

เครื่องผลิตโอโซน
OZONE GENERATOR



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 50319
วัน,เดือน,ปี 29 เม.ย. 2547

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องผลิตโอโซน
OZONE GENERATOR

โดย

นายศุภฤกษ์ โชติพิพัฒน์วรกุล รหัสประจำตัว 43015281
นายอนันต์ ศรีสุก รหัสประจำตัว 43015289



อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญาโท สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องผลิตไอโซน

ผู้จัดทำ

1. นายสุภฤกษ์ โชติพิพัฒน์วรกุล
2. นายอนันต์ ศรีสุก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องผลิตโอโซน

OZONE GENERATOR

นายสุภฤกษ์ โชติพิพัฒน์วรกุล รหัสประจำตัว 43015281

นายอนันต์ ศรีสุก รหัสประจำตัว 43015289

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้วพร้อมที่จะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องผลิตโอโซน

นายสุภฤกษ์ โขติพิพัฒน์วรกุล
นายอนันต์ ศรีสุก
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

จุดประสงค์ของโครงการนี้เพื่อพัฒนาเครื่องผลิตก๊าซโอโซน โดยใช้ทฤษฎีเกี่ยวกับไฟฟ้าแรงสูงและปรากฏการณ์โคโรนา ระบบจะเริ่มจากการเปลี่ยนแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์เพื่อใช้ป้อนเป็นอินพุตโวลต์เตจให้กับวงจรสวิตซ์ความถี่สูงในการสร้างให้เกิดเอาต์พุตที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงถึงประมาณ 4 กิโลโวลต์ ต่อจากนั้นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงนี้จะถูกส่งผ่านหลอดผลิตก๊าซโอโซน เพื่อทำให้เกิดปรากฏการณ์โคโรนา เมื่ออากาศหรือก๊าซออกซิเจนไหลผ่านเข้าไปในหลอดผลิตก๊าซโอโซนในขณะที่เกิดปรากฏการณ์โคโรนา ปฏิกริยาทางกายภาพจะทำให้เกิดก๊าซโอโซนขึ้นได้

ก๊าซโอโซนสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้มากมาย เช่น การบำบัดน้ำเสีย โดยเฉพาะการกำจัดโลหะหนัก สีและแบคทีเรียที่ปะปนอยู่ในน้ำ และอื่นๆอีกมากมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OZONE GENERATOR

Suppalerk Chotipipatwarakul

Anan Srisuk

Somsak Cheasirikun Adviser

2002

ABSTRACT

The purpose of this project is to develop the ozone generator by applying the high voltage theory and corona phenomena. The system starts from the converting of 220 volt AC into 310 volt DC. This 310 volt DC is use as the input voltage of high frequency switching circuit in order to produce an output of high AC voltage up to 4 kilovolt. Then, this high AC voltage is passed through the ozone generator tube to cause the corona phenomena. When the oxygen or air is through the ozone generator tube during corona phenomena is occurring, the physical reaction will generate ozone.

Ozone can applied in many purposes, sush as wastewater treatment, particularly to remove heavy metal, color, and kill germs in water, etc..

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การกำเนิดไอโซน	2
2.1 การกำเนิดไอโซน	2
2.2 ข้อควรระวังในการผลิต	3
2.3 อุณหภูมิกับการกำเนิดไอโซน	3
2.4 คุณสมบัติของไอโซน	3
2.5 การทดลองและการวัดค่า	4
บทที่ 3 หลักการทำงานโดยรวมของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	6
3.1 หลักการเบื้องต้น	6
3.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	7
3.3 สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย	10
บทที่ 4 ฮาร์ดฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์	11
4.1 พื้นฐานการทำงานของฮาร์ดฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์	11
4.2 ตัวเก็บประจุลือกิ่ง cb เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก	13
4.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D3 และ D4	15
4.4 ค่าเวลาเมื่อ td สำหรับฮาร์ดฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์	16
4.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาร์ดฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์	16
บทที่ 5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	18
5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน	18
5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	19
5.3 วงจรขับ	21
5.4 วงจรสับเบอร์	23
5.5 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	27
บทที่ 6 หม้อแปลงในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	31
6.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์	31
บทที่ 7 วงจรรีไซเคิล	40
7.1 วงจรรีไซเคิลอนุกรม	40
7.2 วงจรรีไซเคิลขนาน	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8 หลักการทำงานและการออกแบบเครื่องผลิต ไอ โซน	45
8.1 การทำงานของวงจร	45
8.2 การออกแบบวงจร	45
8.3 การทำงานและการออกแบบหลอดผลิต ไอ โซน	50
บทที่ 9 การทดลอง และ สรุปผลการทดลอง	55
9.1 การทดลอง	55
9.2 ผลการทดลอง	55
9.3 สรุปผลการทดลอง	56
9.4 ปัญหาที่เกิดขึ้น	56



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

โลกในยุคโลกาภิวัตน์ เทคโนโลยีด้านต่างๆ เจริญก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วส่งอำนวยความสะดวกมากมาย ถูกสร้างขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการของมนุษย์ แต่ในทางกลับกันเทคโนโลยีที่ถูกพัฒนาไปอย่างรวดเร็วนี้ กลับเป็นตัวทำลายสภาพแวดล้อมและ สร้างมลพิษให้กับ โลกใบนี้ เช่น อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าบางชนิดเป็นตัวทำลายชั้นก๊าซโอโซนที่ปกคลุมโลก

ปริญญานิพนธ์นี้ เป็นโครงการที่เกี่ยวกับการเพิ่มก๊าซโอโซนในบรรยากาศ เพื่อเป็นการทำให้ออกซิเจนเกิดการแตกตัวมากขึ้นอากาศจะได้รับสุทธิขึ้น โดยโครงการนี้ ใช้ทฤษฎีเกี่ยวกับแรงดันไฟฟ้าแรงสูง และทฤษฎีของปฏิกิริยาทางเคมีบางอย่างมาใช้ โดยจะเริ่มจากวงจรสวิตซ์แรงดันสูงเป็นตัวจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับหลอดผลิตก๊าซโอโซน และผ่านอากาศให้ไหลผ่านเข้าไปในหลอดผลิตก๊าซโอโซน ปฏิกิริยาทางกายภาพก็จะทำให้เกิดก๊าซโอโซนขึ้นได้ ก๊าซโอโซนที่เกิดขึ้นสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้มากมาย เช่น ใช้กับการบำบัดน้ำเสีย การกำจัดโลหะหนัก และกำจัดแบคทีเรียในน้ำ อีกทั้งในปัจจุบันยังสามารถนำไปเพิ่มก๊าซโอโซน ในบ้าน ในรถยนต์ และอื่นๆ อีกมากมาย

ในโครงการนี้เป็นเพียงขั้นการทดลองเพื่อศึกษาการทำงานของวงจร และการเกิดก๊าซโอโซน โดยใช้หลอดผลิตก๊าซโอโซนที่มีขนาดเล็ก ซึ่งในอนาคตจะมีการพัฒนาเป็นหลอดผลิตก๊าซโอโซนขนาดใหญ่ มีประสิทธิภาพในการผลิตก๊าซโอโซนได้มากขึ้น และสามารถวัดตรวจสอบปริมาณความหนาแน่นของก๊าซโอโซนได้จากการใช้ไอซีเป็นตัวตรวจจับต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การกำเนิดโอโซน

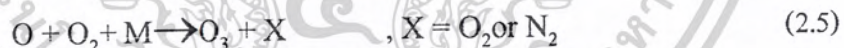
2.1 การกำเนิดโอโซน

โอโซน (O_3) เกิดขึ้นได้จากการแตกตัวของออกซิเจน (O_2) และรวมตัวกันเป็น โอโซนดังกล่าว

1. Oxygen-free radicals are generate by ionic process:



2. Ozone is generated by free radical reactive:



การทำให้ออกซิเจนในอากาศแตกตัวได้มีผลมาจากความเครียดสนามไฟฟ้าสูงจนอิเล็กโตรดปล่อยอิเล็กตรอนออกมา ดังนั้น แรงดันไฟฟ้ามีความสำคัญในการกำเนิดโอโซน ที่มีความสัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างขั้วของอิเล็กโตรด และความดัน

$$V = K_1 p g \quad (2.6)$$

เมื่อ V : แรงดันที่จำเป็น

p : ความดันที่ช่องว่างอากาศ

g : ระยะแกป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกัน ความสามารถในการกำเนิดไอโซนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ ค่าคงที่ และแรงดันกำลังสอง และผกผันกับความหนาของไดอิเล็กตริก

$$\text{Yield} = k_2 (\text{feV})^2/d \quad (2.7)$$

เมื่อ f : ความถี่

V : แรงดัน

e : ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

d : ความหนาของไดอิเล็กตริก

จากสมการนี้เราพบว่า จะมีปัญหาในการออกแบบเครื่องกำเนิดไอโซน คือเราต้องพยายามทำให้ไดอิเล็กตริกบางที่สุดเท่าที่จะทำได้และต้องทนแรงดันได้สูงด้วย ขณะเดียวกันเพื่อให้ได้ไอโซนมาก ๆ เราก็ต้องเพิ่มแรงดันให้สูง ๆ ด้วย ในอีกทางหนึ่งขณะที่แรงดันสูง ๆ ถูกนำมาใช้ สารไดอิเล็กตริกก็จะเสียหายได้ง่ายขึ้น ในปัจจุบันมีวิธีที่นิยมในการเพิ่มปริมาณไอโซนที่ต้องการ โดยการเพิ่มความถี่ของกระแสที่ใช้ นอกจากนี้ยังมีการเพิ่มคุณภาพของไดอิเล็กตริกให้ดียิ่งขึ้น และการระบายความร้อนออกจากเซลล์ที่กำเนิดไอโซนก็สามารถทำได้ดียิ่งขึ้นด้วย มีผลทำให้อัตราการผลิตไอโซนมีค่ามากขึ้น

2.2 ข้อควรระวังในการผลิต

วัสดุที่ใช้ในระบบการสร้างไอโซนนั้นจะต้องระมัดระวังอย่างมาก เนื่องจากไอโซนมีความสามารถในการทำปฏิกิริยา (Oxidation) วัสดุจำพวกยางหรือพลาสติกบางชนิด นิโอพรีน EPDM และอลูมิเนียม ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ สิ่งที่ควรนำมาใช้คือ สแตนเลส แก้ว ไฮพาลอน เทฟลอน และ คอนกรีต

2.3 อุณหภูมิกับการเกิดไอโซน

ถ้าเพิ่มอุณหภูมิที่ป้อนเข้าเซลล์สร้างไอโซน จะทำให้อัตราการเกิดไอโซนลดลง ขณะที่การสลายตัวของไอโซนเพิ่มขึ้น นั่นคือการระบายความร้อนให้เซลล์ไอโซนเป็นสิ่งจำเป็นในการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพเครื่องกำเนิดไอโซน

2.4 คุณสมบัติของไอโซน

- เป็นก๊าซที่เกิดจากออกซิเจนที่ถูกกระตุ้นด้วยกระแสไฟฟ้าแรงสูง (High Voltage) หรือ รังสีอุตราไวโอเลต
- เป็นก๊าซที่มีกลิ่นฉุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พบได้ทั้งชั้นบรรยากาศสตราโตสเฟียร์
- มีค่าศักย์ออกซิเดชัน (Oxidation Potential) สูงถึง 2.07 โวลต์ แต่คลอรีนมีค่าศักย์ออกซิเดชันเพียง 1.36 โวลต์
- การละลายน้ำของ โอโซนเกิดได้ที่อุณหภูมิต่ำ
- สามารถคงตัวได้นานที่ค่า pH ต่ำ
- สามารถฆ่าไวรัส,แบคทีเรียได้
- สามารถออกซิไดซ์กับสารอื่นได้เป็นอย่างดี
- มีน้ำหนักโมเลกุล 48.00
- ความสามารถในการละลายน้ำที่ความดัน 1 บรรยากาศ 25 องศาเซลเซียส คือ 6 มิลลิกรัม/ลิตร
- จุดเดือด 122 องศาเซลเซียส จุดหลอมเหลว 192 องศาเซลเซียส

2.5 การทดลองและการวัดค่า

2.5.1. การวัดกำลังไฟฟ้า (Electric Power Measurement)

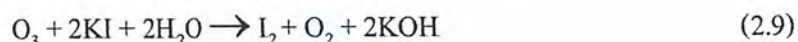
กำลังไฟฟ้าวัดได้จากการต่อวัตต์มิเตอร์เฟสเดียวเข้ากับหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ ค่าที่แท้จริงคำนวณได้จากการหักลบกำลังไฟฟ้าเวลา no-load และ I^2R จากค่าที่อ่านได้จากวัตต์มิเตอร์ คือ กระแสด้านปฐมภูมิ และ R คือ ค่าความต้าน (1.325 Ω) ของวัตต์มิเตอร์

2.5.2. การวัดเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor Measurement)

$$\begin{aligned} \text{เพาเวอร์แฟกเตอร์} &= (\text{กำลังไฟฟ้า/กำลังไฟฟ้าที่พื้นผิว}) \times 100 & (2.8) \\ \text{เมื่อ กำลังไฟฟ้า} &= \text{ค่าที่วัดได้จากวัตต์มิเตอร์} \\ \text{กำลังไฟฟ้า} &= \text{กระแส} \times \text{แรงดันด้านปฐมภูมิ} \end{aligned}$$

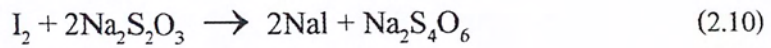
2.5.3. การแยกโอโซน (Ozone Analysis)

ผ่านก๊าซที่ได้จากภาคสังเคราะห์ โอโซนลงในสารละลาย KI 2% ในเวลาที่กำหนด โอโซนจะถูกดูดซับในสาร KI ทำให้มองเห็นสารละลายเป็นสีเหลืองของไอโอดีน ดังสมการ



ทำให้เป็นกรดด้วย H_2SO_4 เพื่อช่วยให้โอโซนแตกตัวช้าลงและช่วยให้มี pH ที่เหมาะสม ใต้น้ำแข็ง เพื่อให้สารละลายจะเปลี่ยนเป็นสีฟ้า ง่ายต่อการติเตรต แล้วติเตรตด้วยสารละลาย $\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_3$ 0.1 N (0.1 N ของ $\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_3$ IML = 2.4 mgO₃) จนสารละลายเป็นสีขาวใส ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คำนวณปริมาณก๊าซ โอโซนที่ผลิตได้

$$\text{mgO}_3/\text{L} = \{(A+B) \times M \times 24000\} / \text{ml} \quad (2.11)$$

เมื่อ

A : ml titrant for sample

B : ml titrant for blank

M : molarity of $\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_3$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

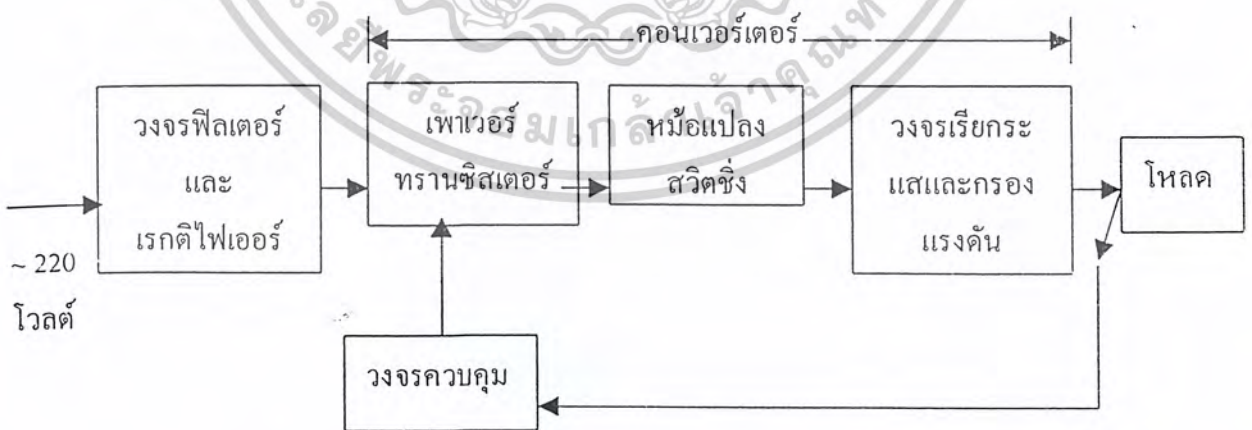
บทที่ 3

หลักการทางานโดยรวมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

3.1 หลักการเบื้องต้น

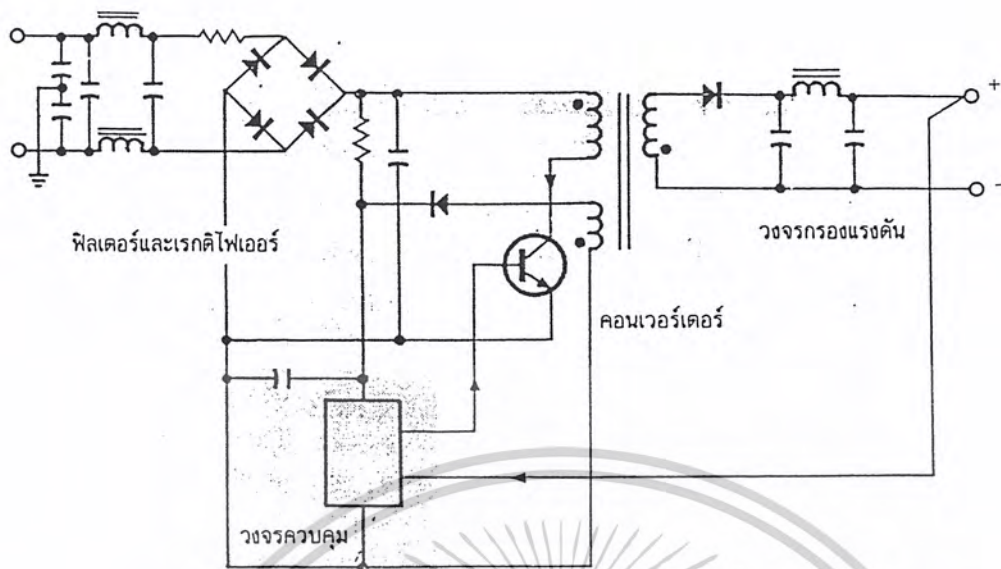
สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 3.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสถียรก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้ รูปที่ 3.2 จะแสดงวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 3.1 เพื่อเป็นตัวอย่าง



รูปที่ 3.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะการจับวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 3.1

องค์ประกอบต่างๆ ในรูปที่ 3.1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษาการจัดวงจร และการทำงานอประกอบเหล่านี้ให้ดี ซึ่งจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดต่อไป

3.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนับเป็นงานที่จะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจร และส่วนประกอบต่างๆ ที่จะใช้ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเป็นได้ดังแสดงไว้ในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 แสดงตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์แบบหนึ่ง

Output Power	:	300W
Efficiency	:	65% at full load
Input Voltage	:	94-132V _{AC} (nominal 115 V _{AC}) 184-264 V _{AC} (nominal 220 V _{AC})
Output Voltage	:	+5V 6A (min) 30A (max)
And Current	:	+12V 0A 6A
Line Regulation	:	+5 0.5%
at 50% load	:	+12V 0.5%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		-12V 0.5%
Load Regulation	:	+5V +/-1% of setting voltage +12V +/-2% of setting voltage -12V +/-2% of setting voltage
Ripple and Noise	:	+5V 50mV _{p-p} max +12V 1200mV _{p-p} max +12V 120mV _{p-p} max
Hold up Time at low line	:	+5V 10 ms.min
Full load		
RFI/EMI	:	meet FCC part15 Jclass BVDE 0875

กำลังงานขาออก (Output Power) คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับ โหลดของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสแรงดันรวมทั้งหมดยที่เอาต์พุต และที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency) คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับ โหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65-80%

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage) คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต ที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่น 90-132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180-260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดัน และกระแสขาออก (Output Voltage and Current) คือ ค่ากระแส และแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ (regulate) โดยสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดัน และกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและ กำลังงานขาออกที่ทำให้ของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ +/-5 โวลต์ และ +/-12 โวลต์ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation) คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์เมื่อ โหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation) คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อม และนอยส์ (Ripple and Noise) แรงดันกระเพื่อม คือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูงๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อม และนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือ ค่ายอด (P-P) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัป (Hold up Time) คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัปนี้จะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI) RFI (Radio frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนขึ้นที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่ความถี่สูงๆ ของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response) คือ การคืนค่าแรงดันเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวจะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (Recovery Time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้นใหม่

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation) คือความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตโดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกควาน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency) คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลักการจะกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อ กำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความ ต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ดีก่อนการออกแบบ ซึ่งจะ ทำให้สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

3.3 สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย

ข้อได้เปรียบของจากสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบาว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดัน และกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแส และคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูง และต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30 % หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65%-80%

สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาไฮลด์อัฟประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำได้เพียงแค่ประมาณ 20×10^{-3} วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลาย เมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน ได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่า และมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายให้ผลดีได้เช่นกัน ดังนั้นสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักจะนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

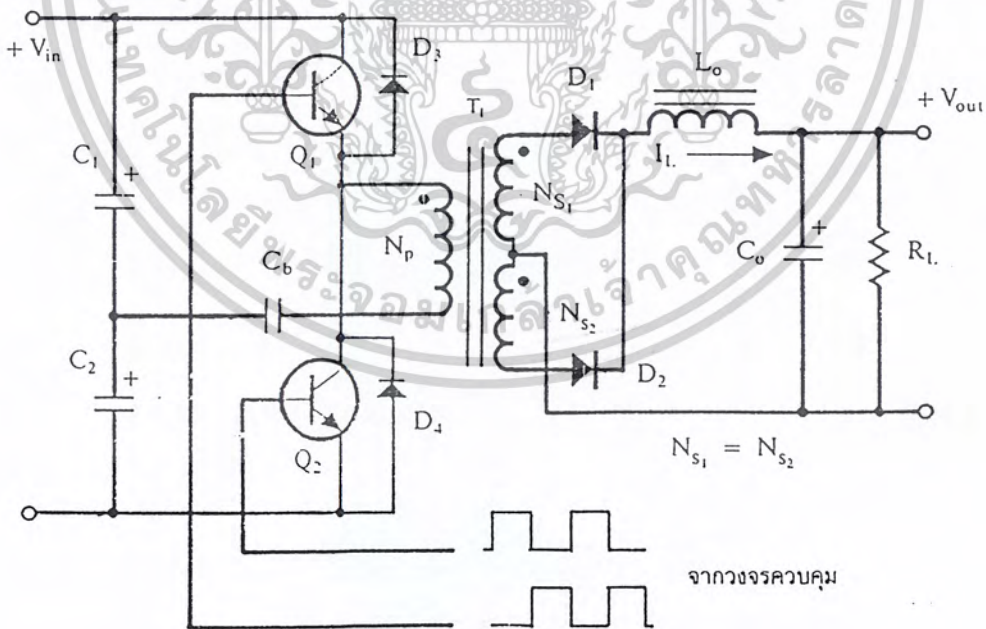
บทที่ 4

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

อาจกล่าวได้ว่าฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจัดวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อม ขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุต เท่านั้นทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกลง และหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงๆ เช่น ที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ตลึงมาก รวมทั้งวินาทีที่ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

4.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

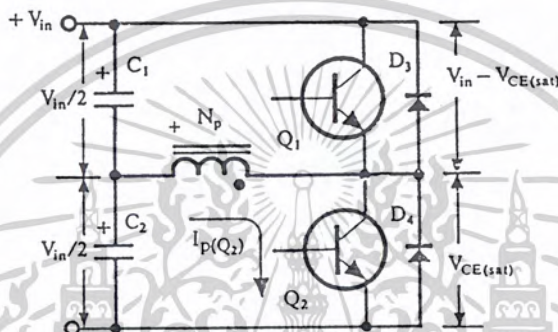
วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 4.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้



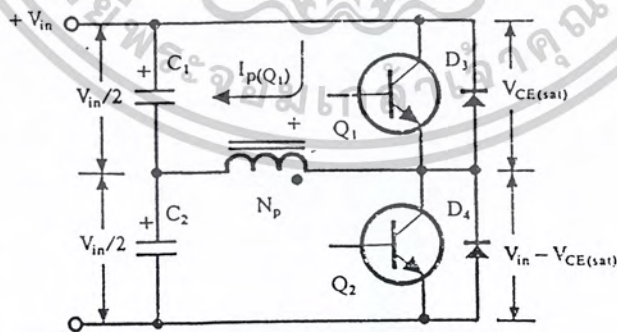
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุตเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_1 ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_1 นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 (ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$



รูปที่ 4.2 (ข) ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

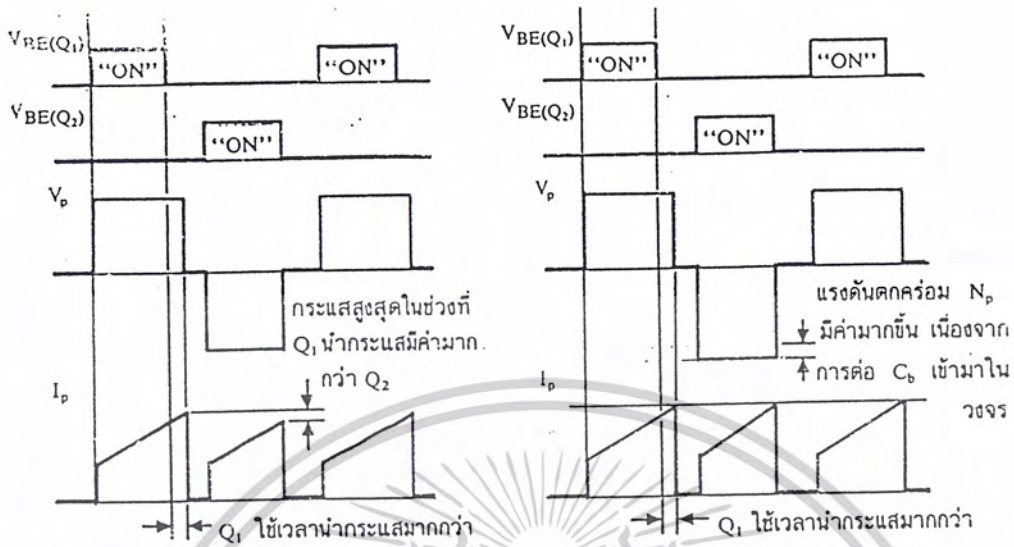
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไทรโอด N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไทรโอด N_p ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ที่ด้านเซคันดารี จะมีลักษณะเดียวกันกับ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

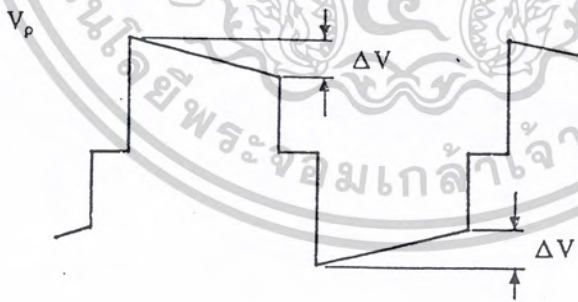
4.2 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริงๆ นั้นทำได้ยากรวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุ และคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไทรโอด N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุ และคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อมใน C_b นั่นคือหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไทรโอดให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้ และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 4.3 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 4.3 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตร ฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานกว่า Q_2 รูปที่ 4.3 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลือกิ่ง C_b เข้ามาในวงจร เพื่อลดความไม่สมมาตรฟลักซ์



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (D_{loop}) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เมื่อต่อตัวเก็บประจุลือกิ่ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุที่ออกถึง C_b คั้นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลา หรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั้นเอง และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสมเพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำสุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้ คือ

$$C_b = \frac{I_{P(PK)} (0.4T)}{\Delta v} \quad (4.1)$$

โดย $I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี

Δv คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20 %)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

4.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

จากวงจรในรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่ามีไดโอด D_3 และ D_4 ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไพรมารีจะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด D_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in} / 2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงจากแรงดันของขดไพรมารี และลดค่าแรงดันนี้ลงไปในทำนองเดียวกับเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกันเป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอร์ และต้องทนแรงดันย้อนกลับ ได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

4.4 ค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ค่าเวลาเพื่อ t_D เพื่อจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นสิ่งสำคัญมากในวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าการต่อกันอยู่ในวงจรของ Q_1 และ Q_2 นั้น ถ้าหาก Q_1 และ Q_2 นำกระแสพร้อมๆ กัน จะเกิดการด้วงจรของแรงดันอินพุตทันทีซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และอุปกรณ์อื่นๆ ในวงจรได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ Q_1 และ Q_2 จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเพื่อ เช่นเดียวกับฟูลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ดังนั้น

$$t_{ON(max)} = 0.4T \quad (4.2)$$

4.5 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

4.5.1 แรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถหาได้จากสมการของฟูลคอนเวอร์เตอร์

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

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

$$V_{out} = \frac{(N_s)}{(N_p)} (V_{in}/2 - V_{CE(sat)}) \frac{t_{ON}}{(T/2)} - V_D \quad (4.3)$$

4.5.2 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2

การคำนวณค่าสูงสุด สามารถทำได้ตามสมการของฟูลคอนเวอร์เตอร์

$$I_{R(PK)} = \frac{P_o T}{2\eta V_{in(min)} t_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p}$$

แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{I(PK)} = \frac{P_{Out}T}{2\eta V_{in(min)}t_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)}/2 - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p} \quad (4.4)$$

ถ้ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าน้อยๆ จะเห็นได้ว่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารีของวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็น 2 เท่าของวงจรพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน (แต่ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเรอนเวอร์เตอร์มีเรอร์ทรานซิสเตอร์เพียงแรงดันอินพุต ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบ)

4.5.3 อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p / N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s

ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p / N_s หาได้จากสมการที่ (4.4) ดังนี้

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

เนื่องจากขดลวดไพรมารี N_p ของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเพียงขดเดียว ค่าจำนวนรอบของ N_p จะหาได้จาก

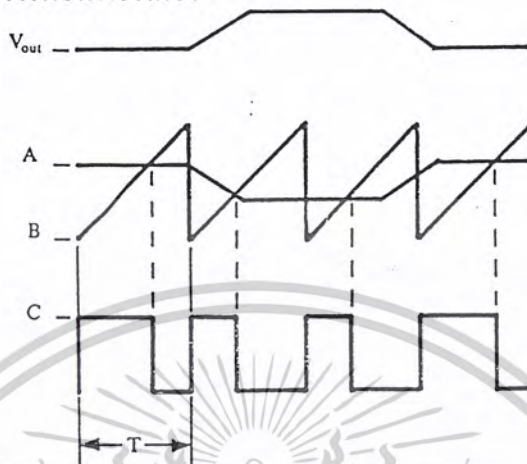
$$N_p = \frac{(V_{in(min)}/2 - V_{CE(sat)}) \times 10^5}{\Delta B_{max} \times A_c} \quad (4.5)$$

4.5.4 เอาดี้ฟุตไซด์ L_o และตัวเก็บประจุที่เอาดีฟุต C_o

ค่าของเอาดีฟุตไซด์ L_o และตัวเก็บประจุที่เอาดีฟุต C_o สามารถทำได้เช่นเดียวกับพุก - พูลคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากวงจรทางด้านเอาดีฟุตเหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามของการมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์

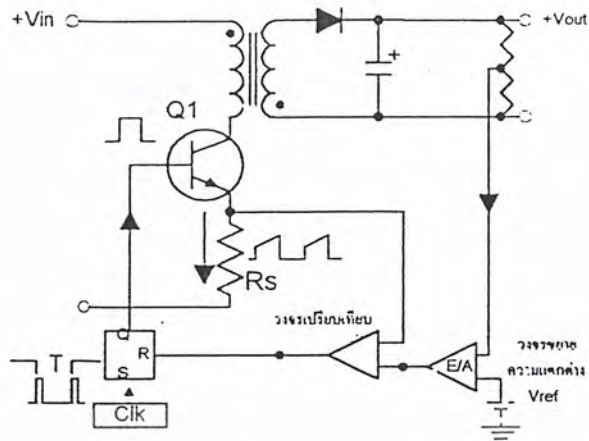


รูปที่ 5.2 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตึง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่น่าสนใจเพื่อให้่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 5.3 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตึง ของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



รูปที่ 5.3 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

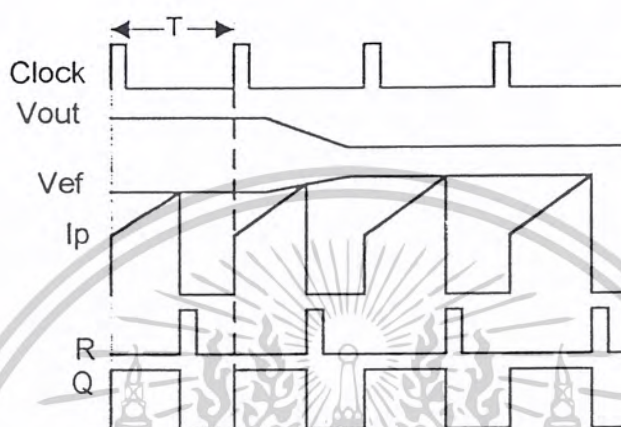
เมื่ วงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีความเวลาดังที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมี กระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจร เปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการ กระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของ แรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรง ดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุต พัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุต ของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อไหลตกที่คอนเวอร์ เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัย การป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอิน พุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต้องวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่า ลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำ กระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A

ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 5.3 (ข)



รูปที่ 5.3 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดการรบกวนเชิงเส้นและการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสไหลล้นเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

5.3 วงจรขับ

5.3.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

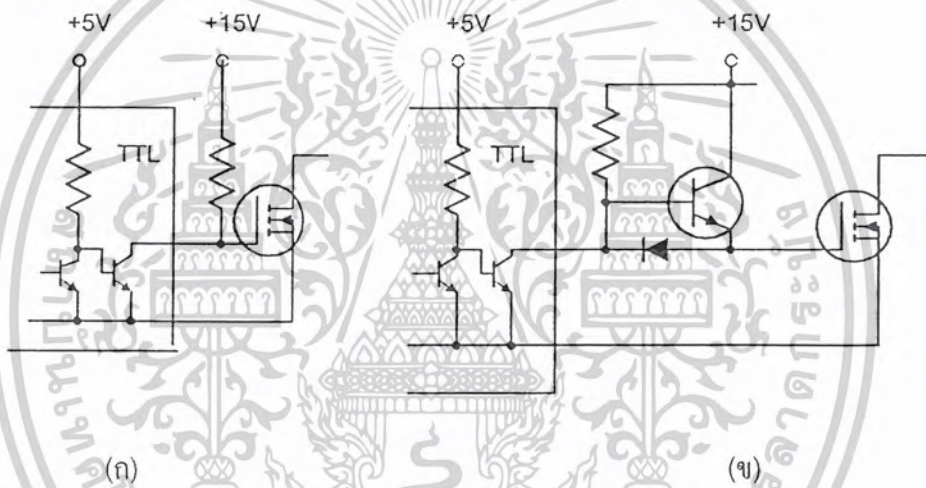
การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสสื่อนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ มีกระแสไหลแอสไหลด่วนที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรน และซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคกรวมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยาก น้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

5.3.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัด ในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาต์พุต ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์ อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็น ไปอย่างรวดเร็ว

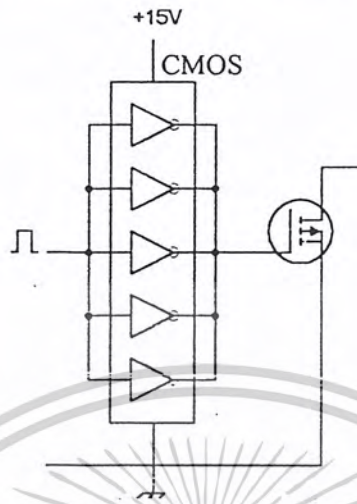


รูปที่ 5.4 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 5.4 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล อีพ ร์ซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำ กระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่อง จากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอีพ ร์ซิสเตอร์

รูปที่ 5.4 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำ กระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่ม ทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็ว ขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

5.3.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



รูปที่ 5.5 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นมอสเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลีเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

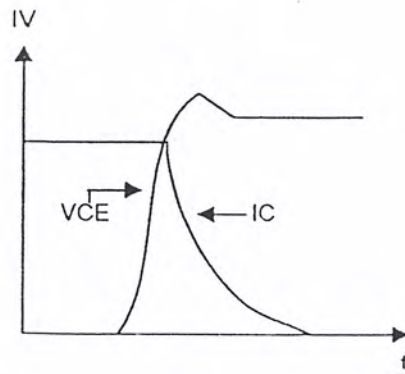
สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขากเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

5.4 วงจรสับเบอรั

วงจรสับเบอรั เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอรันี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอรัทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่า วงจร RCD สับเบอรั ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

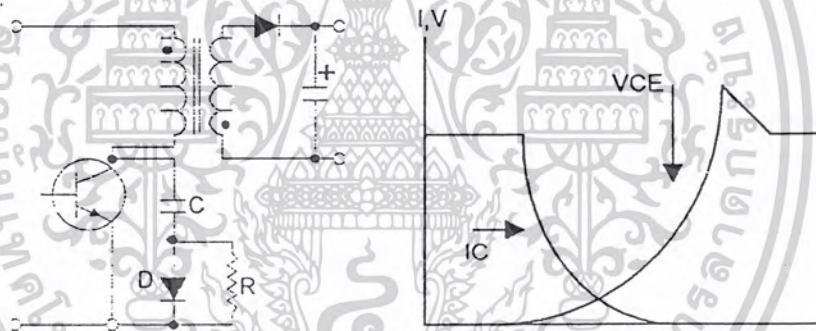
5.4.1 วงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสแล้ว กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันคกรวมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันคกรวมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีคเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันคกรวม C1 ด้วยแรงดันที่คกรวม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง $C1$ จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน $R1$ ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม $C1$ ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ $C1$ และ $R1$ ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{I_p \times t_{on} \pi}{2 \times V_{in}} \quad (5.1)$$

$$R1 = \frac{t_{on}(\min)}{2 \times 3 \times C1} \quad (5.2)$$

เมื่อ	I_p	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{in}	คือ ค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์
	t_{on}	คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	t_{off}	คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

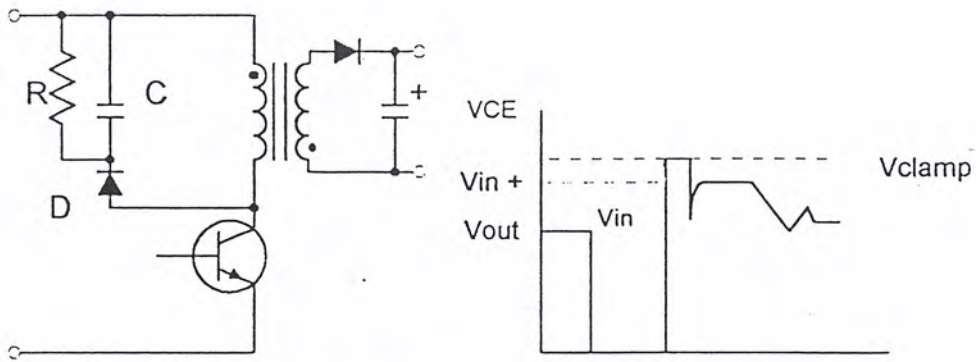
การคายประจุของ $C1$ ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว $R1$ สูง ดังนั้นตัวต้านทาน $R1$ จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน $R1$ หาได้จาก

$$P_d = \frac{C1(2V_{in})^2}{2T} \quad (5.3)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

5.4.2 วงจรสับเบอเร่ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปดซ์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอรวีร์ตคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอเร่ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปดซ์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอเร่สามารถต่อได้ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจร snubber นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_e^2 = \frac{1}{2}LiI_p^2 \quad (5.4)$$

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

$$C = \frac{LiI_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad (5.5)$$

- เมื่อ
- Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
 - Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 - Vceo คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 - Vclamp คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off} \text{ (min)}}{2 \times 3 \times C} \quad (5.6)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\left[\frac{1}{2}\right] L I_p^2}{T} \quad (5.7)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

5.5 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป และการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดิ้นตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

5.5.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

5.5.2 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจ

ขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดูเลชั่น โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุชพูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

5.5.2.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

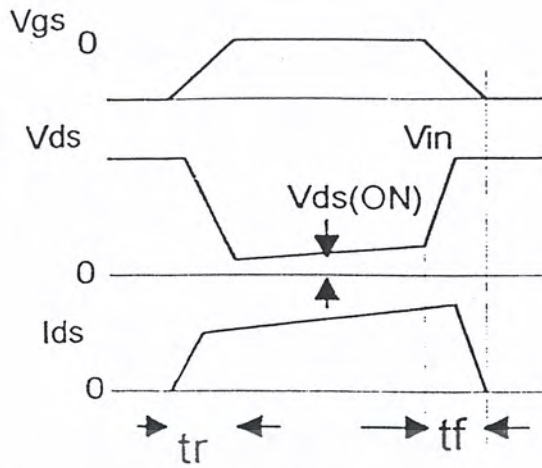
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (5.8)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} \times V_{in.tr}}{T} \quad (5.9)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.5 I_{pk(off)} \times V_{in.tr}}{T} \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

$$P_c = I_{D_{rms}}^2 \times R_{Dson}(T_j) \tag{5.11}$$

- เมื่อ P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- $I_{D_{rms}}$ คือ ค่ากระแส rms $R_{Dson}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิหรือยต์สูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

5.5.2.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสสั้นนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสไปโพลาไรเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบอัสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาไรทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

5.5.2.3 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซกคัณฑ์เบิร์คคาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิถกคความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซกคัณฑ์เบิร์คคาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

5.5.2.4 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

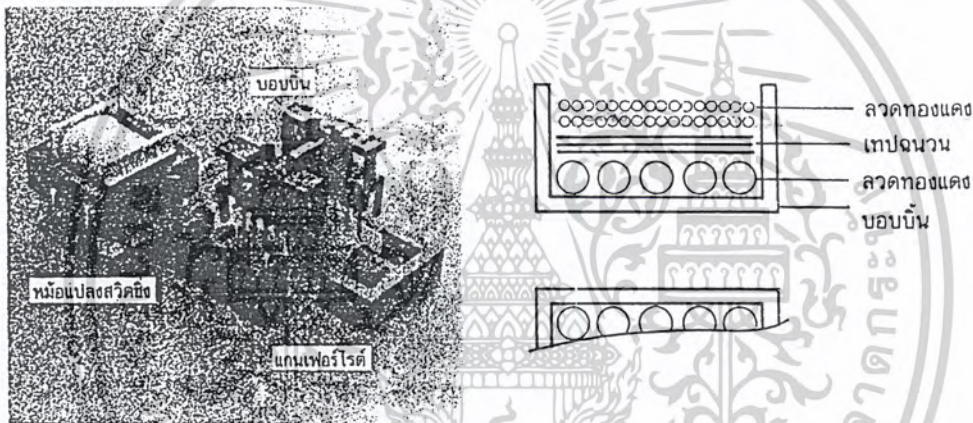
1. ขีดจำกัดแรงดันตกรวมเดรนและซอร์ส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain – Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

บทที่ 6

หม้อแปลงในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

6.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในรูปที่ 6.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



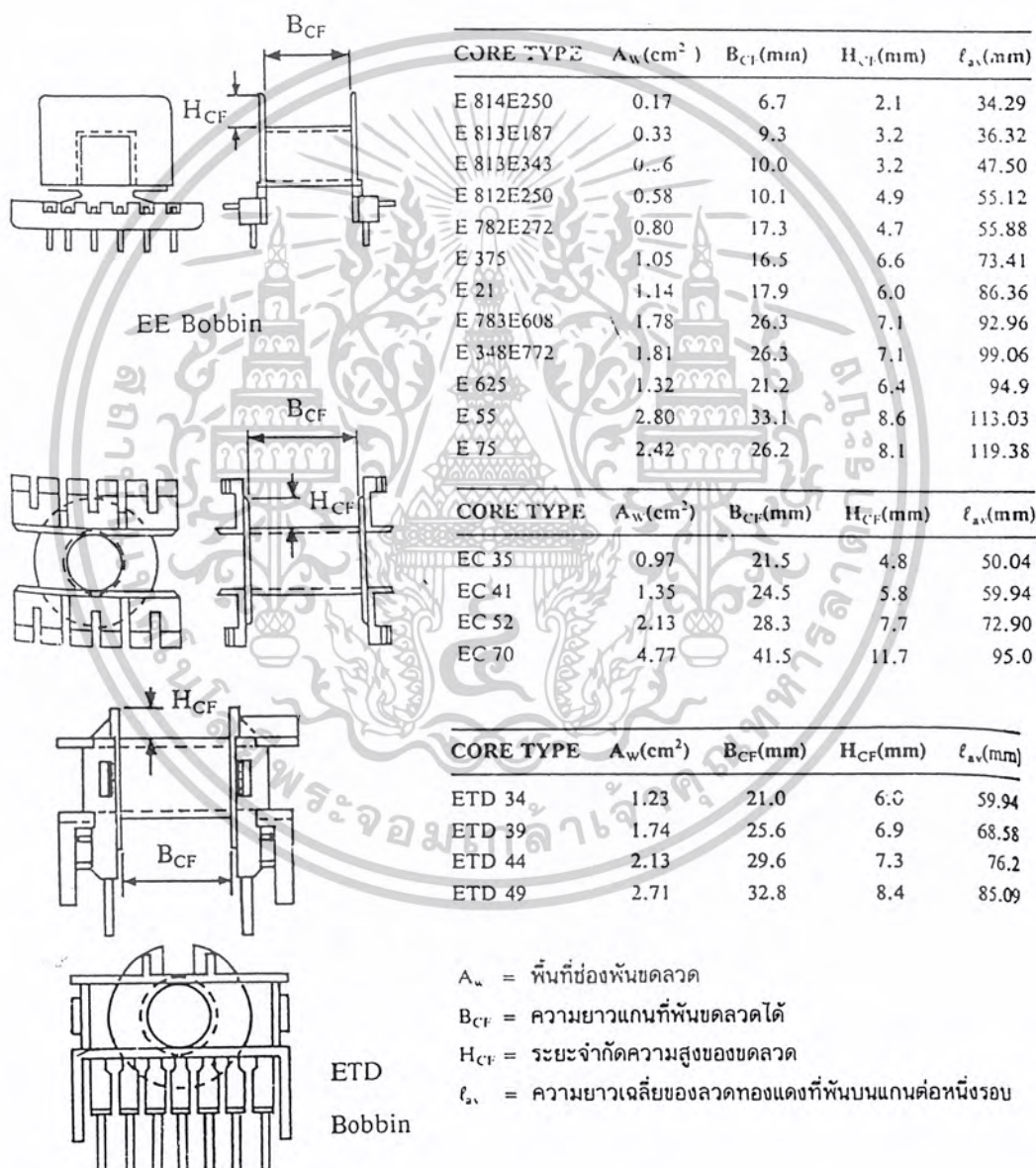
รูปที่ 6.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบนบอบบิน

6.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจูดซึมตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

6.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 6.2 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาหักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB รูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ซึ่งขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

6.1.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้ขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

6.1.5 แกนเฟอร์ไรต์ และการเลือกใช้

6.1.5.1 ลักษณะ และขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น ELEE,ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบกันได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ที่รูปที่ 6.3

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันขดลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ ELEE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM,PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นในท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

6.1.5.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hyteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0

ETD

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

EE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

EI

A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น

V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

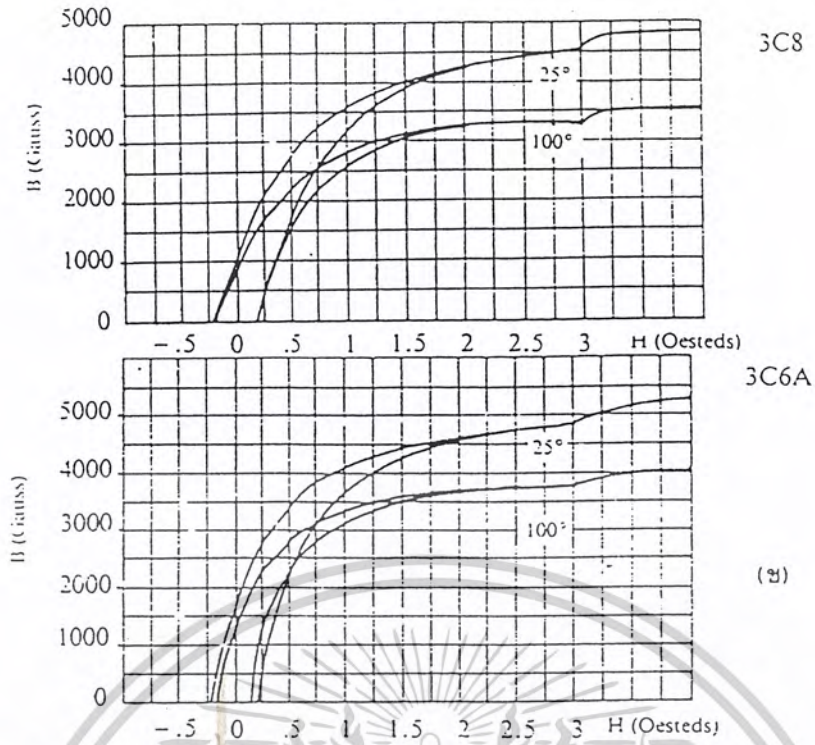
\bar{e}_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 6.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

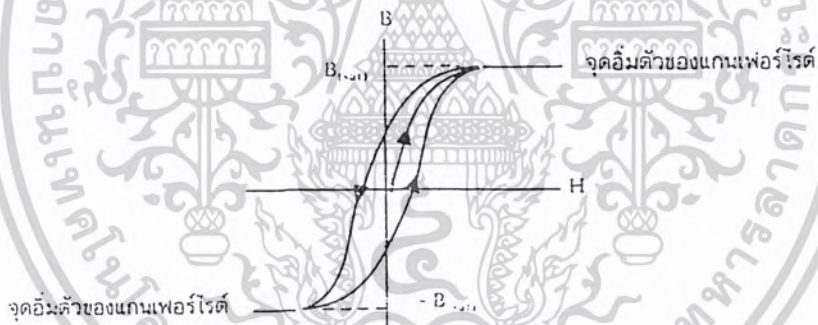
6.1.5.3 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 6.4(ก) และ 6.4(ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.4 แสดงเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)



รูปที่ 6.5 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบน และซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะใช้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 6.4

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.5.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง
ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p A_c} \quad (6.1)$$

เมื่อ	ΔB	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์
	V	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี
	N_p	คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี
	A_c	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ค่าที่สุด

หมายเหตุ การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ΔB ให้กำหนดเป็น 2 เท่าของค่าที่อ่านได้จากกราฟ ($2 \times \Delta B$) และค่า ΔB ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ AB สำหรับคอนเวอร์เตอร์

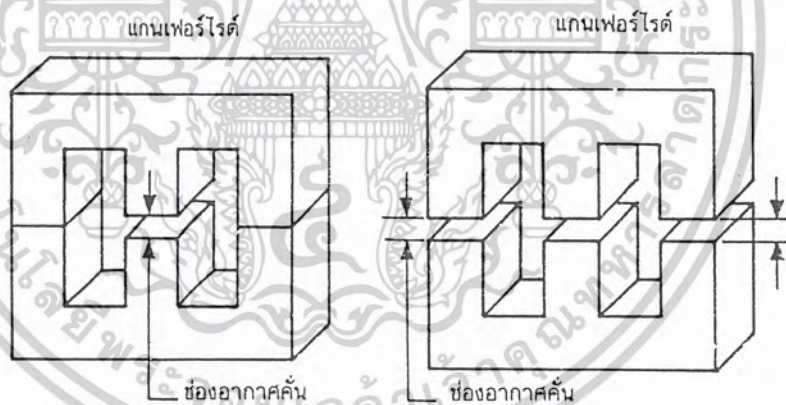
6.1.5.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตจิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบี้น (A_w)

6.1.5.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

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

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.6(ก) และ (ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 6.6 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การค้นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนกันที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคันที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะกั้นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคันที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

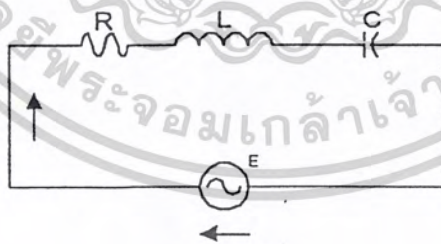
วงจรรีโซแนนซ์

วงจรไฟฟ้าที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์หรือวงจรไฟฟ้าที่เรียกว่าวงจรรีโซแนนซ์นั้นหมายถึงวงจรที่มีกระแสที่ไหลในวงจรเกิดอินเฟสกับแรงดัน ที่จ่ายให้แก่วงจรนั่นเอง ดังนั้นในขณะเกิดรีโซแนนซ์ค่าคอมเพลกซ์อิมพีแดนซ์เทียบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ส่วนค่ารีแอกแตนซ์ภายในวงจรจะหักล้างกันหมดไป และเนื่องจากกระแส กับแรงดันเกิดอินเฟสกันดังนั้นจึงทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับหนึ่งหรือยูนิต

7.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เมื่อพิจารณาวงจร (RLC) อนุกรม ตามในรูปที่ 7.1 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ Z จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L - j1/\omega C \\ &= R + j(\omega L - 1/\omega C) \\ &= R + jX \end{aligned} \quad (7.1)$$



รูปที่ 7.1 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

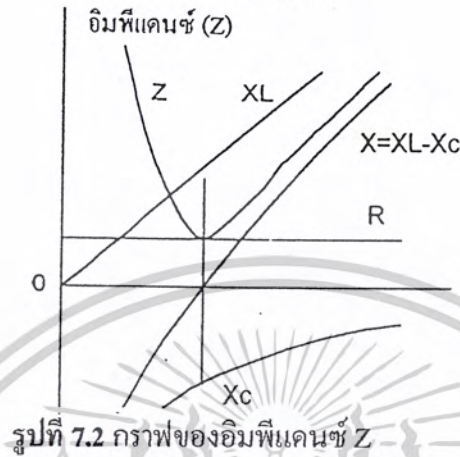
เมื่อเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้ $X = 0$ นั่นคือ $\omega L = 1/\omega C$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$ หรือ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ความถี่รีโซแนนซ์จะมีความถี่เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \tag{7.2}$$

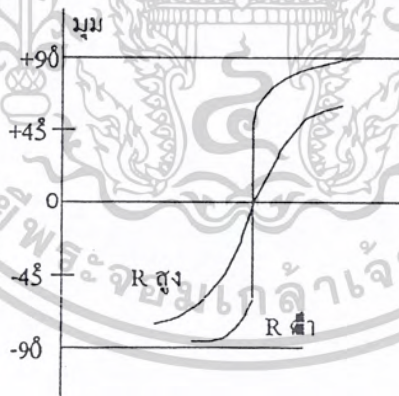
จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{7.3}$$



รูปที่ 7.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ Z

ในรูปที่ 7.2 แสดงให้เห็นถึงกราฟของอิมพีแดนซ์ โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์ จะเกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้อิมพีแดนซ์ของวงจรน้อยที่สุดเพราะฉะนั้นจะได้กระแสไหลในวงจรมากที่สุด

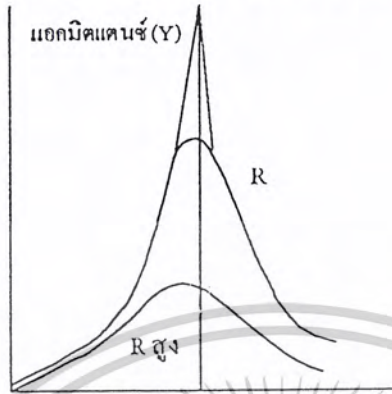


รูปที่ 7.3 การเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ XC จะมากกว่าค่าของ XL และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบ ถ้าความต้านทานในวงจรมีค่าต่ำ เมื่อความถี่เปลี่ยนไปจะทำให้มุม ϕ เปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูปที่ 7.3 และที่ความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์จะทำให้มุม ϕ มีค่าประมาณ -90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ X_L จะมีค่ามากกว่าค่าของ X_C และจะทำให้มุมของอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและจะมีค่าประมาณ $+90$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่ามากกว่าความถี่ ω_r มาก ๆ



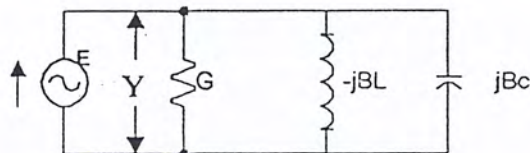
รูปที่ 7.4 กราฟของแอดมิตแตนซ์

ส่วนในรูปที่ 7.4 เป็นกราฟของแอดมิตแตนซ์ ซึ่งพล็อตในฟังก์ชันของ ω เช่นเดียวกันแต่เนื่องจาก $I = EY$ ดังนั้นกราฟของแอดมิตแตนซ์ดังกล่าวนี้เราจึงสามารถใช้แทนกราฟของกระแสที่พล็อตในฟังก์ชันของ ω ได้เช่นเดียวกันนั่นคือ กราฟในรูปที่ 7.4 แสดงให้เห็นว่ากระแสในวงจรจะเกิดการไหลมากที่สุดเมื่อความถี่เท่ากับความถี่ ω_r และที่ความถี่อื่นที่มีค่าต่ำกว่ากระแสจะไหลมากขึ้นด้วยและกราฟเส้นประแสดงให้เห็นถึงขีดจำกัดในกรณีที่ $R = 0$ ส่วนมุมของแอดมิตแตนซ์นั้น ในที่นี้ไม่ได้เขียนแสดงเอาไว้แต่มีค่าเป็นลบของมุมอิมพีแดนซ์ที่แสดงให้เห็นตามรูปที่ 7.3

7.2 วงจรรีโซแนนซ์ขนาน

การพิจารณาวงจรรีโซแนนซ์ที่ประกอบด้วย RLC ขนานดังในรูปที่ 7.5 จะเห็นว่าค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} Y &= G + j\omega C - j1/\omega L \\ &= G + j(\omega C - 1/\omega L) \\ &= G + jB \end{aligned} \quad (7.4)$$



รูปที่ 7.5 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

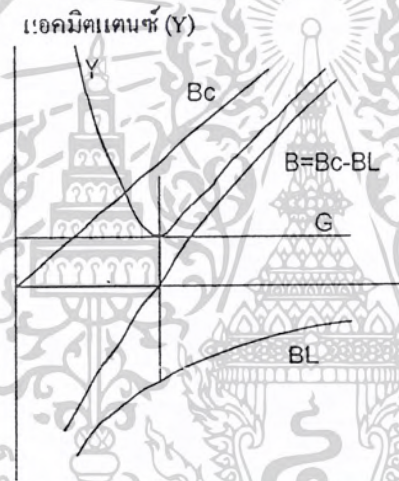
ในที่นี้ $B = BC - BL$, $BC = \omega C$ และ $BL = 1/\omega L$

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

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad (7.5)$$

จะได้ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7.6)$

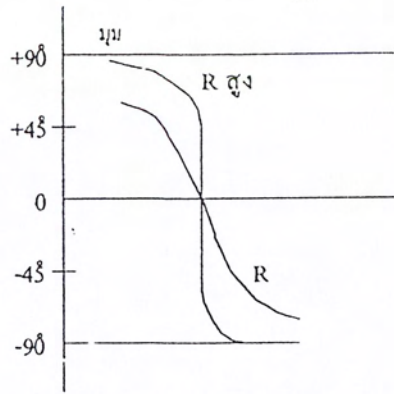
นั่นคือความถี่รีโซแนนซ์ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับวงจรอนุกรมคือมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$



รูปที่ 7.6 กราฟของแอดมิทแตนซ์

G, BC และ BL โดยพล็อตในฟังก์ชันของ ω และที่ $\omega = \omega_r$ จะเห็นว่าค่าปฏิกิริยาคัพซเซฟแตนซ์ จะมีค่าเท่ากับอินในรูปที่ 7.6 แสดงให้เห็นถึงกราฟของแอดมิทแตนซ์ Y พร้อมทั้งส่วนประกอบของมันคือ คัดศัพท์ ในขณะที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์จะได้แอดมิทแตนซ์ของวงจรมีค่าต่ำสุด เพราะฉะนั้นจะได้กระแสที่ไหลในวงจรมีค่าต่ำสุด

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ BL จะมากกว่าค่าของ BC จึงเท่ากับให้มุมของแอดมิทแตนซ์มีค่าเป็นลบ ดังนั้นมุมของอิมพีแดนซ์จึงมีค่าเป็นบวกและมีค่าประมาณ $+90^\circ$ องศา เมื่อความถี่ ω มีค่าประมาณศูนย์ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 7.7



รูปที่ 7.7 รูปแสดงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ ω_r จะเห็นว่าค่าของ BC จะมากกว่าค่าของ BL จึงทำให้มุมของอิมพีแดนซ์ Z มีค่าเป็นลบและมันจะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่ ω เปลี่ยนไปสำหรับวงจรที่มีความต้านทานสูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

หลักการทำงานและการออกแบบเครื่องผลิตไอโซน

8.1 การทำงานของวงจร

การทำงานของวงจร จากวงจรในภาคคอนเวอร์เตอร์แรงดันที่เข้ามา ไม่ว่าจะเป็น 110 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ หรือ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ จะผ่านเข้าไปยังวงจร เรกติไฟร์เออร์ แบบบริดจ์ ซึ่งได้ใช้ไดโอดเบอร์ 6A10 4 ตัว และผ่านเข้ามายังตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เพื่อให้แรงดันเรียบ และยังทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันให้กลับเพาเวอร์มอสเฟต ทั้งสองตัวให้เท่ากันด้วยเพราะตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันและต่อค่าความต้านทาน 120 กิโลโอห์ม เพื่อให้แรงดันเท่ากันด้วย ซึ่งตกรวมมอสเฟต มอสเฟตก็จะสลับกันทำงาน ตามที่วงจรควบคุม

วงจรควบคุม อาศัย ไอซี TL494 เป็นหลัก ซึ่งเป็นตัวผลิตสัญญาณควบคุม ไปควบคุมทำให้มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์สลับกันนำกระแส โดยที่ไอซี TL494 เป็นวงจร PWM ผลิตความถี่เอาต์พุต ออกมายังขา 8 และ 11 และจะมีค่าของ dead time ซึ่งขา 8 และ 11 จะเป็น output open collector ซึ่งต่อความต้านทาน 1 กิโลโอห์ม เพื่อให้แรงดันมากพอที่ผ่านเข้าไปยัง ไอซี 4049 เพื่อทำการขยายกระแสและต่อ ไปยังมอสเฟต IRF 9540 และ IRF 450 ขยายต่อและส่ง ไปยังหม้อแปลงเพื่อขับปลั๊กสัญญาณ ส่งต่อ ไปยังมอสเฟตซึ่งมอสเฟตจะทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าทรานซิสเตอร์ การขับเกทจะต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำต่ออนุกรมกลับขาเกทเพื่อป้องกัน ไม่ให้เกิดการออสซิลเลท

วงจรเอาต์พุตเป็น หม้อแปลงแรงดันสูงต่อกลับวงจรรี โซแนนซ์เพื่อที่จะควบคุมแรงดันได้ โดยปรับความถี่ที่วงจรควบคุม

8.2 การออกแบบวงจร

8.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์การทำงานของวงจรกำหนดจากค่าของตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) ดังรูปที่ 8.1 ซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุต แรงดันตกรวมตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเพาเวอร์มอสเฟต (Q1 และ Q2) จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา และพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุม ซึ่งจะทำให้ได้แรงดันไฟสูงความถี่สูงตามที่ต้องการเพื่อส่งต่อไปยังภาคเอาต์พุตรีโซแนนซ์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สร้างและควบคุมความกว้างพัลส์โดยมีไอซี TL494 ทำหน้าที่หลักในการสร้างพัลส์ไปควบคุมคอนเวอร์เตอร์ และรับแรงดันจากไอซี LM324 ซึ่งทำหน้าที่ในการป้อนกลับมา ทำให้วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น จากการทำงานของไอซี TL494 เป็นวงจร PWM ซึ่งความถี่ควบคุมที่ออกจากขา 6 คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ สามารถกำหนดได้จากค่า R_T และ C_T ดังสมการที่ 8.1 คาบเวลาการทำงานที่ออกจากขา 5 และขา 6 ของไอซี TL494 กำหนดได้จาก (การต่อ R_T และ C_T ดูได้จากภาคผนวก)

$$T = (R_T C_T) / 1.1 \quad (8.1)$$

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead time) TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนด ค่าเวลาเพื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 – 3.3 โวลต์เข้าที่ขา 4 ของไอซี TL494 ซึ่งในโครงงานนี้การกำหนดความกว้างพัลส์จะสัมพันธ์กับค่าเวลาเพื่อ โดยความกว้างพัลส์จะควบคุมผ่าน ความต้านทานปรับค่าได้ 10 กิโลโอห์ม กำหนดแรงดันให้ Op-Amp จากไอซี LM324 ซึ่งจะให้โฟลตเข้ามาที่ขา 6 ของไอซี TL494 เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์หรือ ได้ความถี่ตามต้องการและพัลส์ออกมาที่ขา 8 และขา 11 เพื่อนำไปควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์วงจรควบคุมแสดงดังรูปที่ 8.2

8.2.3 วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์

วงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นการต่อ LC แบบผสมดังรูปที่ 8.3 ซึ่งการต่อแบบนี้เพื่อส่งผลให้การควบคุมแรงดันเอาต์พุต สามารถควบคุมได้จากความถี่ที่ป้อนให้กับส่วนของวงจรเอาต์พุตรีโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดซึ่งการคำนวณความถี่รีโซแนนซ์นี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (8.2)

$$f_o = \frac{\sqrt{(L_1 + L_2)}}{\sqrt{C_1 \times L_1 \times L_2}} \quad (8.2)$$

จากวงจร

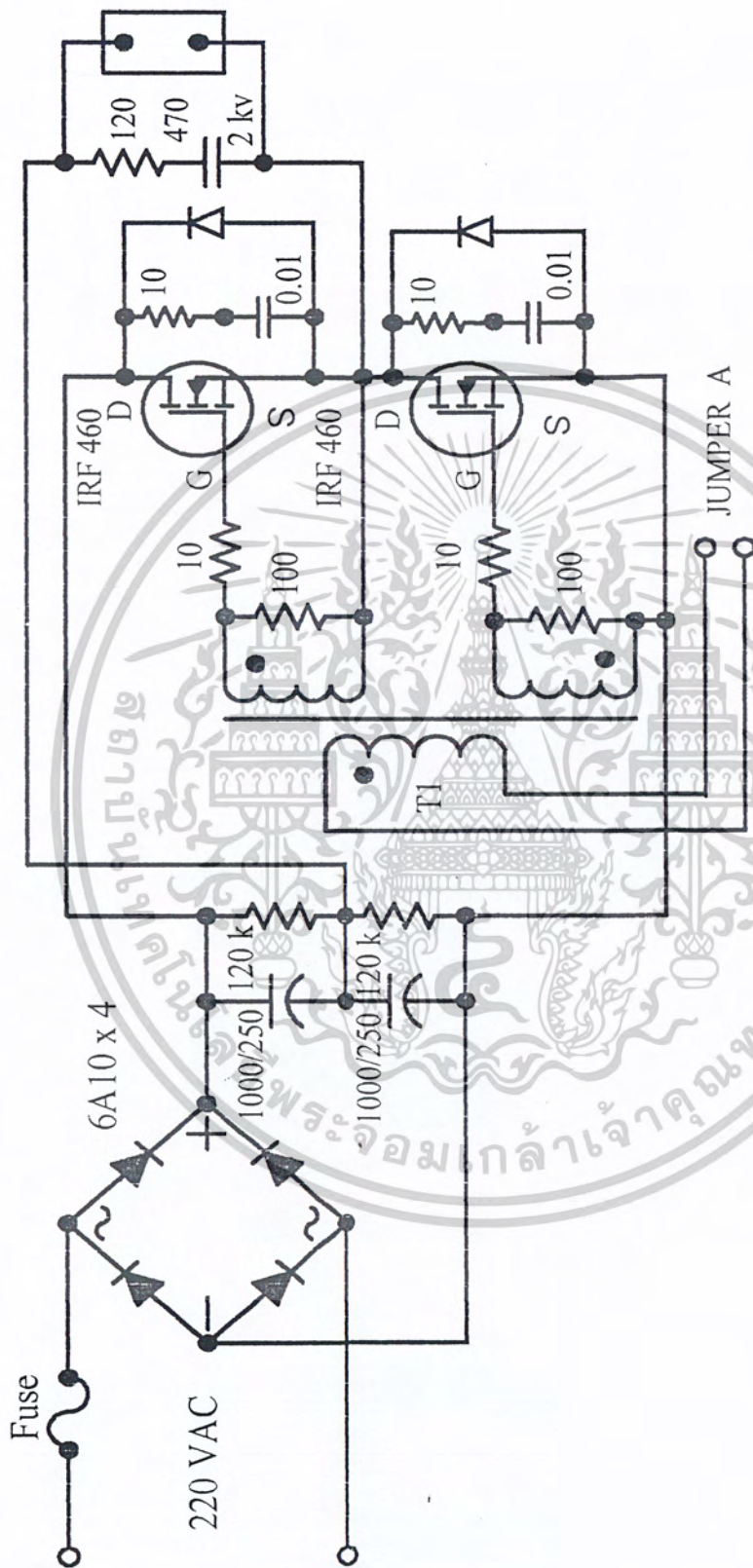
$$L_1 = 7.62 \text{ mH}$$

$$L_2 = 0.5 \text{ mH}$$

$$C_1 = 0.067 \mu\text{F}$$

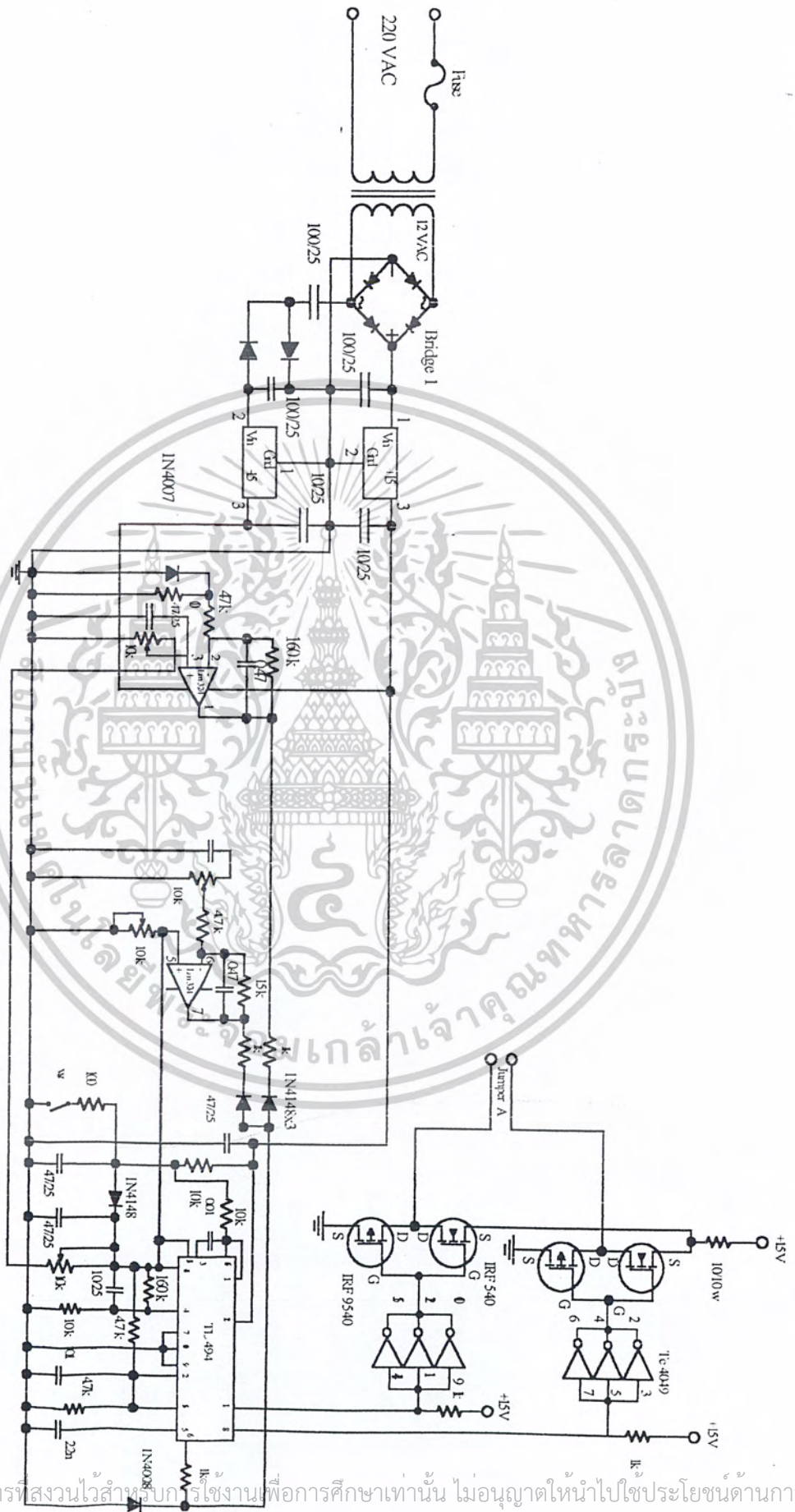
$$\text{ดังนั้น} \quad f_o = 28.40 \text{ กิโลเฮิรตซ์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



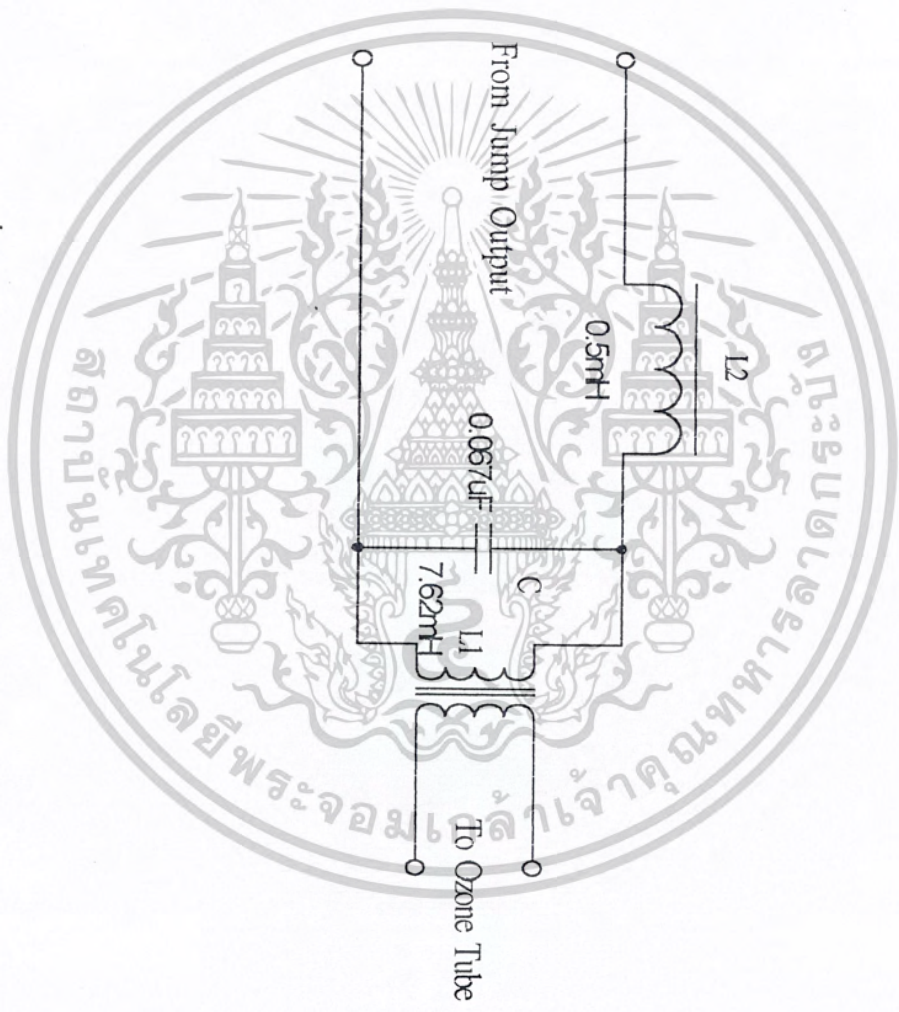
รูปที่ 8.1 วงจรสลับพรีดิคทอนเวอริเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.2 วงจรภาคควบคุมสำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

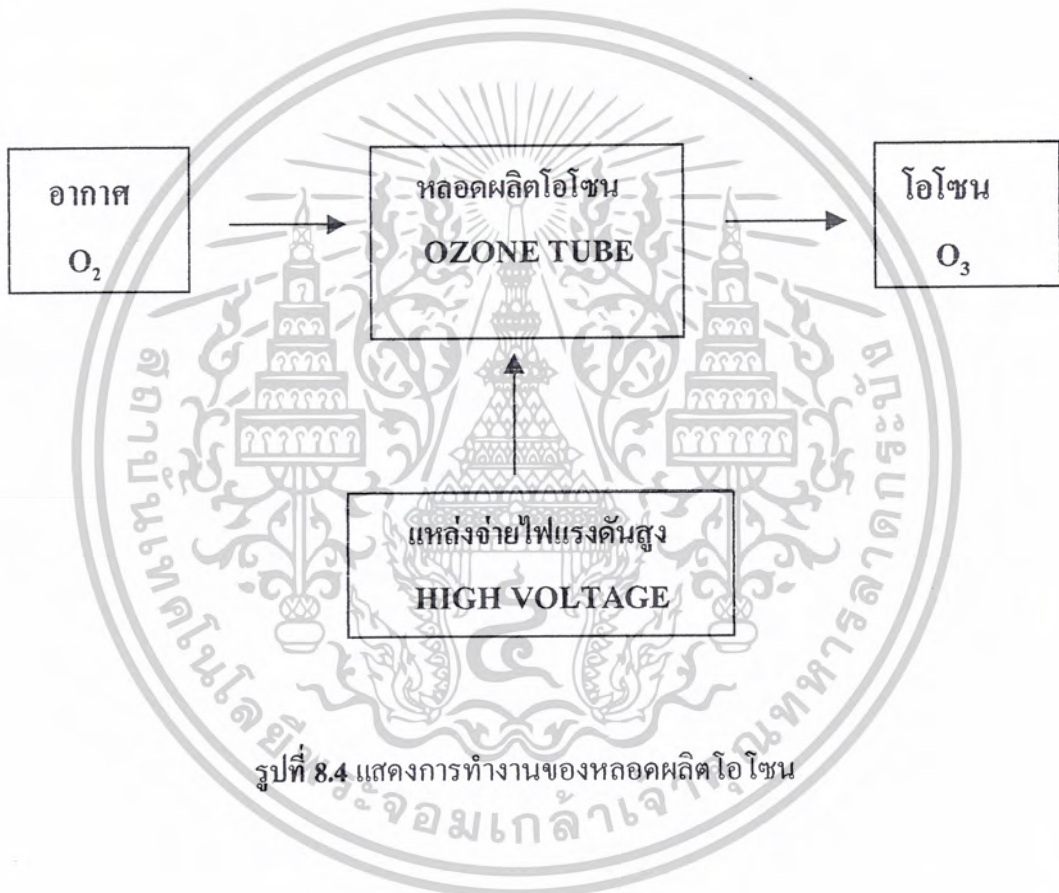


รูปที่ 8.3 วงจรภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟแรงดันสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

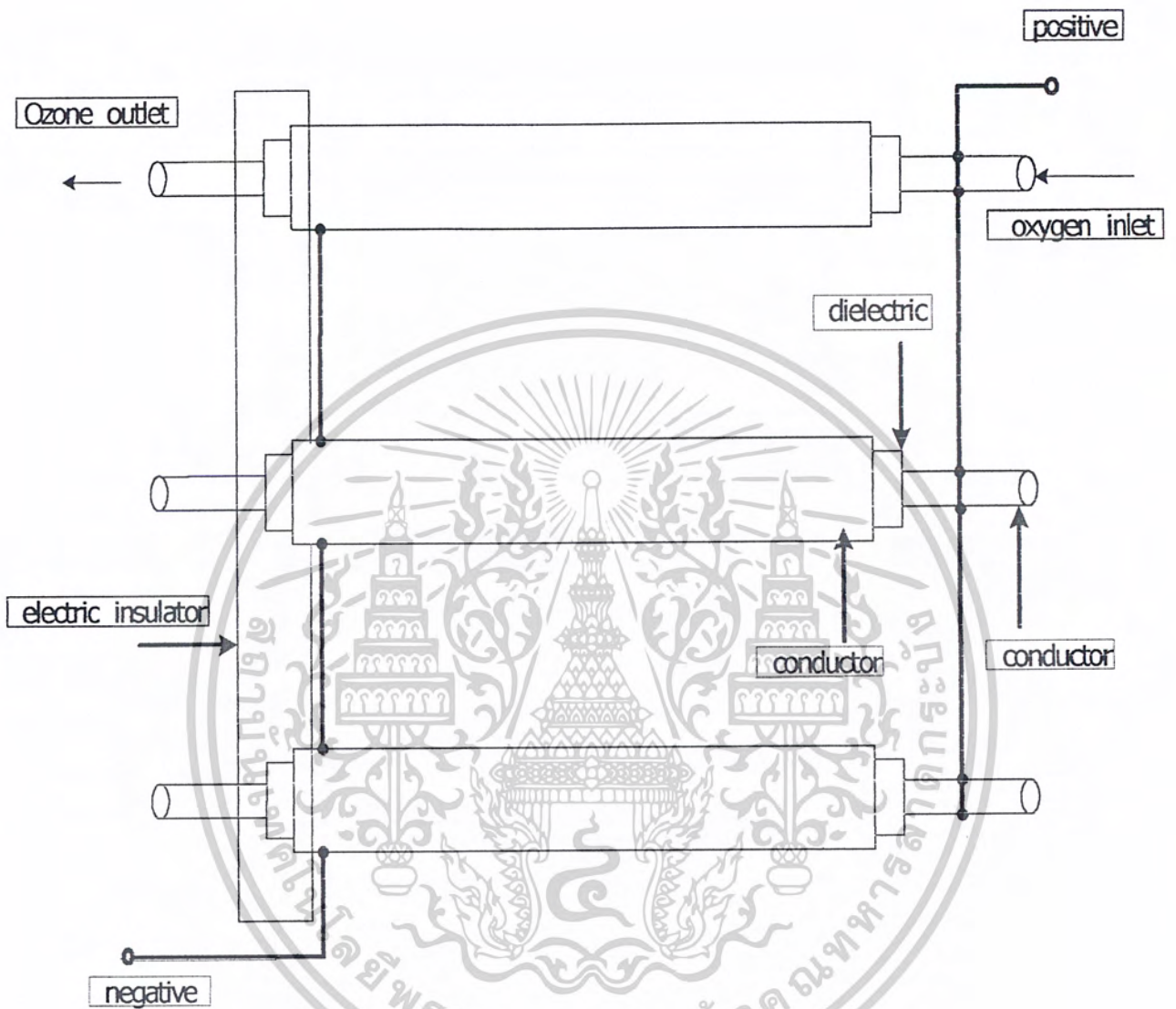
8.3 การทำงานและการออกแบบหลอดผลิตโอโซน

หลอดโอโซนมีโครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุตัวหนึ่ง โดยมีแผ่นโลหะสองแผ่นวางขนานกัน และมีฉนวนกั้นกลาง จึงทำให้หลอดผลิตโอโซนมีโครงสร้างเป็นตัวเก็บประจุ เมื่อเราป้อนไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงเข้าไปทำให้โครงสร้างของตัวเก็บประจุเกิดการเก็บประจุและคายประจุ และเมื่อเราป้อนอากาศหรือออกซิเจนเข้าไปจะทำให้ออกซิเจนเกิดการไอออไนซ์ เกิดเป็นก๊าซโอโซนขึ้น



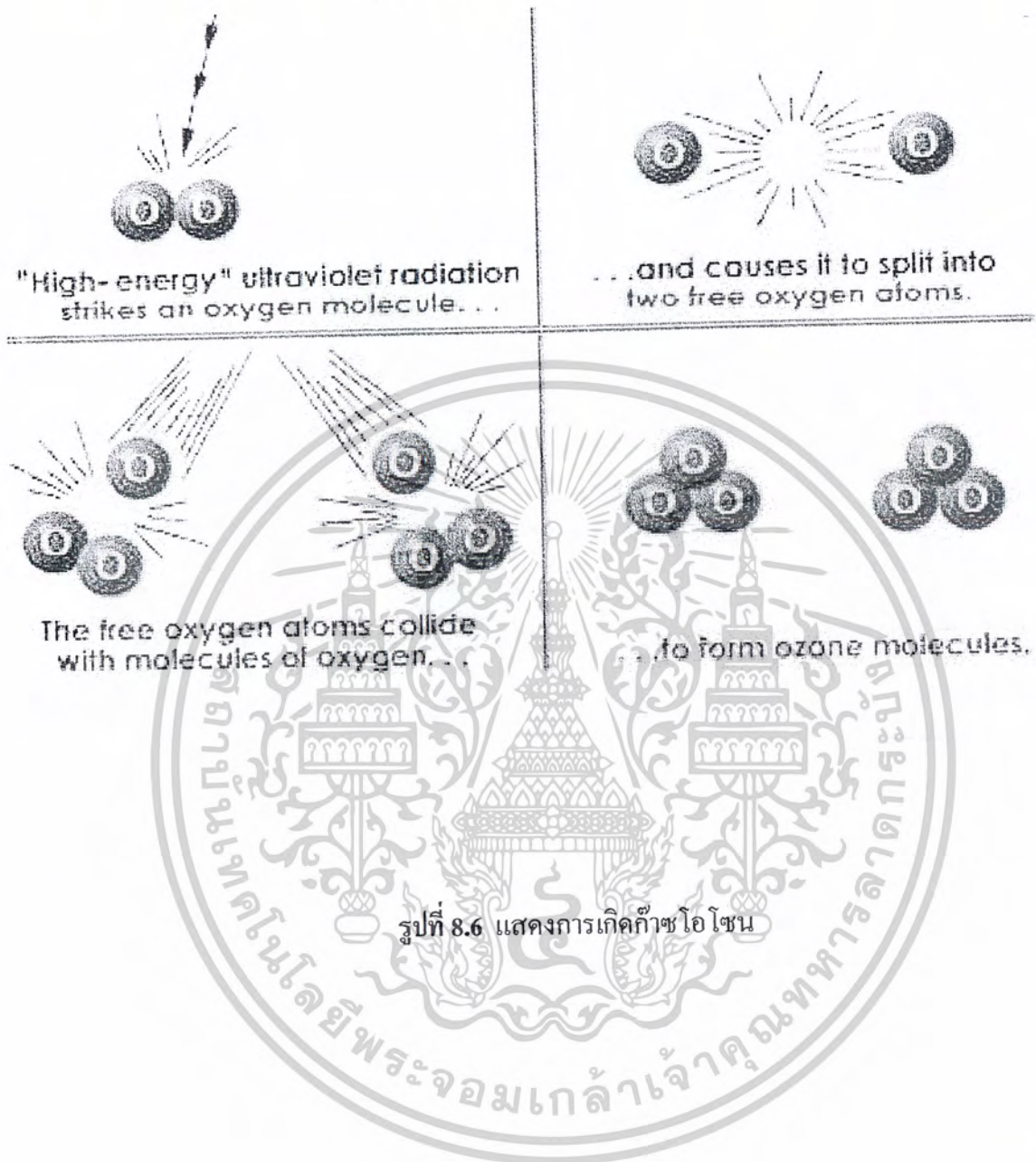
รูปที่ 8.4 แสดงการทำงานของหลอดผลิต โอโซน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

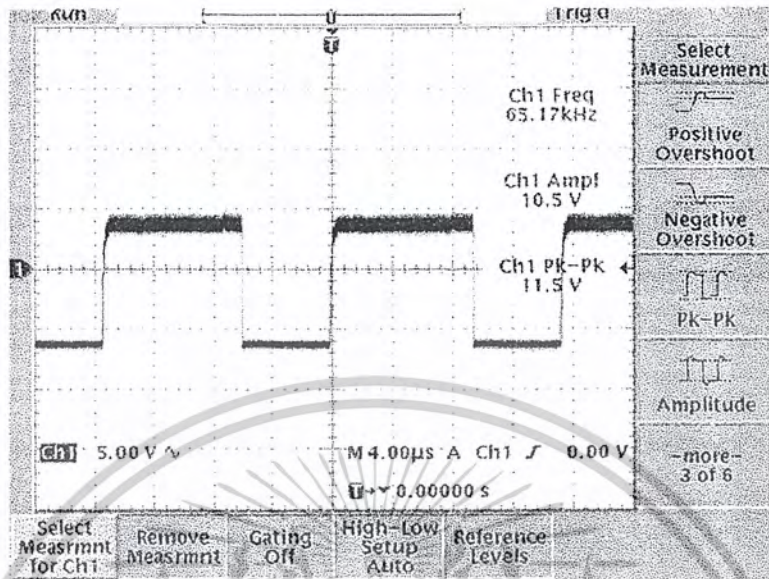


รูปที่ 8.5 แสดง โครงสร้างของหลอดผลิตก๊าซ โอโซน

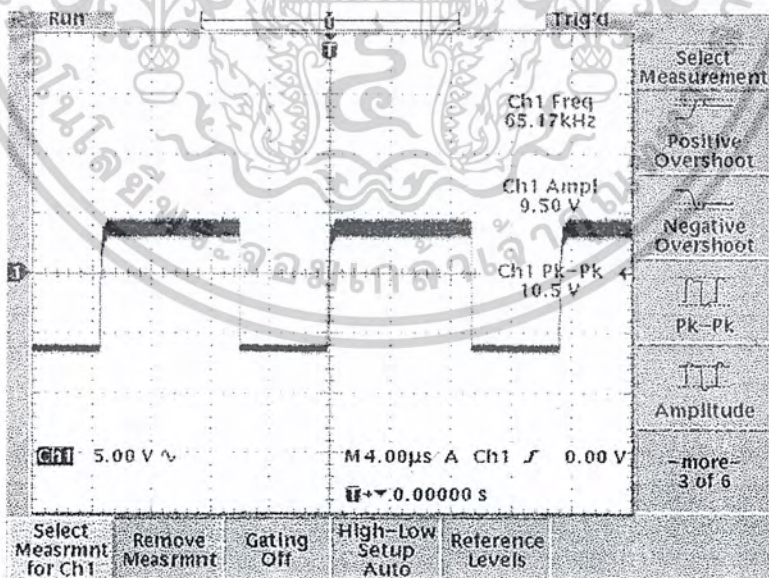
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

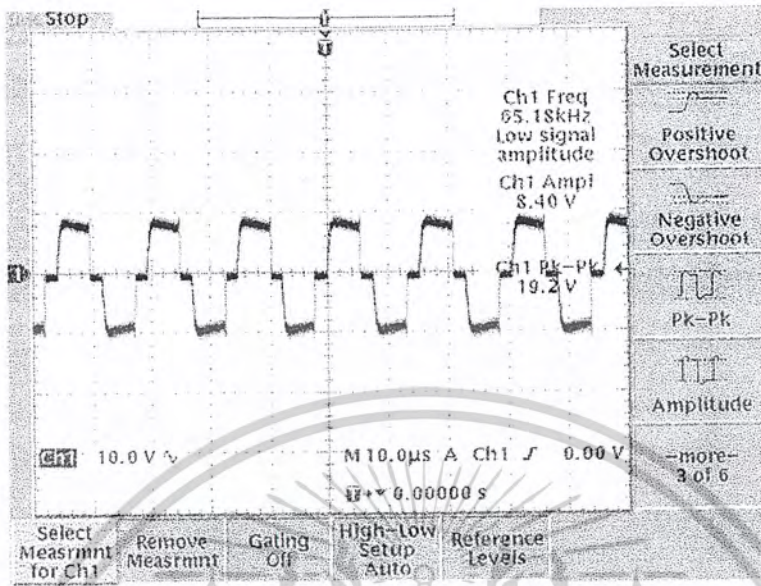


รูปที่ 8.7 ภาพแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขา 8 ของไอซี TL 494

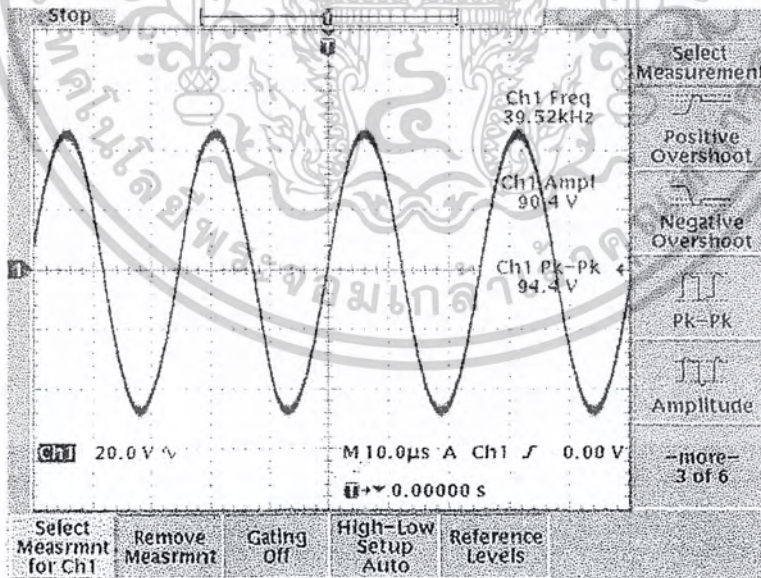


รูปที่ 8.8 ภาพแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขา 11 ของไอซี TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.9 ภาพแสดงสัญญาณที่ใช้จับมอสเฟต



รูปที่ 8.10 ภาพแสดงสัญญาณไซน์ที่เอาท์พุตแรงดันสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

การทดลองและสรุปผลการทดลอง

9.1 การทดลอง

ทำการทดลองตามลำดับขั้นตอนการทดลองดังนี้

1. เริ่มต้นจากการใช้ปั๊มปั๊มอากาศให้ไหลผ่านเข้าไปในหลอดผลิตก๊าซไฮโดรเจน
2. ทำการเปิดสวิตช์ของวงจรสวิตช์เพื่อป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงให้กับหลอดผลิตก๊าซไฮโดรเจน
3. สังเกตที่หลอดผลิตก๊าซไฮโดรเจนและทำการวัดกระแสที่จ่ายให้กับหลอดผลิตก๊าซไฮโดรเจน
4. วัดปริมาณ ไฮโดรเจนที่ผลิตได้ออกมาจากหลอดผลิตไฮโดรเจนและบันทึกผล

9.2 ผลการทดลอง

ตารางที่ 1 ค่ากระแสที่จ่ายให้กับหลอดผลิตไฮโดรเจนที่โวลต์เตจประมาณ 4 กิโลโวลต์

จำนวนหลอด (หลอด)	กระแส (mA)
1	35.5
2	72
3	120

ประสิทธิภาพ

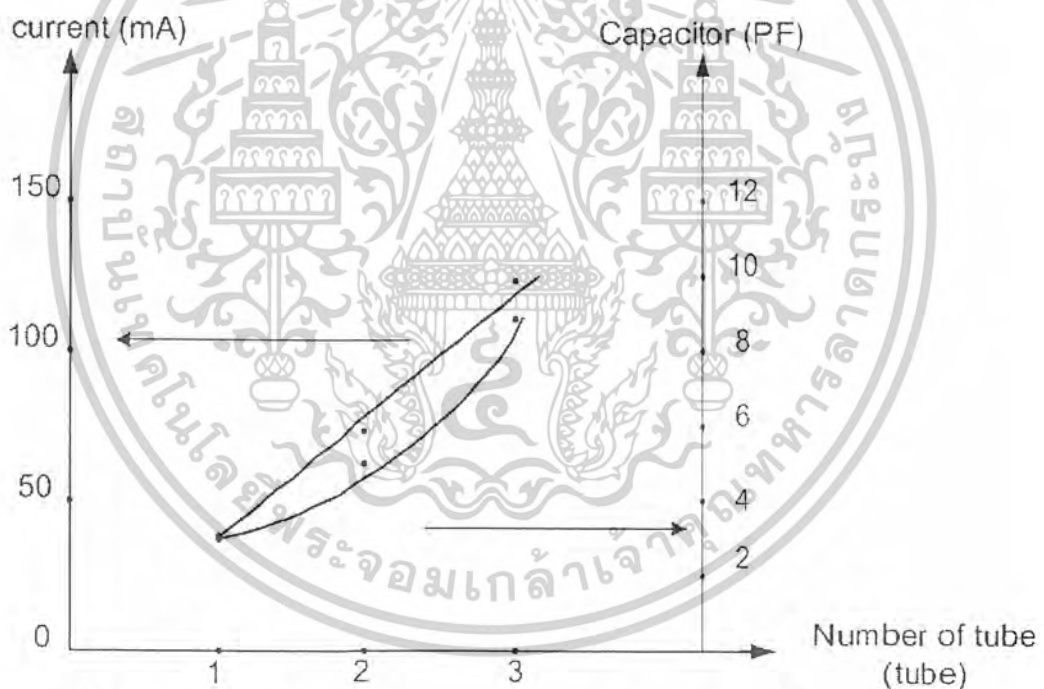
$$\begin{aligned}
 \eta &= (P_{out} / P_{in}) * 100 \\
 &= (1414 * 120 / 300 * 0.75) * 100 \\
 &= 75.4 \%
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 ค่าเก็บประจุที่วัดได้จากหลอดผลิตโอโซนต่อจำนวนหลอด

จำนวนหลอด (หลอด)	ค่าเก็บประจุ (PF)
1	2.9
2	5.8
3	8.7

$$\omega = 1/\sqrt{LC}, L = 24.14 \text{ mH}, f = 34.72 \text{ kHz}$$



กราฟที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนหลอด ปริมาณกระแสที่ใช้และค่าเก็บประจุหลอดโอโซน

ปริมาณโอโซนที่วัดได้ประมาณ 160 mg/h

9.3 สรุปผลการทดลอง

เมื่อทำการป้อนอากาศหรือออกซิเจนให้ผ่านเข้าไปในหลอดผลิตก๊าซโอโซน ในขณะที่หลอดผลิตก๊าซโอโซนนั้นได้รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูง โดยค่าแรงดันที่ให้มีความประมาณ 4 กิโลโวลท์ ที่หลอดผลิตก๊าซโอโซนจะเกิดการไอออไนซ์ของก๊าซออกซิเจนเกิดขึ้น ซึ่งสามารถส่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดได้จากการเกิดเป็นแสงสีม่วง หรือพลาสมาอาร์ เมื่อออกซิเจนเกิดการไอออไนซ์จะทำให้เกิดเป็นก๊าซไอโซนออกมาได้ โดยจะมีกลิ่นฉุนออกมาจากหลอดผลิตก๊าซไอโซน

ในส่วนของความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนหลอดและปริมาณกระแสที่ใช้งาน ก็จะเห็นว่าเมื่อจำนวนหลอดเพิ่มขึ้นปริมาณกระแสที่ใช้ก็จะเพิ่มขึ้นในลักษณะ Linear เช่นเดียวกัน เมื่อจำนวนหลอดผลิตไอโซนเพิ่มขึ้นจะทำให้ค่าเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นกระแสที่ใช้งานจะเพิ่มขึ้นด้วย

9.4 ปัญหาที่เกิดขึ้น

ปัญหาที่เกิดขึ้นแยกเป็นข้อ ได้ดังนี้

1. เนื่องจากค่าแรงดันไฟฟ้าที่ใช้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงจึงต้องมีความระมัดระวังในการทดลองเป็นอย่างมาก
2. วัสดุอุปกรณ์ที่ใช้ในการผลิตหลอดไอโซนมีทั้งที่ละเอียดอ่อนและอันตราย จึงต้องระมัดระวังเป็นพิเศษ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel Power MOSFET

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

Formerly developmental type TA17465.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

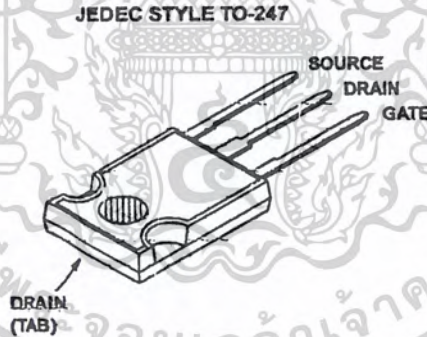
Features

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

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

	IRFP460	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS} 500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	V_{DGR} 500	V
Continuous Drain Current	I_D 20	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D 12	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM} 80	A
Gate to Source Voltage	V_{GS} ± 20	V
Maximum Power Dissipation	P_D 250	W
Linear Derating Factor	2.0	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS} 960	mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG} -55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	T_L 300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg} 260	$^\circ\text{C}$

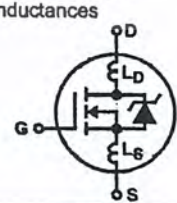
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$	20	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 11\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.24	0.27	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S
Turn-On Delay Time	$t_d(ON)$	$V_{DD} = 250\text{V}, I_D = 21\text{A}, R_{GS} = 4.3\Omega, R_D = 12\Omega,$ $V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature.	-	23	35	ns
Rise Time	t_r		-	81	120	ns
Turn-Off Delay Time	$t_d(OFF)$		-	85	130	ns
Fall Time	t_f		-	65	98	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain)	$Q_g(TOT)$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 21\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS},$ $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	120	190	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	18	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	62	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}		$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	4100	-
Output Capacitance	C_{OSS}		-	480	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	84	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D		Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	-	5.0	-
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	13	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.50	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	20	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	80	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	280	580	1200	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	3.8	8.1	18	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

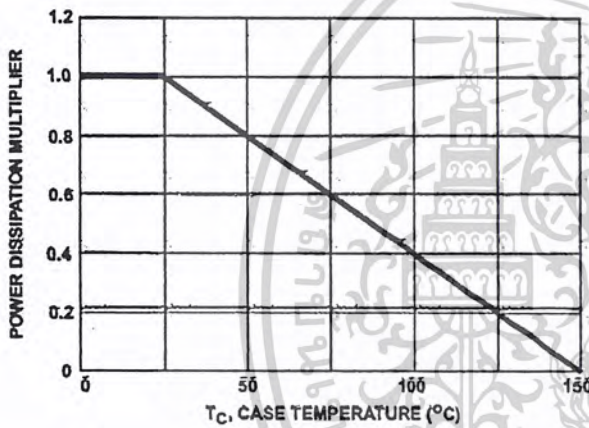


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

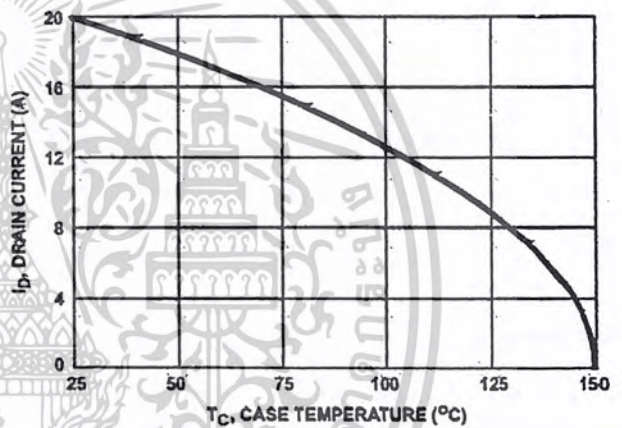


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

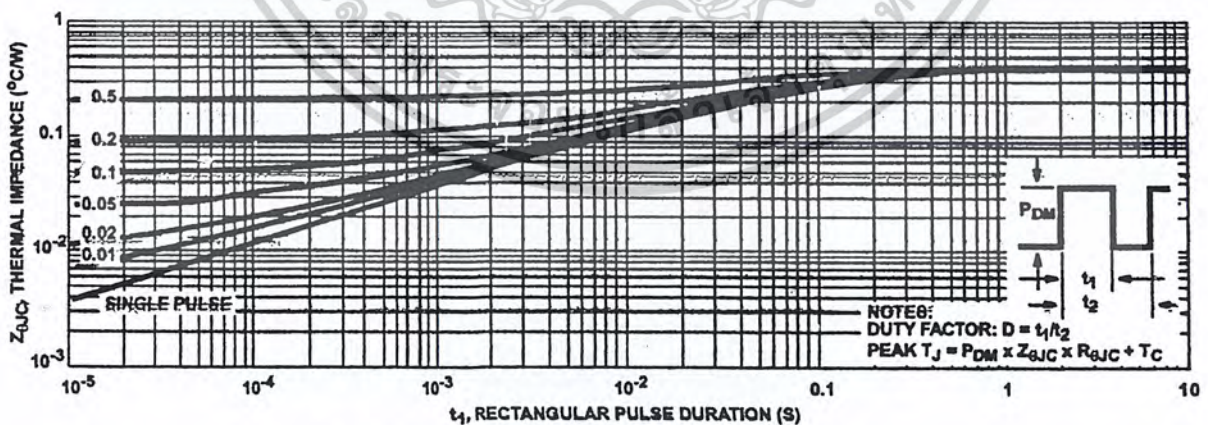


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

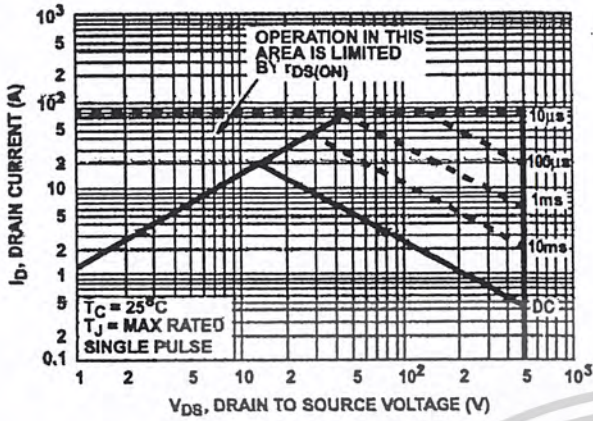


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

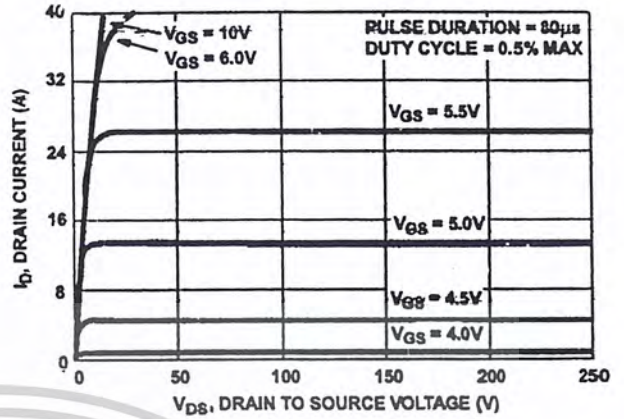


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

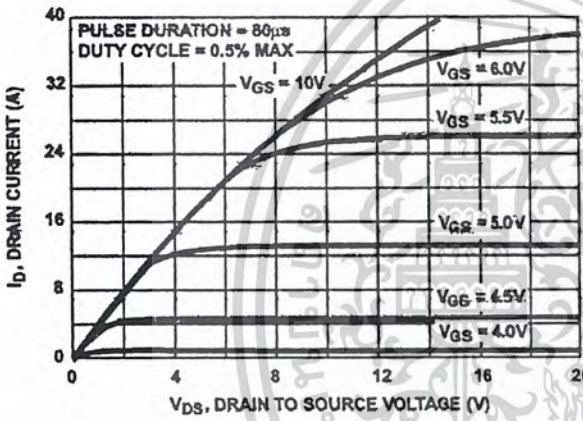


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

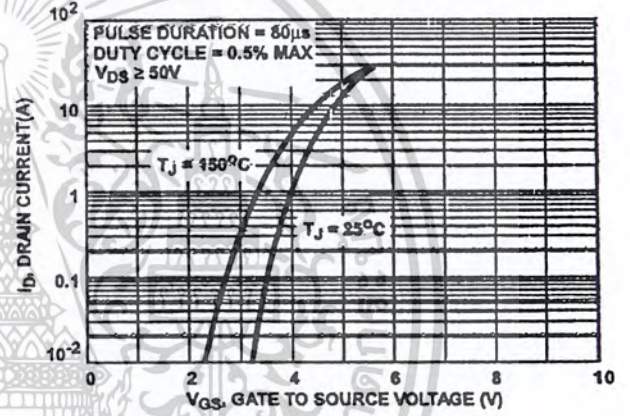


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

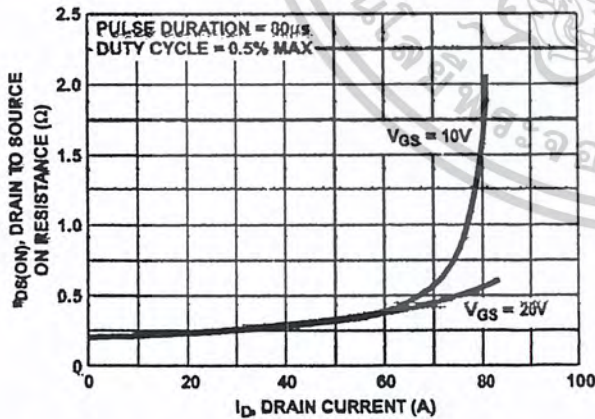


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

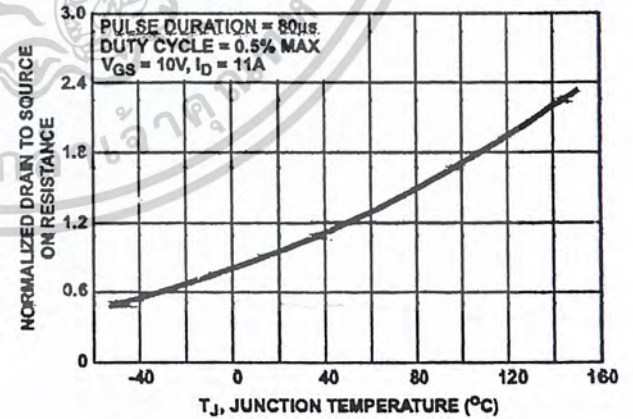


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

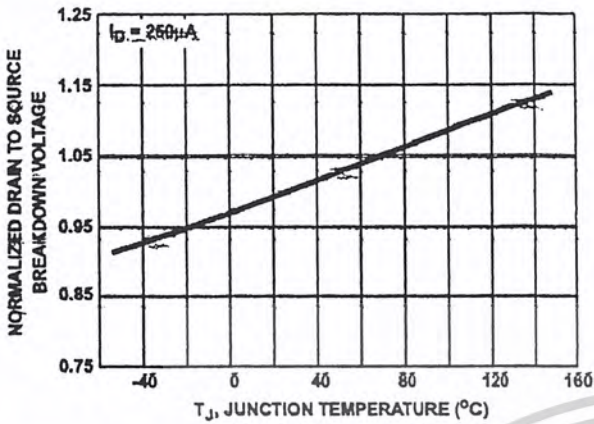


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

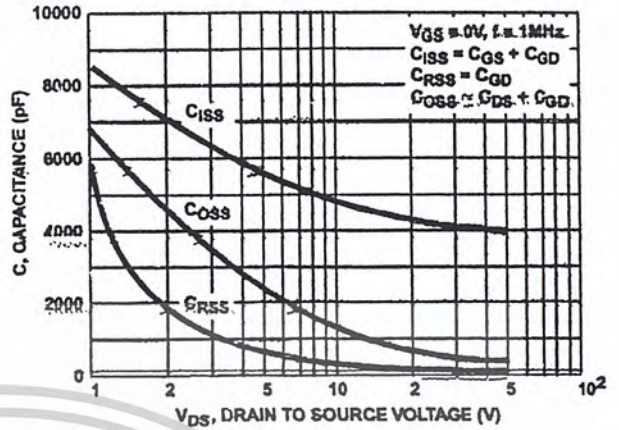


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

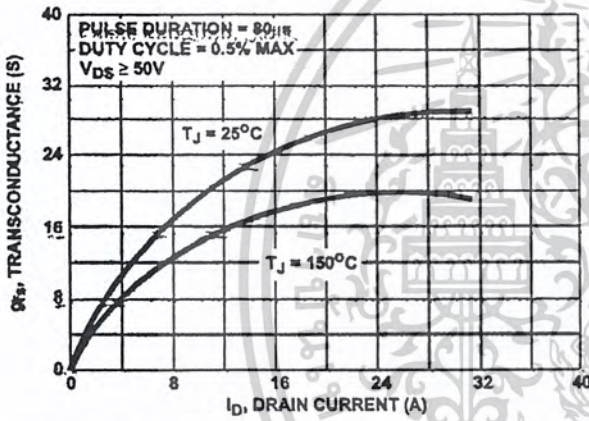


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

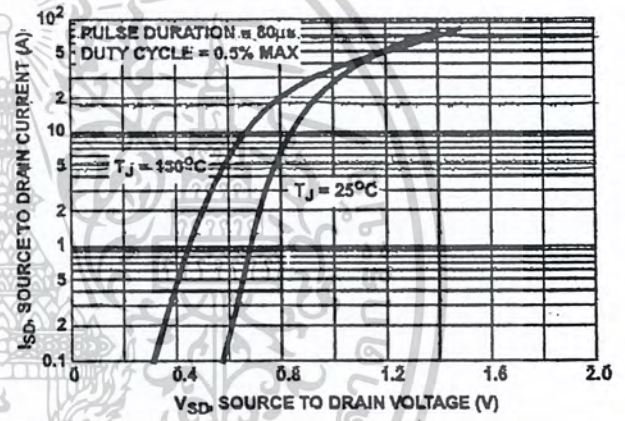


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

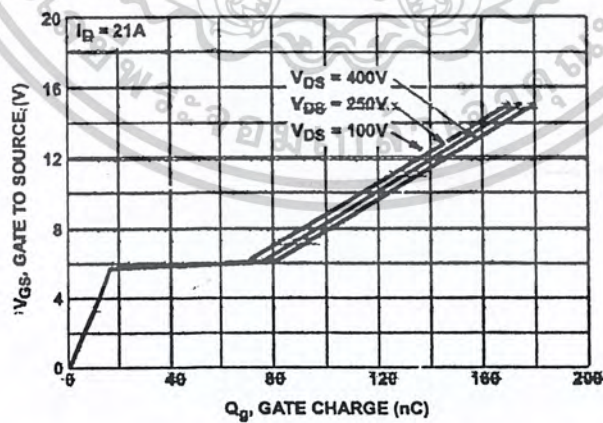


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms

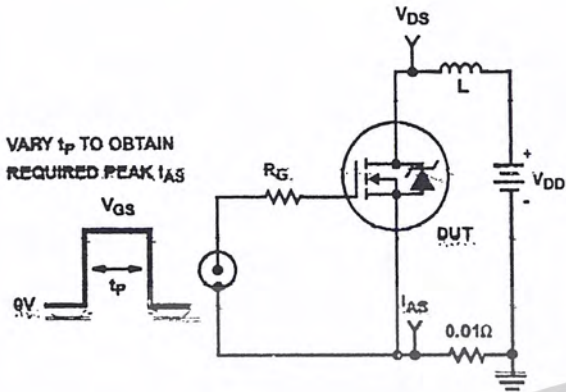


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

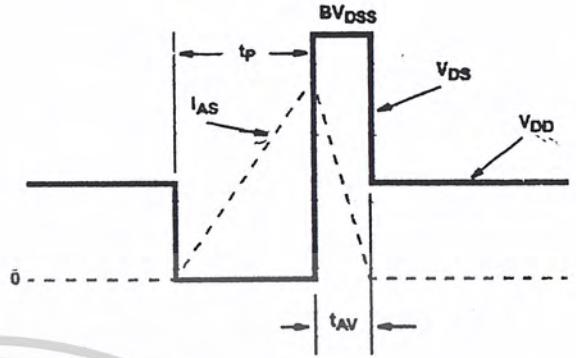


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

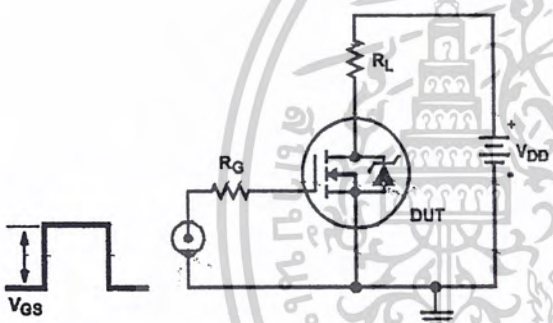


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

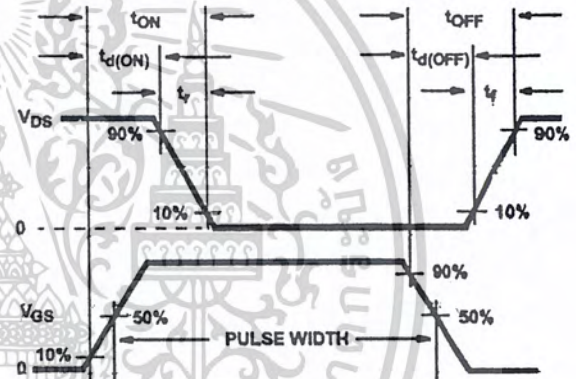


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

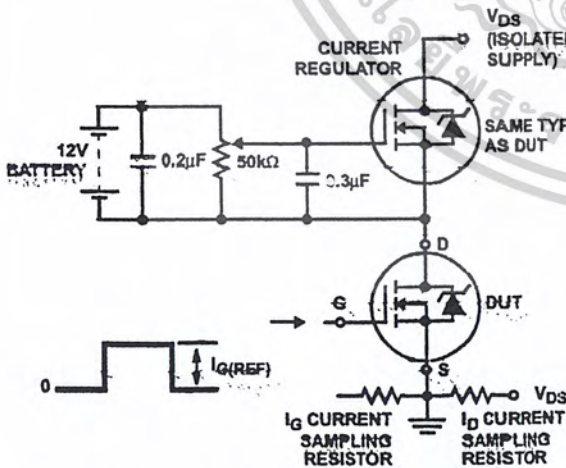


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

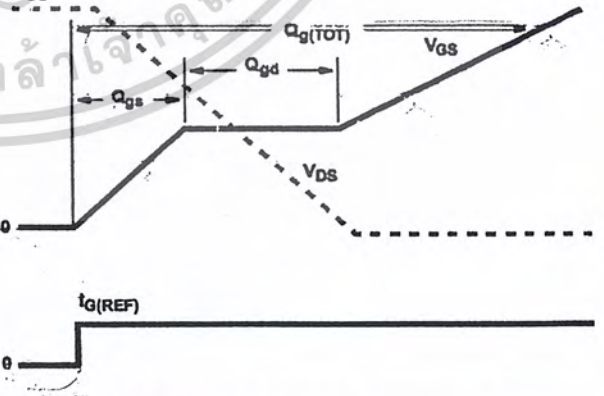


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA
 Intersil Corporation
 P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
 Melbourne, FL 32902
 TEL: (407) 724-7000
 FAX: (407) 724-7240

EUROPE
 Intersil SA
 Mercure Center
 100, Rue de la Fusee
 1130 Brussels, Belgium
 TEL: (32) 2.724.2111
 FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA
 Intersil (Taiwan) Ltd.
 7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
 Taipei, Taiwan
 Republic of China
 TEL: (886) 2 2716 9310
 FAX: (886) 2 2715 3029

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

Quad Differential Input, Low Power Operational Amplifiers

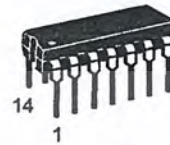
The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V (LM224, LM324, LM324A)
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation

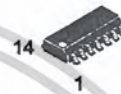


ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

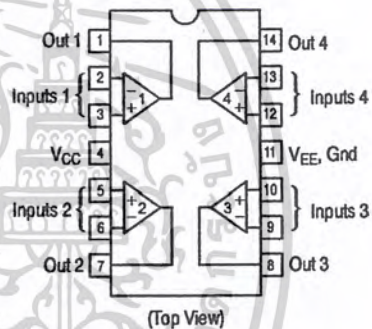


PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646



SO-14
D SUFFIX
CASE 751A

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 9 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 10 of this data sheet.

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM224 LM324, LM324A	LM2902, LM2902V	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V _{CC}	32	26	
Split Supplies	V _{CC} , V _{EE}	±16	±13	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	±32	±26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t _{sc}	Continuous		
Junction Temperature	T _J	150		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150		°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A			°C
LM224		-25 to +85		
LM324, 324A		0 to +70		
LM2902			-40 to +105	
LM2902V, NCV2902			-40 to +125	

1. Split Power Supplies.

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ to 30 V (26 V for LM2902, V), $V_{ICR} = 0\text{ V}$ to $V_{CC} - 1.7\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ (Note 2) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 2)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	I_{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	I_{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	V_{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	24.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, for Large V_O Swing $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation $10\text{ kHz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB

- LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
LM2902V: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$. Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.
- The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V . The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
- Guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage— High Limit ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	3.3	3.5	—	V
Output Voltage — Low Limit, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	V_{OL}	—	5.0	20	—	5.0	20	—	5.0	20	—	5.0	100	—	5.0	100	mV
Output Source Current ($V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	I_{O+}	20	40	—	20	40	—	20	40	—	20	40	—	20	40	—	mA
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5) ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{O-}	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 6)	I_{SC}	—	40	60	—	40	60	—	40	60	—	40	60	—	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 5) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	—	—	3.0	—	1.4	3.0	—	—	3.0	—	—	3.0	—	—	3.0	mA
		—	—	1.2	—	0.7	1.2	—	—	1.2	—	—	1.2	—	—	1.2	mA

5. LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$. Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.
6. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

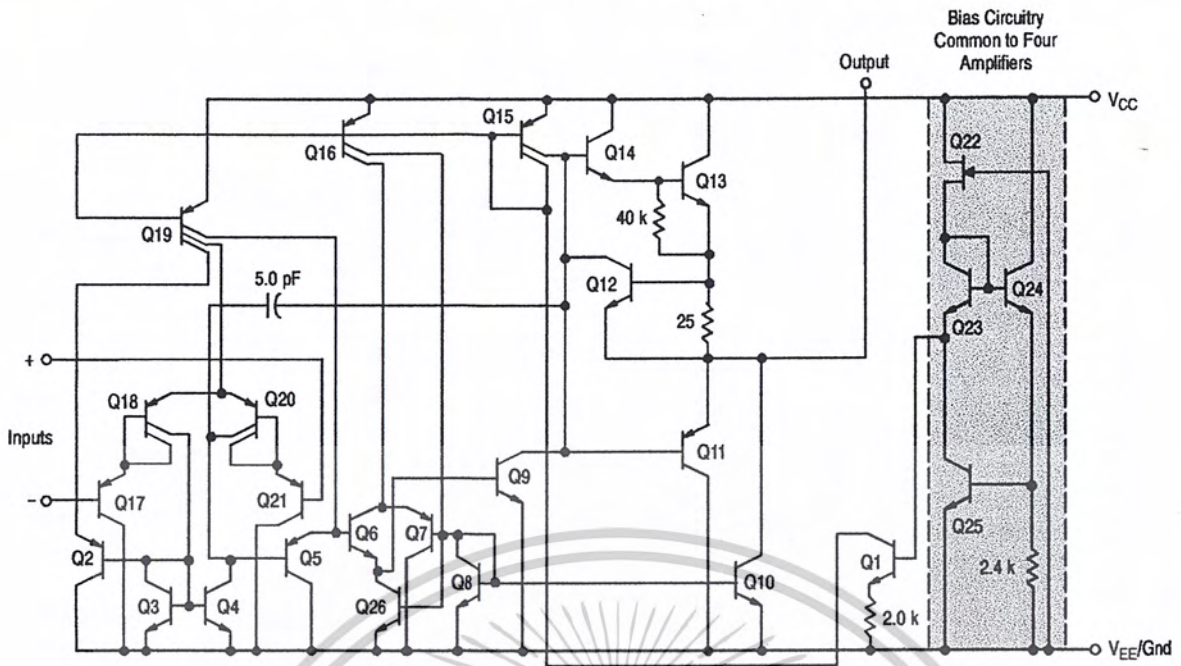
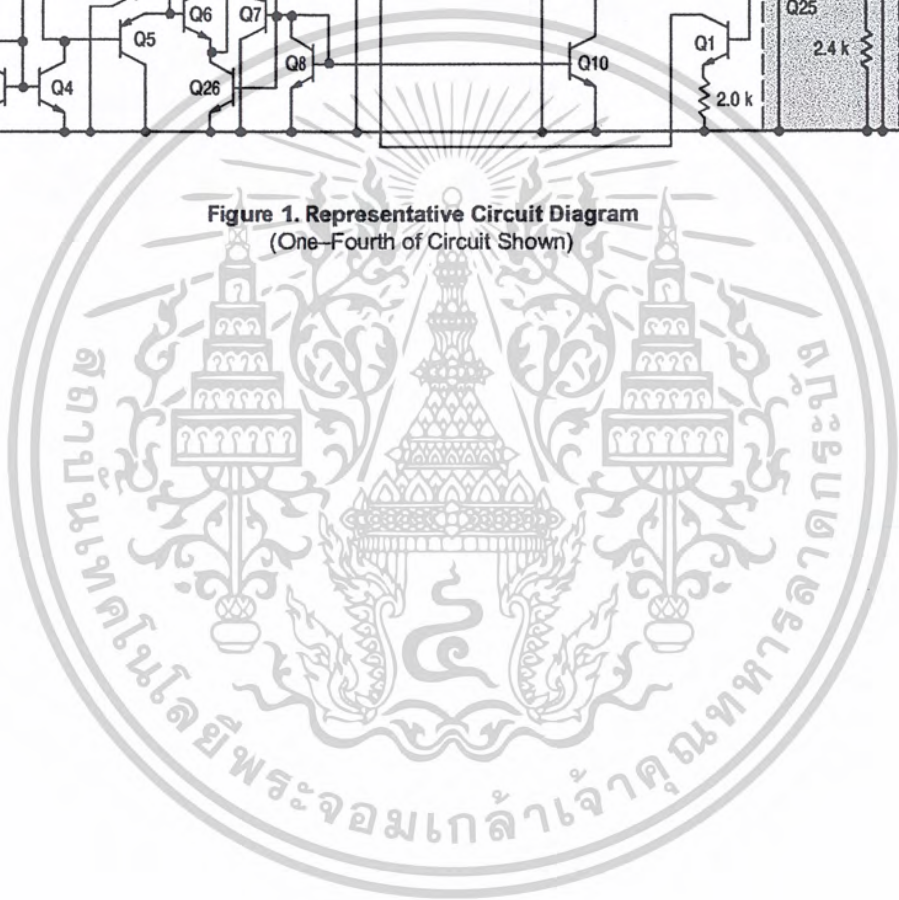


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)



CIRCUIT DESCRIPTION

The LM324 series is made using four internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

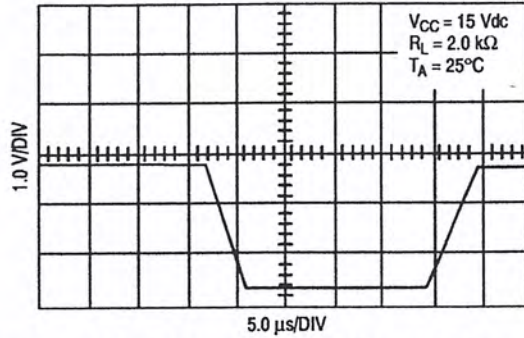


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.



Figure 3.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

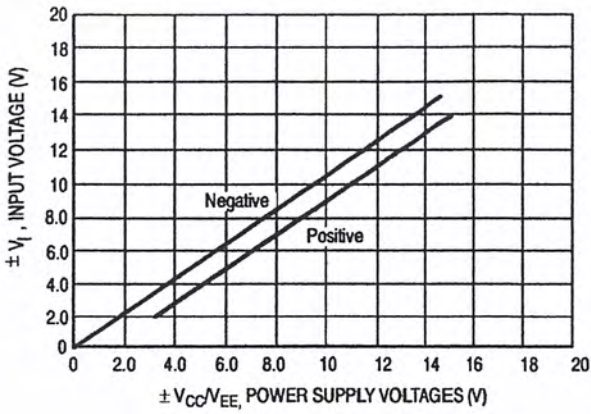


Figure 4. Input Voltage Range

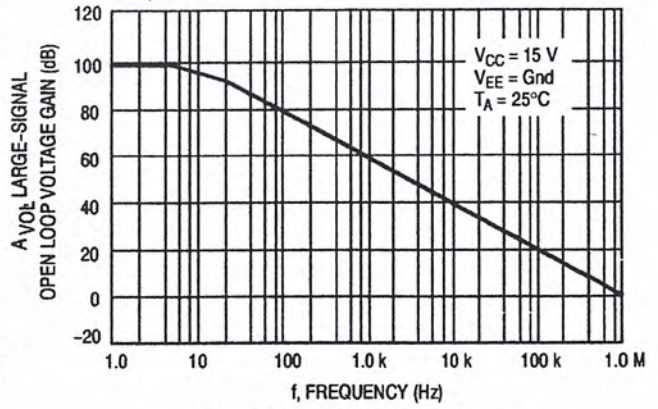


Figure 5. Open Loop Frequency

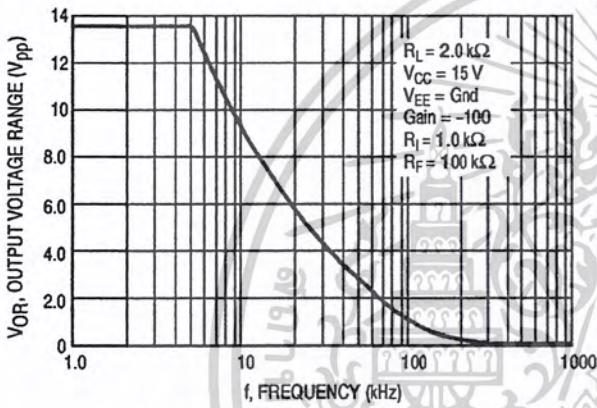


Figure 6. Large-Signal Frequency Response

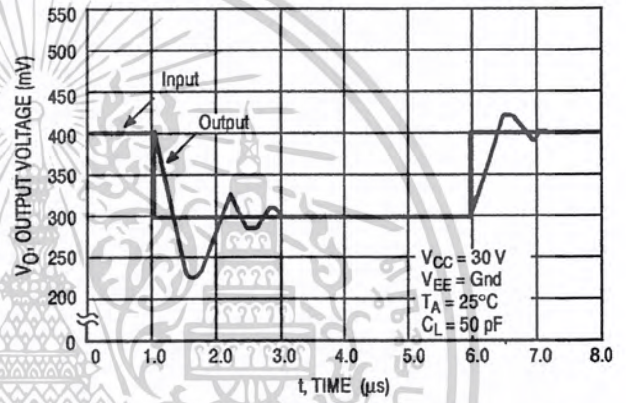


Figure 7. Small-Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

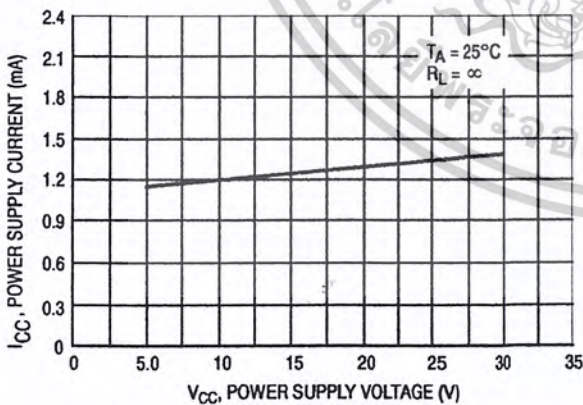


Figure 8. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

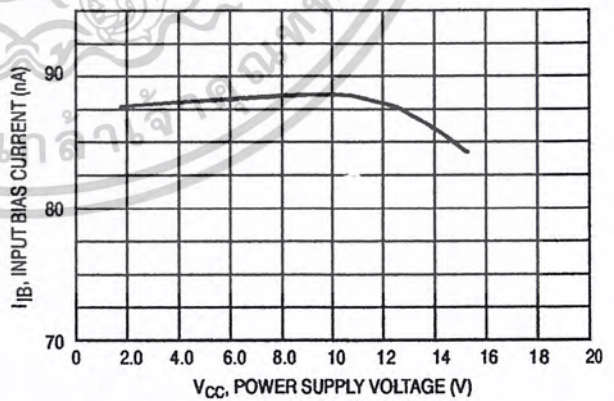


Figure 9. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

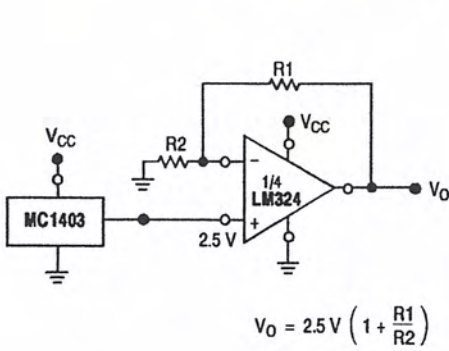


Figure 10. Voltage Reference

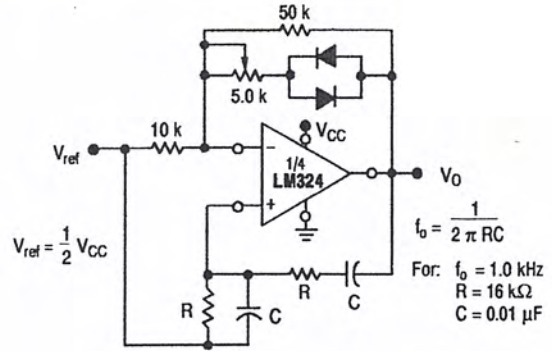


Figure 11. Wien Bridge Oscillator

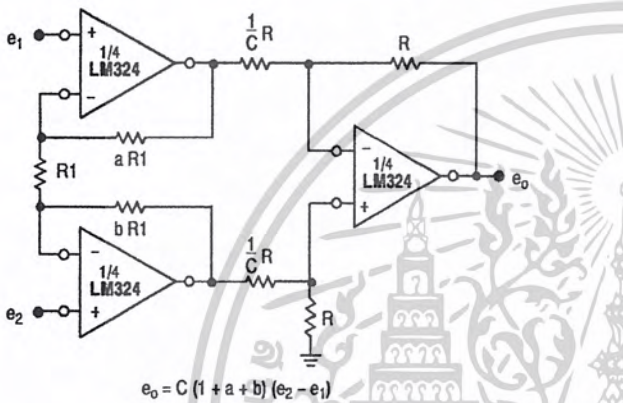


Figure 12. High Impedance Differential Amplifier

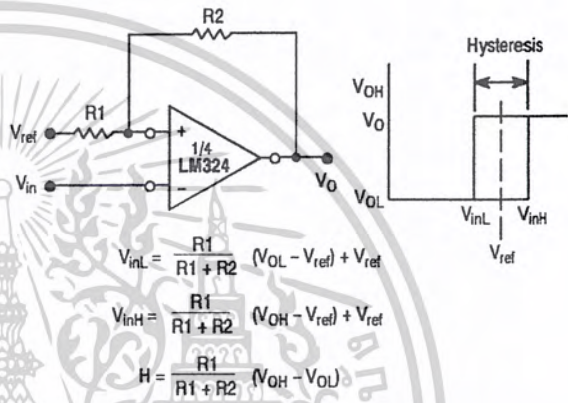


Figure 13. Comparator with Hysteresis

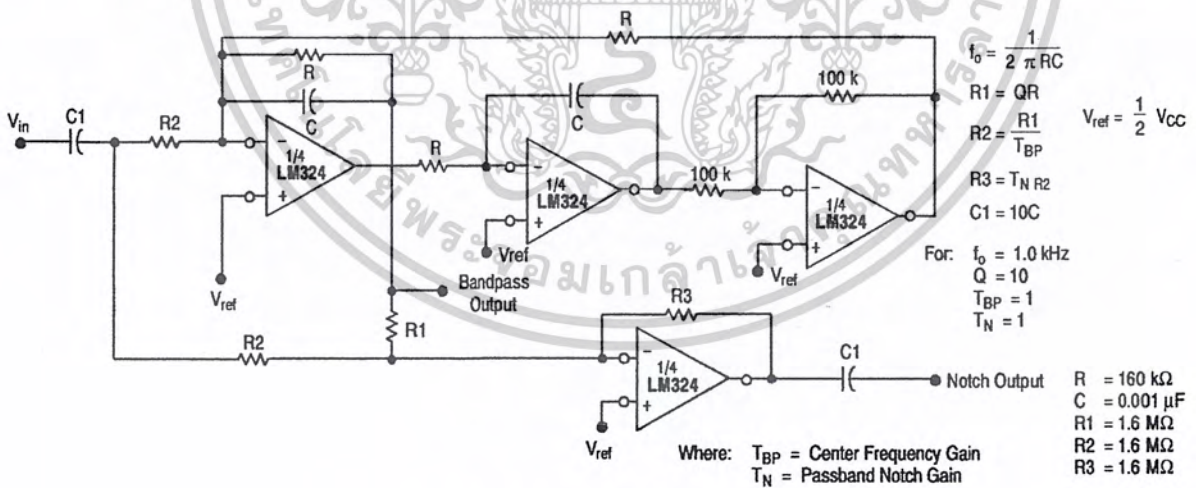


Figure 14. Bi-Quad Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

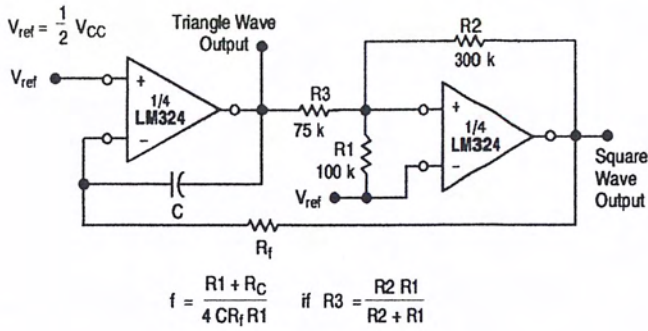


Figure 15. Function Generator

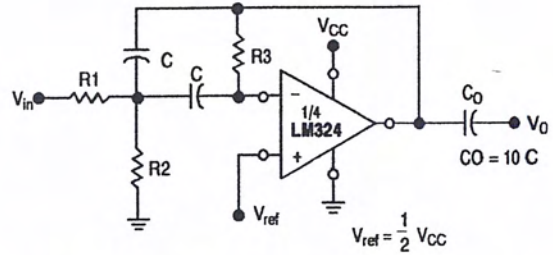


Figure 16. Multiple Feedback Bandpass Filter

Given: f_0 = center frequency
 $A(f_0)$ = gain at center frequency

Choose value f_0, C

$$\text{Then: } R3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$$

$$R1 = \frac{R3}{2 A(f_0)}$$

$$R2 = \frac{R1 R3}{4Q^2 R1 - R3}$$

For less than 10% error from operational amplifier, $\frac{Q_0 f_0}{BW} < 0.1$

where f_0 and BW are expressed in Hz.

If source impedance varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Operating Temperature Range	Shipping
LM224D	SO-14	-25° to +85°C	55 Units/Rail
LM224DR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM224N	PDIP-14		25 Units/Rail
LM324D	SO-14	0° to +70°C	55 Units/Rail
LM324DR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM324N	PDIP-14		25 Units/Rail
LM324AD	SO-14		55 Units/Rail
LM324ADR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM324AN	PDIP-14		25 Units/Rail
LM2902D	SO-14	-40° to +105°C	55 Units/Rail
LM2902DR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM2902N	PDIP-14		25 Units/Rail
LM2902VD	SO-14	-40° to +125°C	55 Units/Rail
LM2902VDR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM2902VN	PDIP-14		25 Units/Rail
NCV2902DR2	SO-14		2500 Tape & Reel

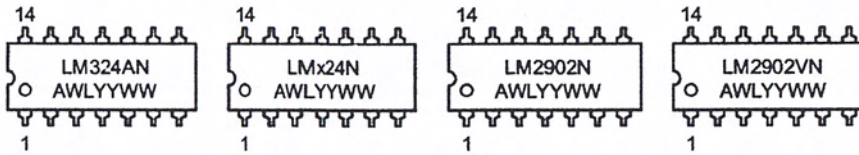


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

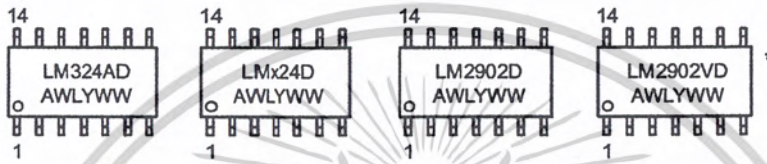
LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

MARKING DIAGRAMS

PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646



SO-14
D SUFFIX
CASE 751A



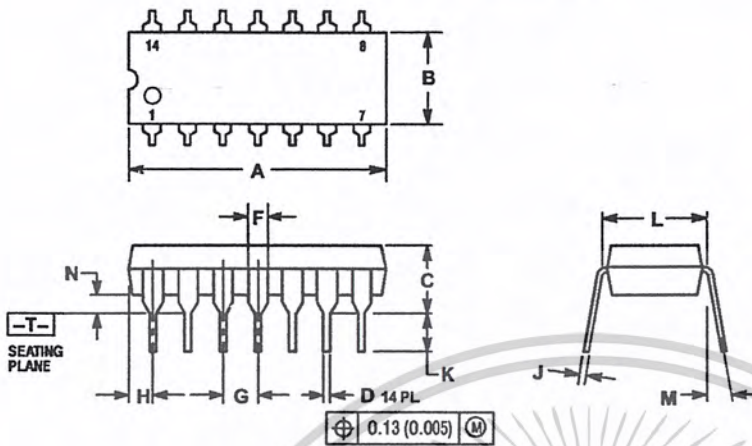
x = 2 or 3
A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV2902.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646-06
ISSUE M

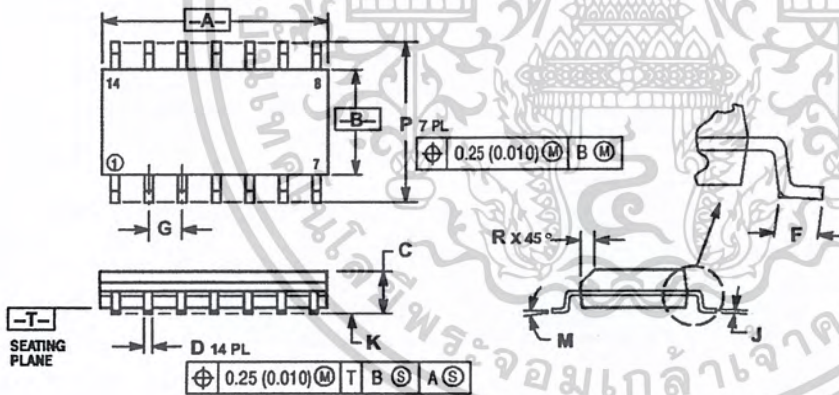


NOTES:

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.290	0.310	7.37	7.87
M	10°		10°	
N	0.015	0.039	0.38	1.01

SO-14
D SUFFIX
CASE 751A-03
ISSUE F




NOTES:

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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°		7°	
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

Literature Fulfillment:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, NCV494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

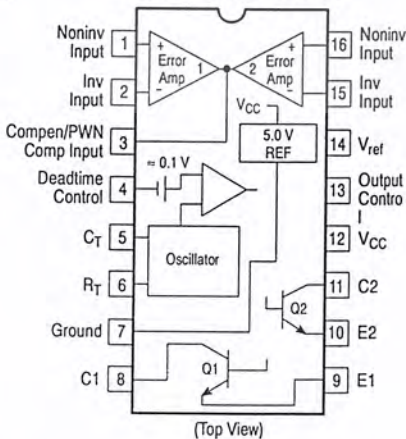
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation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

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1} , V_{C2}	42	V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1} , I_{C2}	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494B TL494C TL494I NCV494B	T_A	-40 to +125 0 to +70 -40 to +85 -40 to +125	$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45	$^\circ\text{C}$

1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



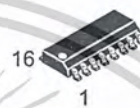
(Top View)



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

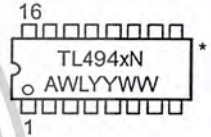
MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



x = B, C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV494.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494BD	SO-16	48 Units/Rail
TL494BDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	25 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	25 Units/Rail
NCV494BDR2*	SO-16	2500 Tape & Reel

*NCV494: $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$.
Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

TL494, NCV494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

TL494, NCV494

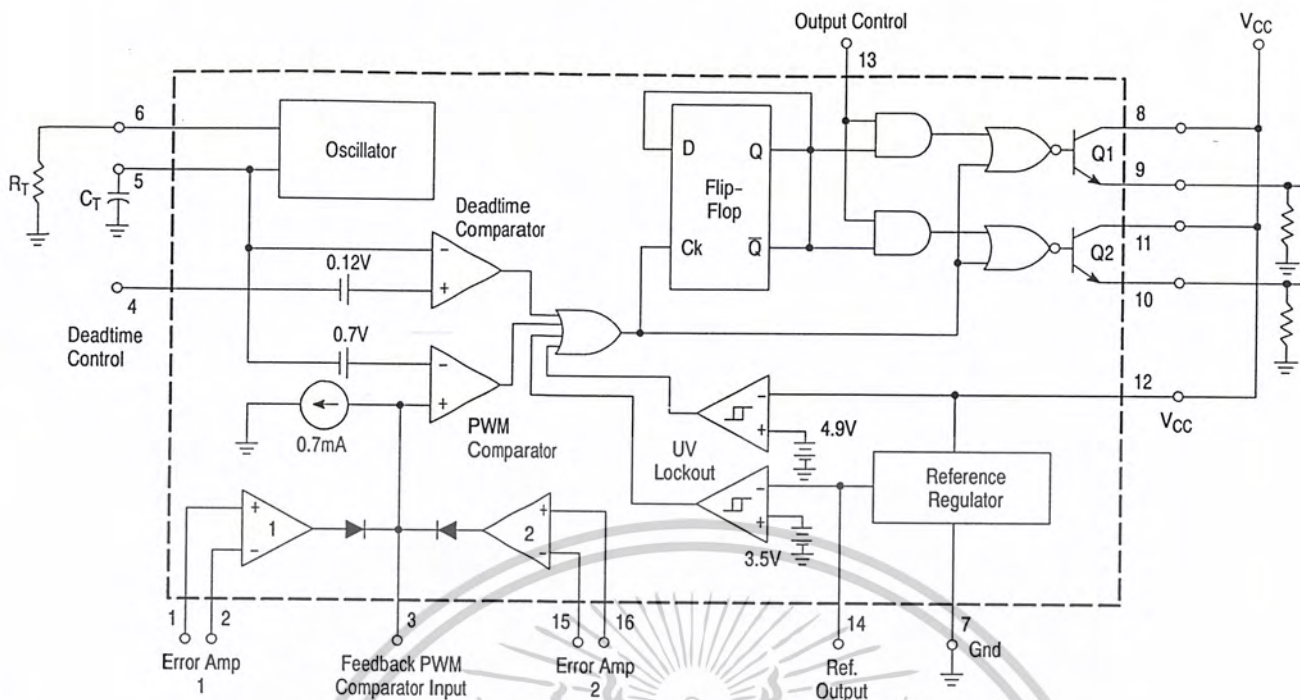
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

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

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

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

TL494, NCV494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

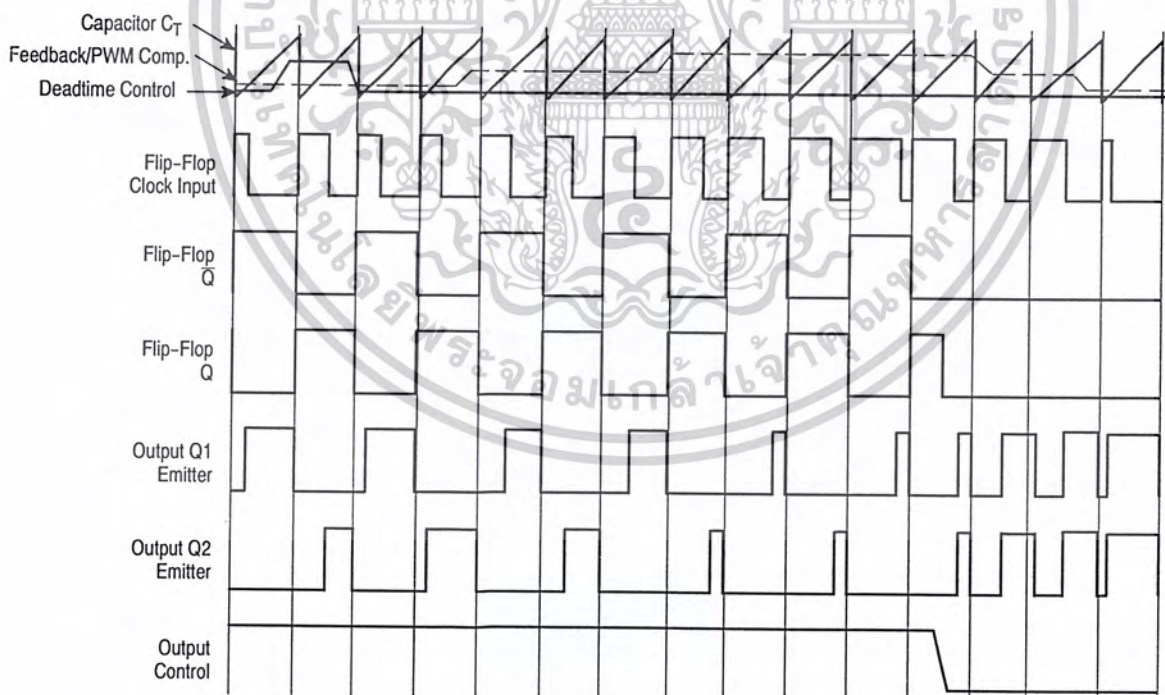


Figure 2. Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

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

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

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

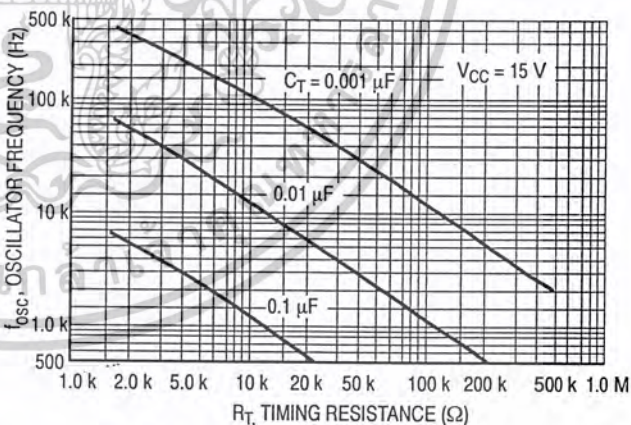


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

TL494, NCV494

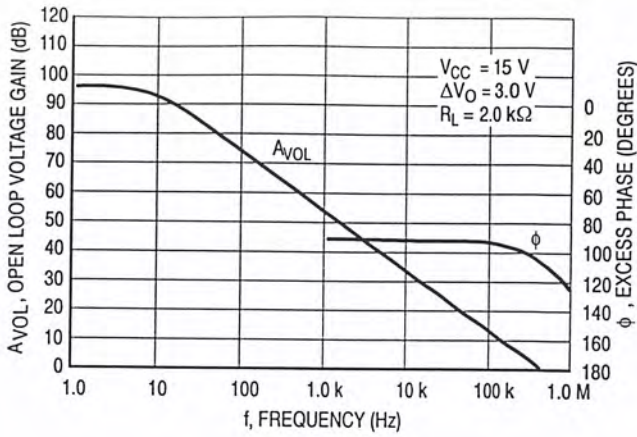


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

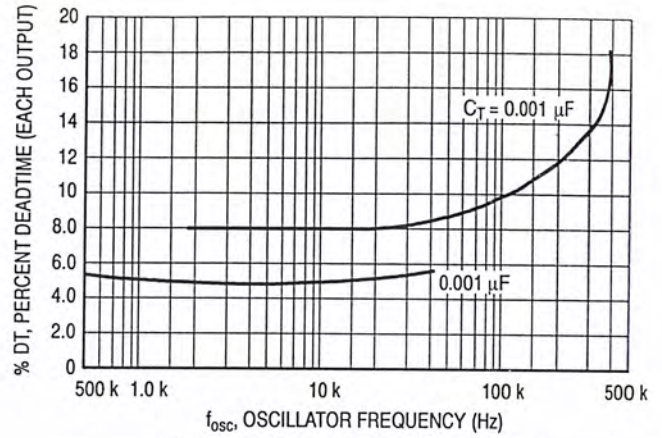


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

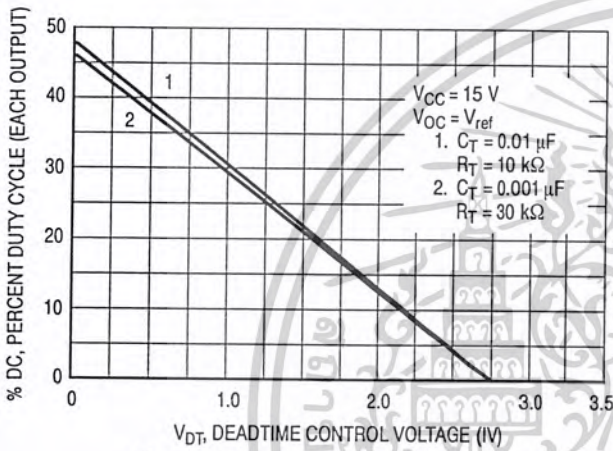


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

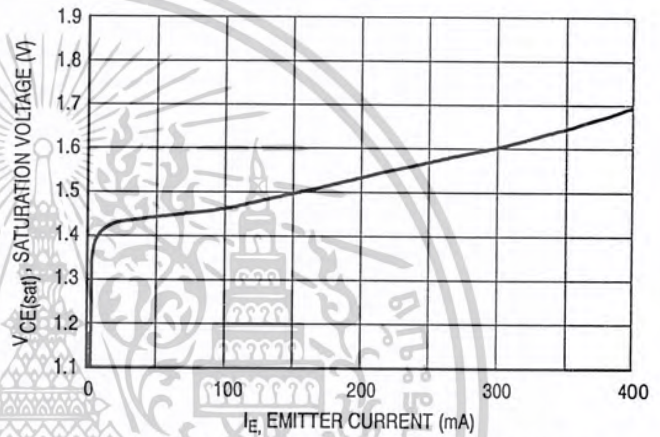


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

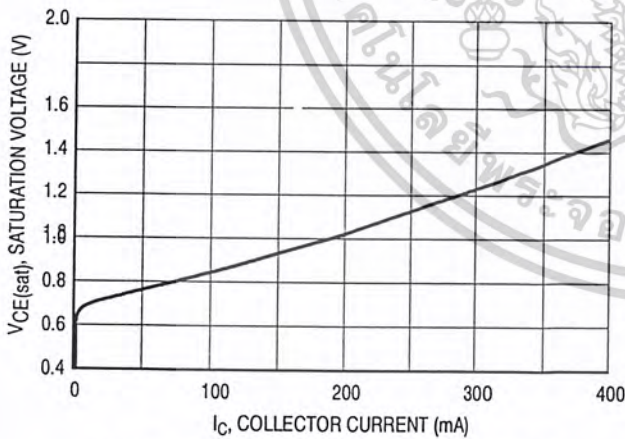


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

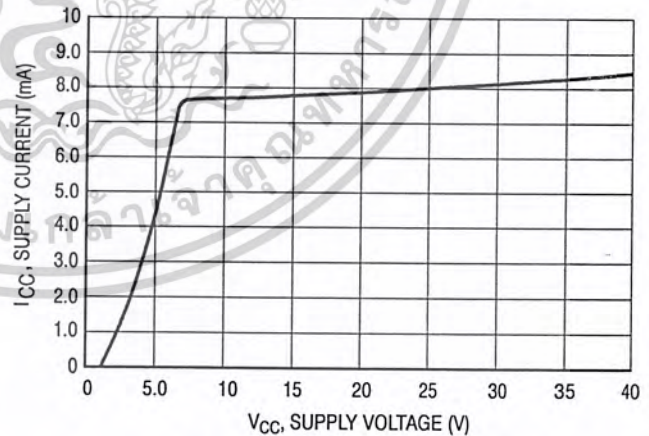


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

TL494, NCV494

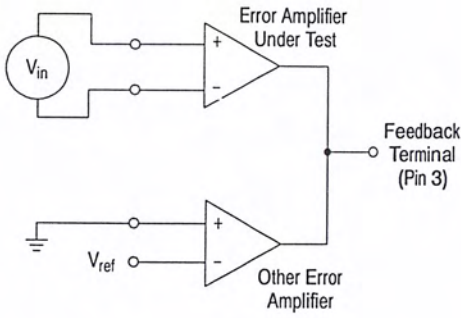


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

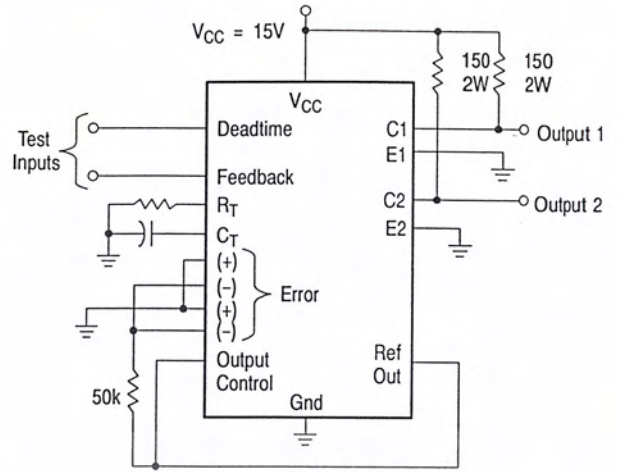


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

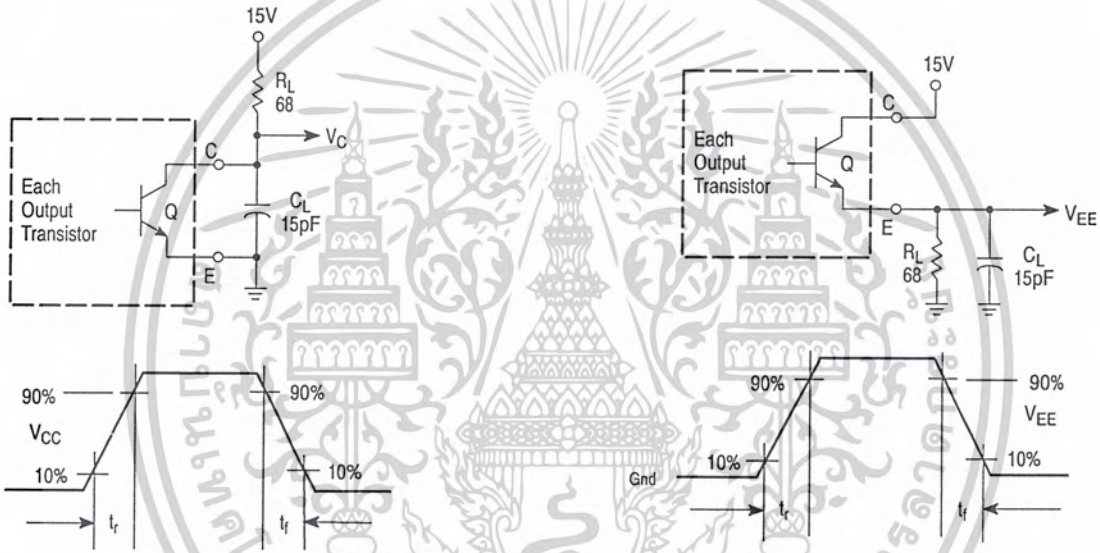


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

TL494, NCV494

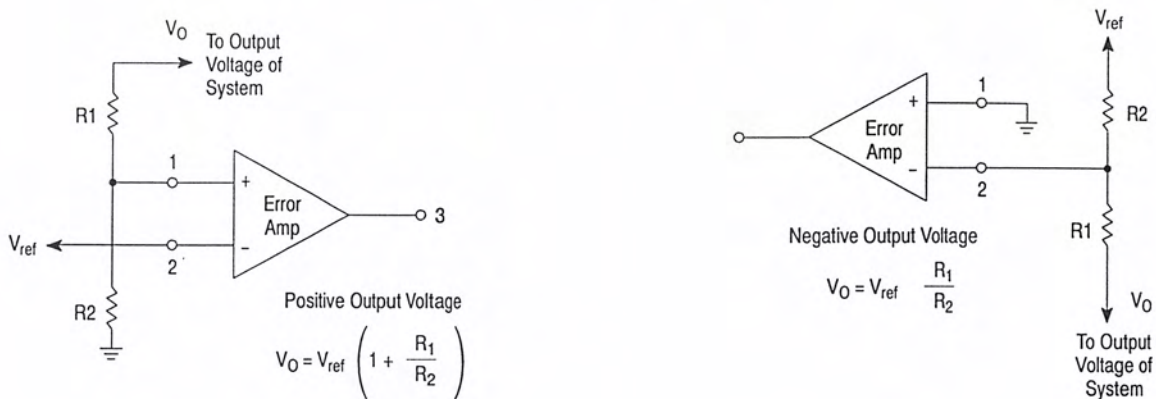


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

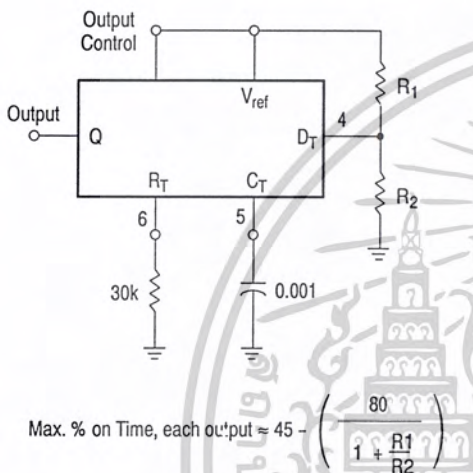


Figure 15. Deadtime Control Circuit

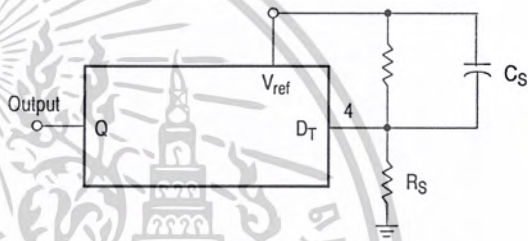


Figure 16. Soft-Start Circuit

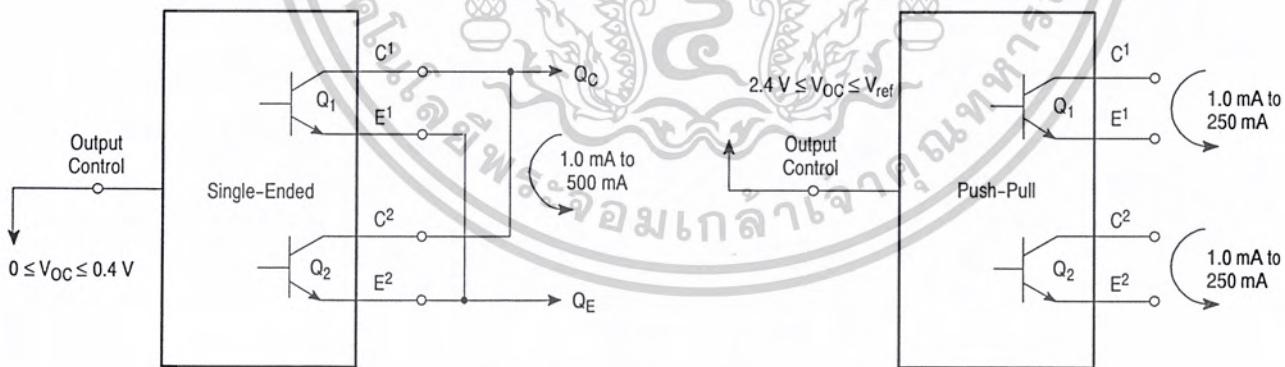


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

TL494, NCV494

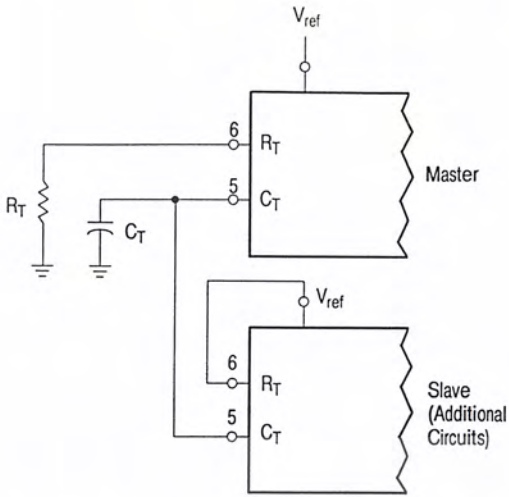


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

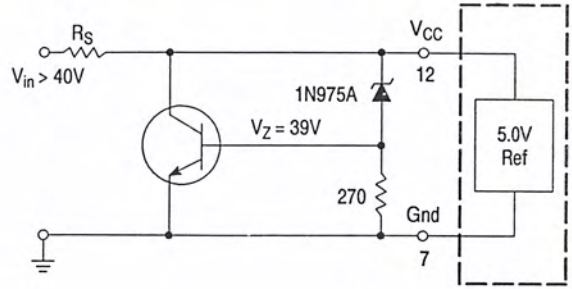


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

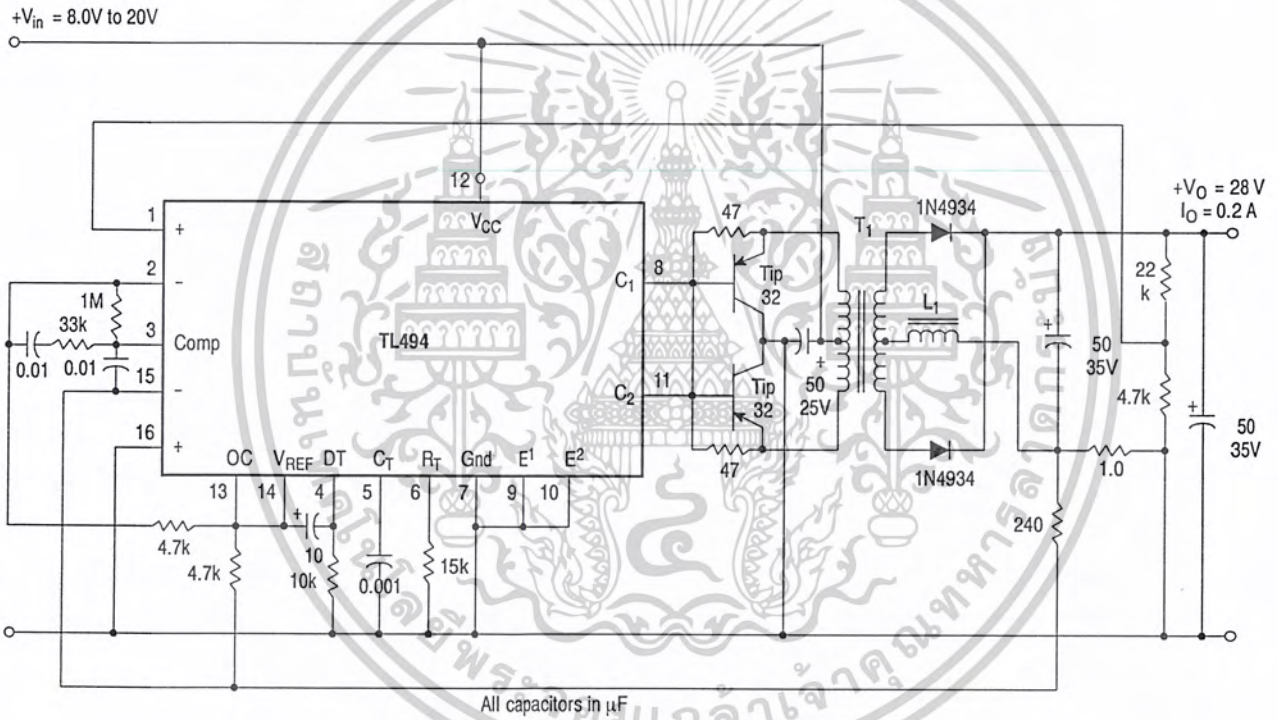


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, NCV494

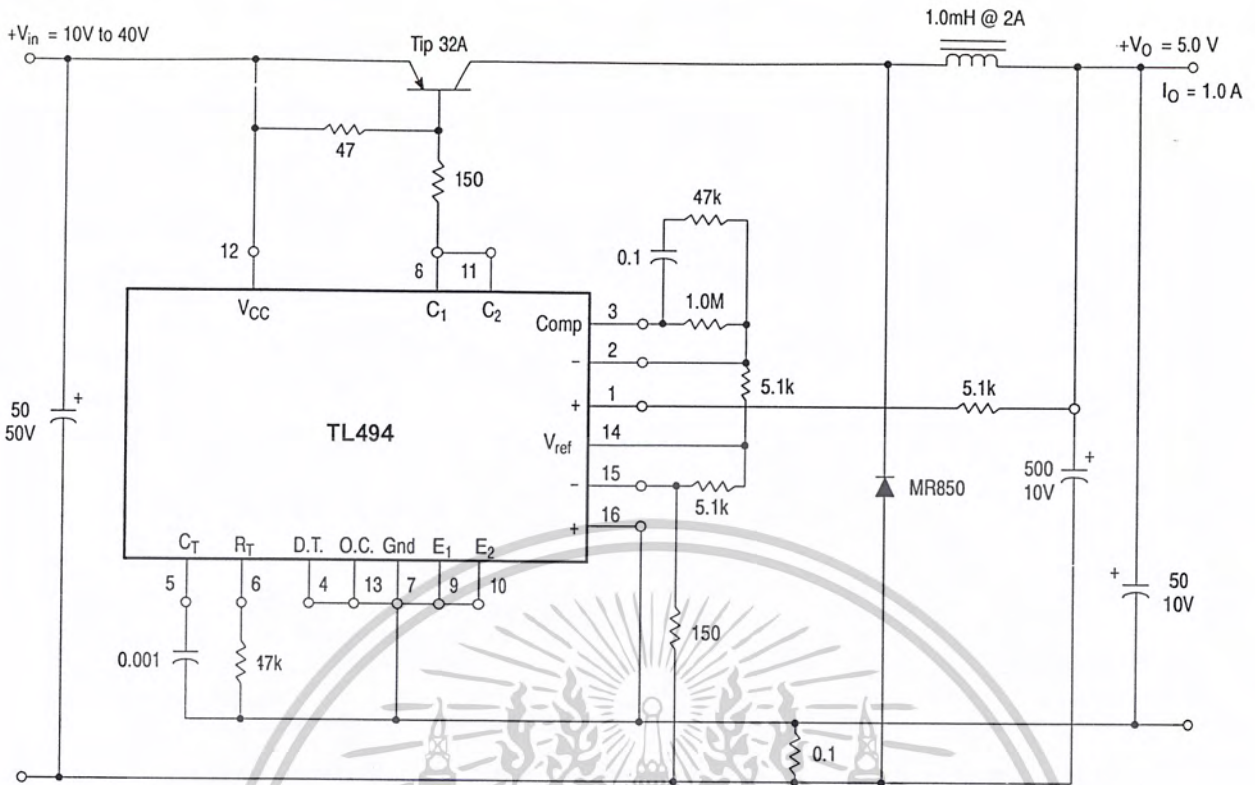


Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

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

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนด้านทุนทรัพย์ และให้กำลังใจทางการศึกษา ตลอดมาจนถึงปัจจุบัน

ขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ เป็นกำลังใจ กำลังกาย เสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ แซ่กัน, “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”, บริษัทเอสแอลไทย จำกัด, 2521
2. Victor F. Veley, “Modern Microwave Technology”, Prentice-Hall INC., 1987
3. V. F. Veley, *Modern Microwave Technology*: Prentice Hall Inc., 1989.
4. A. C. Metaxas and R. J. Meredith, *Industrial Microwave Heating*: Peter Peregrinus Ltd., 1983.
5. S. Y. Liao, *Microwave Electron-tube devices*, New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1988.
6. Kuzuta Kitahara, “Ozone generator with silent discharge tube of special constructure”, pharmaceutical Faculty, University of Kumamoto, 1960



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้