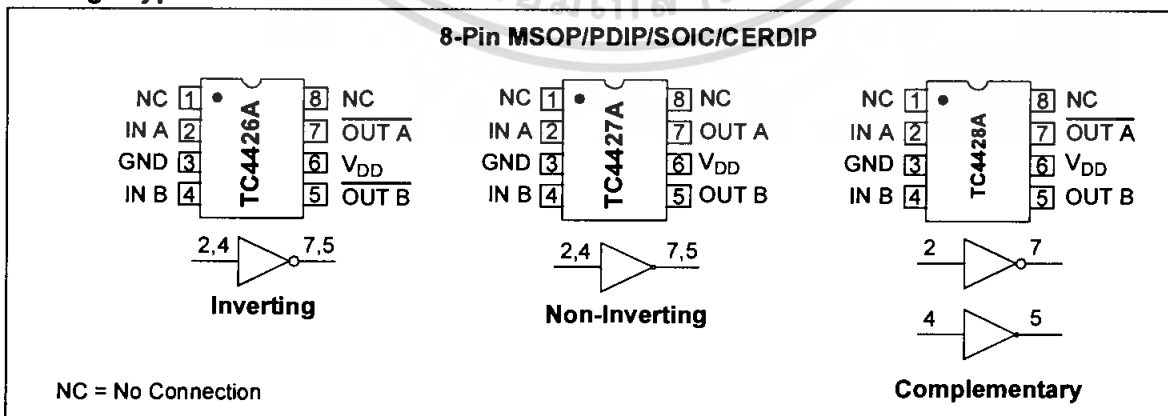
These devices are highly latch-up resistant under any conditions within their power and voltage ratings. They are not subject to damage when up to 5V of noise spiking (of either polarity) occurs on the ground pin. They can accept, without damage or logic upset, up to 500 mA of reverse current (of either polarity) being forced back into their outputs. All terminals are fully protected against electrostatic discharge up to 4 kV.

The TC4426A/TC4427A/TC4428A MOSFET drivers can easily charge/discharge 1000 pF gate capacitances in under 30 nsec and provide low enough impedances in both the 'ON' and 'OFF' states to ensure the MOSFET's intended state will not be affected, even by large transients.

Applications

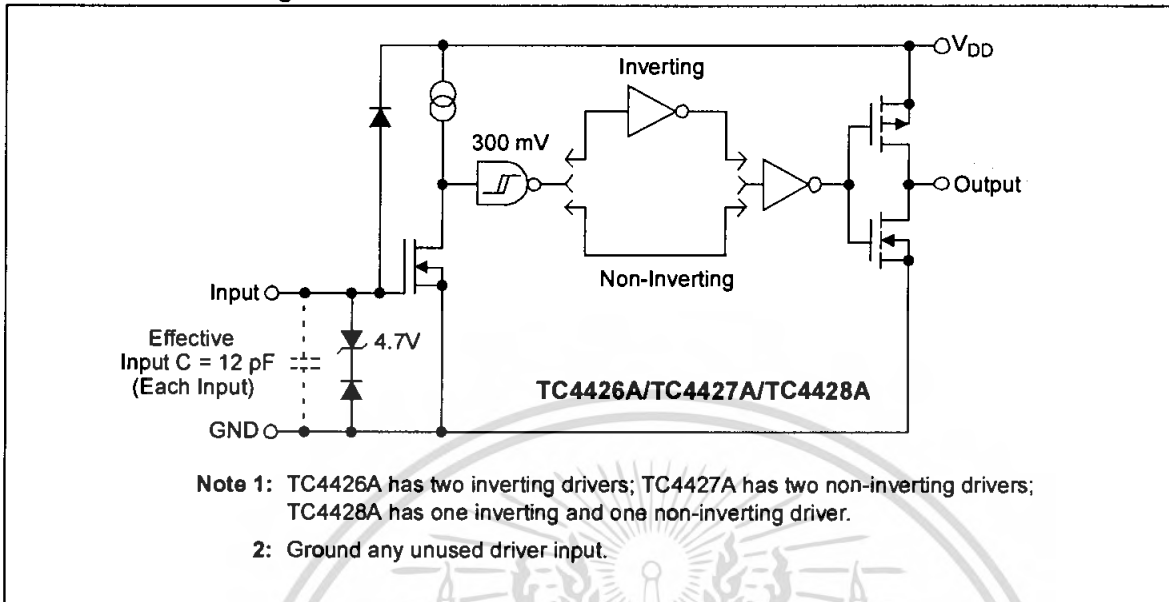
- Switch Mode Power Supplies
- Line Drivers
- Pulse Transformer Drive

Package Types



TC4426A/TC4427A/TC4428A

Functional Block Diagram



TC4426A/TC4427A/TC4428A

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings†

Supply Voltage	+22V
Input Voltage, IN A or IN B (V _{DD} + 0.3V) to (GND – 5V)	
Package Power Dissipation (T _A ≤ 70°C)	
PDIP	730 mW
CERDIP	800 mW
SOIC	470 mW
MSOP	340 mW

† Notice: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, over operating temperature range with 4.5V ≤ V _{DD} ≤ 18V.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input						
Logic '1', High Input Voltage	V _{IH}	2.4	—	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	V _{IL}	—	—	0.8	V	
Input Current	I _{IN}	-1.0 -10	—	+1.0 +10	μA	0V ≤ V _{IN} ≤ V _{DD}
Output						
High Output Voltage	V _{OH}	V _{DD} – 0.025	—	—	V	DC Test
Low Output Voltage	V _{OL}	—	—	0.025	V	DC Test
Output Resistance	R _O	—	7 7 8 8	9 10 11 12	Ω	I _{OUT} = 10 mA, V _{DD} = 18V, T _A = +25°C 0°C ≤ T _A ≤ +70°C -40°C ≤ T _A ≤ +85°C -40°C ≤ T _A ≤ +125°C
Peak Output Current	I _{PK}	—	1.5	—	A	V _{DD} = 18V
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I _{REV}	—	>0.5	—	A	Duty cycle ≤ 2%, t ≤ 300 μsec V _{DD} = 18V
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t _R	—	25 27 29 30	35 40 40 40	nsec	T _A = +25°C 0°C ≤ T _A ≤ +70°C -40°C ≤ T _A ≤ +85°C -40°C ≤ T _A ≤ +125°C, Figure 4-1
Fall Time	t _F	—	25 27 29 30	35 40 40 40	nsec	T _A = +25°C 0°C ≤ T _A ≤ +70°C -40°C ≤ T _A ≤ +85°C -40°C ≤ T _A ≤ +125°C, Figure 4-1
Delay Time	t _{D1}	—	30 33 35 38	35 40 45 50	nsec	T _A = +25°C 0°C ≤ T _A ≤ +70°C -40°C ≤ T _A ≤ +85°C -40°C ≤ T _A ≤ +125°C, Figure 4-1
Delay Time	t _{D2}	—	30 33 35 38	35 40 45 50	nsec	T _A = +25°C 0°C ≤ T _A ≤ +70°C -40°C ≤ T _A ≤ +85°C -40°C ≤ T _A ≤ +125°C, Figure 4-1

Note 1: Switching times ensured by design.

TC4426A/TC4427A/TC4428A

DC CHARACTERISTICS (CONTINUED)

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Power Supply						
Power Supply Current	I_S	— —	1.0 0.1	2.0 0.2	mA	$V_{IN} = 3V$ (Both inputs) $V_{IN} = 0V$ (Both inputs), $V_{DD} = 18V$

Note 1: Switching times ensured by design.

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, all parameters apply with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Temperature Ranges						
Specified Temperature Range (C)	T_A	0	—	+70	°C	
Specified Temperature Range (E)	T_A	-40	—	+85	°C	
Specified Temperature Range (M)	T_A	-55	—	+125	°C	
Specified Temperature Range (V)	T_A	-40	—	+125	°C	
Maximum Junction Temperature	T_J	—	—	+150	°C	
Storage Temperature Range	T_A	-65	—	+150	°C	
Package Thermal Resistances						
Thermal Resistance, 8L-MSOP	θ_{JA}	—	206	—	°C/W	
Thermal Resistance, 8L-PDIP	θ_{JA}	—	125	—	°C/W	
Thermal Resistance, 8L-CERDIP	θ_{JA}	—	150	—	°C/W	
Thermal Resistance, 8L-SOIC	θ_{JA}	—	155	—	°C/W	

TC4426A/TC4427A/TC4428A

2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Note: The graphs and tables provided following this note are a statistical summary based on a limited number of samples and are provided for informational purposes only. The performance characteristics listed herein are not tested or guaranteed. In some graphs or tables, the data presented may be outside the specified operating range (e.g., outside specified power supply range) and therefore outside the warranted range.

Note: Unless otherwise indicated, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.

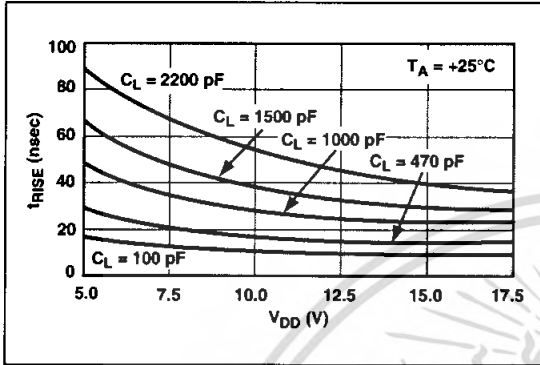


FIGURE 2-1: Rise Time vs. Supply Voltage.

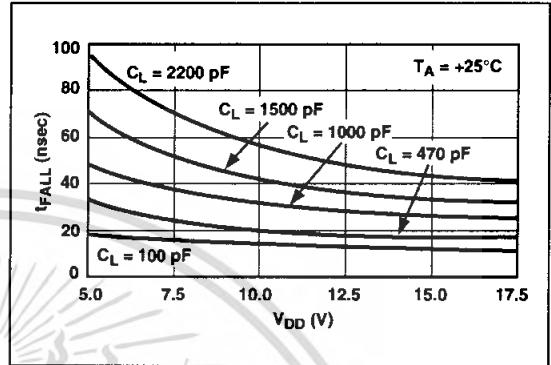


FIGURE 2-4: Fall Time vs. Supply Voltage.

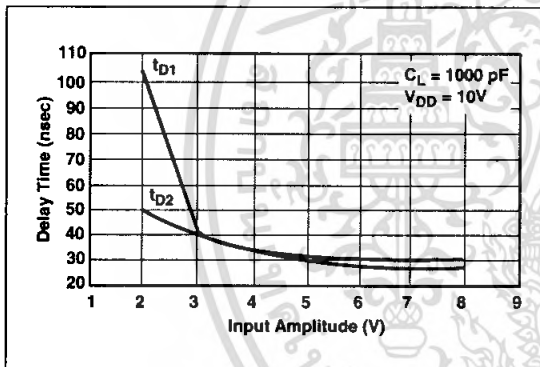


FIGURE 2-2: Delay Time vs. Input Amplitude.

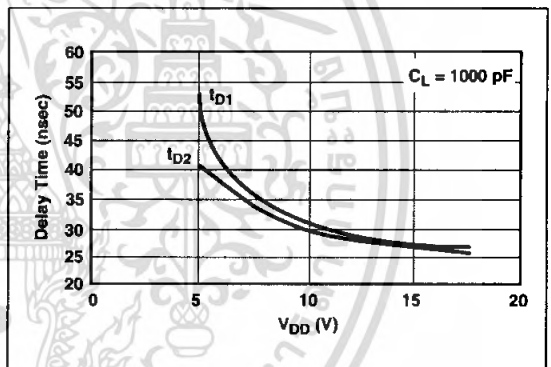


FIGURE 2-5: Propagation Delay Time vs. Supply Voltage.

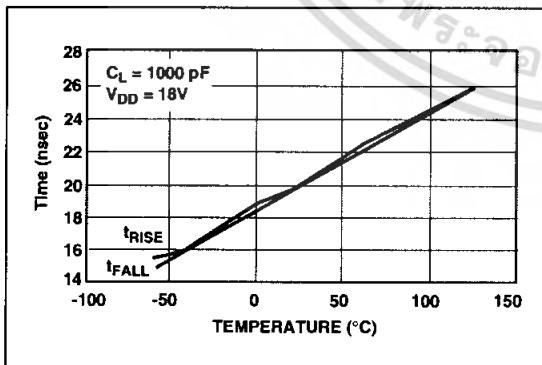


FIGURE 2-3: Rise and Fall Times vs. Temperature.

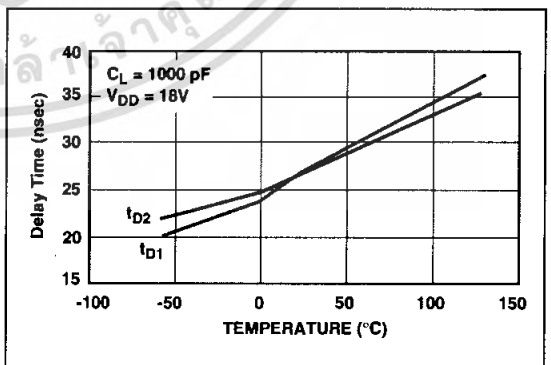


FIGURE 2-6: Propagation Delay Time vs. Temperature.

TC4426A/TC4427A/TC4428A

Note: Unless otherwise indicated, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.

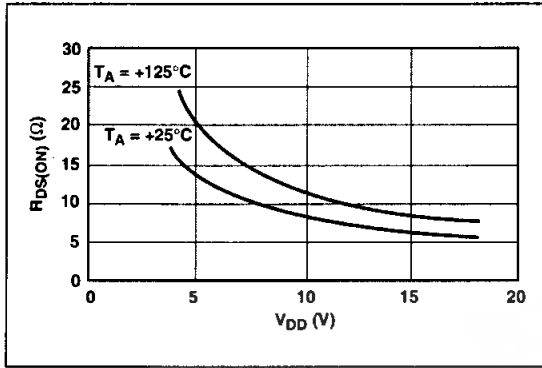


FIGURE 2-7: High-State Output Resistance.

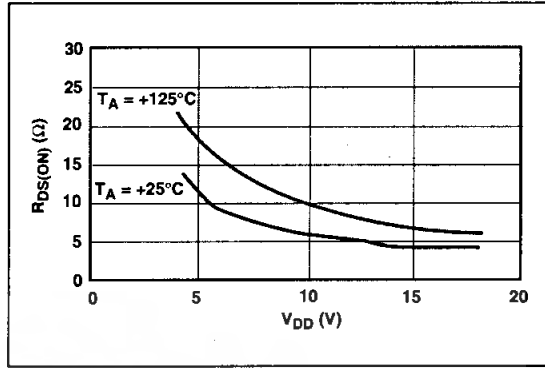


FIGURE 2-10: Low State Output Resistance.

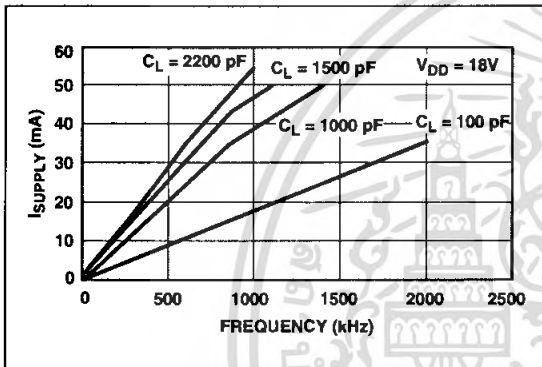


FIGURE 2-8: Supply Current vs. Frequency.

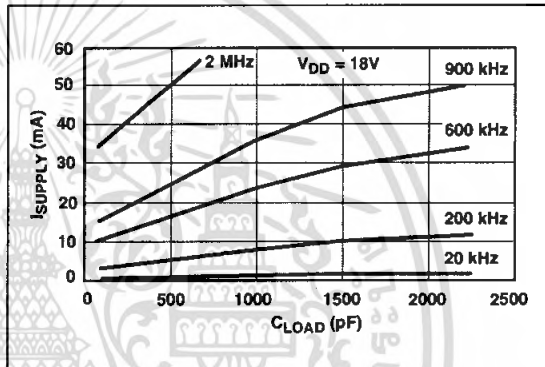


FIGURE 2-11: Supply Current vs. Capacitive Load.

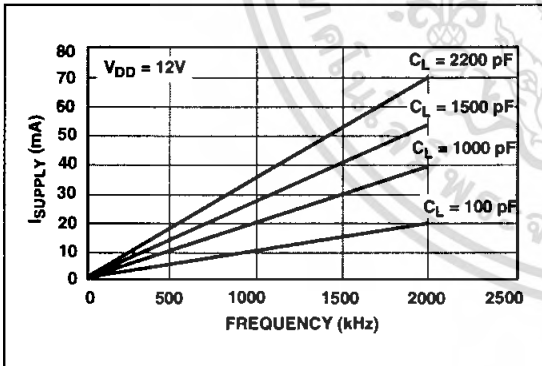


FIGURE 2-9: Supply Current vs. Frequency.

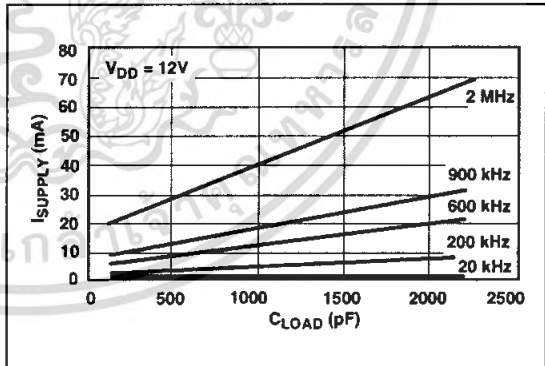


FIGURE 2-12: Supply Current vs. Capacitive Load.

TC4426A/TC4427A/TC4428A

Note: Unless otherwise indicated, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.

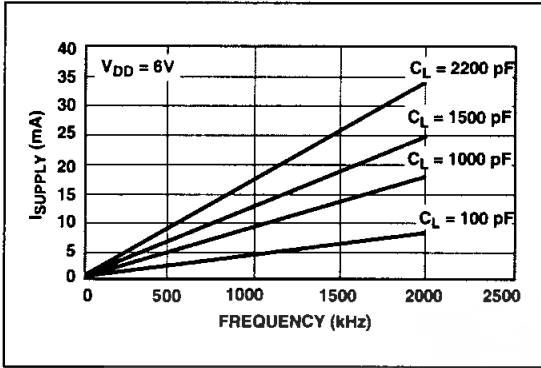


FIGURE 2-13: Supply Current vs. Frequency.

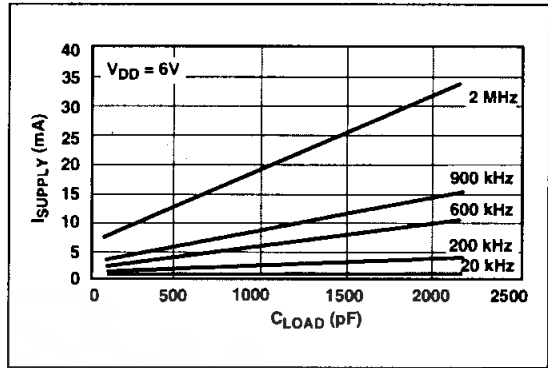


FIGURE 2-15: Supply Current vs. Capacitive Load.

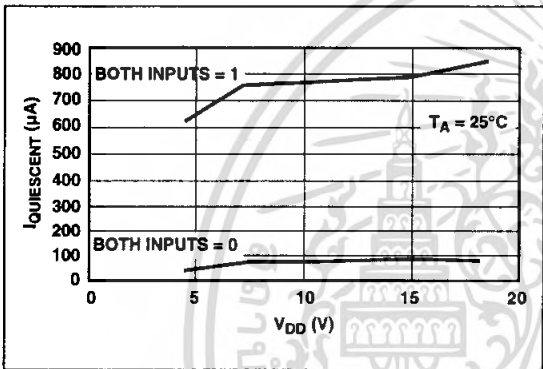


FIGURE 2-14: Quiescent Supply Current vs. Voltage.

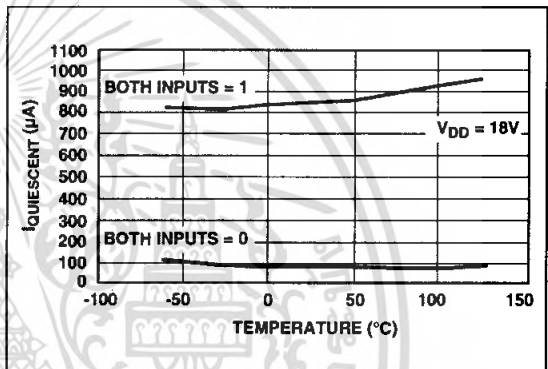


FIGURE 2-16: Quiescent Supply Current vs. Temperature.

TC4426A/TC4427A/TC4428A

3.0 PIN DESCRIPTIONS

The descriptions of the pins are listed in Table 3-1.

TABLE 3-1: PIN FUNCTION TABLE

Pin No. (8-Pin MSOP, PDIP, SOIC, CERDIP)	Symbol	Description
1	NC	No connection
2	IN A	Input A
3	GND	Ground
4	IN B	Input B
5	OUT B	Output B
6	V _{DD}	Supply Input
7	OUT A	Output A
8	NC	No connection

3.1 Inputs A & B

MOSFET driver inputs A & B are high-impedance, TTL/CMOS-compatible inputs. These inputs also have 300 mV of hysteresis between the high and low thresholds, which prevents output glitching even when the rise and fall time of the input signal is very slow.

3.2 Ground (GND)

The ground pin is the return path for both the bias current and the high peak current that discharges the external load capacitance. The ground pin should be tied into a ground plane or have a very short trace to the bias supply source return.

3.3 Output A & B

MOSFET driver outputs A & B are low-impedance, CMOS push-pull style outputs. The pull-down and pull-up devices are equal strength, making the rise and fall times equivalent.

3.4 Supply Input (V_{DD})

The V_{DD} input is the bias supply for the MOSFET driver and is rated for 4.5V to 18V, with respect to the ground pin. The V_{DD} input should be bypassed with local ceramic capacitors. The value of these capacitors should be chosen based on the capacitive load that is being driven.

TC4426A/TC4427A/TC4428A

4.0 APPLICATIONS INFORMATION

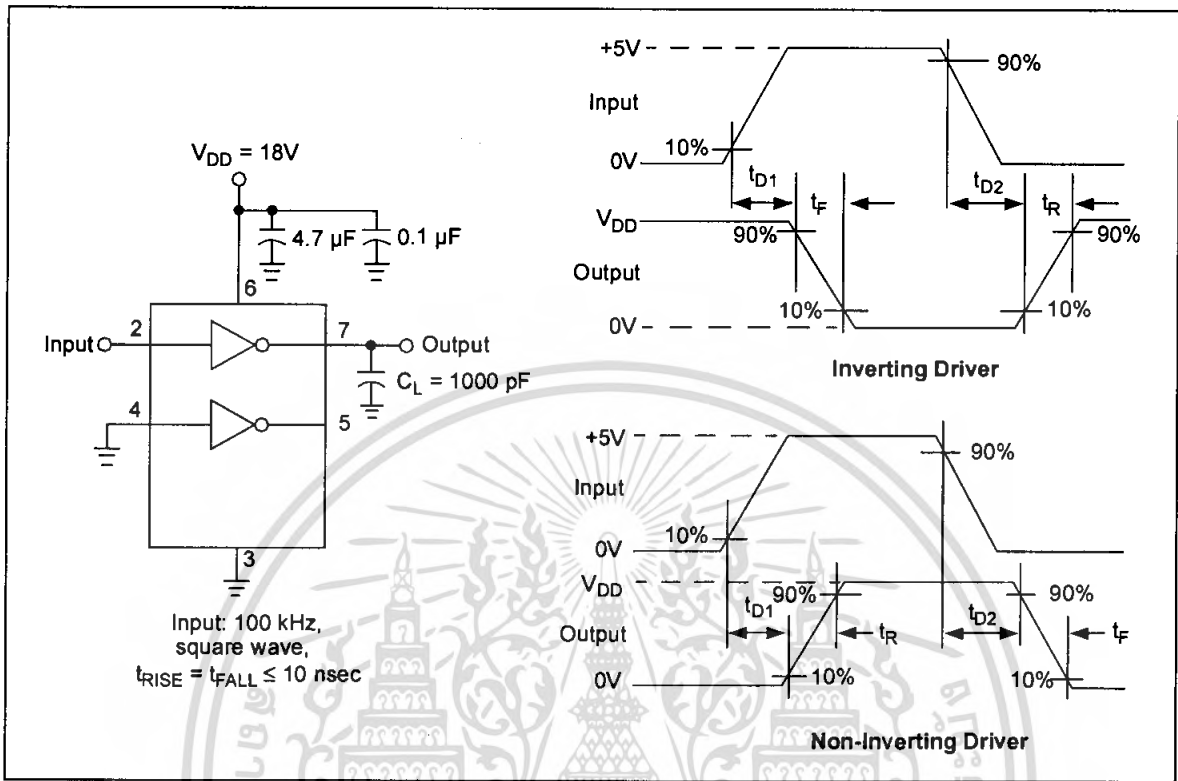


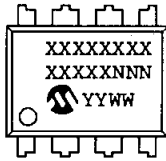
FIGURE 4-1: Switching Time Test Circuit.

TC4426A/TC4427A/TC4428A

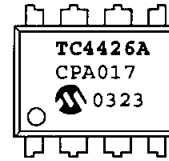
5.0 PACKAGING INFORMATION

5.1 Package Marking Information

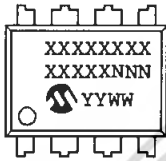
8-Lead PDIP (300 mil)



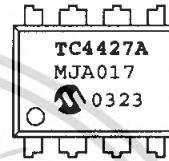
Example:



8-Lead CERDIP (300 mil)



Example:



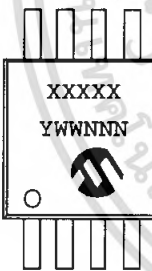
8-Lead SOIC (150 mil)



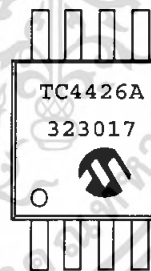
Example:



8-Lead MSOP



Example:



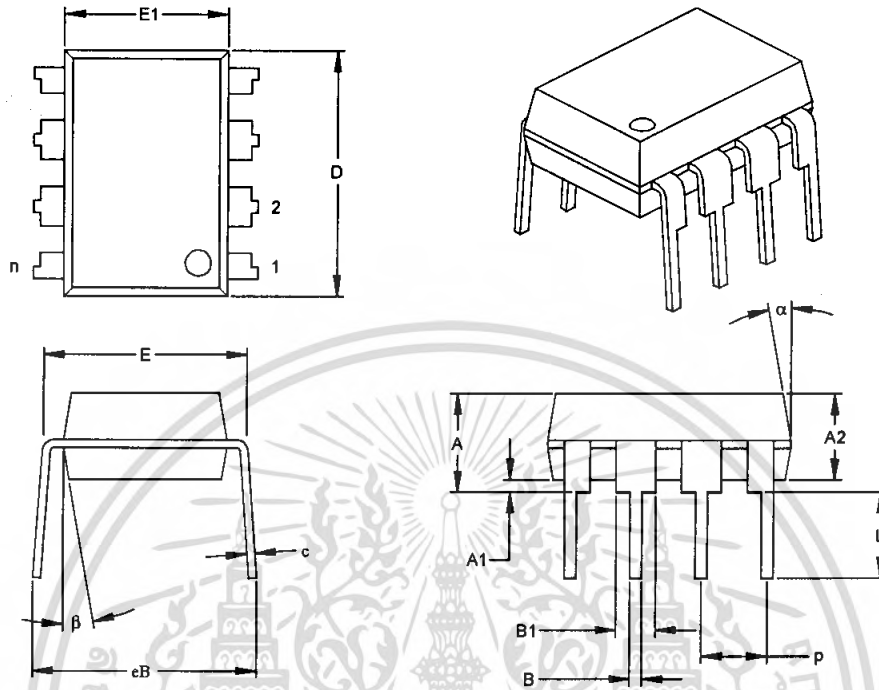
Legend:	XX...X	Customer specific information*
	YY	Year code (last 2 digits of calendar year)
	WW	Week code (week of January 1 is week '01')
	NNN	Alphanumeric traceability code

Note: In the event the full Microchip part number cannot be marked on one line, it will be carried over to the next line thus limiting the number of available characters for customer specific information.

* Standard marking consists of Microchip part number, year code, week code, traceability code (facility code, mask rev#, and assembly code).

TC4426A/TC4427A/TC4428A

8-Lead Plastic Dual In-line (PA) – 300 mil (PDIP)



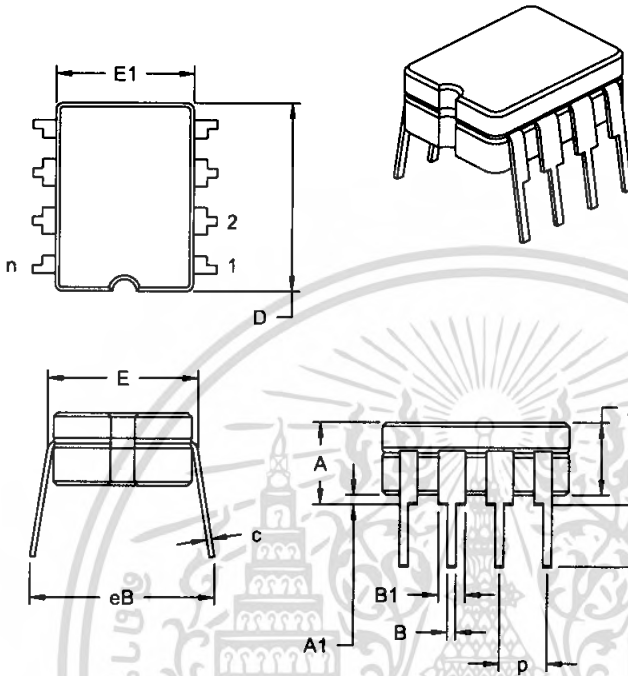
Dimension	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		8			8	
Pitch	p		.100			2.54	
Top to Seating Plane	A	.140	.155	.170	3.56	3.94	4.32
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.145	2.92	3.30	3.68
Base to Seating Plane	A1	.015			0.38		
Shoulder to Shoulder Width	E	.300	.313	.325	7.62	7.94	8.26
Molded Package Width	E1	.240	.250	.260	6.10	6.35	6.60
Overall Length	D	.360	.373	.385	9.14	9.46	9.78
Tip to Seating Plane	L	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Lead Thickness	c	.008	.012	.015	0.20	0.29	0.38
Upper Lead Width	B1	.045	.058	.070	1.14	1.46	1.78
Lower Lead Width	B	.014	.018	.022	0.36	0.46	0.56
Overall Row Spacing	§ eB	.310	.370	.430	7.87	9.40	10.92
Mold Draft Angle Top	α	5	10	15	5	10	15
Mold Draft Angle Bottom	β	5	10	15	5	10	15

* Controlling Parameter
 § Significant Characteristic

Notes:
 Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.
 JEDEC Equivalent: MS-001
 Drawing No. C04-018

TC4426A/TC4427A/TC4428A

8-Lead Ceramic Dual In-line – 300 mil (CERDIP)



Dimension Limits	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		8			8	
Pitch	p		.100			2.54	
Top to Seating Plane	A	.160	.180	.200	4.06	4.57	5.08
Standoff §	A1	.020	.030	.040	0.51	0.77	1.02
Shoulder to Shoulder Width	E	.290	.305	.320	7.37	7.75	8.13
Ceramic Pkg. Width	E1	.230	.265	.300	5.84	6.73	7.62
Overall Length	D	.370	.385	.400	9.40	9.78	10.16
Tip to Seating Plane	L	.125	.163	.200	3.18	4.13	5.08
Lead Thickness	c	.008	.012	.015	0.20	0.29	0.38
Upper Lead Width	B1	.045	.055	.065	1.14	1.40	1.65
Lower Lead Width	B	.016	.018	.020	0.41	0.46	0.51
Overall Row Spacing	eB	.320	.360	.400	8.13	9.15	10.16

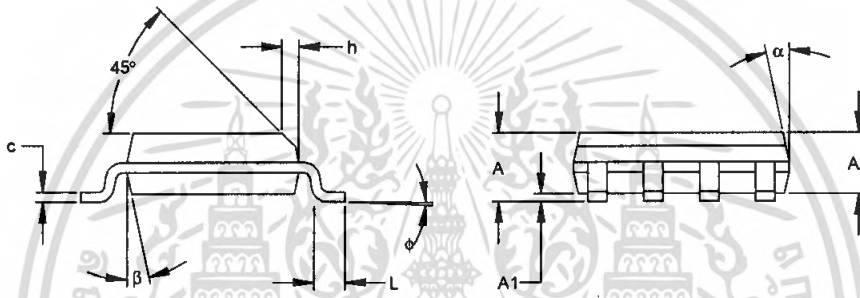
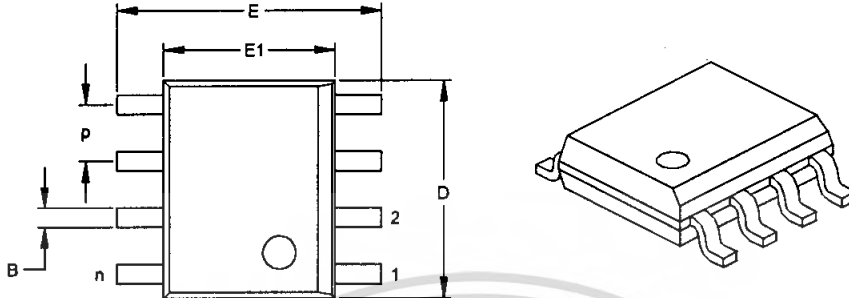
*Controlling Parameter

JEDEC Equivalent: MS-030

Drawing No. C04-010

TC4426A/TC4427A/TC4428A

8-Lead Plastic Small Outline (OA) – Narrow, 150 mil (SOIC)



Dimension Limits	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		8			8	
Pitch	p		.050			1.27	
Overall Height	A	.053	.061	.069	1.35	1.55	1.75
Molded Package Thickness	A2	.052	.056	.061	1.32	1.42	1.55
Standoff §	A1	.004	.007	.010	0.10	0.18	0.25
Overall Width	E	.228	.237	.244	5.79	6.02	6.20
Molded Package Width	E1	.146	.154	.157	3.71	3.91	3.99
Overall Length	D	.189	.193	.197	4.80	4.90	5.00
Chamfer Distance	h	.010	.015	.020	0.25	0.38	0.51
Foot Length	L	.019	.025	.030	0.48	0.62	0.76
Foot Angle	φ	0	4	8	0	4	8
Lead Thickness	c	.008	.009	.010	0.20	0.23	0.25
Lead Width	B	.013	.017	.020	0.33	0.42	0.51
Mold Draft Angle Top	α	0	12	15	0	12	15
Mold Draft Angle Bottom	β	0	12	15	0	12	15

* Controlling Parameter

§ Significant Characteristic

Notes:

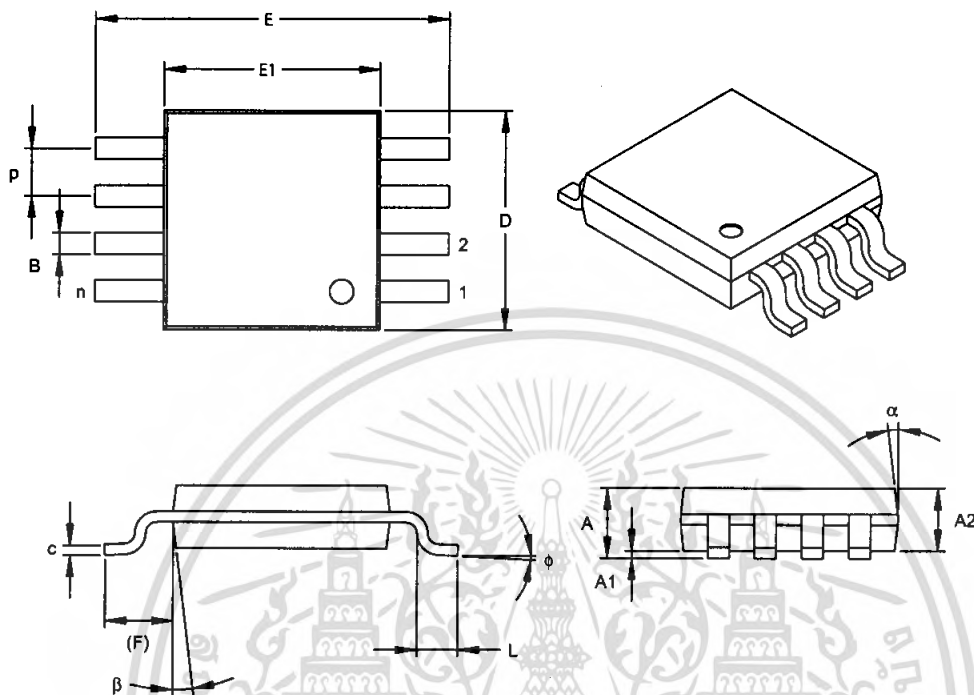
Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

JEDEC Equivalent: MS-012

Drawing No. C04-057

TC4426A/TC4427A/TC4428A

8-Lead Plastic Micro Small Outline Package (UA) (MSOP)



Dimension Limits	Units	INCHES			MILLIMETERS*		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		8			8	
Pitch	P		.026 BSC			0.65 BSC	
Overall Height	A	-	-	.043	-	-	1.10
Molded Package Thickness	A2	.030	.033	.037	0.75	0.85	0.95
Standoff	A1	.000	-	.006	0.00	-	0.15
Overall Width	E		.193 TYP.			4.90 BSC	
Molded Package Width	E1		.118 BSC			3.00 BSC	
Overall Length	D		.118 BSC			3.00 BSC	
Foot Length	L	.016	.024	.031	0.40	0.60	0.80
Footprint (Reference)	F		.037 REF			0.95 REF	
Foot Angle	ϕ	0°	-	8°	0°	-	8°
Lead Thickness	c	.003	.006	.009	0.08	-	0.23
Lead Width	B	.009	.012	.016	0.22	-	0.40
Mold Draft Angle Top	α	5°	-	15°	5°	-	15°
Mold Draft Angle Bottom	β	5°	-	15°	5°	-	15°

*Controlling Parameter

Notes:

Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

JEDEC Equivalent: MO-187

Drawing No. C04-111

TC4426A/TC4427A/TC4428A

PRODUCT IDENTIFICATION SYSTEM

To order or obtain information, e.g., on pricing or delivery, refer to the factory or the listed sales office.

<u>PART NO.</u>	<u>X</u>	<u>IXX</u>	Examples:
Device	Temperature Range	Package	
Device:	TC4426A: 1.5A Dual MOSFET Driver, Inverting TC4427A: 1.5A Dual MOSFET Driver, Non-Inverting TC4428A: 1.5A Dual MOSFET Driver, Complimentary		a) TC4426ACOA: 1.5A Dual MOSFET driver, SOIC package, 0°C to +70°C. b) TC4426AEOA: 1.5A Dual MOSFET driver, SOIC package, -40°C to +85°C. a) TC4427ACPA: 1.5A Dual MOSFET driver, PDIP package, 0°C to +70°C. b) TC4427AEPA: 1.5A Dual MOSFET driver, PDIP package, -40°C to +85°C. a) TC4428AMJA: 1.5A Dual MOSFET driver, CDIP package, -55°C to +125°C. b) TC4428ACOA713: 1.5A Dual MOSFET driver, Tape and Reel, SOIC package, 0°C to +70°C.
Temperature Range:	C = 0°C to +70°C (PDIP & SOIC Only) E = -40°C to +85°C V = -40°C to +125°C M = -55°C to +125°C (CERDIP only)		
Package:	JA = Ceramic Dual In-line (300 mil Body), 8-lead OA = Plastic SOIC, (150 mil Body), 8-lead OA713 = Plastic SOIC, (150 mil Body), 8-lead (Tape and Reel) PA = Plastic DIP (300 mil Body), 8-lead UA = Plastic Micro Small Outline (MSOP), 8-lead UA713 = Plastic Micro Small Outline (MSOP), 8-lead (Tape and Reel)		

Sales and Support

Data Sheets

Products supported by a preliminary Data Sheet may have an errata sheet describing minor operational differences and recommended workarounds. To determine if an errata sheet exists for a particular device, please contact one of the following:

1. Your local Microchip sales office
2. The Microchip Corporate Literature Center U.S. FAX: (480) 792-7277
3. The Microchip Worldwide Site (www.microchip.com)

Please specify which device, revision of silicon and Data Sheet (include Literature #) you are using.

Customer Notification System

Register on our web site (www.microchip.com/cn) to receive the most current information on our products.

TC4426A/TC4427A/TC4428A

NOTES:



Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is intended through suggestion only and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. No representation or warranty is given and no liability is assumed by Microchip Technology Incorporated with respect to the accuracy or use of such information, or infringement of patents or other intellectual property rights arising from such use or otherwise. Use of Microchip's products as critical components in life support systems is not authorized except with express written approval by Microchip. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any intellectual property rights.

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, Accuron, dsPIC, KEELoQ, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, PRO MATE and PowerSmart are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

AmpLab, FilterLab, microID, MXDEV, MXLAB, PICMASTER, SEEVAL and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

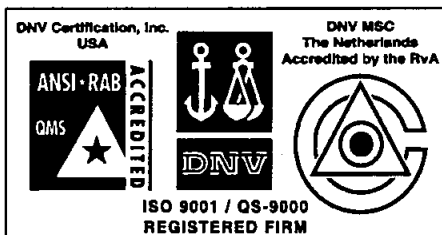
Application Maestro, dsPICDEM, dsPICDEM.net, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, FlexROM, fuzzyLAB, In-Circuit Serial Programming, ICSP, ICEPIC, microPort, Migratable Memory, MPASM, MPLIB, MPLINK, MPSIM, PICKit, PICDEM, PICDEM.net, PowerCal, PowerInfo, PowerMate, PowerTool, rfLAB, rfPIC, Select Mode, SmartSensor, SmartShunt, SmartTel and Total Endurance are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

Serialized Quick Turn Programming (SQTP) is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2003, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.



Microchip received QS-9000 quality system certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona in July 1999 and Mountain View, California in March 2002. The Company's quality system processes and procedures are QS-9000 compliant for its PICmicro® 8-bit MCUs, KEELoQ® code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, non-volatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001 certified.



MICROCHIP

WORLDWIDE SALES AND SERVICE

AMERICAS

Corporate Office

2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7200
Fax: 480-792-7277
Technical Support: 480-792-7627
Web Address: <http://www.microchip.com>

Atlanta

3780 Mansell Road, Suite 130
Alpharetta, GA 30022
Tel: 770-640-0034
Fax: 770-640-0307

Boston

2 Lan Drive, Suite 120
Westford, MA 01886
Tel: 978-692-3848
Fax: 978-692-3821

Chicago

333 Pierce Road, Suite 180
Itasca, IL 60143
Tel: 630-285-0071
Fax: 630-285-0075

Dallas

4570 Westgrove Drive, Suite 160
Addison, TX 75001
Tel: 972-818-7423
Fax: 972-818-2924

Detroit

Tri-Atria Office Building
32255 Northwestern Highway, Suite 190
Farmington Hills, MI 48334
Tel: 248-538-2250
Fax: 248-538-2260

Kokomo

2767 S. Albright Road
Kokomo, IN 46902
Tel: 765-864-8360
Fax: 765-864-8387

Los Angeles

18201 Von Karman, Suite 1090
Irvine, CA 92612
Tel: 949-263-1888
Fax: 949-263-1338

Phoenix

2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 480-792-7966
Fax: 480-792-4338

San Jose

2107 North First Street, Suite 590
San Jose, CA 95131
Tel: 408-436-7950
Fax: 408-436-7955

Toronto

6285 Northam Drive, Suite 108
Mississauga, Ontario L4V 1X5, Canada
Tel: 905-673-0699
Fax: 905-673-6509

ASIA/PACIFIC

Australia

Suite 22, 41 Rawson Street
Epping 2121, NSW
Australia
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

China - Beijing

Unit 915
Bei Hai Wan Tai Bldg.
No. 6 Chaoyangmen Beidajie
Beijing, 100027, No. China
Tel: 86-10-85282100
Fax: 86-10-85282104

China - Chengdu

Rm. 2401-2402, 24th Floor,
Ming Xing Financial Tower
No. 88 TIDU Street
Chengdu 610016, China
Tel: 86-28-86766200
Fax: 86-28-88766599

China - Fuzhou

Unit 28F, World Trade Plaza
No. 71 Wusi Road
Fuzhou 350001, China
Tel: 86-591-7503506
Fax: 86-591-7503521

China - Hong Kong SAR

Unit 901-6, Tower 2, Metroplaza
223 Hing Fong Road
Kwai Fong, N.T., Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

China - Shanghai

Room 701, Bldg. B
Far East International Plaza
No. 317 Xian Xia Road
Shanghai, 200051
Tel: 86-21-6275-5700
Fax: 86-21-6275-5060

China - Shenzhen

Rm. 1812, 18/F, Building A, United Plaza
No. 5022 Binhe Road, Futian District
Shenzhen 518033, China
Tel: 86-755-82901380
Fax: 86-755-8295-1393

China - Shunde

Room 401, Hongjian Building
No. 2 Fengxiangnan Road, Ronggui Town
Shunde City, Guangdong 528303, China
Tel: 86-765-8395507 Fax: 86-765-8395571

China - Qingdao

Rm. B505A, Fullhope Plaza,
No. 12 Hong Kong Central Rd.
Qingdao 266071, China
Tel: 86-532-5027355 Fax: 86-532-5027205

India

Divyasree Chambers
1 Floor, Wing A (A3/A4)
No. 11, O'Shaughnessy Road
Bangalore, 560 025, India
Tel: 91-80-2290061 Fax: 91-80-2290062

Japan

Benex S-1 6F
3-18-20, Shinyokohama
Kohoku-Ku, Yokohama-shi
Kanagawa, 222-0033, Japan
Tel: 81-45-471-6166 Fax: 81-45-471-6122

Korea

168-1, Youngbo Bldg. 3 Floor
Samsung-Dong, Kangnam-Ku
Seoul, Korea 135-882
Tel: 82-2-554-7200 Fax: 82-2-558-5932 or
82-2-558-5934

Singapore

200 Middle Road
#07-02 Prime Centre
Singapore, 188980
Tel: 65-6334-8870 Fax: 65-6334-8850

Taiwan

Kaohsiung Branch
30F - 1 No. 8
Min Chuan 2nd Road
Kaohsiung 806, Taiwan
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

Taiwan

Taiwan Branch
11F-3, No. 207
Tung Hua North Road
Taipei, 105, Taiwan
Tel: 886-2-2717-7175 Fax: 886-2-2545-0139

EUROPE

Austria

Durisolstrasse 2
A-4600 Wels
Austria
Tel: 43-7242-2244-399
Fax: 43-7242-2244-393

Denmark

Regus Business Centre
Lautrup høj 1-3
Ballerup DK-2750 Denmark
Tel: 45-4420-9895 Fax: 45-4420-9910

France

Parc d'Activite du Moulin de Massy
43 Rue du Saule Trapu
Batiment A - 1er Etage
91300 Massy, France
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

Germany

Steinheilstrasse 10
D-85737 Ismaning, Germany
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

Italy

Via Quasimodo, 12
20025 Legnano (MI)
Milan, Italy
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

Netherlands

P. A. De Biesbosch 14
NL-5152 SC Drunen, Netherlands
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

United Kingdom

505 Eskdale Road
Winkersham Triangle
Wokingham
Berkshire, England RG41 5TU
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

07/28/03

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

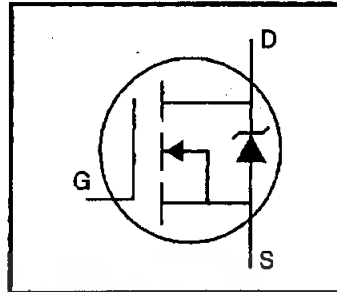
Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 100V$$

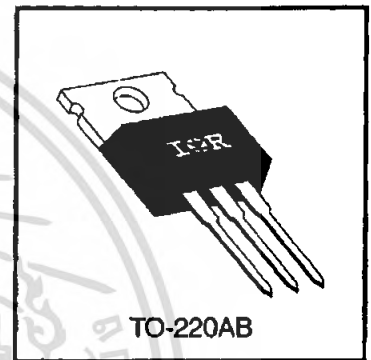
$$R_{DS(on)} = 0.077\Omega$$

$$I_D = 28A$$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	28	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	230	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	28	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.13	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.077	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=17A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	8.7	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=17A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	72	nC	$I_D=17A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	11		$V_{DS}=80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD}=50V$
t_r	Rise Time	—	44	—		$I_D=17A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	53	—		$R_G=9.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	43	—		$R_D=2.9\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1700	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	560	—		$V_{DS}=25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	28	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	110		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=28A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	180	360	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=17A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.3	2.8	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=25V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=440\mu H$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=28A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 28A$, $di/dt\leq 170A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

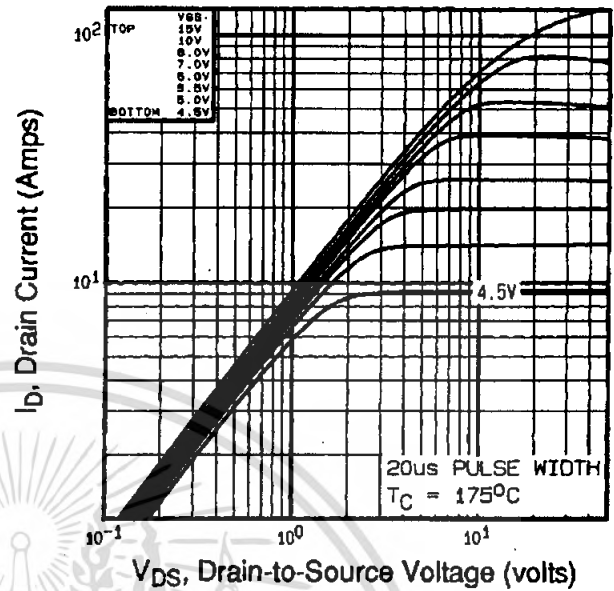
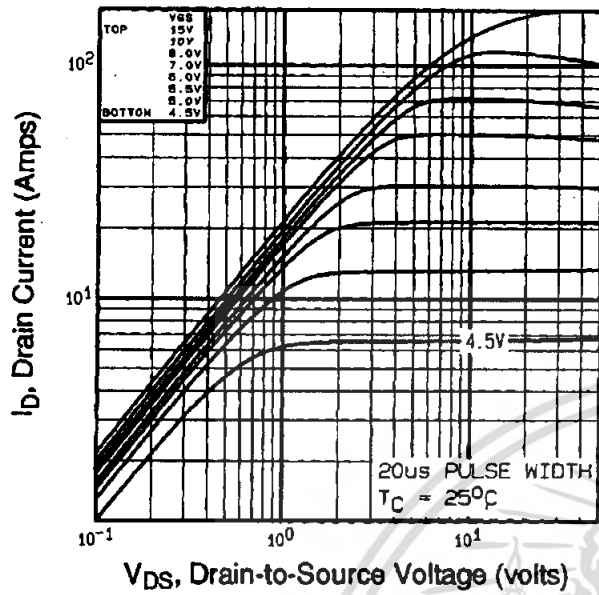


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

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

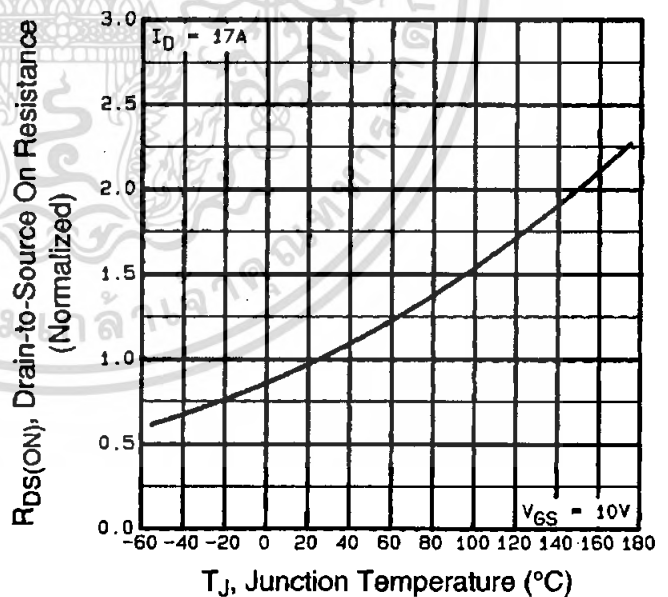
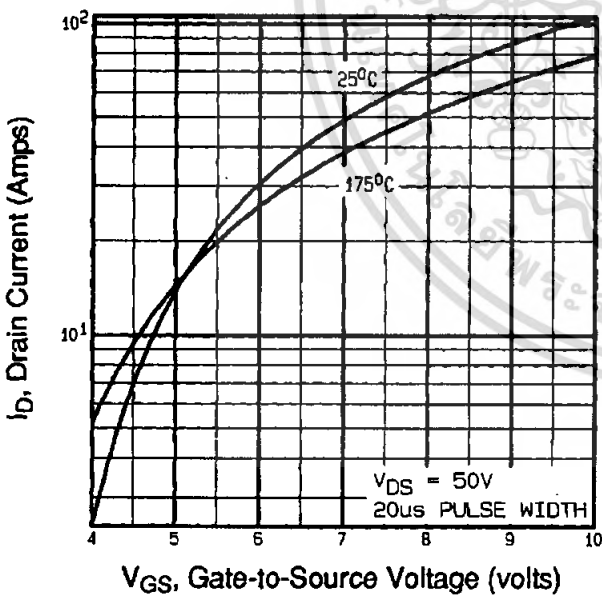


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

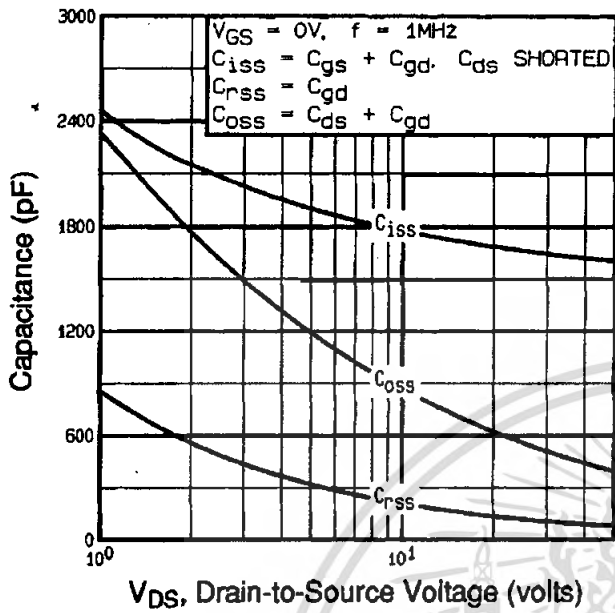


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

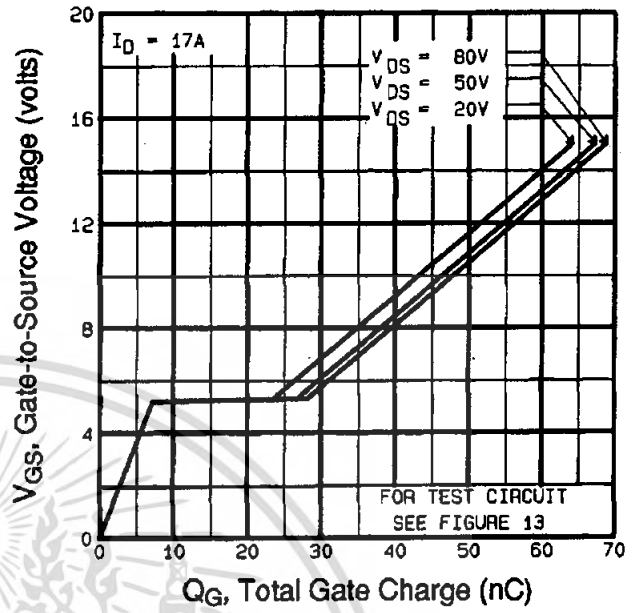


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

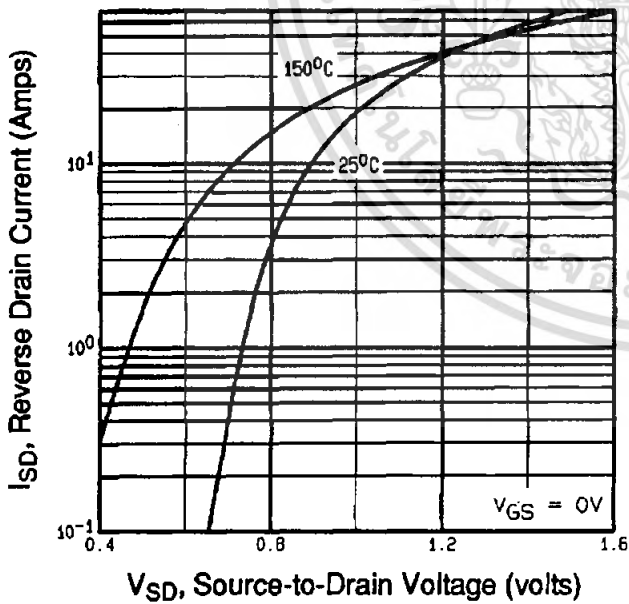


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

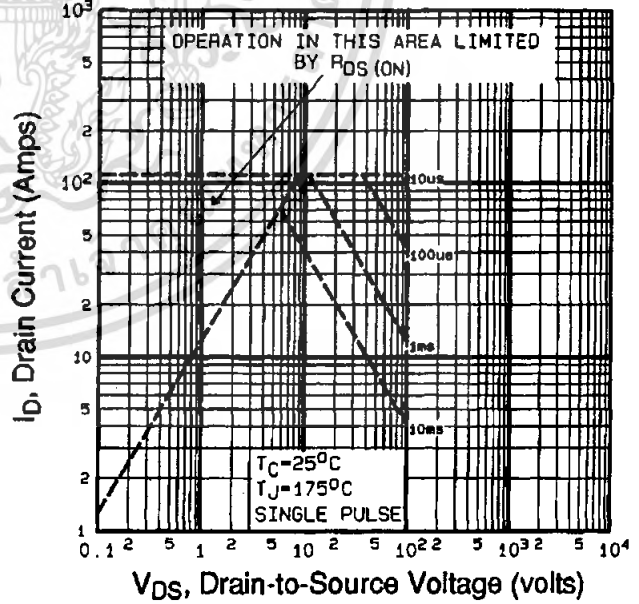


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

I_D, Drain Current (Amps)

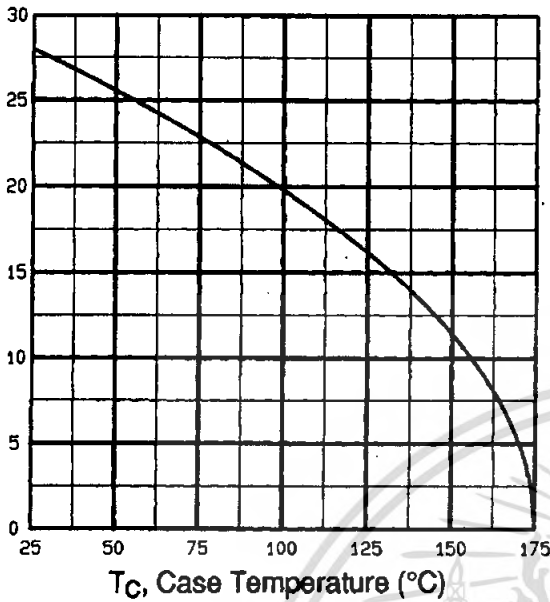


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

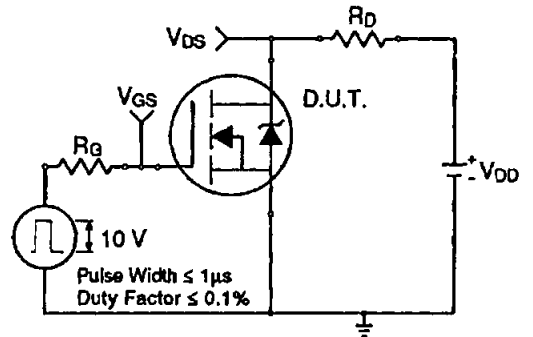


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

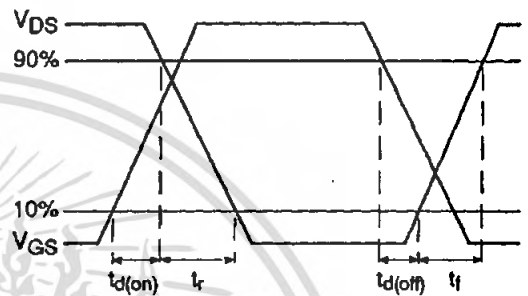


Fig 10b. Switching Time Waveforms

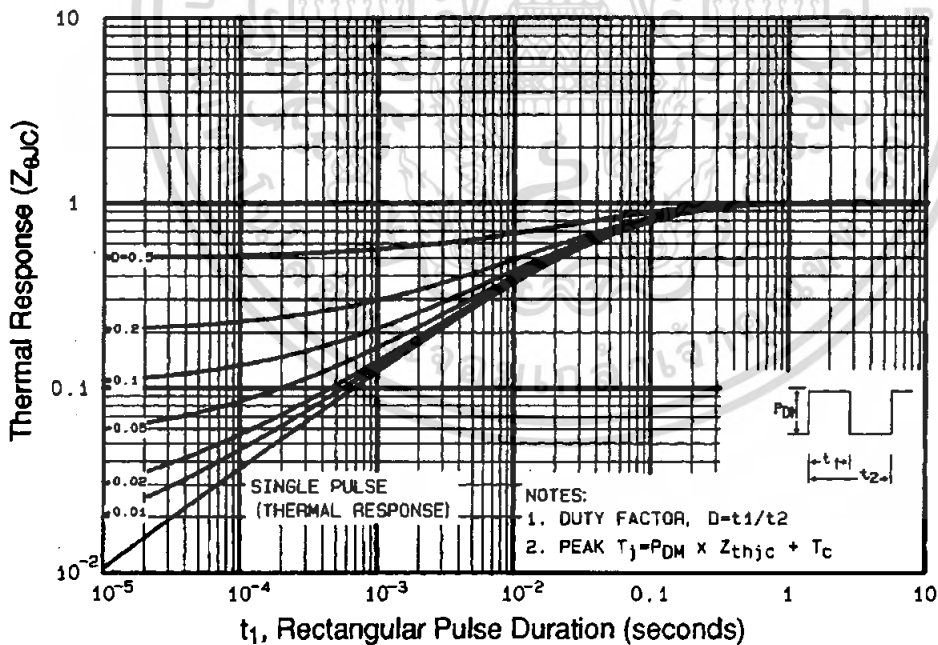


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

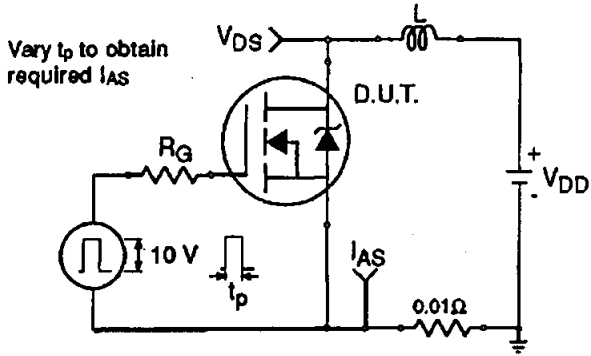


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

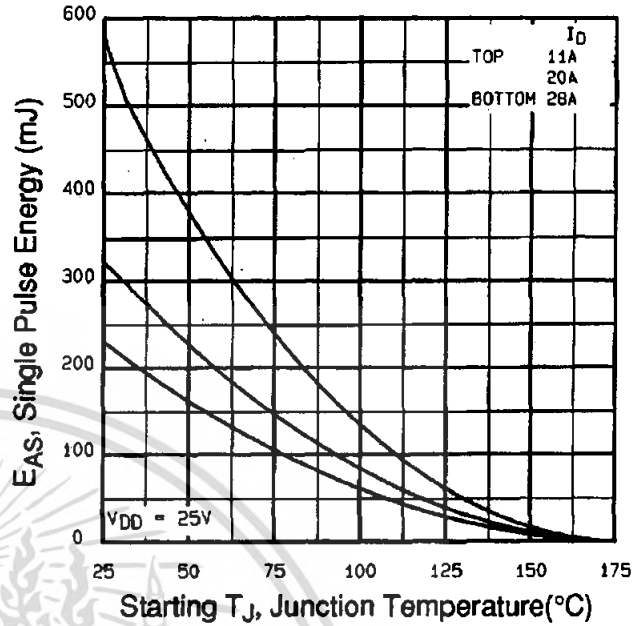


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

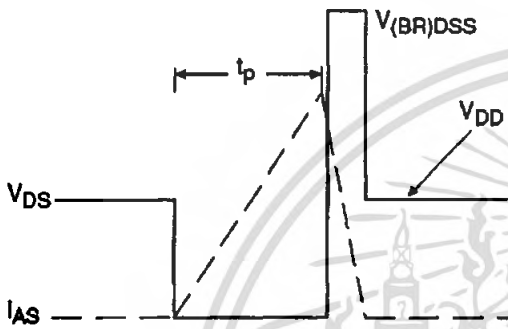


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

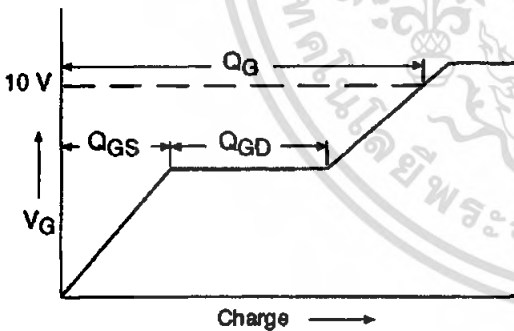


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

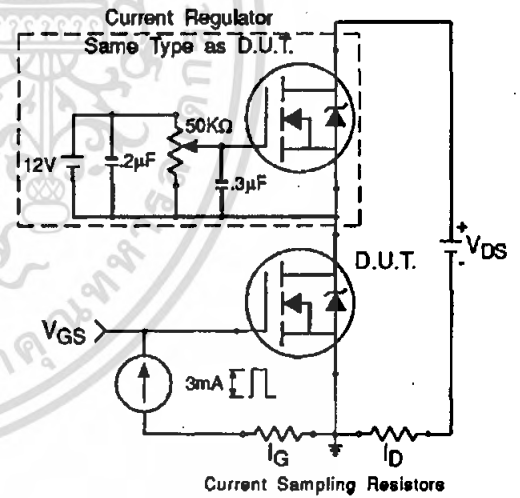


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

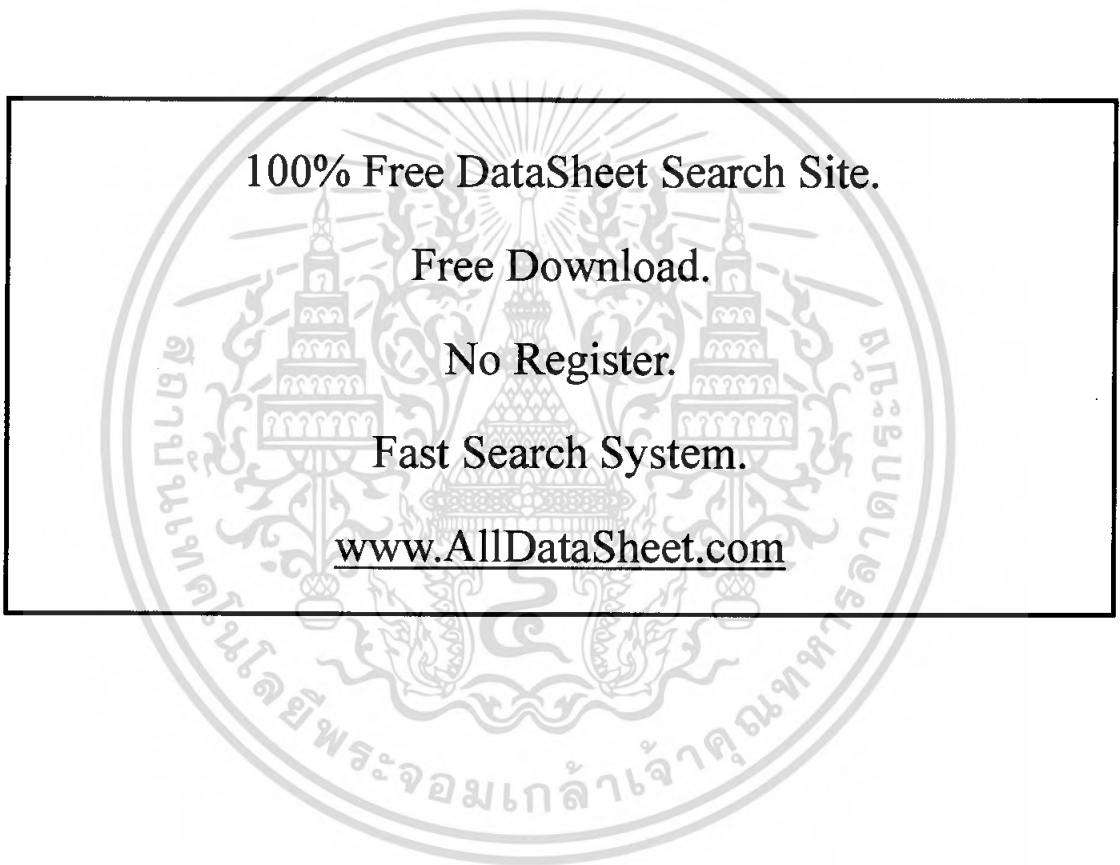
**International
IR Rectifier**

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

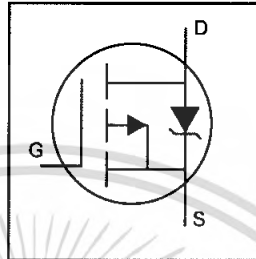
www.AllDataSheet.com



IRF9540N

HEXFET® Power MOSFET

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

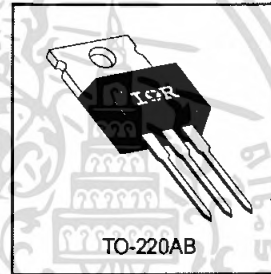


$V_{DSS} = -100V$
$R_{DS(on)} = 0.117\Omega$
$I_D = -23A$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

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



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-23	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10V$	-16	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	-76	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	140	W
	Linear Derating Factor	0.91	
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	430	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	-11	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ②	14	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	-5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

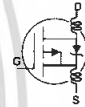
	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.1	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

IRF9540N



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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.11	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = -1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.117	Ω	$V_{GS} = -10V, I_D = -11A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	5.3	—	—	S	$V_{DS} = -50V, I_D = -11A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	μA	$V_{DS} = -100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	-250		$V_{DS} = -80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	97	nC	$I_D = -11A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	15		$V_{DS} = -80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	51	ns	$V_{GS} = -10V$, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	15	—		$V_{DD} = -50V$ $I_D = -11A$ $R_G = 5.1\Omega$ $R_D = 4.2\Omega$, See Fig. 10 ④
t_r	Rise Time	—	67	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	51	—		
t_f	Fall Time	—	51	—		
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	400	—		$V_{DS} = -25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	240	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-23	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-76		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	-1.6	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -11A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	150	220	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -11A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	830	1200	nC	$di/dt = -100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 7.1mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = -11A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq -11A, di/dt \leq -470A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

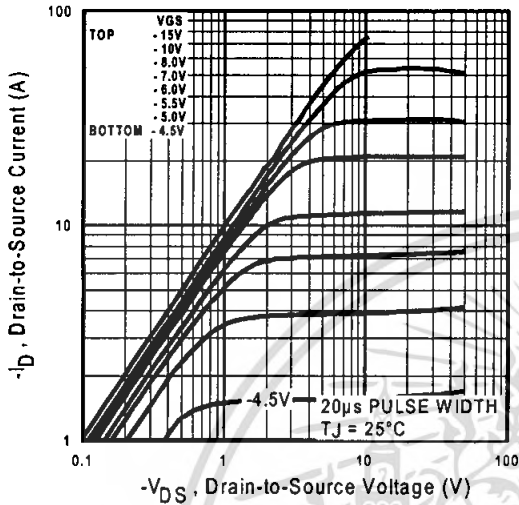


Fig 1. Typical Output Characteristics

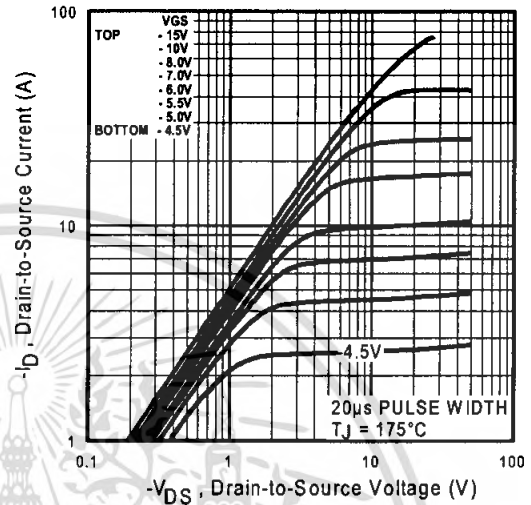


Fig 2. Typical Output Characteristics

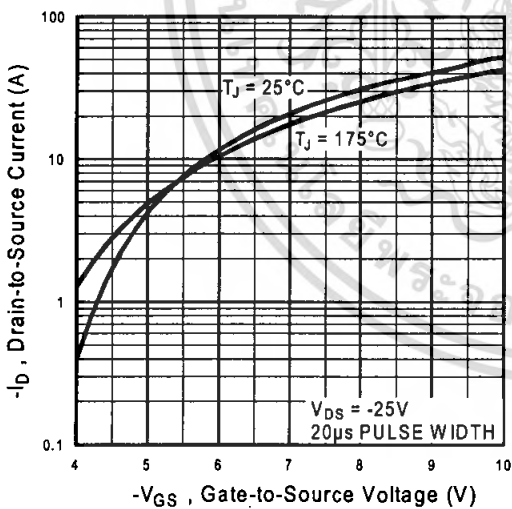


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

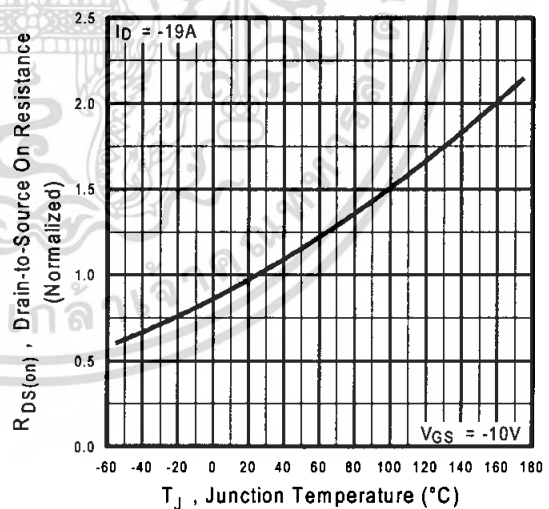


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

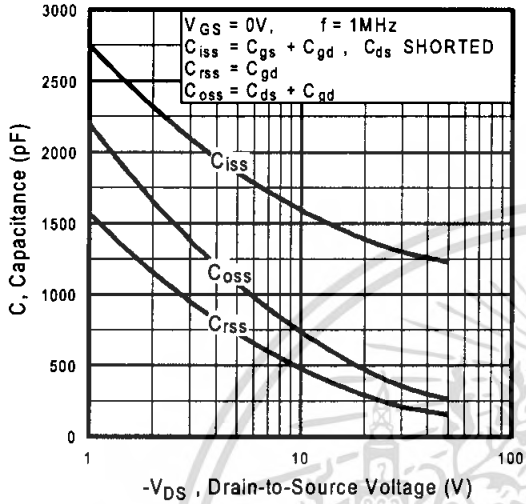


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

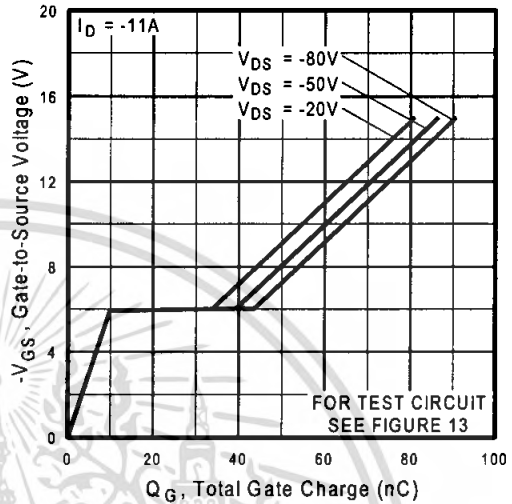


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

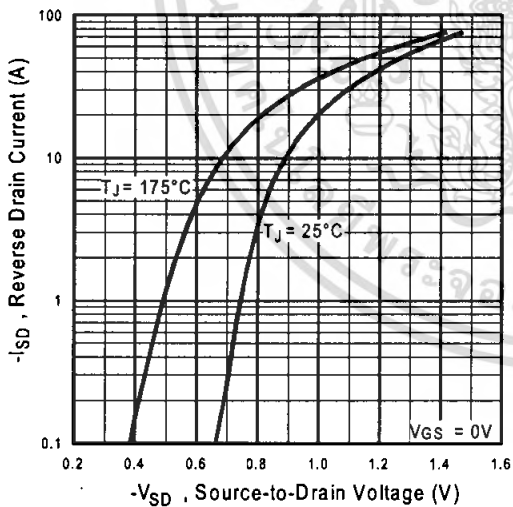


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

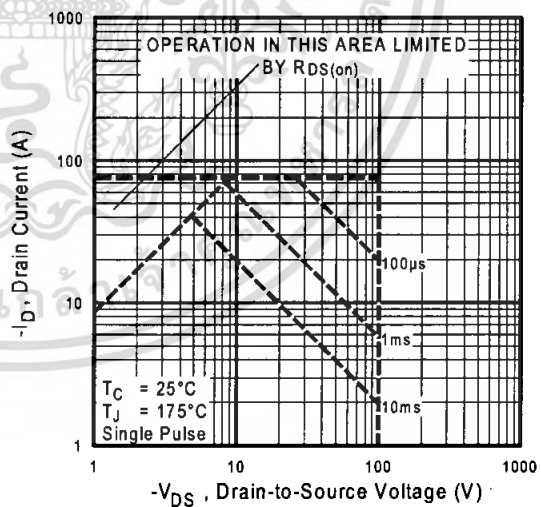


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

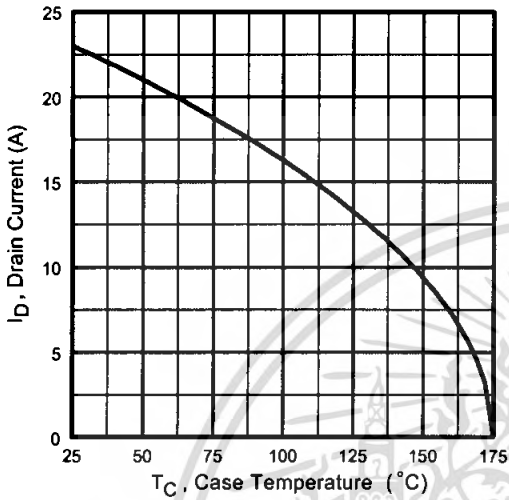


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

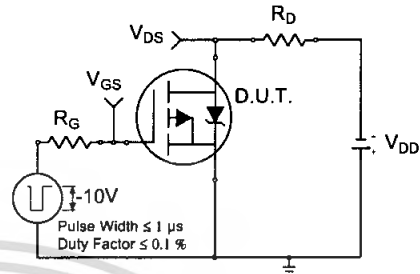


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

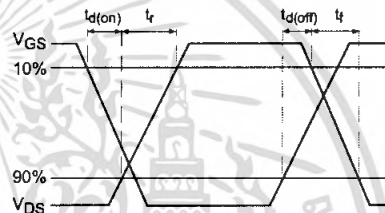


Fig 10b. Switching Time Waveforms

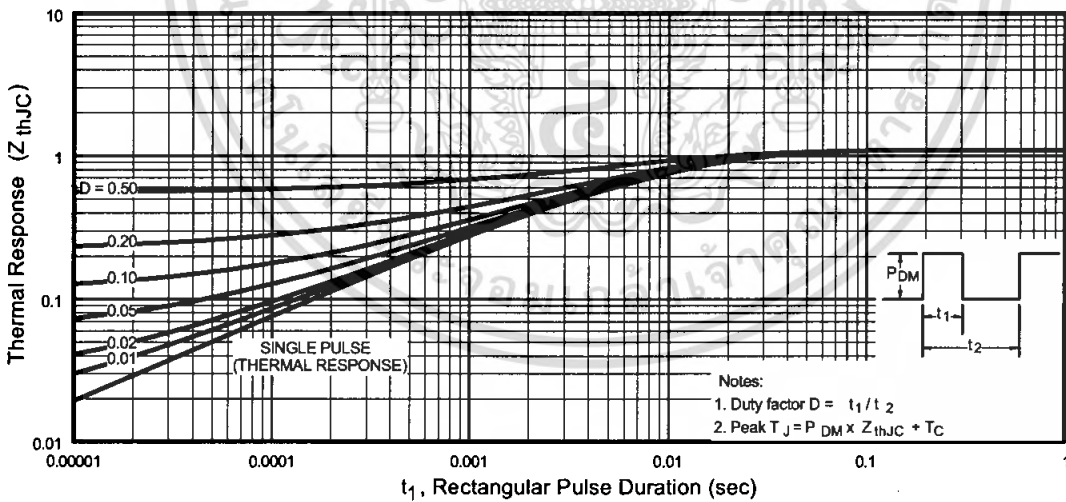


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

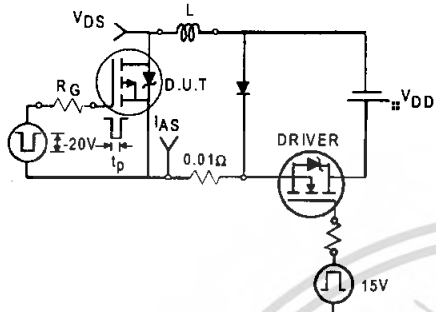


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

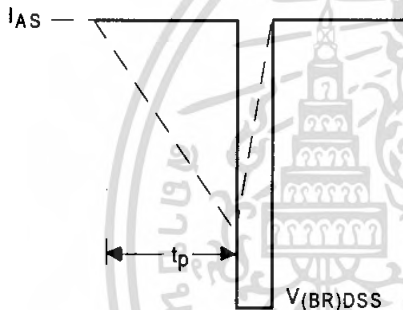


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

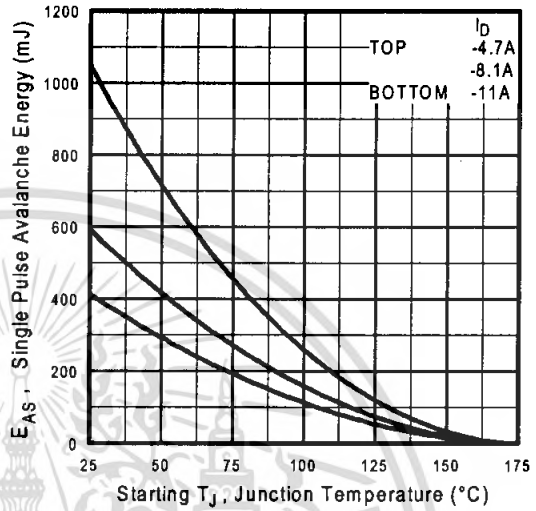


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

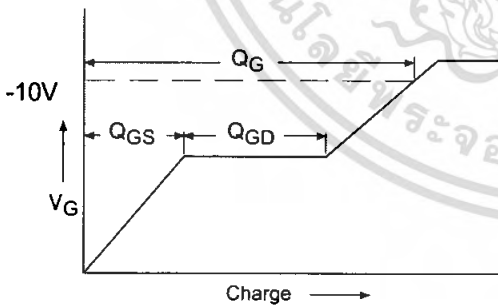


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

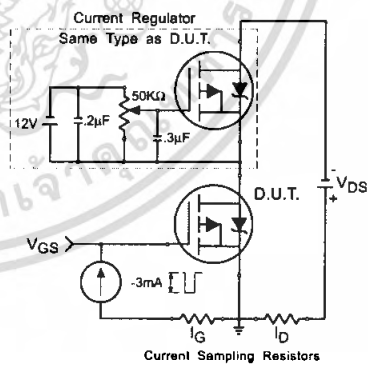
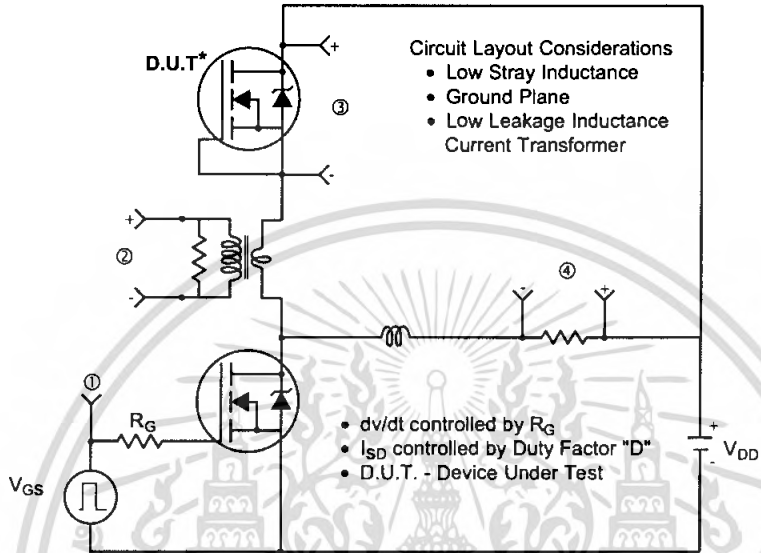


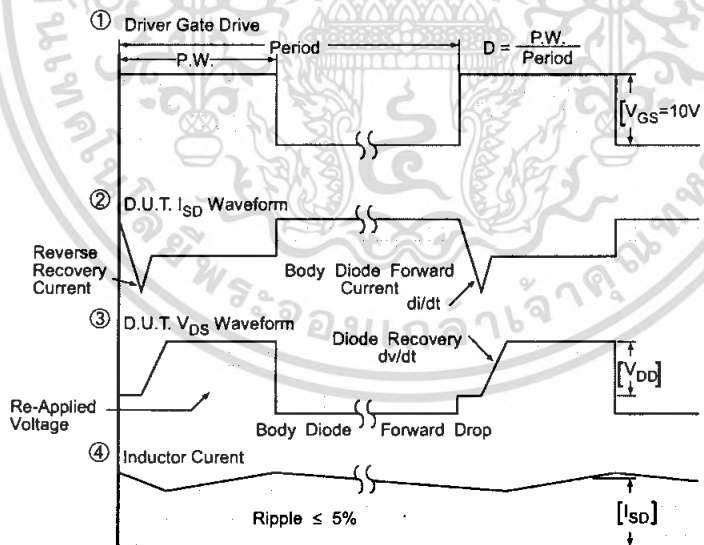
Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



* Reverse Polarity of D.U.T. for P-Channel



*** $V_{GS} = 5.0V$ for Logic Level and $3V$ Drive Devices

Fig 14. For P-Channel HEXFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

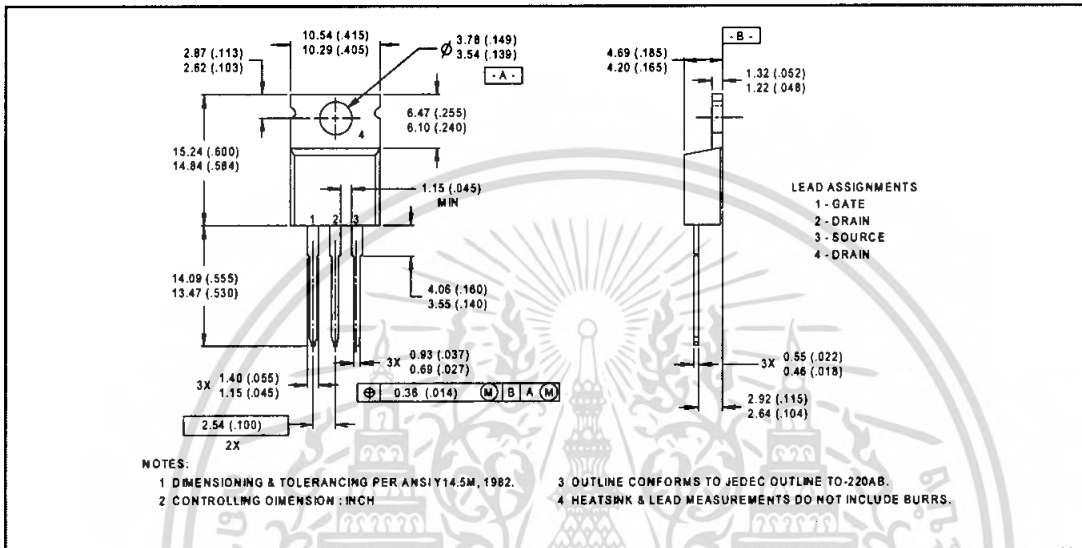
IRF9540N



Package Outline

TO-220AB Outline

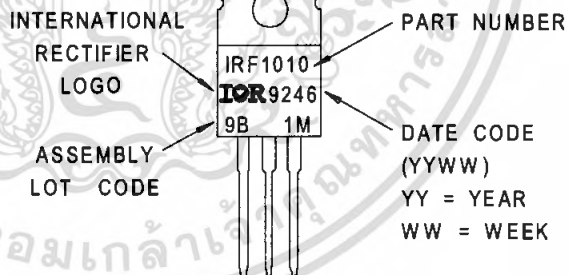
Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information

TO-220AB

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 981M



International
IRF Rectifier

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

EUROPEAN HEADQUARTERS: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

IR CANADA: 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897

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

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

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

IR SOUTHEAST ASIA: 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371

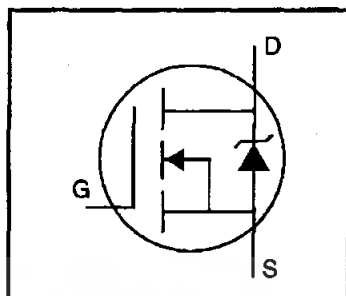
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 5/98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

EXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

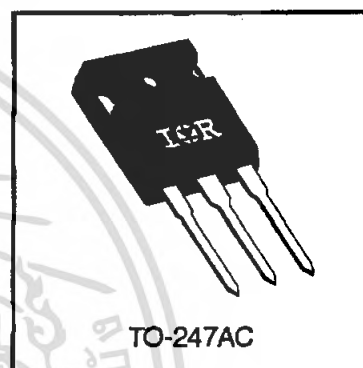
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



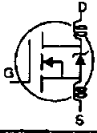
Absolute Maximum Ratings

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

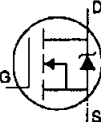
Thermal Resistance

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

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3mH$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 20A$, $di/dt\leq 160A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

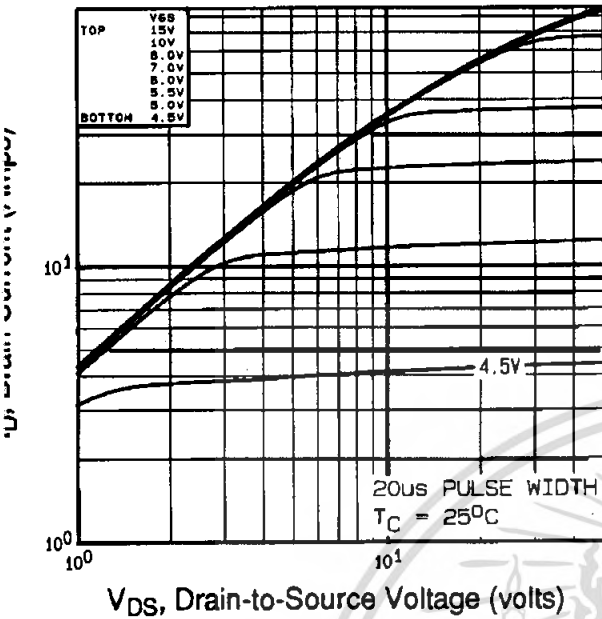


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

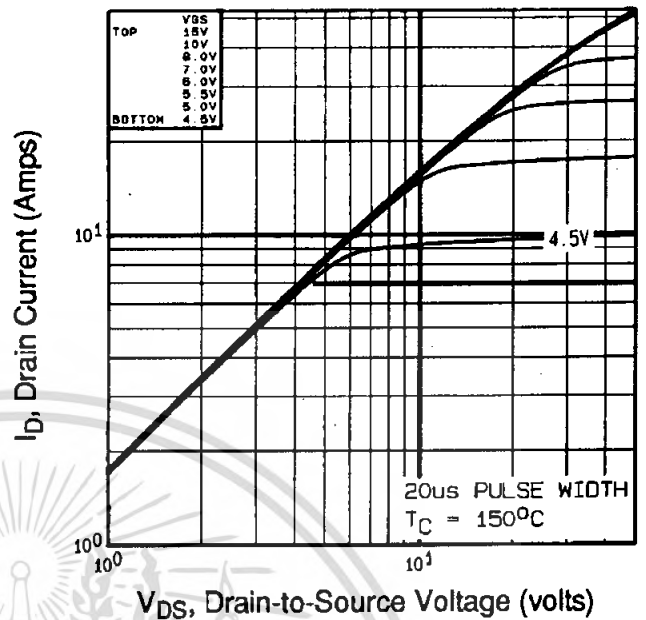


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

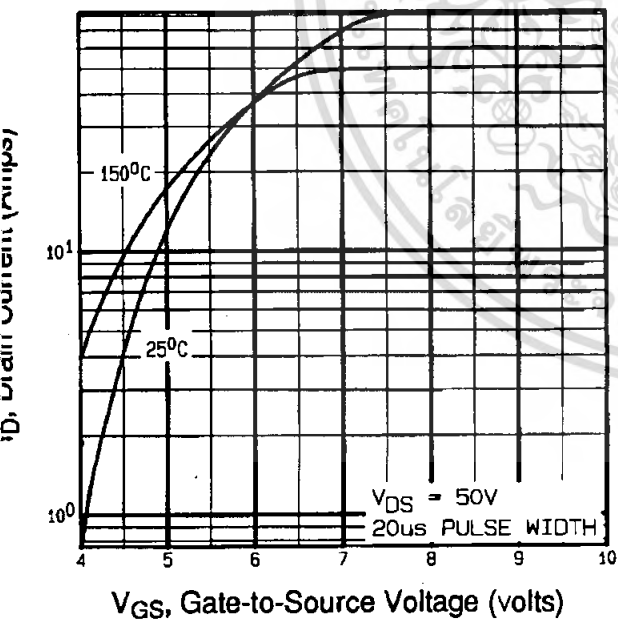


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

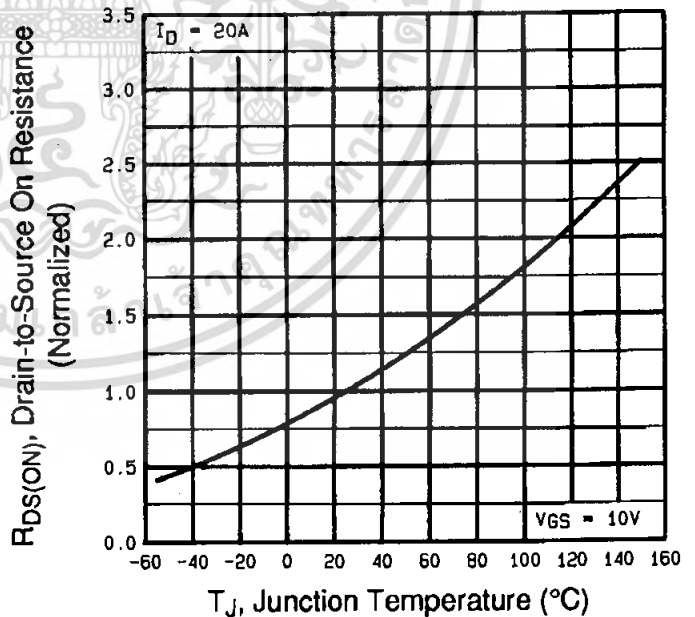


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

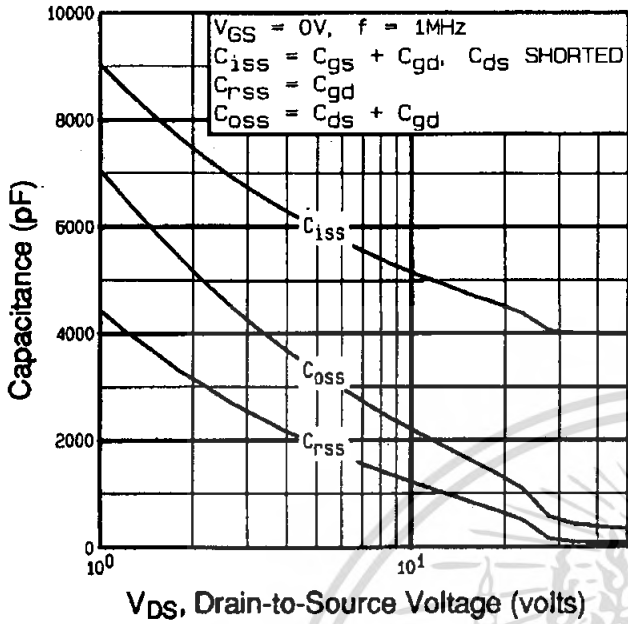


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

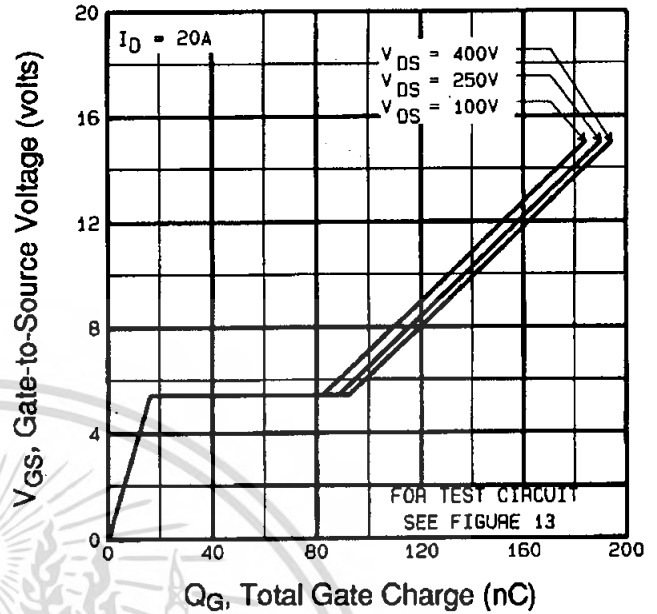


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

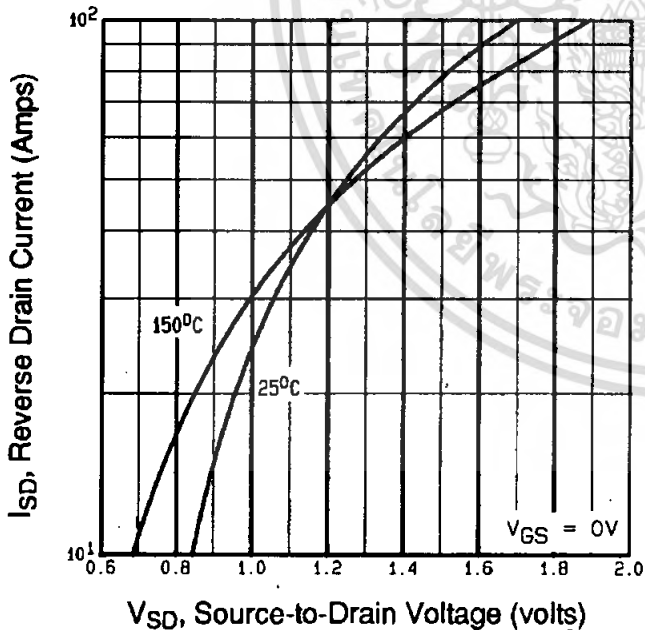


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

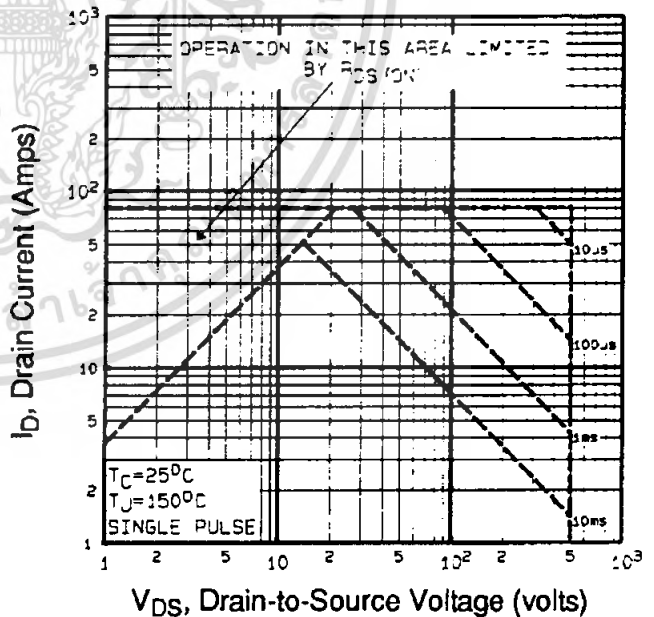


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

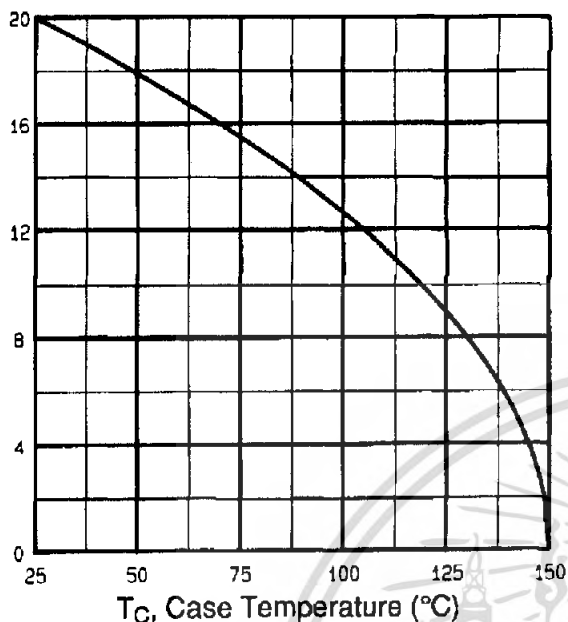


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

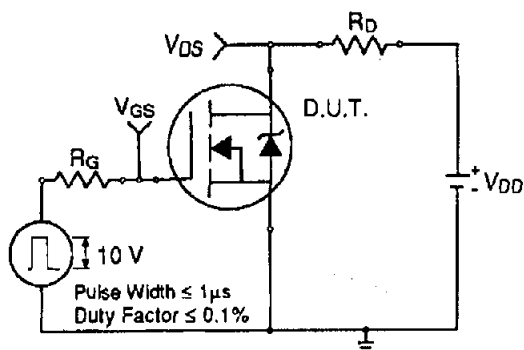


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

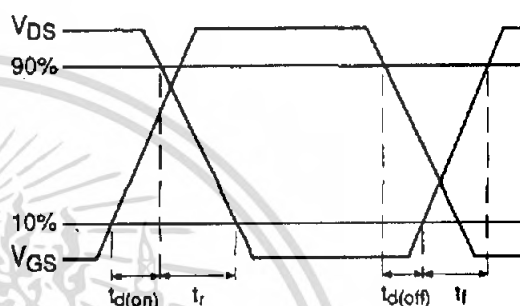


Fig 10b. Switching Time Waveforms

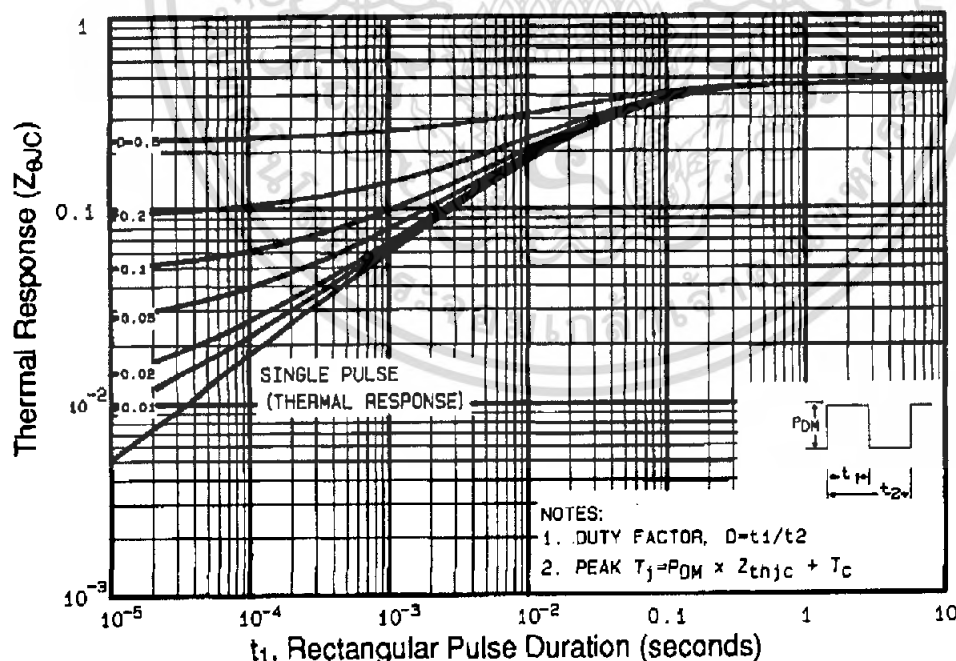


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

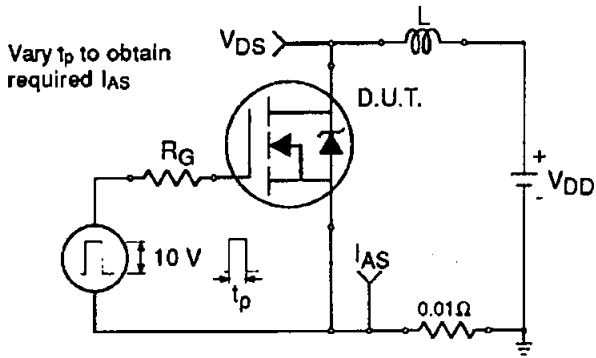


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

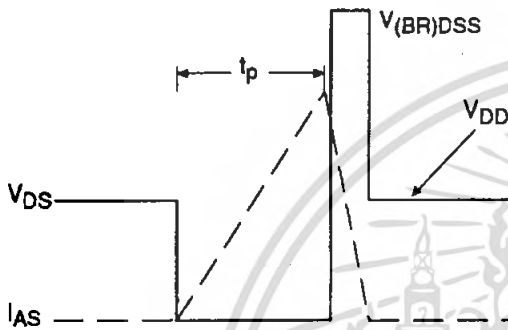


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

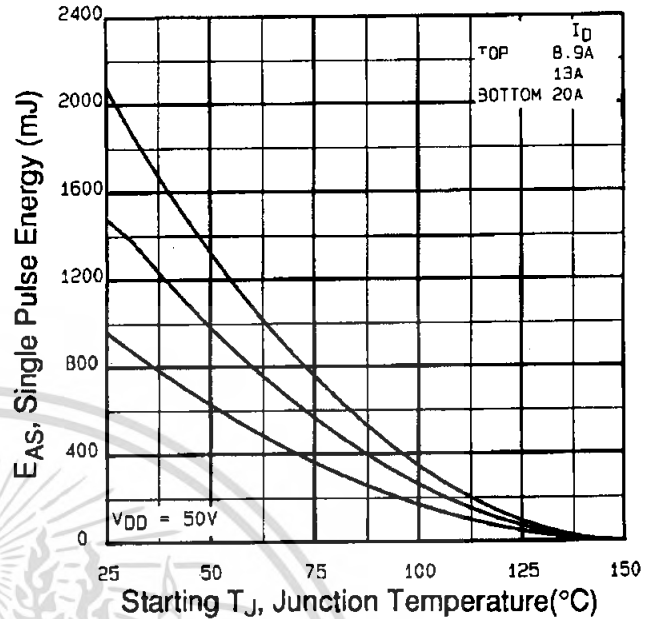


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

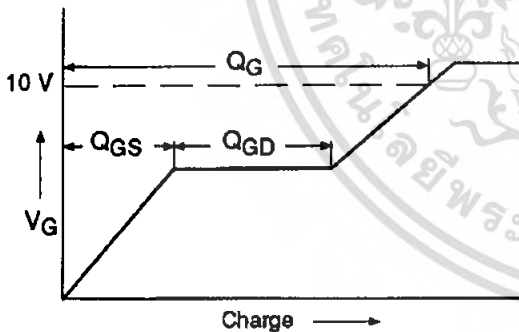


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

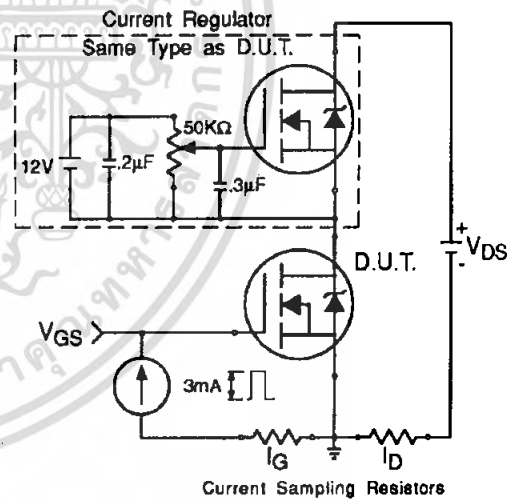


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

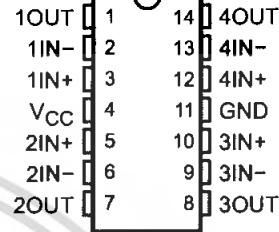
LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V, LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV

QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

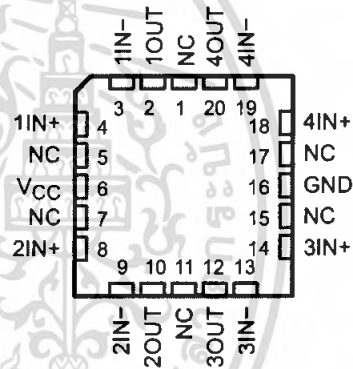
SLOS066R – SEPTEMBER 1975 – REVISED JANUARY 2005

- **2-kV ESD Protection for:**
 - LM224K, LM224KA
 - LM324K, LM324KA
 - LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV
- **Wide Supply Ranges**
 - **Single Supply** . . . 3 V to 32 V
(26 V for LM2902)
 - **Dual Supplies** . . . ± 1.5 V to ± 16 V
(± 13 V for LM2902)
- **Low Supply-Current Drain Independent of Supply Voltage** . . . 0.8 mA Typ
- **Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground, Allowing Direct Sensing Near Ground**
- **Low Input Bias and Offset Parameters**
 - **Input Offset Voltage** . . . 3 mV Typ
A Versions . . . 2 mV Typ
 - **Input Offset Current** . . . 2 nA Typ
 - **Input Bias Current** . . . 20 nA Typ
A Versions . . . 15 nA Typ
- **Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage** . . . 32 V
(26 V for LM2902)
- **Open-Loop Differential Voltage Amplification** . . . 100 V/mV Typ
- **Internal Frequency Compensation**

LM124 . . . D, J, OR W PACKAGE
LM124A . . . J PACKAGE
LM224, LM224A, LM224K, LM224KA . . . D OR N PACKAGE
LM324, LM324K . . . D, N, NS, OR PW PACKAGE
LM324A . . . D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
LM324KA . . . D, N, NS, OR PW PACKAGE
LM2902 . . . D, N, NS, OR PW PACKAGE
LM2902K . . . D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
LM2902KV, LM2902KAV . . . D OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



LM124, LM124A . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

description/ordering information

These devices consist of four independent high-gain frequency-compensated operational amplifiers that are designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies also is possible if the difference between the two supplies is 3 V to 32 V (3 V to 26 V for the LM2902), and V_{CC} is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. The low supply-current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

Applications include transducer amplifiers, dc amplification blocks, and all the conventional operational-amplifier circuits that now can be more easily implemented in single-supply-voltage systems. For example, the LM124 can be operated directly from the standard 5-V supply that is used in digital systems and provides the required interface electronics, without requiring additional ± 15 -V supplies.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated. On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066R - SEPTEMBER 1975 - REVISED JANUARY 2005

description/ordering information (continued)

ORDERING INFORMATION

TA	V _{IO} max AT 25°C	MAX TESTED V _{CC}	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING	
0°C to 70°C	7 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM324N	LM324N	
					LM324KN	LM324KN	
			SOIC (D)	Tube of 50	LM324D	LM324	
				Reel of 2500	LM324DR		
				Tube of 50	LM324KD	LM324K	
				Reel of 2500	LM324KDR		
			SOP (NS)	Reel of 2000	LM324NSR	LM324	
				Tube of 50	LM324KNS	LM324K	
				Reel of 2000	LM324KNSR		
	TSSOP (PW)	Tube of 90	LM324PW	L324			
		Reel of 2000	LM324PWR	L324K			
		Tube of 90	LM324KPW				
			Reel of 2000	LM324KPWR			
	0°C to 70°C	3 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM324AN	LM324AN
						LM324KAN	LM324KAN
				SOIC (D)	Tube of 50	LM324AD	LM324A
					Reel of 2500	LM324ADR	
					Tube of 50	LM324KAD	LM324KA
Reel of 2500					LM324KADR		
SOP (NS)				Reel of 2000	LM324ANSR	LM324A	
				Tube of 50	LM324KANS	LM324KA	
				Reel of 2000	LM324KANSR		
SSOP (DB)		Reel of 2000	LM324ADBR	LM324A			
TSSOP (PW)		Tube of 90	LM324APW	L324A			
		Reel of 2000	LM324APWR	L324KA			
		Tube of 90	LM324KAPW				
			Reel of 2000	LM324KAPWR			
-25°C to 85°C		5 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM224N	LM224N
					LM224KN	LM224KN	
	SOIC (D)			Tube of 50	LM224D	LM224	
				Reel of 2500	LM224DR		
				Tube of 50	LM224KD	LM224K	
				Reel of 2500	LM224KDR		
	3 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM224AN	LM224AN	
					LM224KAN	LM224KAN	
			SOIC (D)	Tube of 50	LM224AD	LM224A	
				Reel of 2500	LM224ADR		
				Tube of 50	LM224KAD	LM224KA	
				Reel of 2500	LM224KADR		

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

2 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV**
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

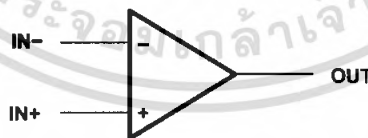
SLOS066R – SEPTEMBER 1975 – REVISED JANUARY 2005

ORDERING INFORMATION (CONTINUED)

T_A	V_{IOmax} AT 25°C	MAX TESTED V_{CC}	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
-40°C to 125°C	7 mV	26 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM2902N	LM2902N
				Tube of 25	LM2902KN	LM2902KN
			SOIC (D)	Tube of 50	LM2902D	LM2902
				Reel of 2500	LM2902DR	
				Tube of 50	LM2902KD	LM2902K
				Reel of 2500	LM2902KDR	
			SOP (NS)	Reel of 2000	LM2902NSR	LM2902
				Tube of 50	LM2902KNS	LM2902K
				Reel of 2000	LM2902KNSR	
			SSOP (DB)	Tube of 80	LM2902KDB	L2902K
				Reel of 2000	LM2902KDBR	
			TSSOP (PW)	Tube of 90	LM2902PW	L2902
	Reel of 2000	LM2902PWR				
	Tube of 90	LM2902KPW		L2902K		
	Reel of 2000	LM2902KPWR				
	32 V	SOIC (D)	Reel of 2500	LM2902KVQDR	L2902KV	
TSSOP (PW)		Reel of 2000	LM2902KVQPWR	L2902KV		
2 mV	32 V	SOIC (D)	Reel of 2500	LM2902KAVQDR	L2902KA	
		TSSOP (PW)	Reel of 2000	LM2902KAVQPWR	L2902KA	
-55°C to 125°C	5 mV	30 V	CDIP (J)	Tube of 25	LM124J	LM124J
			CFP (W)	Tube of 25	LM124W	LM124W
			LCCC (FK)	Tube of 55	LM124FK	LM124FK
			SOIC (D)	Tube of 50	LM124D	LM124
	Reel of 2500	LM124DR				
	2 mV	30 V	CDIP (J)	Tube of 25	LM124AJ	LM124AJ
LCCC (FK)			Tube of 55	LM124AFK	LM124AFK	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

symbol (each amplifier)



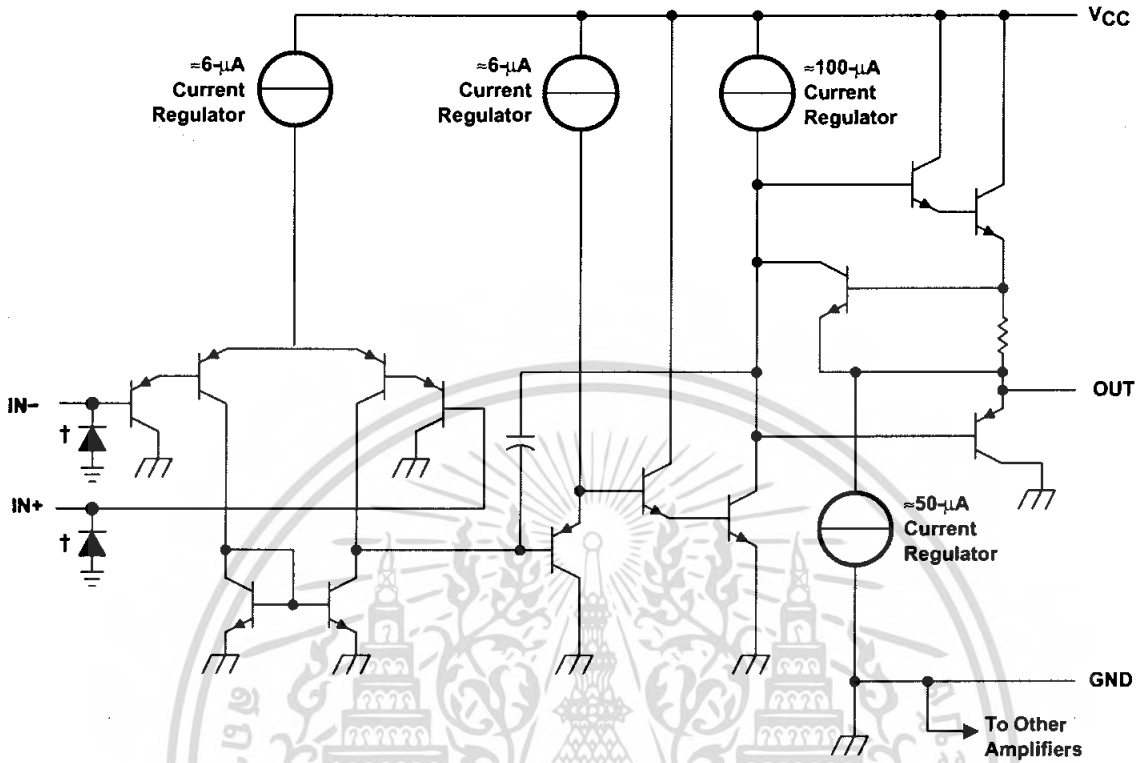
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 3

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV**
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066R - SEPTEMBER 1975 - REVISED JANUARY 2005

schematic (each amplifier)



COMPONENT COUNT (total device)	
Epi-FET	1
Transistors	95
Diodes	4
Resistors	11
Capacitors	4

† ESD protection cells - available on LM324K and LM324KA only



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

4 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV**
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066R – SEPTEMBER 1975 – REVISED JANUARY 2005

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

		LM2902	ALL OTHER DEVICES	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)		±13 or 26	±16 or 32	V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)		±26	±32	V
Input voltage, V_I (either input)		-0.3 to 26	-0.3 to 32	V
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} \leq 15\text{ V}$ (see Note 3)		Unlimited	Unlimited	
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 4 and 5)	D package	86	86	°C/W
	DB package	96	96	
	N package	80	80	
	NS package	76	76	
	PW package	113	113	
Package thermal impedance, θ_{JC} (see Notes 6 and 7)	FK package		5.61	°C/W
	J package		15.05	
	W package		14.65	
Operating virtual junction temperature, T_J		150	150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package		260	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or W package	300	300	°C
Storage temperature range, T_{stg}		-65 to 150	-65 to 150	°C

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

- NOTES:
1. All voltage values (except differential voltages and V_{CC} specified for the measurement of I_{OS}) are with respect to the network GND.
 2. Differential voltages are at $IN+$, with respect to $IN-$.
 3. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.
 4. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\text{max})$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\text{max}) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 5. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.
 6. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\text{max})$, θ_{JC} , and T_C . The maximum allowable power dissipation at any allowable case temperature is $P_D = (T_J(\text{max}) - T_C)/\theta_{JC}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 7. The package thermal impedance is calculated in accordance with MIL-STD-883.

ESD protection

TEST CONDITIONS		TYP	UNIT
Human-Body Model	LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV	±2	kV



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV**
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066R - SEPTEMBER 1975 - REVISED JANUARY 2005

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A ‡	LM124 LM224			LM324 LM324K			UNIT	
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX		
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX,}$ $V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	3 5			3 7			mV	
		Full range				7 9				
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	2 30			2 50			nA	
		Full range				100 150				
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	-20 -150			-20 -250			nA	
		Full range				-300 -500				
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$	25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$			V	
		Full range	0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$				
V_{OH} High-level output voltage	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$			V	
		25°C	$V_{CC} - 1.5$			$V_{CC} - 1.5$				
	$V_{CC} = \text{MAX}$	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	Full range	26			26			
		$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	Full range	27 28			27 28			
V_{OL} Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$	Full range	-5 -20			5 20			mV	
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V, } V_O = 1\text{ V to } 11\text{ V,}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25°C	50 100			25 100			V/mV	
		Full range	25			15				
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	25°C	70 80			65 80			dB	
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)		25°C	65 100			65 100			dB	
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$f = 1\text{ kHz to } 20\text{ kHz}$	25°C	120			120			dB	
I_O Output current	$V_{CC} = 15\text{ V,}$ $V_{ID} = 1\text{ V,}$ $V_O = 0$	Source	25°C	-20 -30 -60			-20 -30 -60			mA
			Full range	-10			-10			
	$V_{CC} = 15\text{ V,}$ $V_{ID} = -1\text{ V,}$ $V_O = 15\text{ V}$	Sink	25°C	10 20			10 20			
			Full range	5			5			
I_{OS} Short-circuit output current	$V_{CC} = 5\text{ V,}$ $GND \text{ at } -5\text{ V}$	$V_O = 0,$	25°C	$\pm 40 \pm 60$			$\pm 40 \pm 60$			mA
			Full range	0.7 1.2			0.7 1.2			
I_{CC} Supply current (four amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V,}$ $V_{CC} = \text{MAX,}$ $V_O = 0.5 V_{CC}$	No load	Full range	0.7 1.2			0.7 1.2			mA
			Full range	1.4 3			1.4 3			

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 26 V for LM2902 and 30 V for the others.

‡ Full range is -55°C to 125°C for LM124, -25°C to 85°C for LM224, and 0°C to 70°C for LM324.

§ All typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV**
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066R – SEPTEMBER 1975 – REVISED JANUARY 2005

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITION [†]		T_A [‡]	LM2902			LM2902V			UNIT		
				MIN	TYP [§]	MAX	MIN	TYP [§]	MAX			
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX,}$ $V_{IC} = V_{ICRmin},$ $V_O = 1.4\text{ V}$	Non-A-suffix devices	25°C	3		7	3		7	mV		
			Full range	10			10					
		A-suffix devices	25°C				1		2			
			Full range				4					
$\Delta V_{IO}/\Delta T$ Input offset voltage temperature drift	$R_S = 0\ \Omega$		Full range				7		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$			
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$		25°C	2		50	2		50	nA		
			Full range	300			150					
$\Delta I_{IO}/\Delta T$ Input offset current temperature drift			Full range				10		$\text{pA}/^\circ\text{C}$			
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$		25°C	-20		-250	-20		-250	nA		
			Full range	-500			-500					
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$		25°C	0 to $V_{CC} - 1.5$			0 to $V_{CC} - 1.5$		V			
			Full range	0 to $V_{CC} - 2$			0 to $V_{CC} - 2$					
V_{OH} High-level output voltage	$R_L = 2\text{ k}\Omega$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	25°C							V		
			25°C	$V_{CC} - 1.5$		$V_{CC} - 1.5$						
			Full range	$V_{CC} = \text{MAX}$	22		26					
				$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	23		24					
V_{OL} Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$		Full range	5		20	5		20	mV		
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V, } V_O = 1\text{ V to } 11\text{ V,}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		25°C	25		100	25		100	V/mV		
			Full range	15			15					
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$		25°C	50		80	60		80	dB		
kSVR Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)			25°C	50		100	60		100	dB		
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$f = 1\text{ kHz to } 20\text{ kHz}$		25°C			120			120	dB		
I_O Output current	$V_{CC} = 15\text{ V,}$ $V_{ID} = 1\text{ V,}$ $V_O = 0$	Source	25°C	-20		-30	-60	-20		-30	-60	mA
			Full range	-10			-10					
	$V_{CC} = 15\text{ V,}$ $V_{ID} = -1\text{ V,}$ $V_O = 15\text{ V}$	Sink	25°C	10		20	10		20			
			Full range	5			5					
	$V_{ID} = -1\text{ V,}$	$V_O = 200\text{ mV}$	25°C			30	12		40	μA		
I_{OS} Short-circuit output current	V_{CC} at 5 V, GND at -5 V	$V_O = 0,$	25°C			± 40	± 60		± 40	± 60	mA	
I_{CC} Supply current (four amplifiers)	$V_O = 2.5\text{ V,}$ $V_{CC} = \text{MAX,}$ $V_O = 0.5 V_{CC}$	No load	Full range	0.7		1.2	0.7		1.2	mA		
		No load	Full range	1.4		3	1.4		3			

[†] All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 26 V for LM2902 and 32 V for LM2902V.

[‡] Full range is -40°C to 125°C for LM2902.

[§] All typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 ก่อนอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 7

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066R - SEPTEMBER 1975 - REVISED JANUARY 2005

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T _A ‡	LM124A			LM224A			LM324A, LM324KA			UNIT
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	
V _{IO}	V _{CC} = 5 V to 30 V, V _{IC} = V _{ICRmin} , V _O = 1.4 V	25°C Full range		2 4	2		2 4	2 4	2 2	3 5	mV	
I _{IO}	V _O = 1.4 V	25°C Full range		10 30	10		15 30	2 30	2	30	nA	
I _{IB}	V _O = 1.4 V	25°C Full range		-50 -100	-50		-80 -100	-15 -100	-15	-100 -200	nA	
V _{ICR}	V _{CC} = 30 V	25°C Full range	0 to V _{CC} - 1.5		0 to V _{CC} - 1.5		0 to V _{CC} - 1.5		0 to V _{CC} - 1.5		V	
V _{OH}	R _L = 2 kΩ V _{CC} = 30 V	25°C Full range	V _{CC} - 1.5		0 to V _{CC} - 2		0 to V _{CC} - 2		0 to V _{CC} - 2		V	
			V _{CC} - 1.5	26	V _{CC} - 1.5	26	V _{CC} - 1.5	26	V _{CC} - 1.5	26		
V _{OL}	R _L ≤ 10 kΩ	25°C Full range	27		27		27		27		mV	
			27	28	27	28	27	28	27	28		
A _{VD}	V _{CC} = 15 V, V _O = 1 V to 11 V, R _L ≥ 2 kΩ	25°C Full range	50	100	50	100	50	100	25	100	V/mV	
CMRR	V _{IC} = V _{ICRmin}	25°C	70	80	70	80	70	80	65	80	dB	
k _{SVR}	Supply-voltage rejection ratio (ΔV _{CC} /ΔV _{IO})	25°C	65	100	65	100	65	100	65	100	dB	
V _{O1} /V _{O2}	Crosstalk attenuation	25°C		120		120		120		120	dB	
I _O	V _{CC} = 15 V, V _{ID} = 1 V, V _O = 0	25°C Full range	-20		-20		-20		-20		-60	
			-10		-10		-10		-10		-10	
I _{OS}	V _{CC} = 15 V, V _{ID} = -1 V, V _O = 15 V	25°C Full range	10		10		10		10		20	
			5		5		5		5		5	
I _{CC}	V _{CC} = -1 V, V _{ID} = -1 V, V _O = 200 mV	25°C	12		12		12		12		30	
			12		12		12		12		30	
I _{CC}	V _{CC} at 5 V, V _O = 0	25°C	±40		±40		±40		±40		±60	
			±40		±40		±40		±40		±60	
I _{CC}	V _{CC} = 2.5 V, V _O = 30 V, No load	25°C	0.7		0.7		0.7		0.7		1.2	
			1.4		1.4		1.4		1.4		3	
I _{CC}	V _{CC} = 15 V, V _O = 15 V, No load	25°C	0.7		0.7		0.7		0.7		1.2	
			1.4		1.4		1.4		1.4		3	

† All characteristics are measured under open-loop conditions, with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

‡ Full range is -55°C to 125°C for LM124A, -25°C to 85°C for LM224A, and 0°C to 70°C for LM324A.

§ All typical values are at T_A = 25°C.



**LM124, LM124A, LM224, LM224A, LM324, LM324A, LM2902, LM2902V,
LM224K, LM224KA, LM324K, LM324KA, LM2902K, LM2902KV, LM2902KAV**
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066R – SEPTEMBER 1975 – REVISED JANUARY 2005

operating conditions, $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$R_L = 1\text{ M}\Omega$, $C_L = 30\text{ pF}$, $V_I = \pm 10\text{ V}$ (see Figure 1)	0.5	V/ μs
B_1 Unity-gain bandwidth	$R_L = 1\text{ M}\Omega$, $C_L = 20\text{ pF}$ (see Figure 1)	1.2	MHz
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\ \Omega$, $V_I = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ kHz}$ (see Figure 2)	35	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

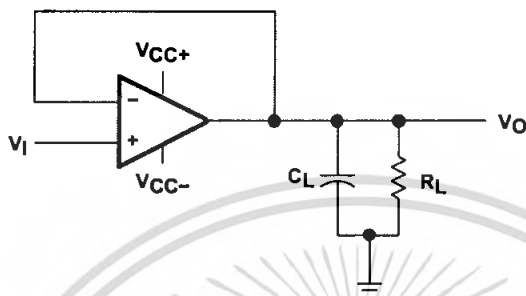


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

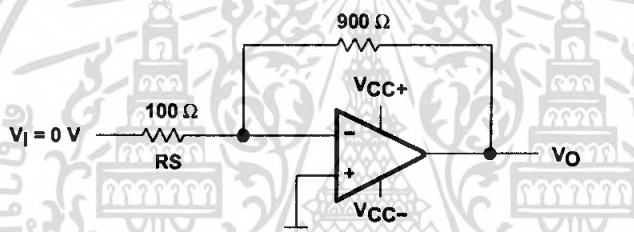


Figure 2. Noise-Test Circuit



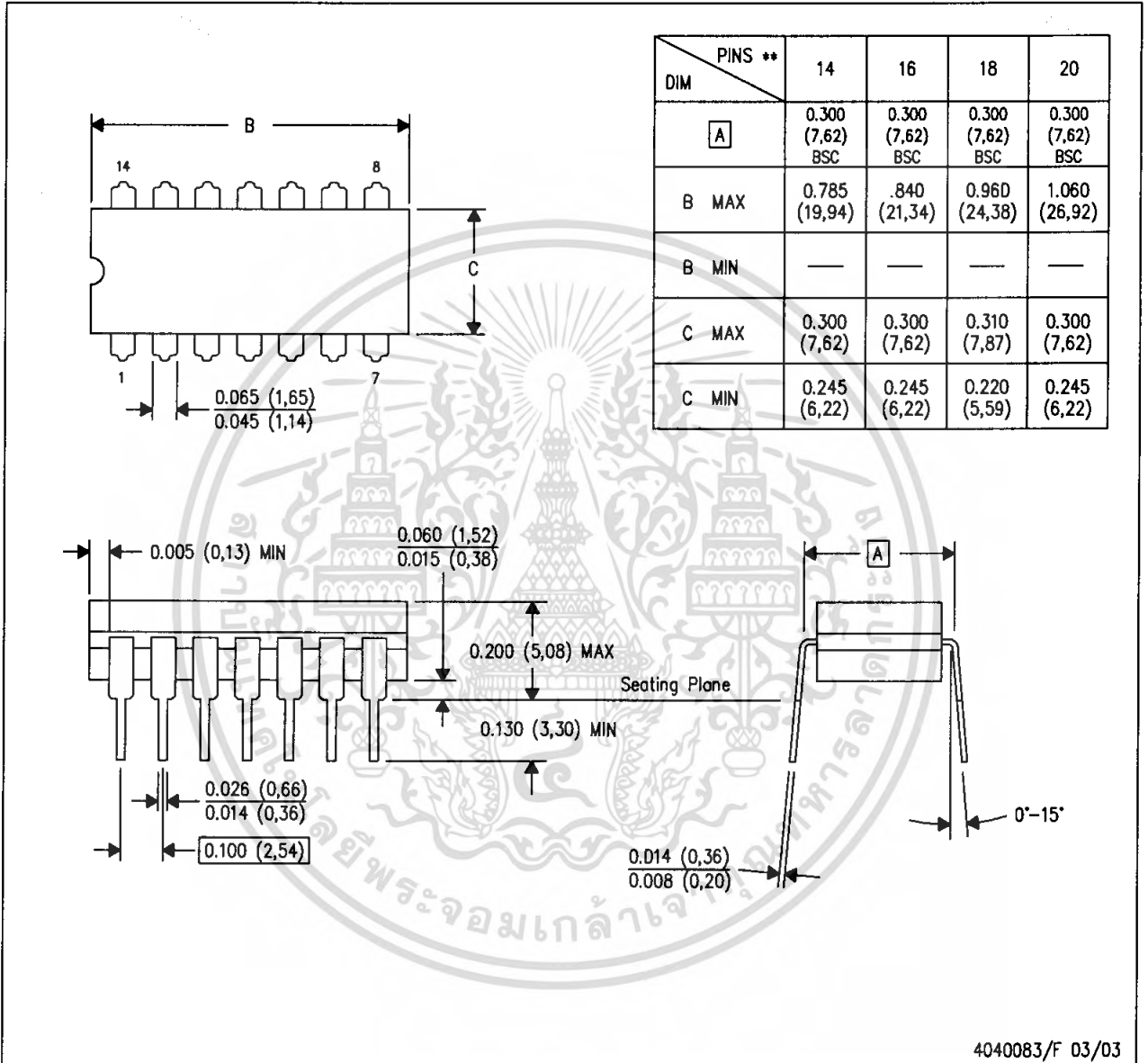
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

J (R-GDIP-T**)

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE

14 LEADS SHOWN



4040083/F 03/03

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

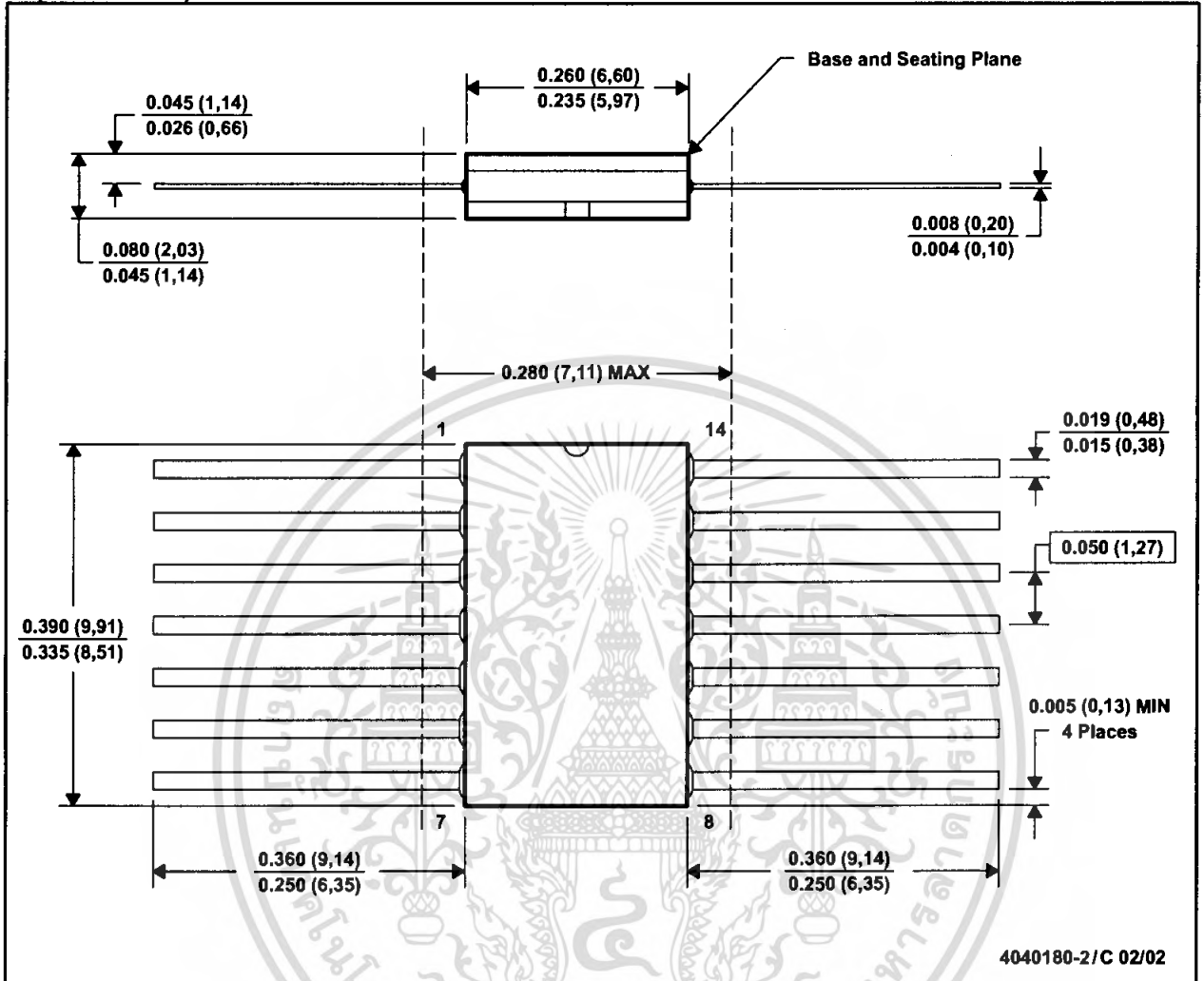
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

MCFP002A – JANUARY 1995 – REVISED FEBRUARY 2002

W (R-GDFP-F14)

CERAMIC DUAL FLATPACK



4040180-2/C 02/02

- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 D. Index point is provided on cap for terminal identification only.
 E. Falls within MIL STD 1835 GDFP1-F14 and JEDEC MO-092AB



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเอกสารเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

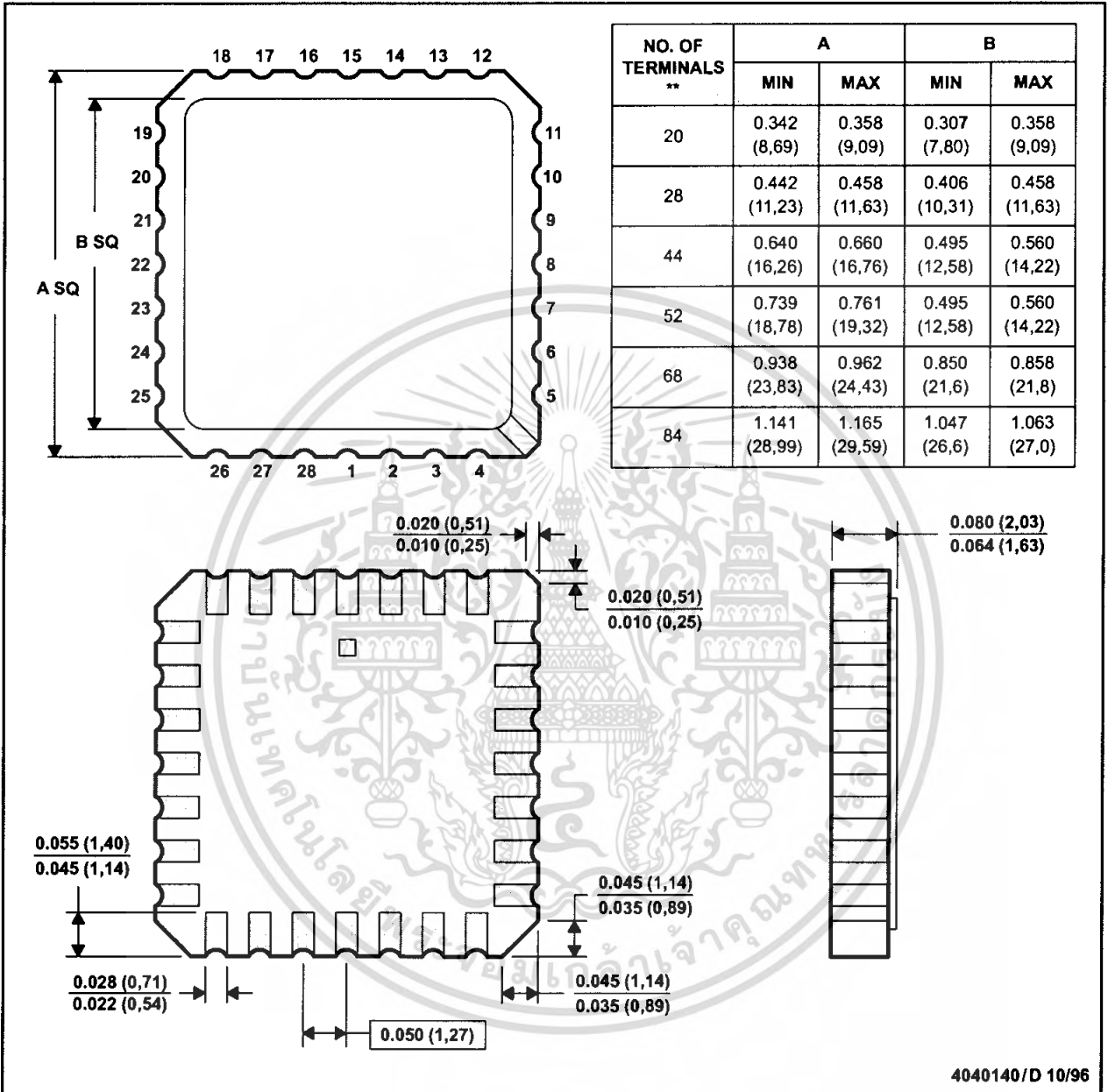
MECHANICAL DATA

MLCC006B - OCTOBER 1996

FK (S-CQCC-N**)

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER

28 TERMINAL SHOWN



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package can be hermetically sealed with a metal lid.
 - D. The terminals are gold plated.
 - E. Falls within JEDEC MS-004



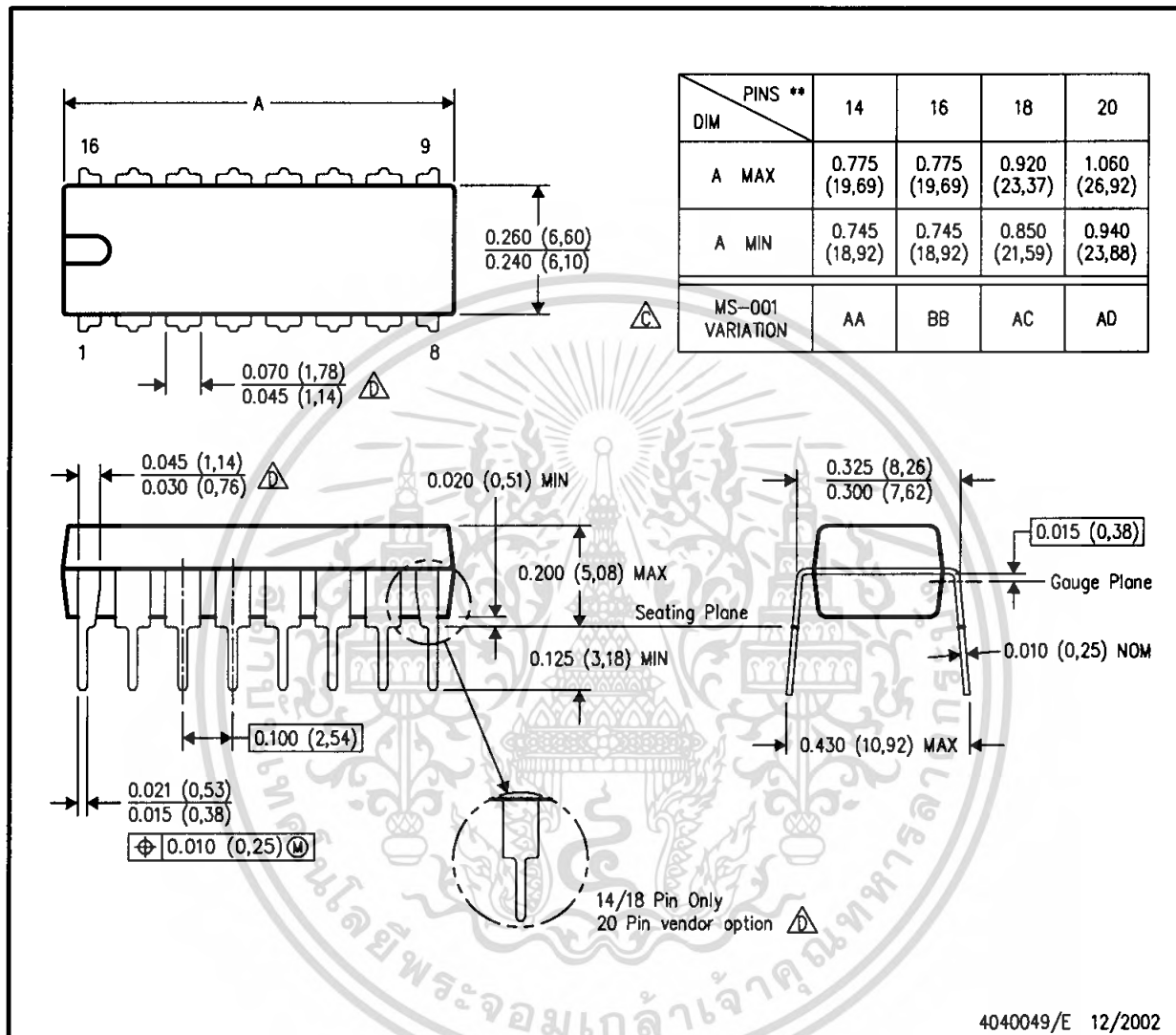
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL DATA

N (R-PDIP-T**)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

16 PINS SHOWN

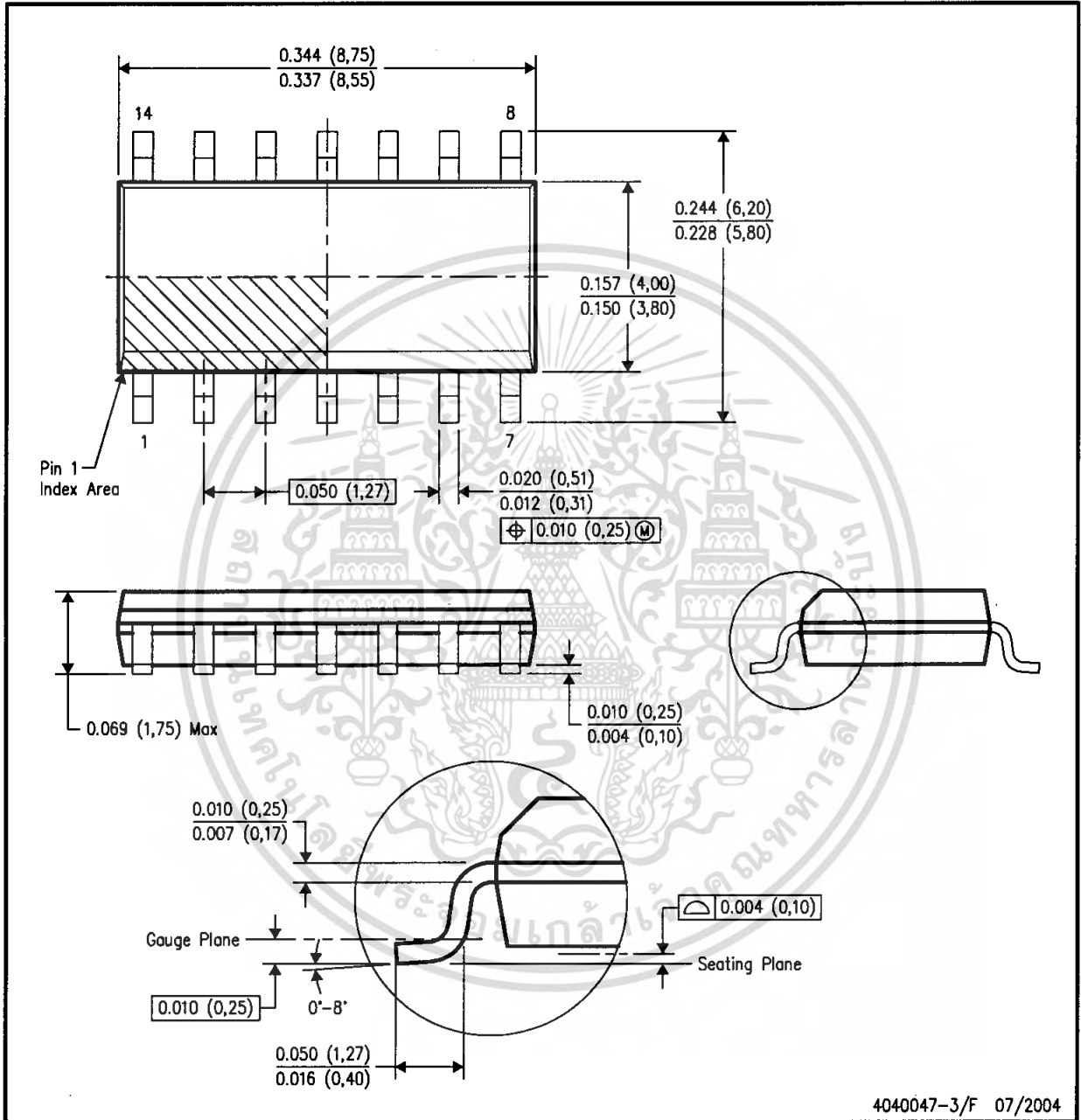


NOTES:

- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
- B. This drawing is subject to change without notice.
- Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
- The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

D (R-PDSO-G14)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



4040047-3/F 07/2004

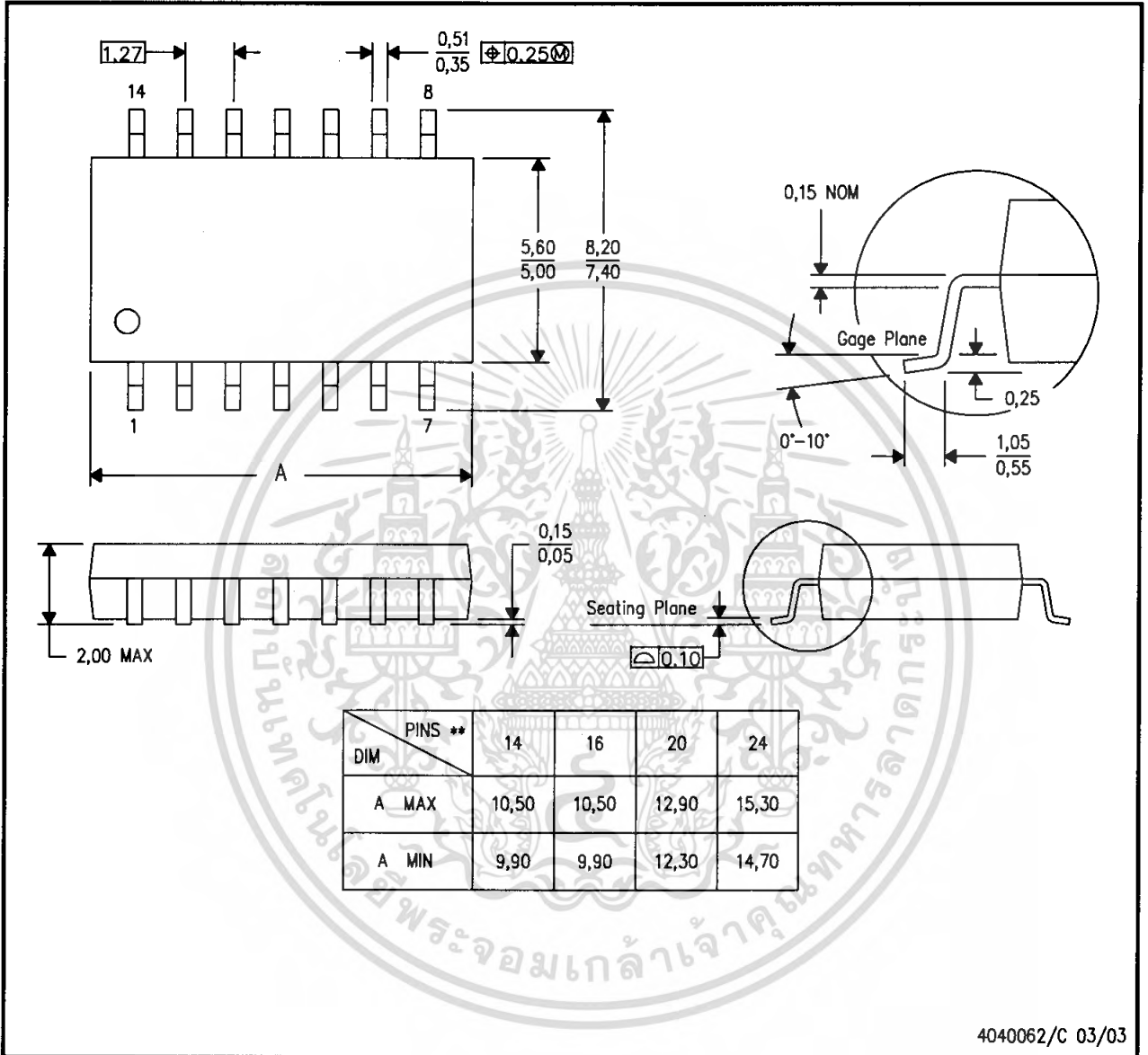
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 - D. Falls within JEDEC MS-012 variation AB.

MECHANICAL DATA

NS (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14-PINS SHOWN



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

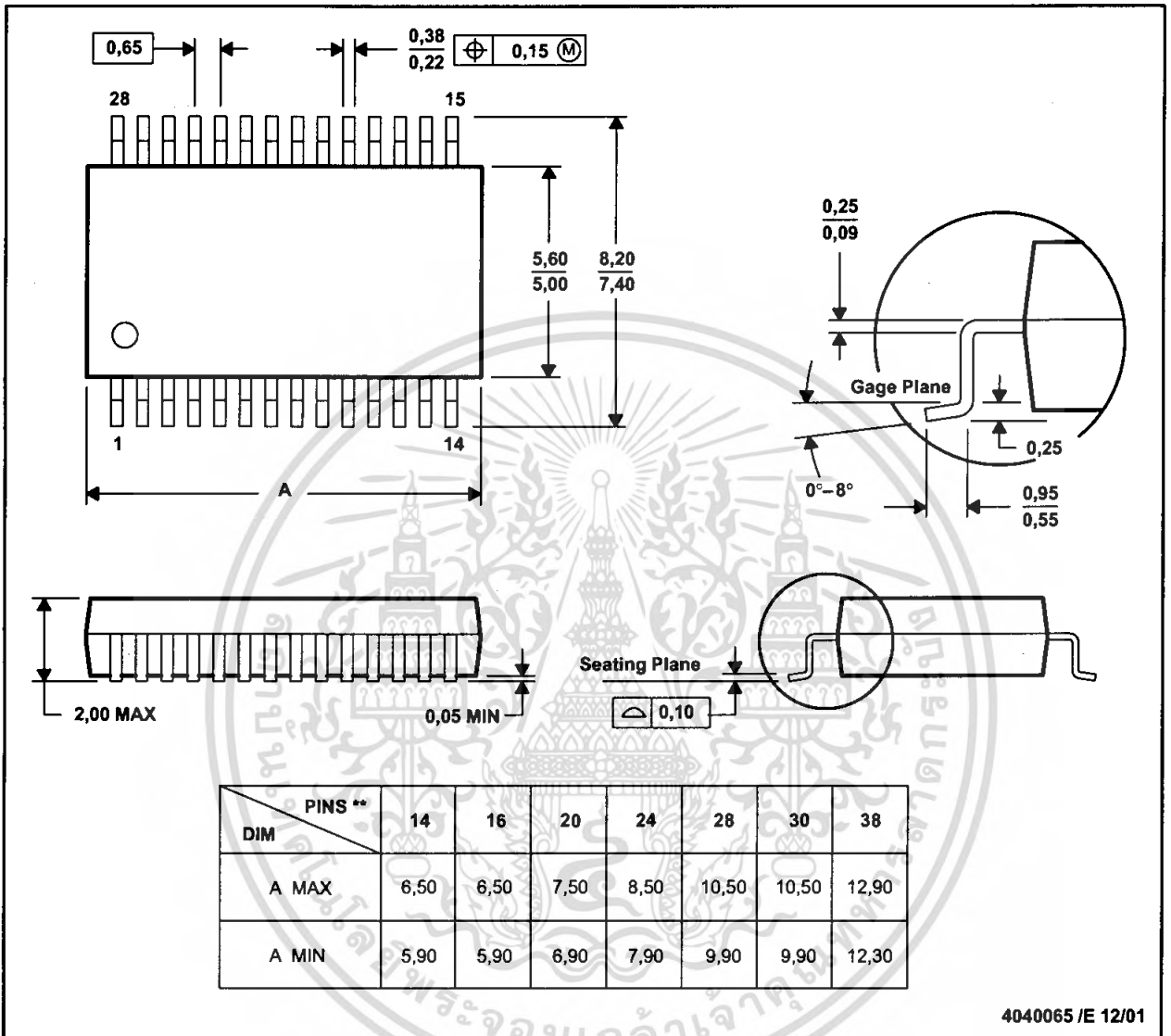
MECHANICAL DATA

MSS0002E - JANUARY 1995 - REVISED DECEMBER 2001

DB (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE

28 PINS SHOWN



4040065 / E 12/01

- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-150

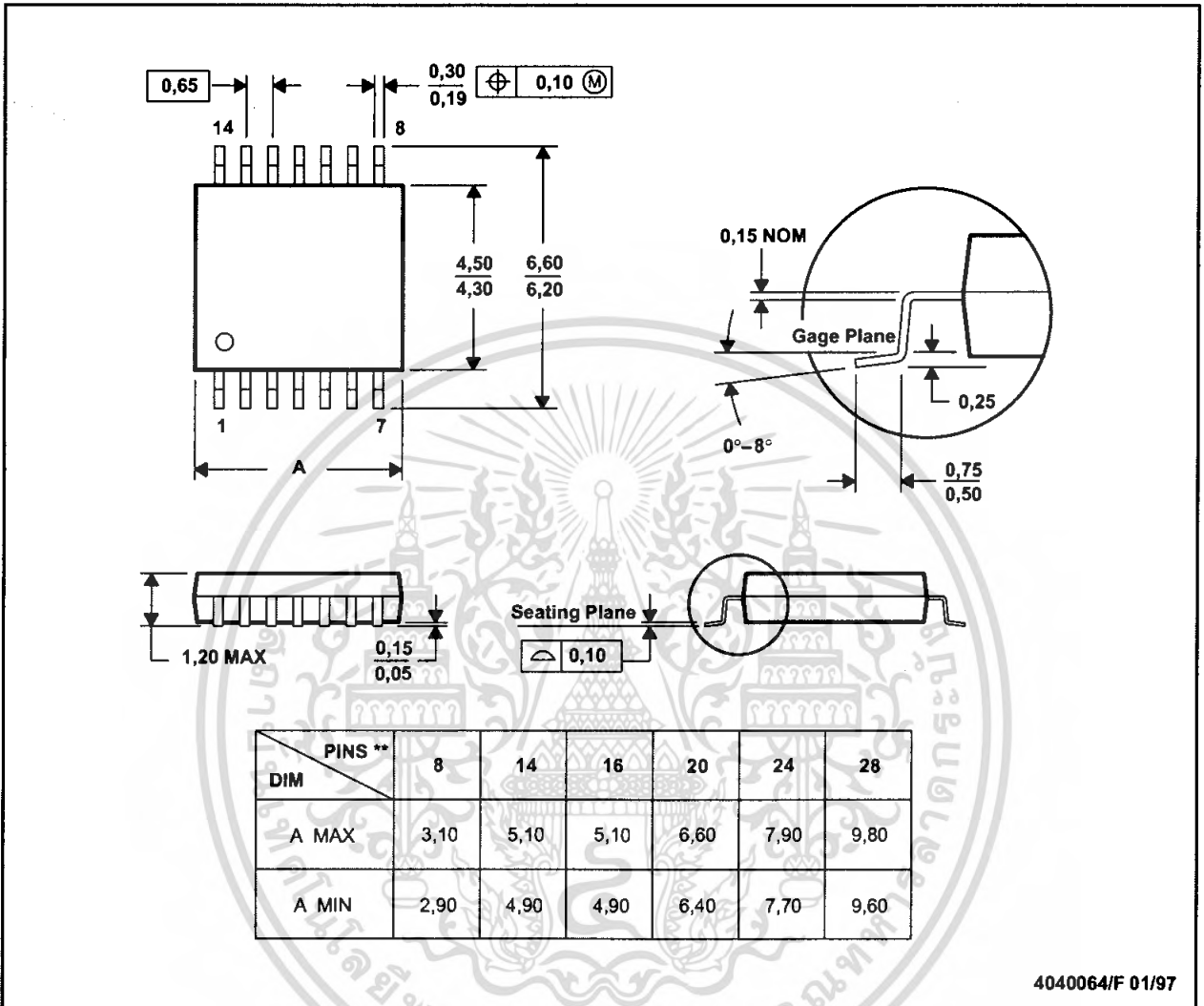


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265. อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PW (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14 PINS SHOWN



4040064/F 01/97

- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-153



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

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

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

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

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

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

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

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
		Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated

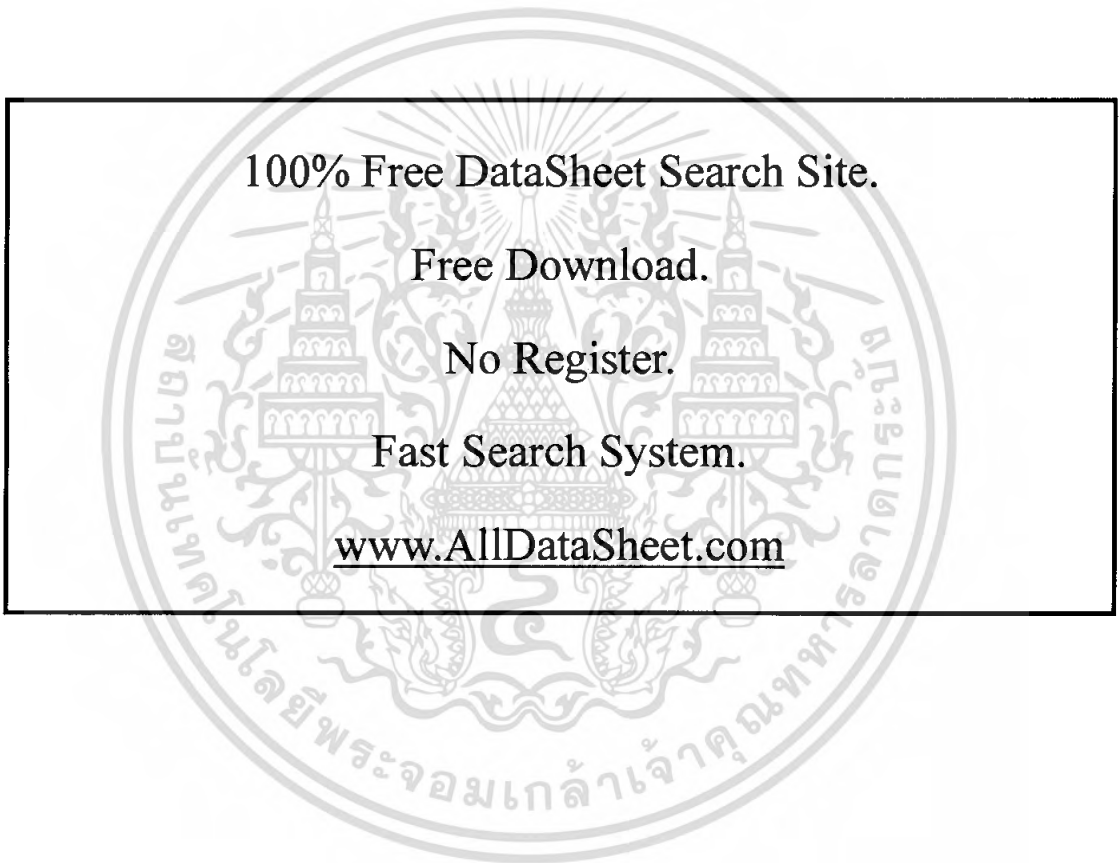
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

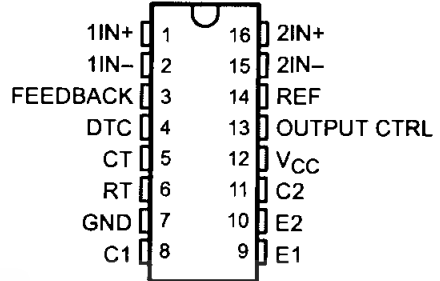


TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

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



description

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

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

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

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

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

FUNCTION TABLE

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



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

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

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

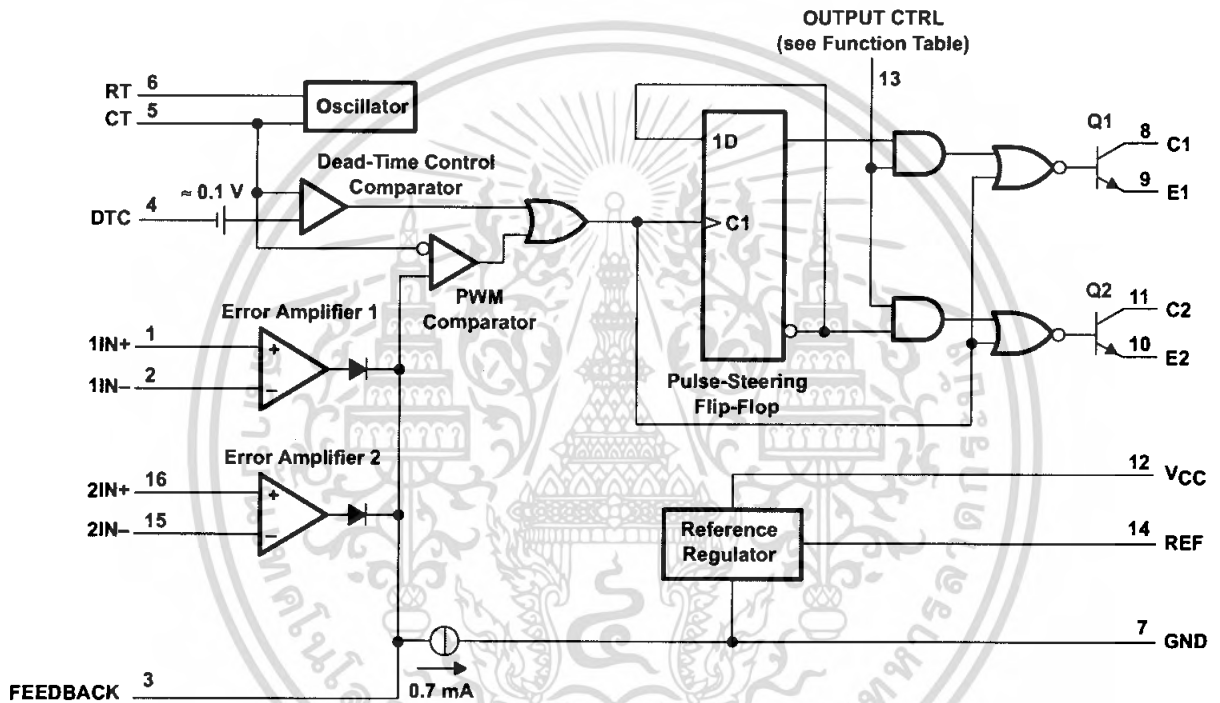
SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				CHIP FORM (Y)
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (PW)	
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CPW	TL494Y
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR). Chip forms are tested at 25°C.

functional block diagram



TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

		TL494	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)		41	V
Amplifier input voltage, V_I		$V_{CC}+0.3$	V
Collector output voltage, V_O		41	V
Collector output current, I_O		250	mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3)	D package	73	°C
	N package	88	
	NS package	64	
	PW package	108	
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		D, N, or PW package	260 °C
Storage temperature range, T_{stg}		-65 to 150	°C

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

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can impact reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JEESD 51, except for through-hole packages, which use a trace length of zero.

recommended operating conditions

	TL494		UNIT
	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	V
Amplifier input voltage, V_I	-0.3	$V_{CC}-2$	V
Collector output voltage, V_O		40	V
Collector output current (each transistor)		200	mA
Current into feedback terminal		0.3	mA
Oscillator frequency, f_{osc}	1	300	kHz
Timing capacitor, C_T	0.47	10000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	k Ω
Operating free-air temperature, T_A	TL494C	0	70
	TL494I	-40	85



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 3

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

reference section

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

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 1)

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

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

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

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

error-amplifier section (see Figure 2)

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

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$	2	100		μA
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter $V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$	1.1	1.3		V
	Emitter follower $V_O(C1\text{ or }C2) = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$	1.5	2.5		
Output control input current	$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$	-2	-10		μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0		

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Fall time			25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Fall time			40	100	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

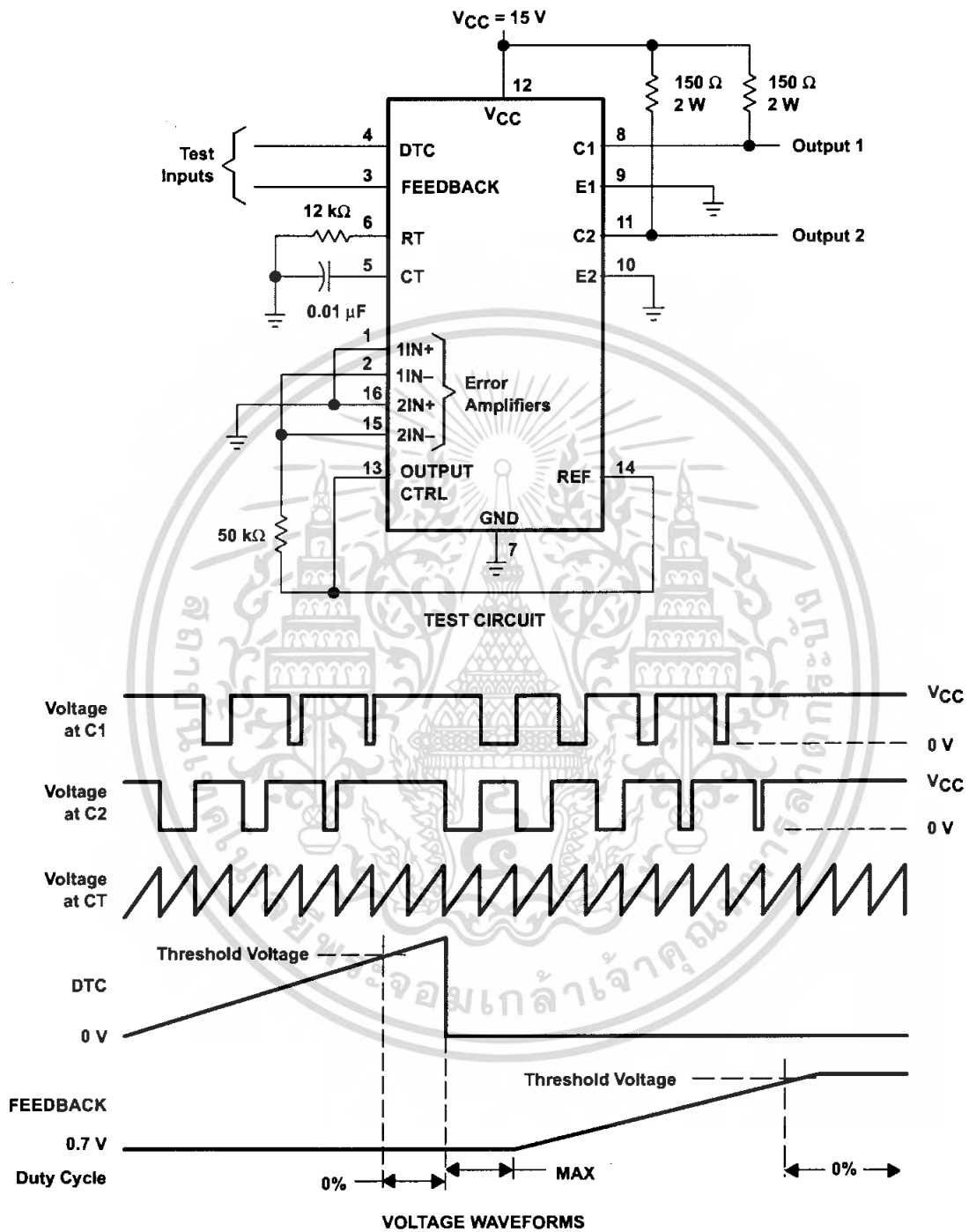


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms



TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$		5		V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2		mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1		mV
Short-circuit output current‡	REF = 0 V		25		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

‡ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency§	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		1		Hz/kHz

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

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

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input offset voltage	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		2		mV
Input offset current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		25		nA
Input bias current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		0.2		μA
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$		80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, V (FEEDBACK) = 0.7 V		0.7		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265 มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

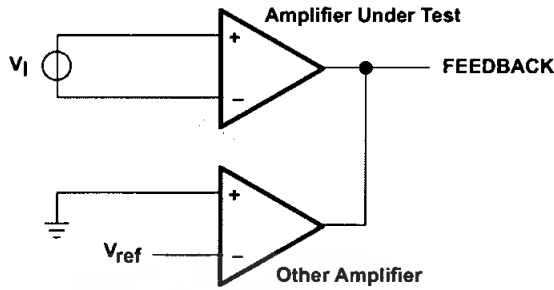
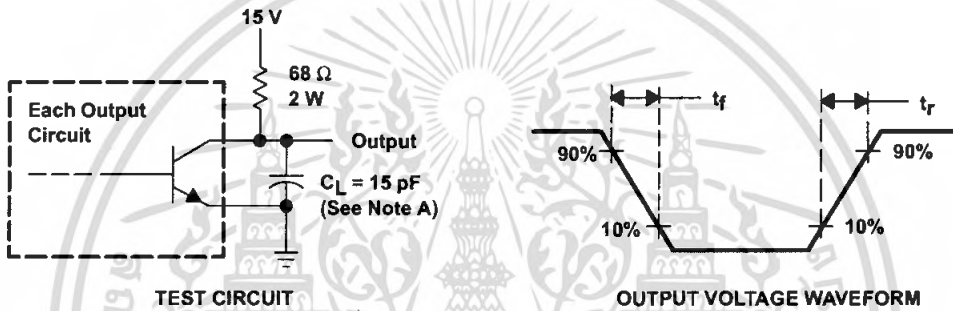
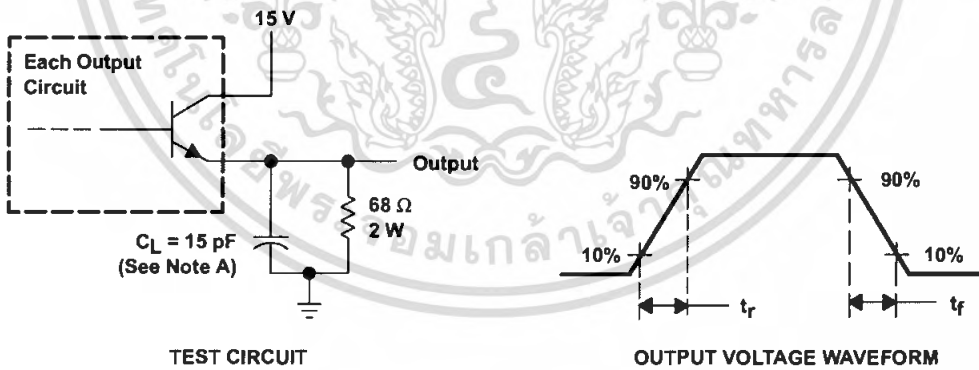


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



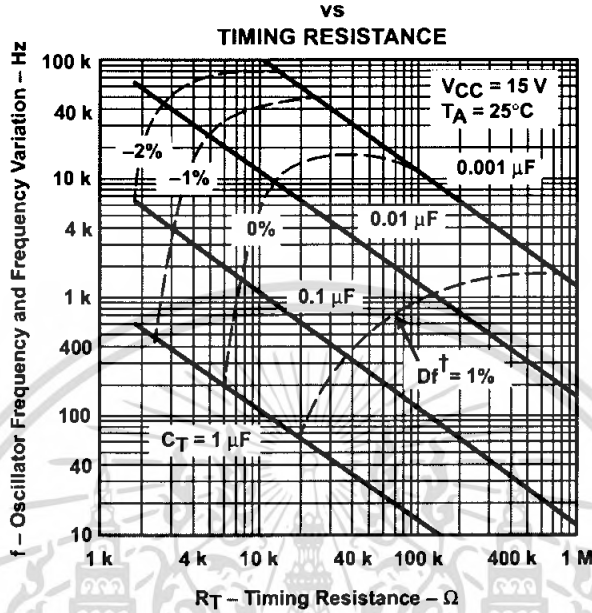
NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration



TYPICAL CHARACTERISTICS

OSCILLATOR FREQUENCY AND
FREQUENCY VARIATION†



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

Figure 5

AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY

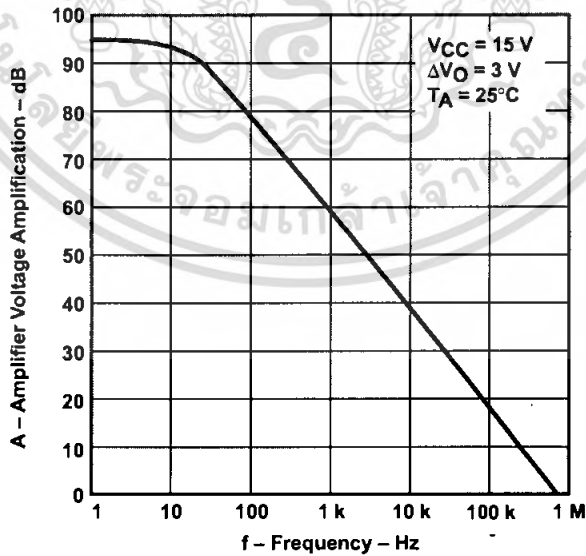


Figure 6



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

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

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้