

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้า ทุมระบั้ง

คืซี-คืซี คอนเวอร์เตอร์

DC-DC CONVERTER



โดย  
นายพนนทื พรมสุทธิพันธ์  
นายวีรวัดณ์ ขวัญเนตร  
นายสถาพร กองตาค้า

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 86758  
วัน,เดือน,ปี. : 14 ส.ค. 2552

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร	ดิซี-ดิซี คอนเวอร์เตอร์
นักศึกษา	นาย นพนนท์ พรหมสุทธิพันธ์ นาย วีรวัฒน์ ขวัญเนตร นาย สถาพร กงตาคำ
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2540

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้  
ปริญญาบัตรฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาบัตร

.....	อาจารย์ที่ปรึกษา
( ..... )	
.....	กรรมการ
( ..... )	
.....	กรรมการ
( ..... )	
.....	กรรมการ
( ..... )	
.....	กรรมการ
( ..... )	
.....	กรรมการ
( ..... )	

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์  
DC-DC CONVERTER

โดย	นายพนนัท	พรมสุทธิพันธ์	38013325
	นายวีรวัฒน์	ขวัญเนตร	38013335
	นายสถาพร	คงตาคำ	38013339

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นโครงการเกี่ยวกับการแปลงแรงดันไฟตรงเป็นแรงดันไฟตรง ที่มีระดับแรงดันที่สูงกว่า โดยใช้หลักการของเทคนิคสวิตซิ่งและใช้ความกว้างของพัลส์ในการมอดูเลตโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตกระแสสูงต่อขนานกัน เพื่อทำการแปลงระดับไฟตรงจากแบตเตอรี่ขนาด 12 โวลต์ ให้มีระดับแรงดันให้สูงขึ้นขนาด 80 โวลต์ทั้งด้านบวกและลบ ซึ่งโครงการนี้ได้แสดงการทำงานของระบบทั้งหมดอยู่ในลักษณะหรือแนวความคิดที่เป็นไปได้ โดยที่โครงการสามารถพัฒนาไปใช้งานจริงได้

ABSTRACT

This project presents DC to DC converter. The converter is designed by using the principle of switching technique , Pluse Width Modulation (PWM) and high current POWER MOSFET . The objective is to transform 12 volt DC voltage to  $\pm 80$  VDC. The project can be applied and developed for many possible applications .

## กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ได้ดีเพราะได้รับคำปรึกษาและแนะนำแนวทางจาก อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และอีกหลายๆ นุคคลที่แนะนำแนวทางในการวิเคราะห์ และความเป็นไปได้ของวงจร รวมทั้งเทคนิคต่างๆ ในการออกแบบและแก้ไขวงจร คณะผู้จัดทำขอกราบขอบคุณทุกท่าน ที่ได้ให้ความช่วยเหลือมา ณ.ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ	
- ความเป็นมาของปัญหา	1
- แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น	2
- แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซิ่ง	3
- สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย	4
บทที่ 2 ทฤษฎี	
- Block Diagram แสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC-DC แบบสวิตซิ่ง	7
- คอนเวอร์เตอร์	8
- ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	26
- วงจรควบคุมการทำงานแบบพัลส์สวิตซิ่งมอดูเลชัน	34
- วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์	37
- การใช้เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรสวิตซิ่ง	46
บทที่ 3 โครงสร้างของโครงการ	
- โครงสร้างทางวงจร	50
- วงจรและรายละเอียดการทำงาน	51
- ลายวงจรพิมพ์	54
บทที่ 4 ผลการทดลอง	57
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง	61
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	

## บทที่ 1

### บทนำ

#### ความเป็นมาของปัญหา

แนวความคิดในยุคต่างๆ ของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อเป็นตัวลดระดับแรงดันไฟฟ้าลงตามที่ต้องการและยังเป็นการแยกกันทางไฟฟ้าของวงจรออกจากระบบไฟฟ้าหลักและมีส่วนประกอบอื่นคือวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบเท่านั้น ในทางปฏิบัติแล้วแรงดันไฟตรงเอาต์พุตที่เรียบนั้นอาจจะไม่สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ตลอดได้ เนื่องจากสาเหตุ 2 ประการคือ

1. แรงดันไฟฟ้าหลักไม่คงที่ ซึ่งมีมักจะเกิดขึ้นเสมอๆ และยากที่ตรวจสอบ หรือ แก้ปัญหา
2. ภาวะของโหลดมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากบางครั้ง โหลดดึงกระแสมากจนทำให้แรงดันเอาต์พุตตกลงมา

แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้จึงถูกจัดว่าเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ไม่มีการรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุต (Unregulation) การรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุตจัดเป็นสิ่งที่สำคัญมากในการจ่ายพลังงานไฟฟ้า ซึ่งจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบให้แก่โหลดเหล่านี้คือ

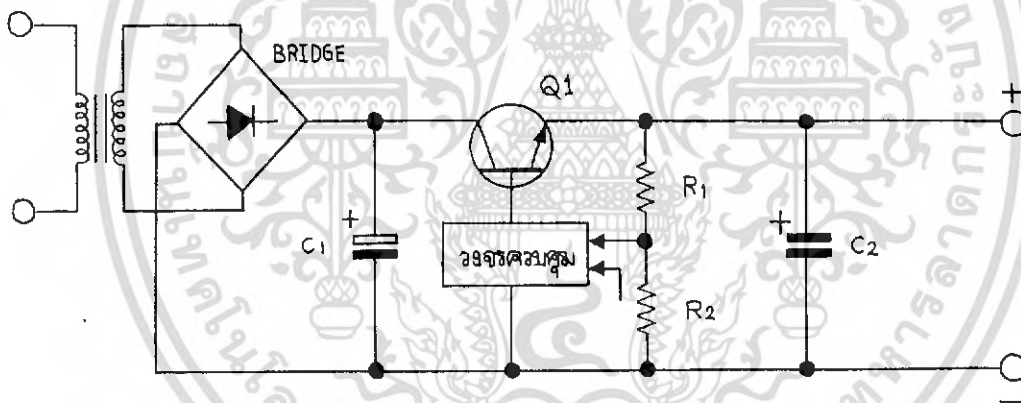
- เสถียรภาพทางแรงดันขาออกซึ่งต้องพยายามรักษาให้คงที่ หรืออยู่ในช่วงที่ยอมรับได้
- การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตในแหล่งจ่ายไฟ เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นระหว่างการใช้งานและเป็นการป้องกันความเสียหาย ที่อาจเกิดกับอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตซ์ได้ (ทรานซิสเตอร์, มอเตอร์ ฯลฯ)
- มีแรงกันเอาต์พุตหลายค่า (multiple output) เพื่อการใช้งานหนึ่งอาจใช้ทั้งไฟบวกและไฟลบที่ต่างระดับแรงดันกัน
- ขนาดและน้ำหนักของแหล่งจ่ายไฟ ต้องมีประหัดเนื้อที่และน้ำหนักซึ่ง แนวโน้มของเทคโนโลยีสมัยใหม่สามารถทำให้ขนาดเล็กลง
- ประสิทธิภาพต้องพยายามให้เกิดการสูญเสียให้น้อยที่สุด เพื่อจะได้ใช้กำลังงานอย่างคุ้มค่าที่สุดที่สุด

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีใช้กันในปัจจุบัน ซึ่งสามารถแบ่งได้ 2 ชนิดใหญ่ๆ คือ

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้น
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซิง

## แหล่งจ่ายไฟฟ้าตรงแบบเชิงเส้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบนี้จะทำงานให้เป็นเชิงเส้นอยู่ในย่านแอกทีฟ แรงดันเอาต์พุตค่อนข้างเสถียรภาพดีกว่าแบบสวิตชิ่ง และมีการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพียงเล็กน้อย วงจรการทำงานไม่ซับซ้อนอุปกรณ์ได้ง่ายจึงถูกสำหรับเครื่องขนาดเล็ก แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้มีส่วนประกอบดังรูปที่ 1 การใช้ไอ.ซี. รักษาไฟตรงแบบต่อเนื่องชนิด 3 ขา เป็นตัวอย่างที่มองเห็นได้ ไอ. ซี. ซึ่งอยู่บน Chip เดียวกันนี้ทำให้การออกแบบแหล่งจ่ายไฟเป็นไปได้ง่ายขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor) จะต้องทำงานโดยตลอดไม่มีการหยุดพัก ดังนั้น จะสิ้นเปลืองพลังงานสูงถ้าต้องการกระแสไฟสูงสุด ประสิทธิภาพของเครื่องจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ  $V_{out}/V_{in}$  สำหรับกรณี  $V_{out}$  คงที่ประสิทธิภาพจะลดลง ในขณะที่แรงเคลื่อนอินพุท (Input) จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องสิ้นเปลืองพลังงานเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้ทรานซิสเตอร์และ แผ่นระบายความร้อน (Heat sink) ที่มีขนาดใหญ่



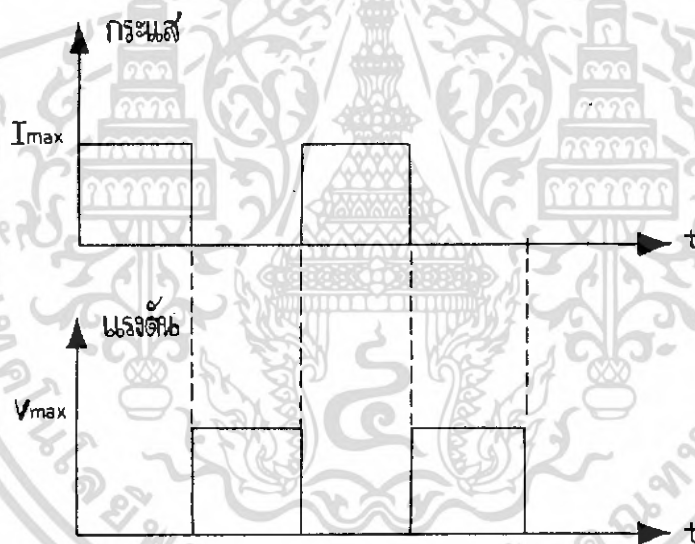
รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น

แต่ข้อเสียที่ต้องการแก้ไขมากที่สุดได้แก่การใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งจะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากกว่าหม้อแปลงที่ใช้ในความถี่สูงและอีกอันหนึ่งคือทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงมีการดูดซับพลังงานเป็นผลของกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน ฉะนั้นจ่ายไฟแบบเชิงเส้น มักมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 30% - 50%

### แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง

การเข้าใจความหมายของคำว่า “สวิตชิง” ในขั้นพื้นฐานอย่างตรงไปตรงมาก็คือให้นึกถึง สวิตช์ไฟฟ้าที่ใช้ตามบ้านทั่วๆ ไป เช่น สวิตช์เปิด - ปิด เครื่องเสียงเป็นต้นจะ เห็นว่าสวิตช์นั้นทำงานอยู่ 2 สถานะ คือ เปิดไฟ (ON) และปิดไฟ (OFF) สวิตช์จะไม่อยู่ระหว่างกึ่งเปิดกึ่งปิด

ถ้ามองสวิตช์ในแง่ของกระแสก็เป็น 2 สถานะ คือขณะเปิดไฟกระแสจะไหลเต็มที่ขณะเปิดไฟกระแสจะเป็นศูนย์ถ้ามองสวิตช์ในแง่แรงดันไฟฟ้าก็จะเป็น 2 สถานะเช่นเดียวกันคือขณะเปิดแรงดันไฟคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ขณะเปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตช์จะเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟ เช่น สวิตช์เปิด - ปิด ไฟฟ้าที่ใช้ในบ้าน ขณะเปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตช์จะเป็นศูนย์ แต่ขณะปิดไฟแรงดันคร่อมสวิตช์จะเป็น 220 โวลท์จะเห็นว่าสถานะของกระแสและสถานะของแรงดันจะมีลักษณะตรงข้ามคือขณะกระแสมาก แรงดันเป็นศูนย์แรงดันจะมากตามกราฟในรูปที่ 2



รูปที่ 2 ภาวะกระแสและแรงดันที่สวิตช์ไฟฟ้า

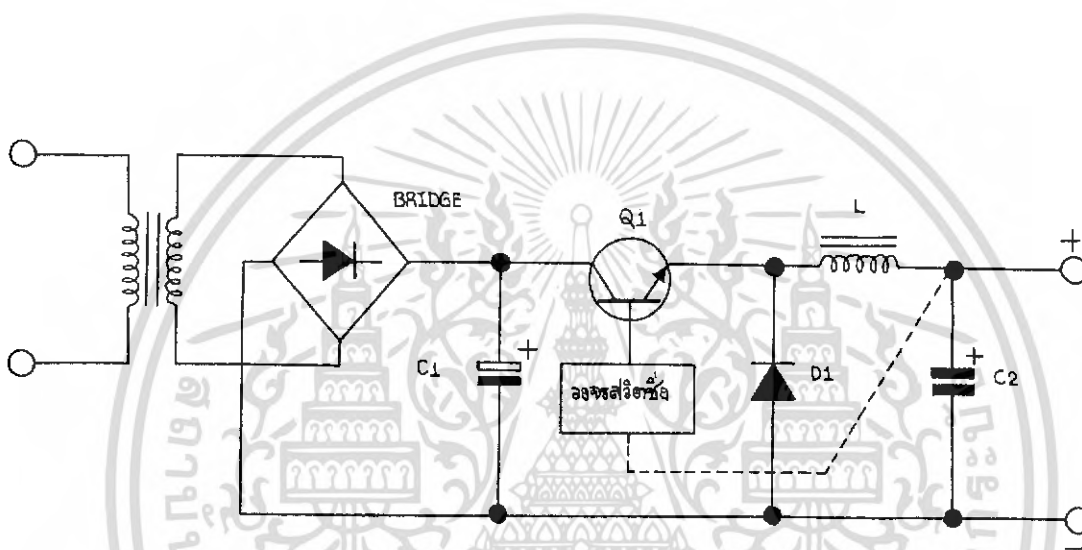
ดังนั้นอุปกรณ์ใดก็ตามที่ทำงานสองสถานะเหมือนสวิตช์คือ มี ON - OFF เราเรียกอุปกรณ์นั้นว่าเป็นตัวสวิตช์ เช่น รีเลย์ ทรานซิสเตอร์ที่ปล่อยกระแสเป็นช่วงๆ หรือเป็นจังหวะๆ ไม่ปล่อยอย่างต่อเนื่อง เราเรียกว่า สวิตชิงเร็กกูเลเตอร์ ทรานซิสเตอร์ ที่ทำหน้าที่เหมือนสวิตช์ คือเป็นตัวควบคุมกระแสให้ผ่านตัวมันเป็นช่วงๆ เราเรียกว่า สวิตชิงทรานซิสเตอร์

ส่วนทรานซิสเตอร์และภาคสวิตชิงนั้นจะทำงานต่างจากแบบเชิงเส้นโดยทรานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิตชิงที่ความถี่สูงมีการทำงาน 2 ช่วง คือ ช่วงไม่ทำกระแสซึ่งมีความต้านทานสูงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสมือนสวิตช์ถูกเปิดกับช่วงนำกระแสในตัวมีความต้านทานต่ำเสมือนปิดวงจรสวิตช์ซึ่งด้วยความถี่นี้เป็นการบังคับแรงดันเอาต์พุตด้วย

ความแตกต่างจากแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์อยู่ในส่วนเอาต์พุตของหม้อแปลงคิงรูปที่ 3 จะเห็นว่าส่วนที่แตกต่างกันคือ มีทรานซิสเตอร์, ภาควัดซึ่ง, ไดโอดที่ใช้ในช่วงความถี่สูง และ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งประกอบด้วยขดลวด (L) และตัวเก็บประจุ ( $C_2$ ) เพื่อทำหน้าที่เก็บพลังงานและทำให้กระแสและแรงดันของโหลดมีการกระเพื่อม (ripple) น้อยลง



รูปที่ 3 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์

เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงมากประมาณ 200 kHz หม้อแปลงที่ใช้มักแกนเฟอร์ไรต์ ที่มีขนาดเล็กและเบา ทั้งยังเป็นส่วนที่แยกทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตด้วย ในการการออกแบบบางครั้งอาจไม่ใช้หม้อแปลงลดแรงดันไฟสลับที่อินพุต เพราะหม้อแปลงความถี่สูงจะมีราคาสูงตามไปด้วย

#### สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำงานเป็นแบบสวิตซ์ ทำให้เกิดความสูญเสียน้อยกว่า แบบเชิงเส้นมาก ทั้งยังสามารถจ่ายกำลังงานเอาต์พุตได้สูงกว่าด้วย ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์สูงขึ้นไปอยู่ในช่วง 70% - 80% ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรือ อาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การคงค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและ ต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูง จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีทางคุณสมบัติอยู่มาก แต่ก็ต้องสนใจในจุดด้อยของมันที่ว่าวงจรมีความซับซ้อนและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้กันมักมีราคาสูงและหาซื้อได้ยากในประเทศและจากการสวิตซ์ที่ความถี่สูงจึงเกิดการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) กับอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆ ได้

ข้อได้เปรียบของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบาว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง

จากโครงสร้างพื้นฐานและหลักการการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงทั้ง 2 แบบนั้นเราสามารถนำมาเปรียบเทียบจุดดีจุดเสียกับดังแสดงในตารางที่ 1

ข้อมูล	แบบเชิงเส้น	แบบสวิตซ์
โครงสร้างของวงจร	ง่าย	ยุ่งยาก, ซับซ้อน
ส่วนที่เป็นแม่เหล็ก	ขนาดใหญ่, ราคาถูก	ขนาดเล็ก, ราคาแพง
ขนาดและน้ำหนัก	มาก	น้อย
ประสิทธิภาพ	ต่ำ	สูง
การกระเพื่อมของแรงดันและสัญญาณรบกวน RFI และ EMI	น้อย	มาก
ความเชื่อถือในการทำงาน	สูง	ต่ำ
การตอบสนองผลทรานเซียนต์	เร็ว	ช้า
การแยกจากกันทางไฟฟ้าของอินพุตกับเอาต์พุต	ปกติมีอยู่แล้ว	ขึ้นอยู่กับ โครงสร้างของวงจร
เสถียรภาพในการทำงาน	ดีมาก	ค่อนข้างช้า
ราคา	ต่ำ	สูง

ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบข้อมูลทางด้านต่างๆ ของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นและสวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะประหยัดกว่า ในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไป มักจะนิยมใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย



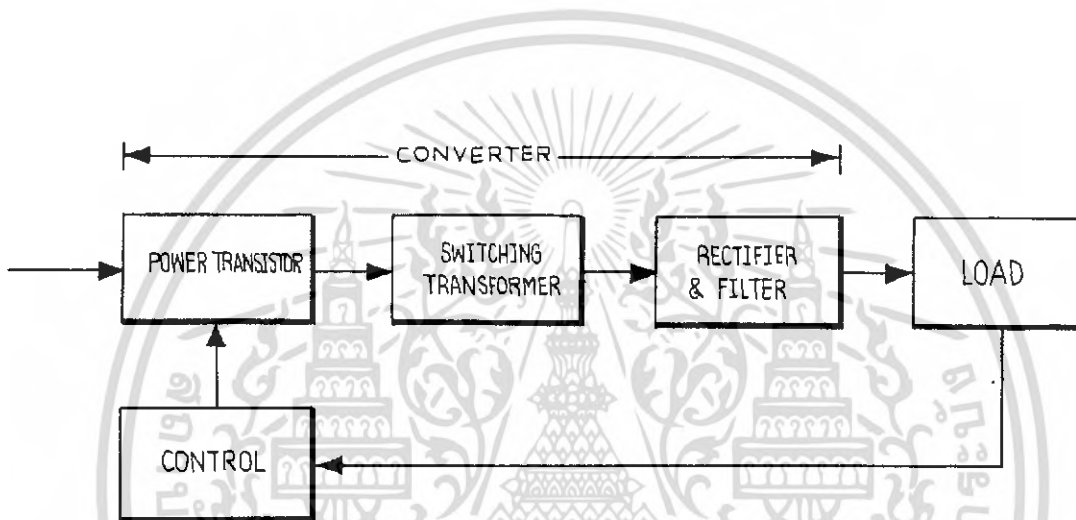
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### Block Diagram แสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC - DC แบบสวิตชิง

การทำงานของ DC - DC Converter อาศัยหลักการของวงจรสวิตชิง คือ ทำงานในช่วงอิมพัลส์และคัทออฟ สามารถอธิบายการทำงานได้จากรูปแสดงบล็อกไดอะแกรมดังนี้



รูปที่ 4 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่าย DC - DC แบบสวิตชิง

เมื่อทำการต่อไปกรแสดงตรงทางด้านคินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์วงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะทำการสวิตชิงเปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูงในช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตชิงนี้อาจสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์, เพา์เวอร์มอสเฟต, เอสซีอาร์และอื่นๆ พัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูงจากวงจรสวิตชิงจะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตความต้องการและแยกกราวด์ไปในตัว แรงดันที่ได้นี้จะส่งเข้าภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตอีกครั้งเป็นไฟตรงตามระดับแรงดันที่ต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับเข้าวงจรควบคุมเพื่อคอยตรวจสอบและ ควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไม่ว่าแรงดันไฟตรงด้านอินพุต หรือโหลด ที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วยวงจรกำหนดความถี่เพื่อป้อน แก่วงจร PWM (Pulse Width Modulation) วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบ แรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิงแล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้น ไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของ PWM ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่ง มาควบคุมวงจรสวิตซ์ซึ่งให้สวิตซ์เปิด - ปิด ปล่อยกำลังไฟฟ้า ไปสู่วโหลดให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไป ด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันทางเอาต์พุตให้คงที่

### คอนเวอร์เตอร์

สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์หรือเรียกอีกแบบว่า สวิตซ์โหมด เพาเวอร์ซัพพลาย (Switched Mode Power Supplies, SMPS) นั้นสามารถแบ่งตามชนิดของคอนเวอร์เตอร์ได้ 2 ชนิดคือ

- สวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์
- เรโซแนนซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

#### 1. สวิตซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์ (SMC)

SMC ประกอบด้วย อุปกรณ์สามส่วนใหญ่ๆ เช่นเดียวกับโครงสร้างพื้นฐาน ของแหล่งจ่าย ไฟสวิตซ์ทั่วไปที่มี สวิตซ์, ไดโอดความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ต่ำและสามารถแบ่งชนิดของ SMC ได้โดยหม้อแปลงที่แยกอินพุตกับเอาต์พุต ซึ่งก็จะเหมาะกับการใช้งานแตกต่างกันไป

##### 1.1 SMC ชนิดไม่มีหม้อแปลงเฟอไรต์

SMC แบบนี้จะใช้ขดลวดเป็นตัวเก็บพลังงานแม่เหล็กได้ และเหมาะสมกับการควบคุม อุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรง เช่น มอเตอร์ ซึ่งมีการจัดแบ่งวงจรได้ 2 ชนิดตามลักษณะการวางของขด ลวด (L) ได้แก่

- บัคเรกูเลเตอร์ (Buck Regulator)
- บูสต์เรกูเลเตอร์ (Boost Regulator)

##### 1.2 SMC ชนิดมีหม้อแปลงเฟอไรต์

จากชนิดที่ไม่มีหม้อแปลงเฟอไรต์จะมีข้อเสียที่ว่า มีเพียงแต่ อุปกรณ์สามกึ่งตัวนำที่แยก เอาต์พุตออกจากอินพุต หากผลทางทราบดีขึ้นนี้อาจจะทำให้ อุปกรณ์สวิตซ์เสียหายได้ จึงทำการเพิ่ม หม้อแปลงเฟอไรต์ในวงจรเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวซึ่ง โครงสร้างและหลักการทำงานต่างก็เป็นการ คัดแปลงจากแบบแรกเล็กน้อย และยังเป็นตัวเก็บพลังงานแทนขดลวด

เหตุที่ใช้แกนเฟอไรต์เพราะเป็นการสวิตซ์ความถี่สูง ซึ่งไม่เหมาะสมกับการใช้แกนเหล็ก ซึ่งส่วนใหญ่ จะใช้วัสดุผสมกันระหว่างแมกนีเซียมกับสังกะสี (MnZn) และนิเกิลกับสังกะสี (NiZn) ซึ่งทั้งสองชนิดนี้สามารถทำงานได้ถึงในย่านความถี่ 1 - 3 MHz ที่นิยมใช้ได้แก่

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

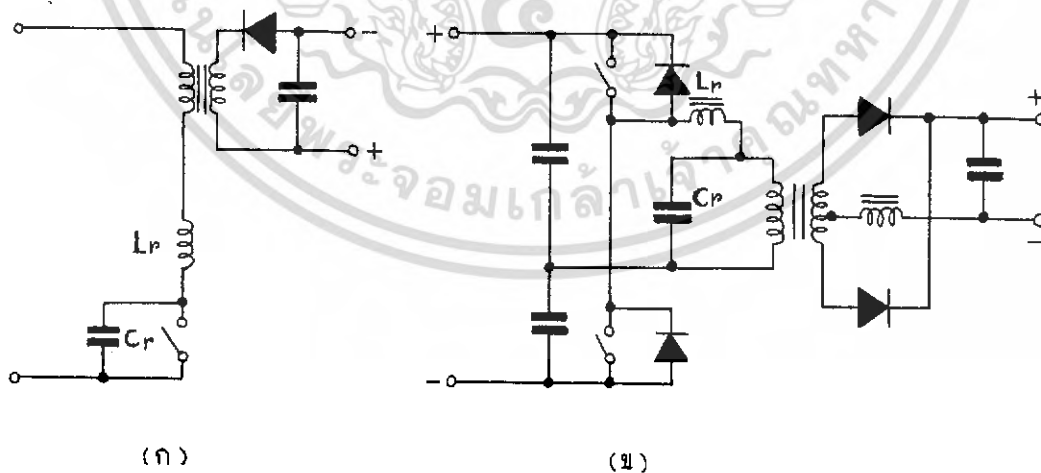
3. พูช - พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push - Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half - Bridge Converter)
5. ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full - Bridge Converter)

## 2. เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (RMC)

จากหลักการของ SMC จะพบว่าอุปกรณ์สวิตช์ต้องทำงานปิด - เปิด วงจรที่ความถี่สูง ถ้าหากมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์อยู่เมื่อทำการสับสวิตช์ทันทีทันใด ก็จะทำให้เกิดการกระชากของทั้งแรงดันและกระแสของสวิตช์อย่างรวดเร็ว หรือเรียกว่าเป็นผล ทรานเซียนต์ยั้งถ้าเกิดที่ความถี่สูงมากๆ จะเป็นต้นเหตุทำให้เกิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวน (EMI) และคลื่นวิทยุรบกวน (RFI) ทั้งยังเป็นการสูญเสียกำลังไฟฟ้าบางส่วนไปด้วย

การแก้ไขเป็นไปได้ถ้าสามารถทำการเปิด - ปิดสวิตช์ขณะที่แรงดันหรือกระแสเป็นศูนย์พอดี โดยเพียงการเพิ่มวงจรเรโซแนนซ์แบบแทงก์ (tank circuit) ที่ประกอบด้วย  $L_r$  กับ  $C_r$  เข้าไปในวงจร SMC ซึ่งเทคนิคนี้กำลังเป็นที่สนใจอย่างมากในปัจจุบัน เพราะสามารถทำงานที่ความถี่สูงมากตั้งแต่ 1 MHz ขึ้นไป สามารถจ่ายกำลังงานไฟฟ้าได้สูงกว่าแบบเดิม ที่สำคัญคือ มีประสิทธิภาพสูงกว่าแหล่งจ่ายไฟตรงชนิดอื่นคือ ประมาณ 85% - 90%

วงจรแทงก์มีการต่อใช้งาน 2 แบบคือ แบบอนุกรมกับขดปฐมภูมิของหม้อแปลงเฟอร์ไรต์ ดังในรูป 1 (ก) กับแบบขนานกับขดปฐมภูมิ ดังรูป 1 (ข)



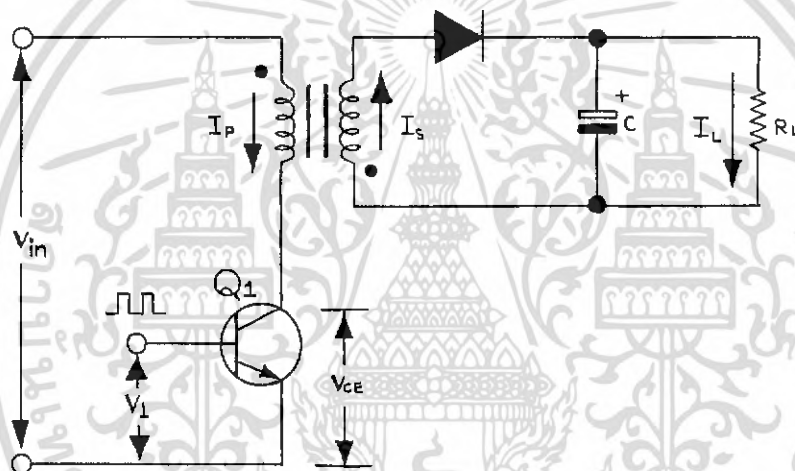
รูปที่ 1 (ก) RMC แบบอนุกรมกับโพล (ข) RMC แบบขนานกับโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คกับขนาดของอุปกรณ์สวิตชิงที่ใช้

อุปกรณ์สวิตชิงในที่นี้หมายถึง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพาเวอร์มอสเฟต ฯลฯ ซึ่งจะต้องทนแรงดันตกคร่อมได้สูงเมื่อตัวมันหยุดนำกระแส และจะต้องทนกระแสได้สูงเมื่อมันนำกระแส เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องทราบพิกัดที่สำคัญคือ  $V_{CE(max)}$  และ  $I_{C(max)}$  แต่ถ้าเพาเวอร์มอสเฟตก็คือ  $V_{DSS(max)}$  และ  $I_{D(max)}$  ฯลฯ

ในบทความตอนนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์สวิตชิงที่เป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น เพราะง่ายต่อการทำความเข้าใจและเป็นที่ยึดเหนี่ยวกันดีสำหรับผู้อ่านอยู่แล้ว ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

จากรูปที่ 2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง  $T_1$  กำหนดขดไฟรมารี่และเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ไดโอด  $D_1$  จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมารี่ของหม้อแปลง  $T_1$  แทน เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก  $T_1$  ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมารี่และเซคันดารี  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารีและกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นกับค่าความถี่การทำงานของ  $Q_1$  ช่วงเวลานำกระแสของ  $Q_1$  อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและและมีราคาถูก  $V_{CE(max)}$  ที่เกิดขึ้นในวงจรเมื่อ  $Q_1$  ต้องทนได้ในขณะไม่นำกระแสคือ

$$V_{CE(max)} = 2 \cdot V_{in} + V_a \cdot (N_s / N_p)$$

โดยที่  $V_{in}$  คือ แรงดันไฟตรงที่ได้รับจากภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุตประมาณ 300 V

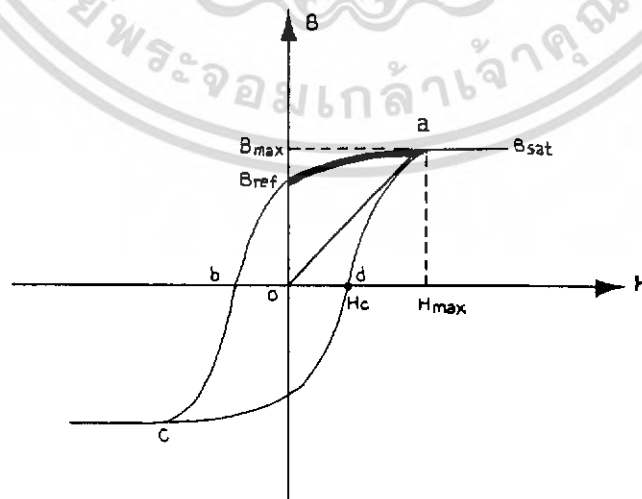
$V_s$  คือ แรงดันขดทุติยภูมิ ( $V_{out} - 0.7 = V_{out}$ )

$N_s / N_p$  คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบระหว่างขดทุติยภูมิกับปฐมภูมิ

แต่จากทฤษฎีของหม้อแปลง  $N_s / N_p = V_s / V_p$

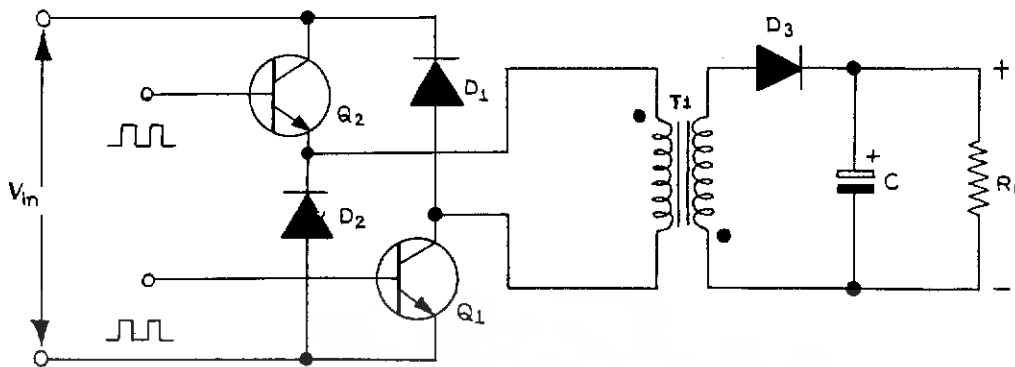
$$\begin{aligned} V_{CE(max)} &= 2V_{in} + V_s \cdot (V_a / V_p) = 2V_{in} + (V_o)^2 / V_{in} \\ &= 600 + (V_o)^2 / 300 \end{aligned}$$

จากสมการเห็นได้ว่า  $V_{CE(max)}$  มีค่ามากกว่า 600 โวลต์ขึ้นกับแรงดันเอาต์พุตในทางปฏิบัติ ทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟตที่นำมาใช้จะต้องทนแรงดันตกคร่อมมากกว่าที่คำนวณได้สักประมาณ 800 โวลต์



รูปที่ 3 กราฟ B - H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ดัดแปลงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง

อีกจุดที่สำคัญคือ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนกระแสคอลเล็กเตอร์  $I_C$  ในขณะที่ทำงานด้วย

คือ

$$I_C = I_L \cdot (N_s / N_p)$$

เมื่อ  $I_L$  คือ กระแสที่ไหลผ่านโหลดสูงสุด

นอกจากนี้อาจหา  $I_C$  ได้จาก

$$I_C = 2P_{out} / \eta V_{in} \delta_{max}$$

โดยที่  $\eta$  คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (อยู่ในช่วง 60% -90%)

$\delta_{max}$  คือ ค่าดีวีดีไซ์เกิดสูงสุดของสัญญาณพัลส์จาก

วงจรรวมคุม = (ความกว้างของพัลส์)

คาบเวลาของพัลส์

ซึ่งโดยทั่วไป  $\delta_{max}$  จะมีค่าต่ำกว่า 0.5 (0.4) แล้วแต่จะออกแบบ เช่นถ้าสมมุติให้คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ ;  $\eta$  เป็น 0.8 และ  $\delta_{max}$  เป็น 0.4 ก็จะได้

### -หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

จากลักษณะการทำงานดังที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะถูกขับเพียงทิศทางที่เป็นบวกทิศทางเดียวดังกราฟ B-H ในรูปที่ 3 ดังนั้นแกนที่ใช้จึงต้องมีขนาดปริมาตรใหญ่เป็นพิเศษ ปริมาตรของแกนสามารถหาได้จากสูตรต่อไปนี้

$$\text{ปริมาตรของแกน} = \mu_0 \mu_c (I_{L_{\max}})^2 L_{\text{out}} / (B_{\max})^2$$

เมื่อ  $\mu_0$  คือ 4

$\mu_c$  คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กสัมพัทธ์เทียบกับ

$I_L$  คือ กระแสที่จ่ายแก่โหลดสูงสุด (แอมป์)

$L_{\text{out}}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่)

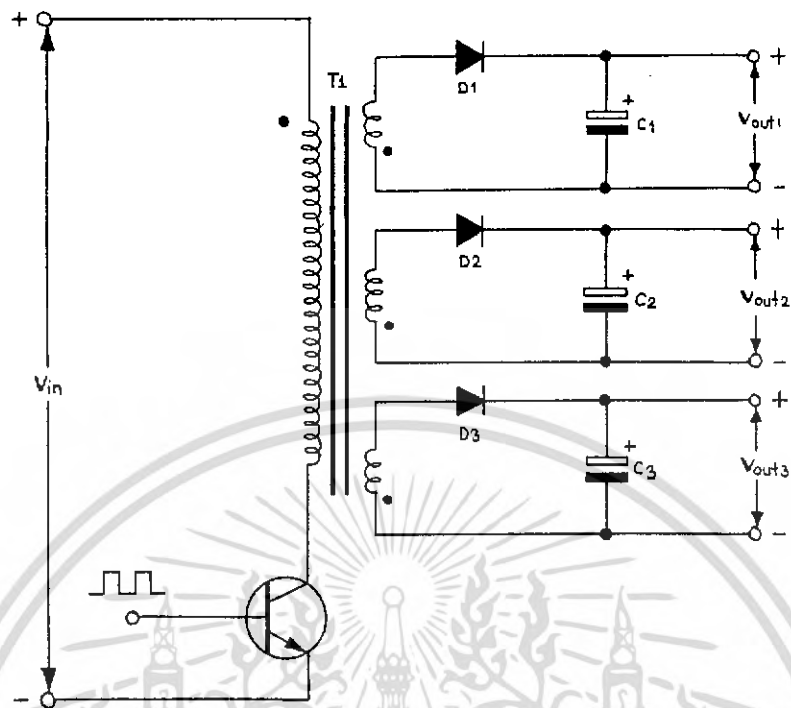
$B_{\max}$  คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (เวเบอร์/ตารางเมตร)

การเลือกใช้แกนจะต้องเลือกวัสดุที่มาทำแกนที่มีค่า  $\mu_0$  มาก เพื่อลด ขนาดกะโหลกของแกนและจำนวนรอบของขดลวดลง อันจะเป็นเหตุให้เกิดเป็นความร้อนสะสมขึ้นได้

### - คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คในรูปแบบอื่น

จากที่กล่าวมาแล้วว่าอุปกรณ์สวิตชิง เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้ประมาณ 800 โวลต์ ในขณะที่ไม่ทำงาน ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือ เพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันได้สูงมักมีราคาแพง จึงได้มีการปรับปรุง รูปแบบของวงจรมาเป็นดังรูปที่ 4 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวให้ทำงานพร้อมกัน ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  จะทำหน้าที่เป็นแคสซิ่งไบโอด (Clamping diode) จำกัดแรงดัน  $V_{CE}$  ของทรานซิสเตอร์ให้ไม่เกิน  $V_{\text{tn}}$  ดังนั้นจึงสามารถใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันเพียง 400 โวลต์ก็พอ

นอกจากนี้ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตจากคอนเวอร์เตอร์แบบ ฟลายแบ็คหลาย ๆ ระดับก็สามารถทำได้ง่ายๆ โดยการเพิ่มขดลวดขุมิตที่หม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายเบ็คที่ให้แรงดันได้หลายระดับ

#### - คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

มีลักษณะวงจรและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 6 เมื่อ  $Q_1$  ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ (ด้านซ้าย) ของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็ก และยังส่งสนามแม่เหล็กบางส่วนไปคล้องเกี่ยวอีก 2 ขดที่เหลือ โดยแรงดันที่จุดของขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิขั้วเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะนี้จึงมีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_2$  ไปสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังโหลด  $R_L$  ส่วน  $D_3$  จะถูกไปแอสกลับ

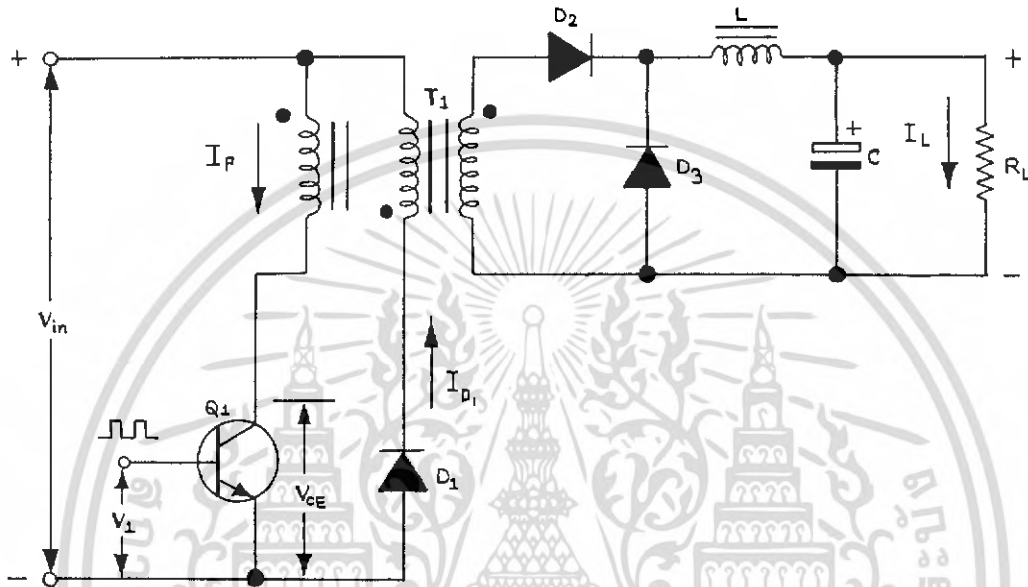
เมื่อ  $Q_1$  หยุดทำงานสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัวทำให้ขั้วแรงดันที่จุดทางด้านทุติยภูมิเปลี่ยนเป็นลบ  $D_2$  จึงถูกไปแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคาย พลังงานโดยผ่าน  $R_L$  และ  $D_3$

สำหรับขดลวดขดกลาง (ดีแมกนีไทเซชัน) ของหม้อแปลง  $T_2$  นั้นจะทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กตกค้าง เมื่อ  $Q_1$  หยุดทำงาน โดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กด้านกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส ซึ่งก็คือพื้นที่ส่วนที่แรเงาบนรูปคลื่น  $I_{m1}$  และ  $I_{m2}$  นั้นเอง คำนวณหาได้จาก

$$I_{\max} = T D_{(\max)} V_m / L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $T \delta_{(max)}$  คือ ช่วงเวลาที่  $Q_1$  นำกระแส  
 และ  $L$  คือ ค่าของตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุต (ไมโครเฮนรี)  
 ไดโอด  $D_1$  ควรเป็นแบบฟาสต์รีคัฟเวอร์ที่ทนแรงดันย้อนกลับได้สูง



รูปที่ 6 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

เนื่องจากการใส่ขดลวดคิแมกนีไทเซชันในหม้อแปลงและไดโอด  $D_1$  จึงทำให้แรงดันตกคร่อม  $Q_1$  ( $V_{ce}$ ) ขณะหยุดนำกระแสถูกจำกัดเพียง 2 เท่าของแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังแสดงให้เห็นในรูปคลื่น

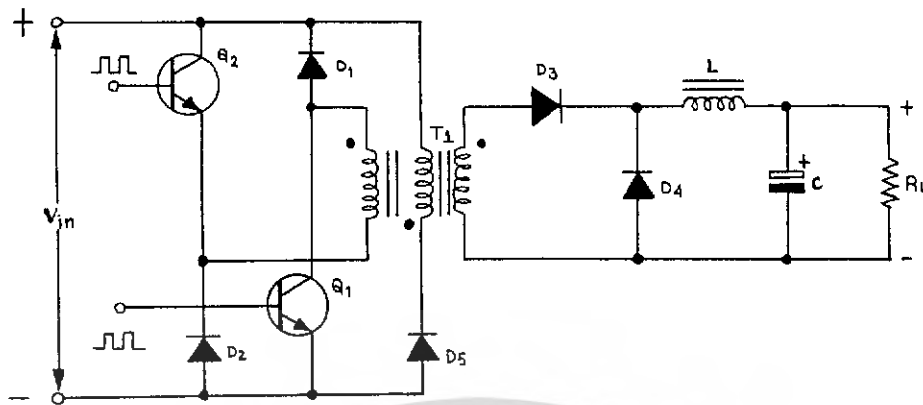
เมื่อ  $Q_1$  นำกระแสจะมีกระแส  $I_c$  ไหลผ่านเท่ากับกระแส  $I_L$  จากที่เคยคำนวณได้จากคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กพร้อมกับกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กต้านกลับ ดังนี้

$$I_c = I_L * (N_s/N_p) + T\delta_{(max)} V_{in} / L$$

$$I_c = I_L * (N_s/N_p) + n_n TV_{out} / n_s L$$

เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการสวิตช์ของ  $Q_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ถูกดัดแปลงให้ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง

โดยปกติค่ากระแสจากสนามแม่เหล็กจะมีค่าน้อย เมื่อเทียบกับกระแส  $I_c$  สูงสุดซึ่งโดยทั่วไปในทางปฏิบัติสามารถตัดทิ้งไปได้นั้นคือให้  $I_c = I_r * N_s / N_p$  ก็ได้

#### - หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

ปริมาณแกนหม้อแปลง ที่ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดหาได้จากสูตร

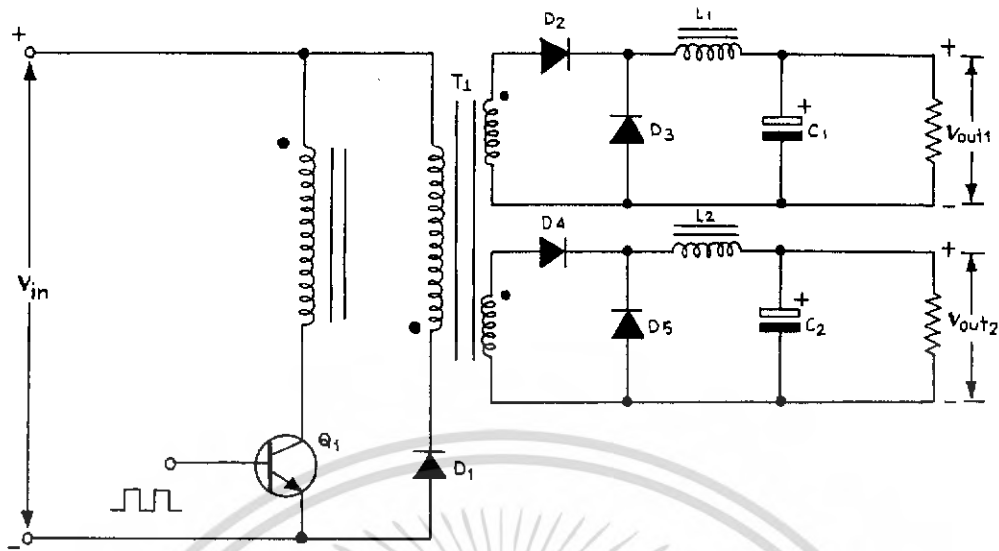
$$\text{ปริมาณของแกน} = \mu_o \mu_r I_{(max)}^2 L / B_{(max)}^2$$

$$\text{เมื่อ } I_{max} = n_n T V_{out} / n_a$$

ข้อพึงระวังสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นี้จะต้องกำหนดให้ค่าคิวตี้ไซเคิล จะต้องต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้หม้อแปลงถูกขั้วจนอิ่มตัว ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสส่วนเกินที่เรียกว่า กระแสสไปค์ ซึ่งมีค่าสูงไหลผ่านทรานซิสเตอร์นานเกิน ไปจนอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

#### - คอนเวอร์เตอร์ แบบฟอร์เวิร์ดในรูปแบบอื่น

ในกรณีที่ใช้แรงดันไฟตรงสูงขึ้น อาจจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อกันเพื่อแบ่งแรงดันเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค ดังแสดงในรูปที่ 7 โดยให้  $Q_1$  และ  $Q_2$  สวิตช์พร้อม ๆ กัน และถ้าต้องการแรงดันที่เอาต์พุตหลายระดับ ก็สามารถทำได้ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ให้แรงดันเอาต์พุตหลายระดับ

- คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

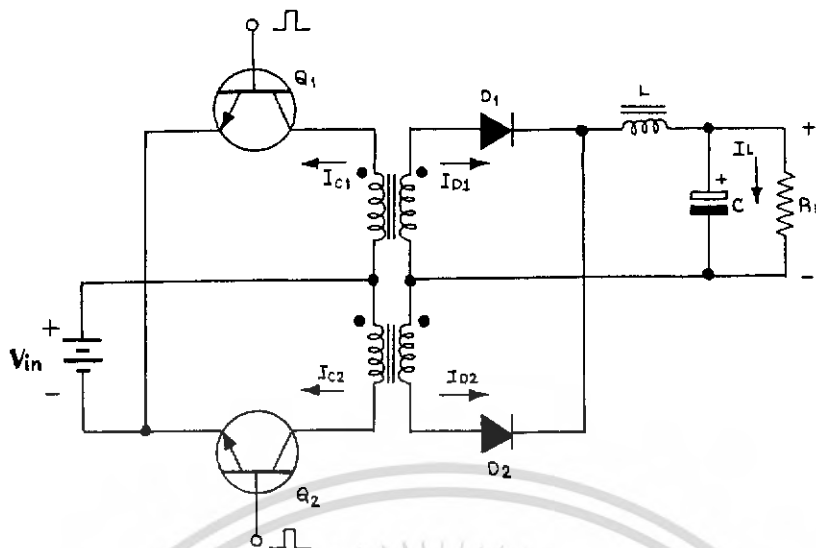
ตั้งที่กล่าวไว้ตอนต้นแล้วว่า คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ เป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาต่อรวมกันโดยให้ทำงานแบบผลัดกันส่งพลังงานไปยังโหลด ในแต่ละครึ่งไซเคิล

ลักษณะวงจรเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล และรูปคลื่นสัญญาณ ตามจุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 9 เมื่อ  $Q_1$  นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของ  $T_1$  จากจุด 2 ไปยังจุด 1 ดังนั้น จุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิ จึงมีศักย์เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ  $D_1$  จึงถูกไบแอสกลับ ในขณะที่  $D_2$  ได้รับไบแอสตรงนำกระแส  $I_{D2}$  ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และ โหลด

เช่นเดียวกันเมื่อ  $Q_2$  นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านจากจุด 3 ไปจุด 4 ของขดปฐมภูมิ ทำให้ที่จุด 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ  $D_1$  จึงนำกระแส  $I_{D1}$  ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและโหลด ในขณะที่  $D_2$  ถูกไบแอสกลับ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลด  $R_L$  สามารถหาได้จากสูตร

$$V_{out} = 2 \delta_{max} V_{in} (N_s/N_p)$$

86758



รูปที่ 9 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล และรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ

โดยที่ค่า  $\delta_{\max}$  จะต้องมีค่าต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองนำ กระแสพร้อมกัน ซึ่งจะทำให้พังทั้งคู่ ดังนั้น

ถ้าสมมติให้  $\delta_{\max} = 0.4$  จะได้  $V_{\text{out}} = 0.8V_{\text{in}}(N_s/N_p)$

#### - หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

จากการพิจารณาที่ผ่านมาทั้งคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คและแบบฟอร์เวิร์ดหม้อแปลงที่ใช้จะถูกขับเพียงทิศทางเดียวของกราฟ B-H จึงทำให้มีขนาดใหญ่และต้องมีช่องว่างระหว่างแกน แต่ในพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์นี้ ถ้าให้ช่วงการนำกระแสที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองเท่ากัน หม้อแปลงที่ใช้จะถูกขับทั้งสองทิศทางของกราฟ B-H ในพื้นที่ที่เท่ากัน (ดูรูปที่ 10) ดังนั้น ปริมาตรของแกนจึงสามารถลดลงได้ครึ่งหนึ่ง และไม่จำเป็นต้องมีช่องว่างระหว่างแกน

$$\text{ปริมาตรของแกน} = 4 \mu_0 \mu_c I_{(\max)}^2 L / B_{(\max)}^2$$

$$\text{เมื่อ } I_{\max} = n_n T V_{\text{out}} / n_x 4L$$

การพิจารณาี้สามารถใช้ได้กับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ ในตระกูลพุช-พูล ได้เช่นแบบ ฮาร์ทฟอร์ดซ์ และแบบฟลูบริดจ์ ฯลฯ

### -เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์แบบพช-พช

เนื่องจากในแต่ละครั้งของคอนเวอร์เตอร์แบบพช-พช ก็คือฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะที่ทำงานคือ  $V_{ce(max)} = 2V_{in}$  ส่วนกระแส  $I_c$  สูงสุดที่ผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะนำกระแสคือ

$$I_c = P_{out} / \eta \delta_{t(max)} V_{in}$$

โดย  $\delta_{t(max)}$  คือ ค่าควิตี้ไซเกิลรวมของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง เช่น ค่าควิตี้ไซเกิลของฟิลล์ที่ป้อนแก่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเป็น 0.4 ดังนั้น  $\delta_{t(max)} = 0.8$  ฯลฯ และถ้าสมมติให้ประสิทธิภาพ :  $\eta = 0.8$  (80%) และ  $\delta_{t(max)} = 0.8$  ดังนั้น

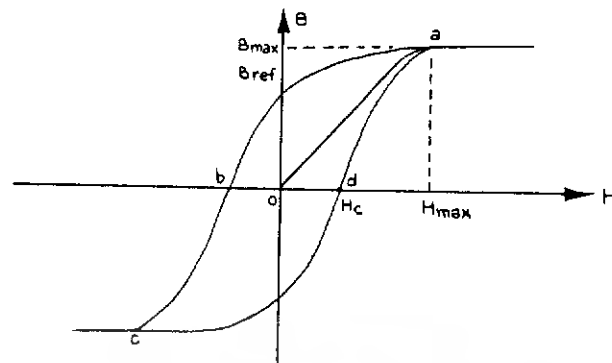
$$I_c = 1.6 * P_{out} / V_{in}$$

### - ข้อเสียของวงจรพช-พช

แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์แบบพช-พช จะมีข้อดีหลายอย่าง เช่น ปริมาตรของแกนเล็กลง กระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับด้วยกราวด์เดียวกัน ทำให้วงจรจับเบสไม่ยุ่งยาก ฯลฯ แต่ก็ยังมีข้อเสียบางอย่างที่ทำให้ไม่นิยมเท่าที่ควร

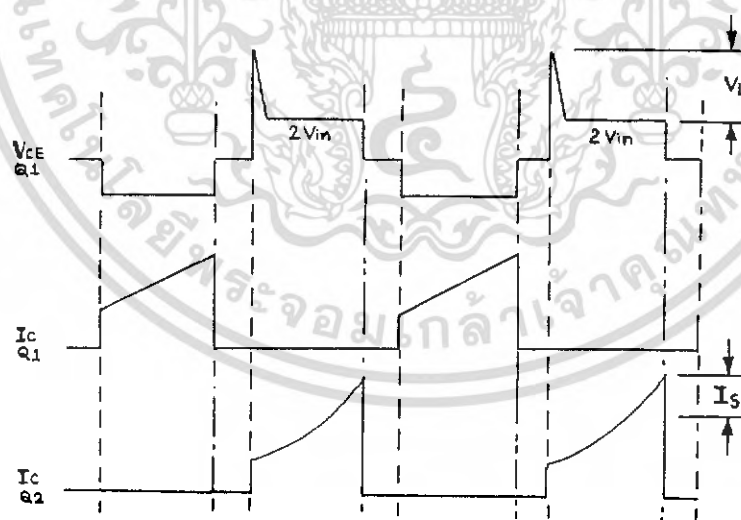
ข้อเสียอย่างแรกก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องสามารถทน แรงดัน ได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุต บวกกับแรงดันสไปค์ซึ่งเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 11 นั้นหมายถึงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงไปใช้กับโหลดที่ต้องการกำลังสูงๆ เพราะ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูง ๆ หายากและราคาแพงมาก นอกจากนั้นรูปที่ 11 ยังแสดงถึงปัญหาข้อที่ 2 ของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ นั่นก็คือ อันตรายจากการอิมพัลส์ของแกนหม้อแปลงซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทุกวันนี้ ได้มีการนำแกนเฟอร์ไรต์ มาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะว่ามีค่าการสูญเสียในแกนต่ำที่ความถี่สูง แต่โชคร้ายที่มันมีความไว ต่อการอิมพัลส์ของแกนสูง เพราะว่ามีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ต่ำ ดังนั้นไฟตรงเพียงเล็กน้อยก็สามารถขับให้แกนอิมพัลส์ได้ซึ่งสิ่งนี้จะเกิดขึ้นอย่างแน่นอนในวงจรพช-พช



รูปที่ 10 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์พุช-พูล

เมื่อนำ  $Q_1$  นำกระแสและ  $Q_2$  ไม่ทำงาน เส้นแรงแม่เหล็กที่หม้อแปลงจะสวิงไปในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H และจะกลับทิศไปอีกทางหนึ่ง เมื่อ  $Q_2$  นำกระแสแทน  $Q_1$  และเพื่อให้ 2 พื้นที่ของกราฟ B-H ที่เกิดจากการสวิทช์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  เท่ากัน คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องเท่ากันและต้องอยู่ภายใต้ภาวะ การทำงานและอุณหภูมิเดียวกัน ถ้าไม่เป็นดังกล่าวก็จะเกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง ในทิศทางในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H ซึ่งเปรียบเสมือนการป้อนไฟตรง



รูปที่ 11 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลในวงจรพุช-พูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้แก่หม้อแปลงตลอดเวลา แกนของหม้อแปลงจึงอิ่มตัวเร็วขึ้นทำให้เกิดกระแสไปค้ ดังแสดงในรูปที่ 13 กระแสไปค้ที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดกำลังสูญเสีย เป็นจำนวนมากในทรานซิสเตอร์ จนทำให้อุณหภูมิสูงขึ้นซึ่งจะยิ่งทำให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แตกต่างกันมากขึ้นไปอีก ซึ่งสภาวะอย่างนี้จะรุนแรงขึ้นเรื่อยๆ จนทรานซิสเตอร์พังในที่สุด

แต่ข้อเสียดังกล่าวก็อาจกำจัดไปได้ โดยการพัฒนามาอยู่ในรูปของ คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์ โดยเฉพาะแบบฮาล์ฟบริดจ์นี่เป็นที่นิยมใช้กันมาก ในการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

#### - คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จัดว่าเป็นตระกูลเดียวกับพุก-พุล เพราะใช้หลักการเดียวกันคือ ใช้อุปกรณ์สวิตชิง 2 ตัวช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด ดูได้จากรูปที่ 12

จากรูปสังเกตได้ว่าขดปฐมภูมิแต่ละด้านของหม้อแปลงจะถูกต่ออยู่กับจุดที่มีแรงดันไฟตรงเป็นครึ่งหนึ่ง หรือประมาณ 150 Vdc ที่มีขั้วต่างกัน โดยมีทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็นตัวสวิตซ์ตัดต่อ ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดแรงดัน 320 Vp-p ป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจึงทำการเรกติไฟร์และฟิลเตอร์แรงดันทางเอาต์พุตของขดทุติยภูมิด้วย  $D_7$ ,  $D_8$ ,  $L$  และ  $C_4$  ได้เป็นไฟกระแสตรงป้อนแก่โหลด

ลักษณะการทำงานของวงจรนี้ แรงดันที่ตกคร่อม  $Q_1$  และ  $Q_2$  ขณะไม่ทำงานมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตครึ่งหนึ่งจึงสามารถใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทรแรงดันไม่สูงนักได้ แต่ในลักษณะการทำงานเช่นนี้ก็ยังมีข้อเสีย เช่นกัน คือ กระแสที่ไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ขณะทำงานจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบบพุก-พุล

จุดประสงค์หนึ่งของวงจรนี้คือ ทำให้พื้นที่ทั้ง 2 ทิศทางของกราฟ B-H เท่ากันโดยอัตโนมัติเพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว จากรูปที่ 13 แสดงให้เห็นว่าทรานซิสเตอร์ ( $Q_1$  และ  $Q_2$ ) ที่มีคุณสมบัติการสวิตซ์ที่ไม่เท่ากัน เช่น  $Q_1$  หยุดทำงานช้ากว่า  $Q_2$  ก็จะเกิดเป็นพื้นที่ C ดังรูปที่ 13 (ก) ซึ่งแสดงแรงดันที่เกิดขึ้นมา ถ้าปล่อยแรงดันซึ่งมีรูปคลื่นซีกบวกและลบไม่เท่ากันนี้ไปขับหม้อแปลง ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างขึ้นมาได้ ทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวและทรานซิสเตอร์อาจจะพังในที่สุด วงจรนี้จึงใช้วิธีแก้โดยใส่ตัวเก็บประจุ  $C_3$  ไว้กับปลั๊กสัญญาณก่อนป้อนแก่ขดปฐมภูมิของ หม้อแปลง  $C_3$  จะทำการเลื่อนระดับไฟตรงของสัญญาณเพื่อชดเชยให้พื้นที่  $A_1$  และ  $A_2$  เท่ากัน ดังรูปที่ 13 (ข)

### - ตัวเก็บประจุคัปปลิง

ตัวเก็บประจุ  $C_3$  ที่ใช้ในรูปที่ 12 โดยทั่วไปจะใช้ชนิดฟิล์มแบบไม่มีขั้วและควรใช้แบบที่มีค่าความต้านทานแฝง (ESR) ต่ำๆ

การหาค่า  $C_3$  ก็พอจะมีกฎเกณฑ์อยู่บ้างคือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน ( $V_{c3}$ ) จะต้องมีค่าอยู่ในช่วง 10% ถึง 20% ของแรงดัน  $V_m/2$  ซึ่งถ้าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน มีค่ามากเกินไป จะทำให้เรกูเลชันของแหล่งจ่ายไฟแย่มากเมื่อไฟตก โดยค่า  $C_3$  สามารถได้จากสูตร

$$C_3 = I (dt / dv_{c3} )$$

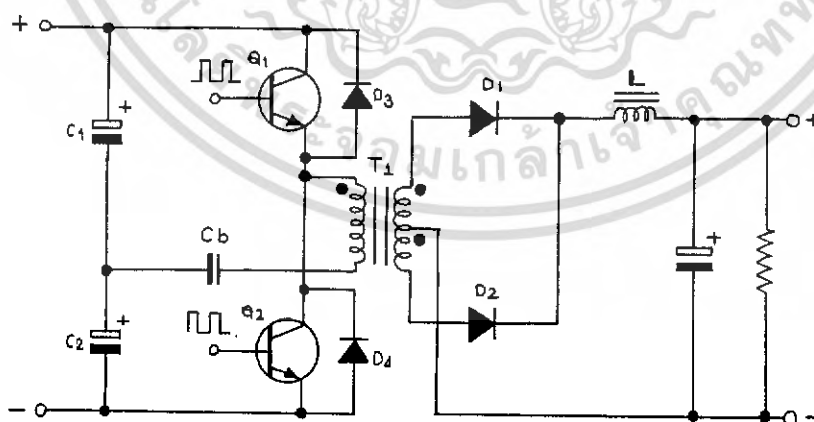
เมื่อ  $I$  คือกระแสเฉลี่ยที่ผ่าน  $C_3$  ซึ่งก็คือ  $I_c$

$$dt \text{ คือ ช่วงเวลาที่ } C_3 \text{ ทำการเก็บประจุ} = \frac{T}{2} \delta_{(max)}$$

$$= \frac{t \cdot \delta}{2f} (max)$$

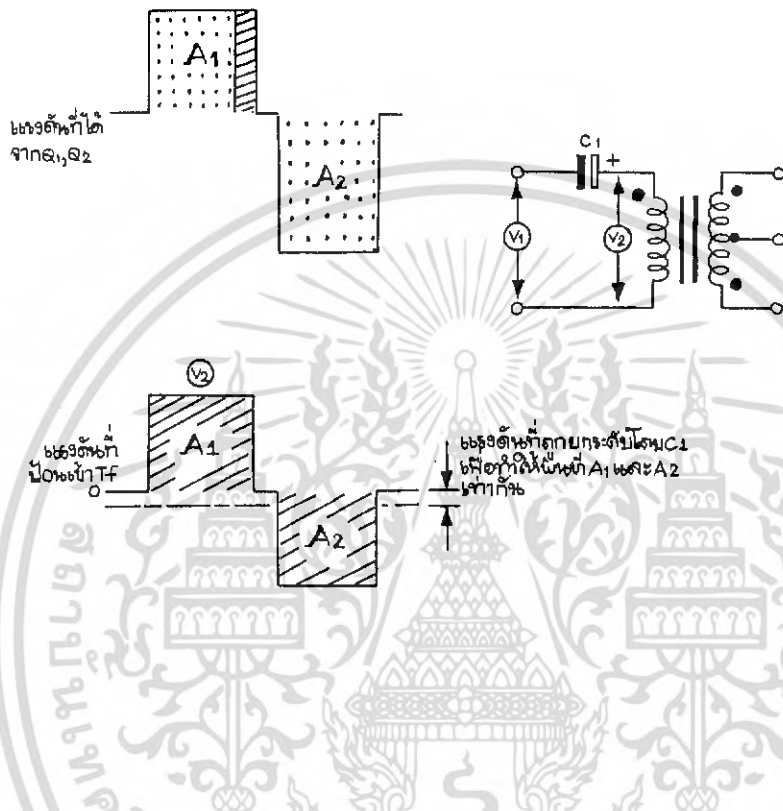
$f$  คือ ความถี่ในการสวิตช์

$dv_{c3}$  คือแรงดันตกคร่อม  $C_3$  ซึ่งอยู่ในช่วง 10% - 20% ของ  $V_m/2$  โดยจะเลือกค่าให้เป็นเท่าไรก็ได้ที่อยู่ในช่วงนี้ ทำให้การหาค่า  $C_3$  มีความยืดหยุ่นมาก สามารถหาค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณก็ได้ ถ้าค่าที่คำนวณไม่มีขาย



รูปที่ 12 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 13 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรฮาล์ฟบริดจ์

ตัวอย่าง จงหาค่าของตัวเก็บประจุที่ปลี้ง ในคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ โดยที่คอนเวอร์เตอร์ ที่ขนาด 200 วัตต์ ทำงานที่ 20 kHz มีค่า  $\delta_{t(max)}$  เป็น 80 %

วิธีทำ ช่วงเวลาที่ C ทำการเก็บประจุ ;  $dt = \delta_{t(max)} / 2f$

$$= \frac{0.8}{2 \times 20 \times 10^3} = 20 \mu S$$

กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน  $C_3 = I_c$

$$\frac{3.2P_{out}}{V_{in}} = \frac{3.2 \times 200w}{320V} = 2A$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่จะเพื่อให้คอนเวอร์เตอร์อาจมีการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{in} \pm 20\%$  ซึ่งทำให้มีกระแสไหลสูงขึ้นเมื่อไฟตกมากและในกรณีนี้

$$I_c = 2 + 0.2(2) = 2.4 \text{ A}$$

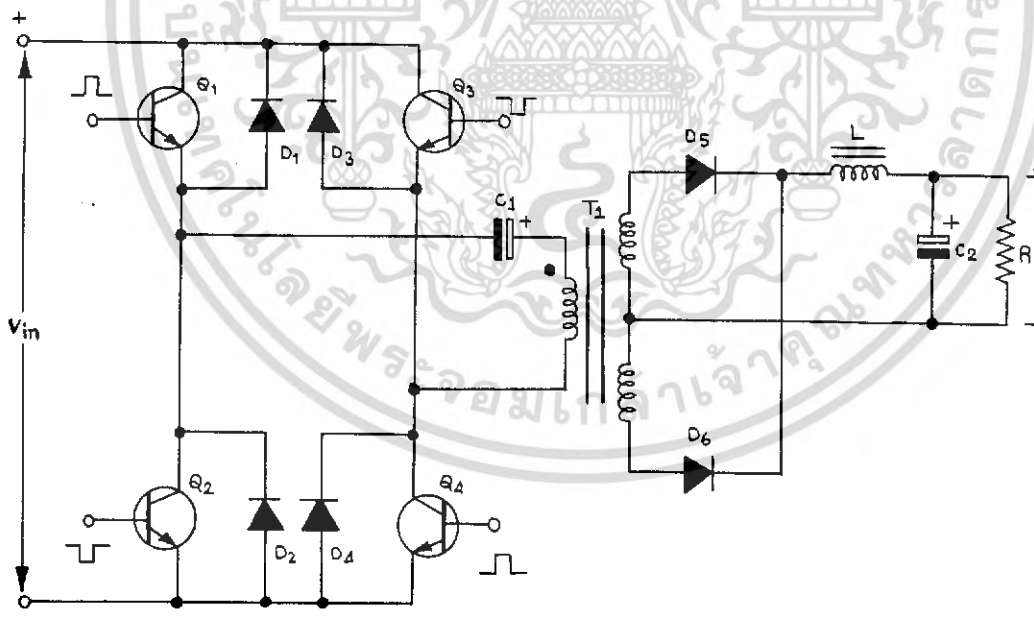
โดยการเลือกค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (dVc) เป็น 32 โวลต์ (20% ของ  $V_{in}/2$ )

$$C = I \frac{dt}{dV_c} = \frac{2.4 \times 20 \times 10^{-6}}{32} = 1.5 \mu\text{F}$$

-ไดโอดคอมมิวเตตติ้ง

ก็คือไดโอด  $D_5$  และ  $D_6$  ในรูปที่ 12 ซึ่งต่อคร่อม  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ มีหน้าที่อยู่ 2

อย่างคือ



รูปที่ 14 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ไดโอดจะชักนำพลังงานจากค่าความเหนี่ยวนำในหม้อแปลง กลับคืนสู่ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุต ด้วยเหตุนี้แรงดันนี้ที่เคยเกิดขึ้นในวงจรพุก-พุล จึงไม่เกิดขึ้นในวงจรแบบฮาล์ฟบริดจ์

2.) ป้องกันคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากการสวิตช์ที่เป็นลบอันเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นการป้องกัน ทรานซิสเตอร์ไม่ให้พังเสียหายจากแรงดันย้อนกลับ ไดโอดคอมมิวเตดิ่งมักจะเป็นแบบฟาสต์รีคัพเวอร์ หรืออัลตราฟาสต์รีคัพเวอร์และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยที่สุดเป็น 2 เท่าของแรงดัน  $V_{CE}$  ขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

#### - คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

ถึงแม้ว่าจะประสบความสำเร็จ จากวงจรฮาล์ฟบริดจ์ในการลดแรงดันตกคร่อม ทรานซิสเตอร์ลงมาครึ่งหนึ่งของ  $V_{in}$  และป้องกันไม่ไหแกนของหม้อแปลงอิ่มตัวแล้ว แต่วาระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานกลับเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแบบพุก-พุล ดังนั้นจึงมักใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ ในงานที่ใช้กำลังต่ำและปานกลางไม่สูงมากนักเพราะว่าเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันประมาณ 400 ถึง 500 โวลต์ แต่ทนกระแสสูงๆ หายาก และมีราคาแพงด้วย เหตุนี้จึงได้เกิดวงจรฟูลบริดจ์ ซึ่งรวมลักษณะเด่นด้านแรงดันของวงจรฮาล์ฟบริดจ์ และด้านกระแสของวงจรพุก-พุลไว้ ดังแสดงในรูปที่ 14 โดยการทำงานของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ซึ่งนำกระแสพร้อมกับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  นำกระแสพร้อมกับ  $Q_3$  โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน

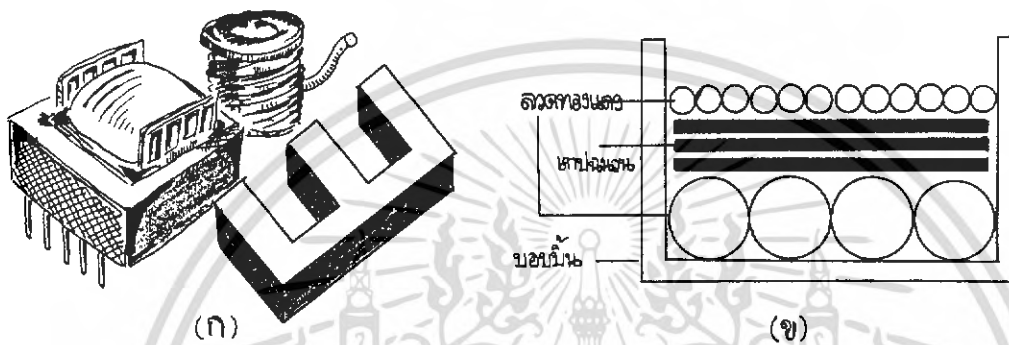
จากการทำงานเช่นนี้จึงทำให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง  $+V_{in}$  และ  $-V_{in}$  ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ( $V_{CE}$ ) ขณะไม่นำกระแสจึงไม่มากไปกว่า  $V_{in}$  อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านก็ยังเท่ากับวงจรพุก-พุล ด้วย

แต่ข้อเสียของวงจรนี้ก็คือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ทรานซิสเตอร์ทำงานไม่พร้อมกันดังนั้น จึงต้องแยกใช้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันโดยเด็ดขาด

นอกจากนี้ คุณสมบัติอื่นๆ ของวงจรและการหาค่าตัวเก็บประจุคัปปลิง ก็ยังคงเหมือนกับคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ ส่วนการใช้งานมักนิยมนำมาใช้ในงานกำลังปานกลางไปถึงสูง

## ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงไว้ในรูปที่ 15 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 15 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง (ก) และการพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบนบอบบิ้น (ข)

### แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งาน และมาตรฐานในการออกแบบ ซึ่งจะได้อีกกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

### บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บอบบี้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขลวดและ บัดกรีติดกับแผ่น PCB

### ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติ จะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบี้น เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

### เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้า ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทป ฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลง สวิตชิงเป็นหลัก

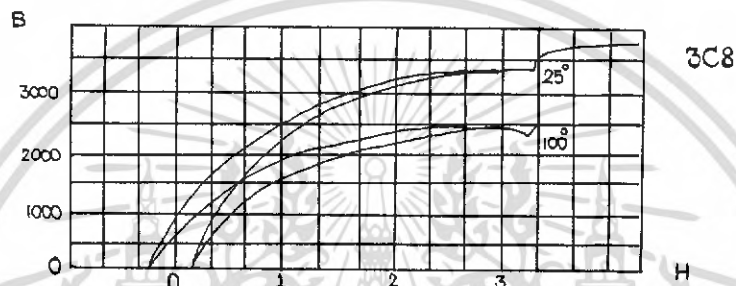
### แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรง ต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับ บอบบี้น การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบี้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน แกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถ ป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขลวดลอด ออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลง ต้องการกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูง จะเป็น แกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขลวดครอบแกนบนบอบบี้นได้สะดวก แกนใน กลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5

วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่า แกนแบบ POT

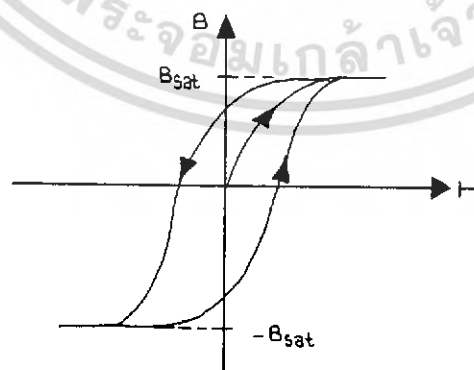
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 16 จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์



รูปที่ 16

แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 17



รูปที่ 17 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซิกบอน และซิกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซิกบนมาเท่านั้น ดังในรูปที่ 16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตช์จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{N_p \cdot A_e} \times 10^8$$

เมื่อ	$\Delta B$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
	V	คือ	ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์
	$N_p$	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
	$A_e$	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	t	คือ	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

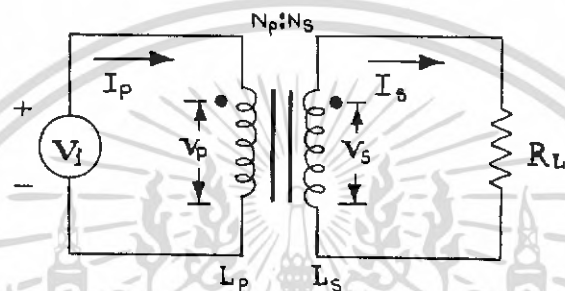
อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูง จะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

### ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 18 จะเป็นดังนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p}$$



รูปที่ 18 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$$

และ

เมื่อ	$N_p$	คือ	จำนวนรอบของขดไพรมารี
	$N_s$	คือ	จำนวนรอบของขดเซคันดารี
	$V_p$	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
	$V_s$	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี
	$L_p$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
	$L_s$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
	$I_p$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
	$I_s$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต  $V_i$  โดย  $V_p$  จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_p = N_p \cdot A_c \left( \frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8}$$

และค่า  $V_p$  ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า  $V_i$  แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก ( $dB/dt$ ) จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม  $V_p$  จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

การคำนวณค่าเหนี่ยวนำกำลังสำหรับเอาต์พุต (output power inductor design)

switching power supply ส่วนใหญ่จะใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนหนึ่งของวงจรกรองไฟเอาต์พุต เหตุผลในการใช้ตัวเหนี่ยวนำมี 2 ประการ ประการแรกมันจะเก็บสะสมพลังงานไว้สำหรับจ่ายให้แก่โหลด ประการที่ 2 มันช่วยกรองเอาต์พุตให้เรียบ และเฉลี่ยแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในระหว่างที่ยอมรับได้ ซึ่งมีสูตรในการคำนวณดังต่อไปนี้

พิจารณาภาคเอาต์พุตของ pwm half converter ในรูป จะมีลักษณะคลื่นเอาต์พุต  $E_{in}$  และ  $E_{out}$  ดังแสดงในรูป โดยมีกระแสโหลดเฉลี่ย  $I_{out}$  มีการกระเพื่อม  $\Delta I$  จากทฤษฎีทางไฟฟ้า สักคาบคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่า

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

แต่

$$V_L = E_{in} - E_{out}$$

และ

$$di = \Delta I_L$$

และต้องอ้างอิงถึงสมการ

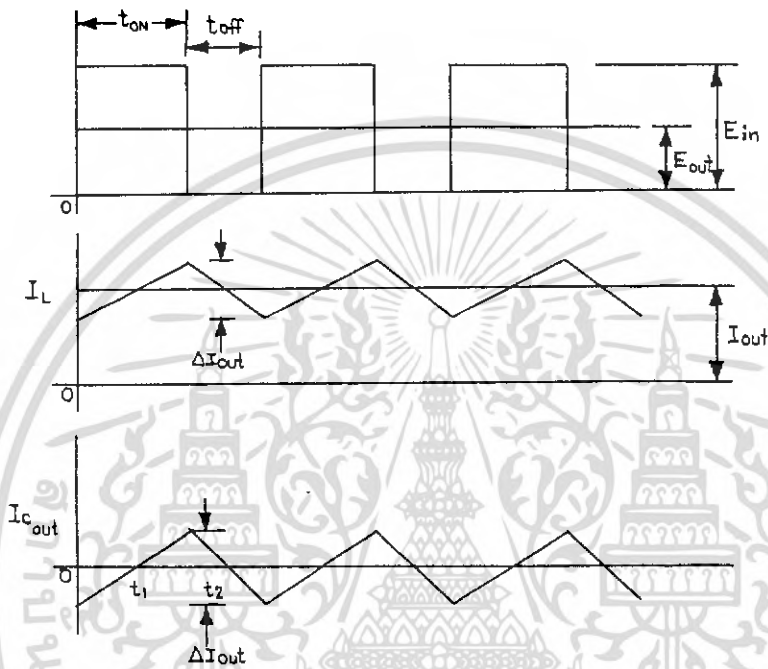
$$p = V_f \times I_{out} \times I_{max}$$

ดังนั้น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของ pwm half bridge หรือ full bridge converter สักคา  $E_{in}$  จะมีค่าประมาณ 2 เท่าของ  $E_{out}$  ที่สักคาสูงสุดทางปรุมภูมิ  $V_{in}$  (จากรูป) ดังนั้นส่วนในเวลา  $t$  เท่ากับ dead time สูงสุด  $T_{off}$  ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างการสับเปลี่ยนครั้งของ cycle ในการ switch  $T_{off}$  สูงสุดเกิดขึ้นเมื่อ สักคาอินพุตมีค่าสูงสุด เนื่องจากเวลาในการนำกระแส



รูปที่ 19 แสดงวงจรและ wave form ของกระแสและแรงดันที่ภาคเอาต์พุต

ภาคแสดงวงจรและ wave form ของกระแสและแรงดันที่ภาคเอาต์พุต ของทรานซิสเตอร์ต่ำสุด ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำจะต้องสามารถสะสมพลังงานให้เพียงพอที่จะจ่ายกระแสเอาต์พุตในช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส (notch time) ได้ซึ่ง สามารถเขียน  $t$  ในเทอมของสักคาที่ทุติยภูมิ  $E_{in}$  และ  $E_{out}$  ดังนี้

$$t = t_{off} = (1/2 \times (1 - E_{out}/E_{in})) / f$$

เมื่อ  $f$  คือความถี่ของ sonverter เป็น KHz เพื่อเป็นการรักษาค่ากระแส peak ของตัวเหนี่ยวนำ และให้ได้เอาต์พุตที่มี ripple น้อย ควรกำหนดให้มีค่าไม่เกิน  $0.25 I_{out}$  ดังนั้นคำนวณค่า  $L$  จาก

$$L = (E_{in} - E_{out}) \times t / I_t$$

$$= (E_{out} \times t_{off}) / 0.25I_{out}$$

ดังนั้นค่า L สามารถคำนวณได้จาก

$$t_{off} = [1/2 \times [1 - E_{out} / E_{in}]] / f$$

$$= 1/2 \times [1 - 1/2] / 2 \times 10^3$$

$$= 9.26 \mu S$$

แล้วนำไปคำนวณค่า L

การคำนวณค่าตัวเก็บประจุสำหรับกรองเอาต์พุต

การเลือกตัวเก็บประจุสำหรับกรองเอาต์พุตขึ้นอยู่กับชนิดของ converter ที่ใช้ รวมทั้งขนาดกระแสที่ใช้งาน และความถี่ในการ switch ในปัจจุบันจะใช้ตัวเก็บประจุชนิด esr ต่ำๆ ซึ่งค่า esr นี้มีผลโดยตรงกับขนาดกระแสเพื่อ และอายุการใช้งานของตัวมันเองด้วยเพราะ esr เป็นตัวกำหนดขนาดของการสูญเสียในรูปของความร้อนที่ ตัวเก็บประจุสูญเสียไป ทำให้อายุการใช้งานต่ำลง

พิจารณาจากรูปที่ 36 จะเห็นว่า  $I_{out}$  มีจุดกึ่งกลางประมาณศูนย์ และมีขนาดแอมป์ลิจูด I สังเกตได้ว่า wave form ตัดจุดศูนย์ในทิศทางบวกที่  $t_1$  ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของ on time และที่  $t_2$  ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของ off time กราฟจะตัดแกนศูนย์ในทิศทางลบ จะมีการกระเพื่อมของศักดาเป็น V ดังสมการ

$$V_{out} = 1/C_{out} \int idt$$

แต่ค่าเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  คือ  $(\Delta I_{out}/2)/2$  หรือ  $\Delta I_{out}/4$  ดังนั้นจะได้

$$V_{out} = (I_{out} / 4 \times C_{out}) \times T/2$$

$$= \Delta I_{out} / 8 \times f \times C_{out}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ T คือผลบวกของ  $t_1$  และ  $t_2$  จัดเทอมใหม่จะได้ค่าต่ำสุดของตัวเก็บประจุคือ

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

โดยที่

$$I_{out} = 0.25 I_L$$

$$V_{out} = \text{ค่าศักดา } V_{pp} \text{ ของเอาต์พุท}$$

$$f = \text{ความถี่ที่ทำงาน}$$

ในการรับประกันว่าได้ศักดากระเพื่อมต่ำที่สุดค่า  $E_{sr}$  ของตัวเก็บประจุ สามารถคำนวณโดยสมการต่อไปนี้

$$E_{sr(max)} = \Delta V_{out} / \Delta I_{out}$$

การเลือก C ฟิลเตอร์ที่เหมาะสมเป็นหัวใจสำคัญเพราะจะมีผลต่อ พารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการทำงานของ switching power supply เนื่องจากอุปกรณ์ไอซีนี้จะมีผลกระทบโดยตรงต่อเสถียรภาพของระบบ และค่า L ต่ำๆ และ C สูงๆ จะทำให้อิมพีแดนซ์ขณะกระชากของภาคเอาต์พุท นั้นหมายความว่า จะทำให้ power supply มี transient response ที่ดีต่อโหลดที่เป็น step change ในทางปฏิบัติ การวัดผลตอบสนองชั่วขณะของ switching supply สิ่งสำคัญไม่ใช่ระยะเวลาในการเข้าสู่ set point เมื่อมี step load แต่สิ่งที่สำคัญคือจะทำอย่างไรที่จะทำให้ศักดา output ตกกลงไปจากค่าที่กำหนดไว้ให้น้อยที่สุด เช่น สำหรับเอาต์พุท 5 โวลต์ ถ้ามีการผิดพลาดเกิน 5 โวลต์ จะไม่เหมาะสมแก่การนำไปใช้กับไอซี TTL ในทางปฏิบัติควรคำนึงไว้เสมอว่า โหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงประมาณ 25%

วงจรควบคุมการทำงานแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulator)

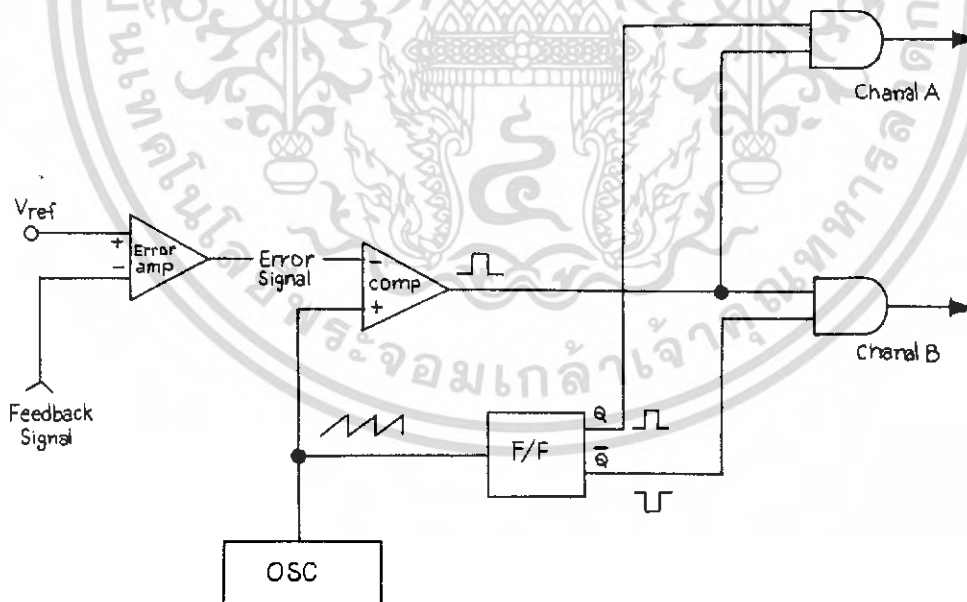
#### - Basic PWM

ในส่วนของชุดควบคุมนี้ถือว่าเป็นหัวใจของวงจรทั้งหมด เพราะสัญญาณที่จะนำไปกระตุ้น Power transistor นั้นจะต้องไม่มีโอกาสที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียได้ และการทำงานของวงจรจะดีหรือไม่ ก็ขึ้นอยู่กับชุดควบคุมนี้ทั้งนั้น เราจึงใช้ ชุดควบคุม แบบ Pulse Width Modulator ซึ่งแสดงในรูปที่ 20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรควบคุม (PWM) ซึ่งแสดงดังรูป จะประกอบด้วย ชุดสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth wave form) ซึ่งจะนำเอาสัญญาณ saw tooth มาทำการเปรียบเทียบกับ error voltage ซึ่งได้มาจากวงจรขยายความผิดพลาด (Error amplifier) สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก PWM comparator จะเป็น Square wave ที่มีความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณควบคุม (control signal)

Error Amplifier ในวงจร PWM จะทำหน้าที่เหมือนกับวงจร error amplifier ใน linear regulator power supply คือเอาแรงดันที่เอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (reference voltage) จะทำให้ได้ error voltage ขึ้นค่าหนึ่ง ซึ่ง error voltage นี้จะถูกขยายโดย error amplifier และมีระดับไฟตรงเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณที่นำมาเปรียบเทียบกับระดับของสัญญาณไฟตรงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ saw tooth ใน PWM comparator เมื่อสัญญาณ saw tooth มีระดับสูงกว่า error amplifier ทราานซิสเตอร์ก็จะ on และในทางตรงกันข้ามเมื่อระดับของสัญญาณ error amplifier มีระดับสัญญาณสูงกว่าทราานซิสเตอร์ก็จะ OFF ซึ่งดูได้จาก Timing Diagram



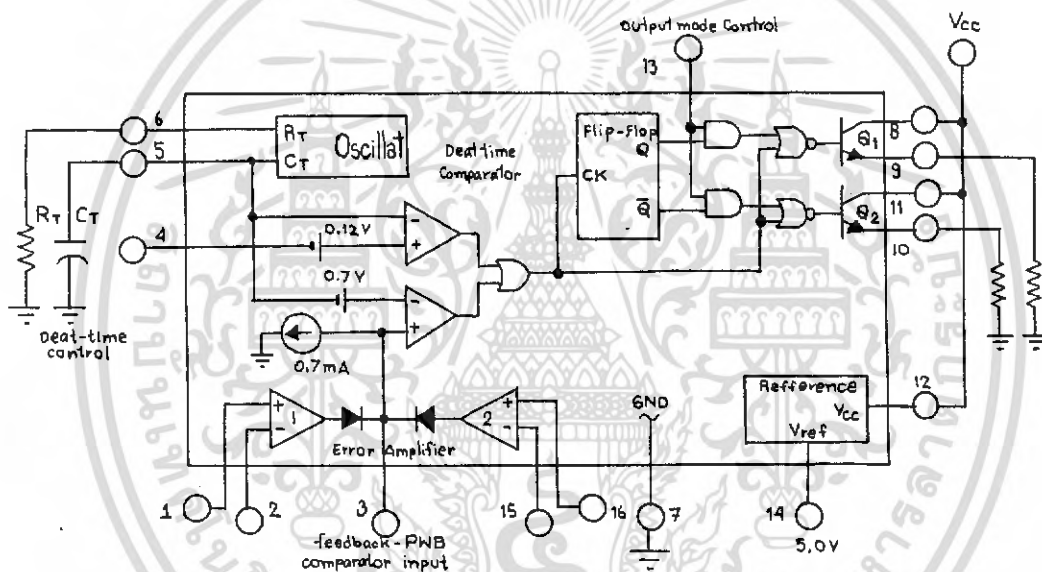
รูปที่ 20 PWM Control Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### - TL 494CN PWM Control Circuit

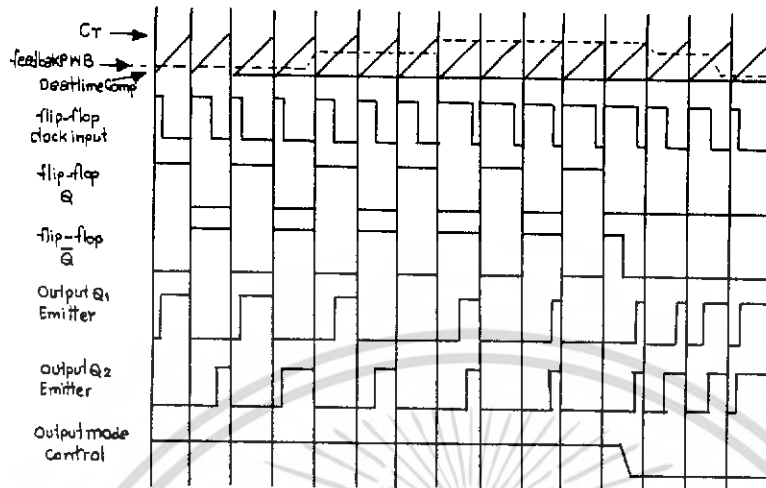
IC เบอร์ TL 494 ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้ทางนี้ PWM โดยเฉพาะรูปที่ 31 จะแสดงส่วนประกอบภายในแอสเบบลิ๊กโคอะแกรมของ TL 494 การควบคุมความถี่ PWM จะใช้ควบคุมความถี่คิงที่ โดยผลิตความถี่ saw tooth ขึ้นภายในในตัว IC ความถี่ขึ้นอยู่กับส่วนประกอบภายนอก 2 ตัว คือ  $R_T$  และ  $C_T$  ซึ่งจะค่ออยู่กับขา 6 และขา 5 ความถี่นี้สามารถหาได้จาก

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



รูปที่ 21 ส่วนประกอบภายใน TL 494

แรงดันคคกร่อม  $C_T$  จะเป็นลักษณะของรูป saw tooth หรือบางที่เรียกว่าสัญญาณแรมป์ (ramp) สัญญาณนี้จะถูกเปรียบเทียบสัญญาณจาก error amplifier และสัญญาณจาก dead time control Nor gate เป็นตัวขั้บทรานซิสเตอร์ที่เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  ซึ่งทั้งสองจะทำงานก็ต่อเมื่อสัญญาณ clock ที่อินพุตของฟลิป-ฟลอปอยู่สถานะต่ำ ซึ่งจะเกิดได้เมื่อแรงดัน saw tooth มีค่ามากกว่าสัญญาณ error amplifier และสัญญาณ dead time control ดังนั้นการเพิ่มขนาดของสัญญาณควบคุมทั้งสองนี้จะทำให้ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตลดลง ดังแสดงในรูปที่ 22



รูปที่ 22 Timing diagram waveform ของ TL 494

ที่ขา dead time control จะมีแรงดันอยู่ประมาณ 0.1 V แรงดัน off set อันนี้จะป้อนเข้าที่ขาอินเวอร์ตอินพุตของวงจร dead time comparator ดังนั้นเมื่อแรงดันตกคร่อม  $C_T$  สูงกว่า 0.1 V Comparator จะให้ เอาต์พุตเป็น high และทุกไซเคิลเกิดการอสซิลเลท  $C_T$  จะคายประจุ และแรงดันต่ำกว่านี้ในตอนต้นของสัญญาณ ramp ทุกลูก ทางเอาต์พุตของ comparator จะมีช่วงเป็น low เสมอทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (dead time) และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์ จะทำงานแบบสวิทช์ทุกตัวในช่วง on จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง off ไม่นานพอที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้ ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเสมือนลัดวงจรซึ่งเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ วงจร PWM comparator ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม  $C_T$  ซึ่งจะรวมกับแรงดัน off-set อีก

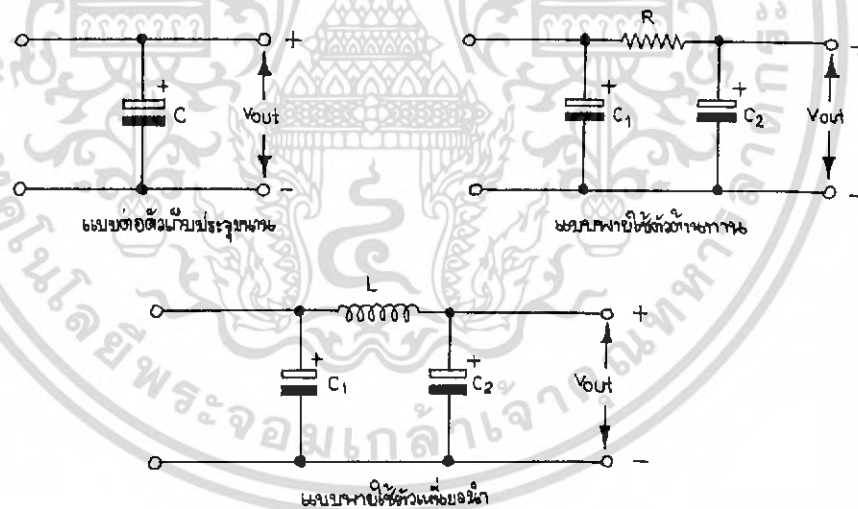
#### วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ (Rectifier and Filter)

แรงดันไฟตรงที่ผ่านวงจรเรกติไฟร์เออร์มาแล้วจะยังไม่เป็นไฟตรงที่แท้จริง ยังมีองค์ประกอบของรูปคลื่นกระแสดลัดออกมาอยู่บ้างที่เรียกกันว่า การกระเพื่อมของแรงดัน (ripple factor) โดยเฉพาะ วงจรเรกติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่นจะมีอัตราการกระเพื่อมสูงกว่าแบบอื่นๆ ดังนั้นเพื่อให้ได้แรงไฟตรงสม่ำเสมอ จึงต้องมีวงจรกรองกระแส (Filter) เพิ่มเข้ามา โดยวงจรกรองกระแสที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน และเป็นแบบง่ายที่สุด เห็นจะเป็นที่มีตัวเก็บประจุ

ต่อขนานกับแรงดันขาออก ซึ่งเป็นวงจรขาออกซึ่งเป็นวงจรที่ถูกออกแบบมาพร้อมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลาย เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดเท่าที่หม้อแปลงจะจ่ายได้

อีกแบบหนึ่งที่ใช้กันมากและพบเห็นบ่อยๆ คือแบบพาสซีฟตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Pi-section filter) วงจรกรองกระแสแบบนี้ จะพบเห็นได้ในวงจรปริ๊นแทมป์และวงจรที่ต้องการการกรองเพื่อของแรงดันน้อยที่สุด แต่ข้อเสียของวงจรคือกระแสจะถูกจำกัดด้วยค่าของตัวต้านทานที่ต่อเพิ่มเข้ามา โดยมีสัดส่วนของกระแสเท่ากับแรงดันที่ออกจากวงจรเรกติไฟเออร์หารด้วยค่าความต้านทาน ( $I=V/R$ ) ตามกฎของโอห์ม

นอกจากนี้ยังมีแบบพาสซีฟตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (LC Pi-section filter) วงจรกรองกระแสแบบนี้มักจะไม่ค่อยเป็นที่นิยมเท่าไรเนื่องจากต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่่มากๆ เพื่อต้องการให้มีค่าความต้านทานต่ำ และไม่ไปโหลดกระแสมากเกินไป นอกจากนี้ยังมีผลเนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำเพราะการกรองของแรงดันจากอินพุท โดยส่วนใหญ่จะพบเห็นในวงจรเครื่องขยายเสียง และที่วิรุ่นเก่าๆ เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูง ในรูปที่ 23 แสดงวงจรกรองกระแสทั้ง 3 แบบดังกล่าวข้างต้น



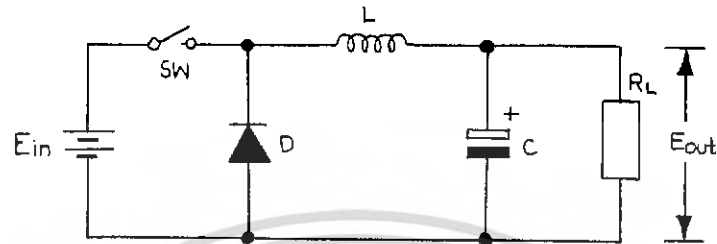
รูปที่ 23 แสดงวงจรกรองกระแสแบบต่างๆ

#### - การวิเคราะห์วงจร Output Filter

การทำงานของ switching power supply ซึ่งอาศัยการ on-off ของอุปกรณ์สวิตชิง ป้อนสัญญาณให้กับทวนฟอร์เมอร์สวิตชิง ทางด้าน primary และ induce ไปยังขด secondary ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุท ที่ขด secondary จึงมีลักษณะเป็น pulse ตามจังหวะการ on - off ของอุปกรณ์

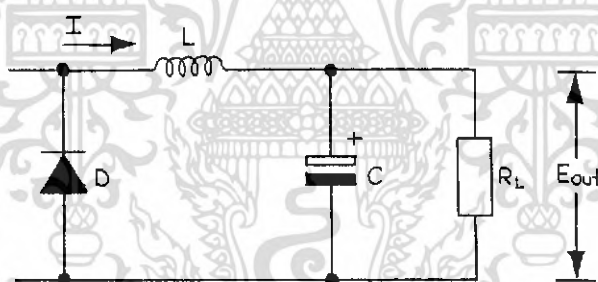
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิทซ์ซึ่ง การทำงานของ rectifier และ filter จึงขึ้นอยู่กับสัญญาณ pulse input นี้ด้วยซึ่งเปรียบเสมือนการ on-off ของสวิทซ์



รูปที่ 24 แสดงการทำงานของวงจรฟิลเตอร์

พิจารณาช่วงที่สวิทซ์ on



รูปที่ 25 ช่วงที่สวิทซ์ on

เป็นช่วงที่มี pulse เข้ามา diode ทำตัวเสมือนเปิดวงจร

$$E_{in} = L \frac{di}{dt} + E_{out} \quad (1)$$

เมื่อ  $E_{in}$  ; input voltage

$l$  ; inductance filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I$  ; current in circuit at SW. on

$E_{out}$ ; dc output voltage

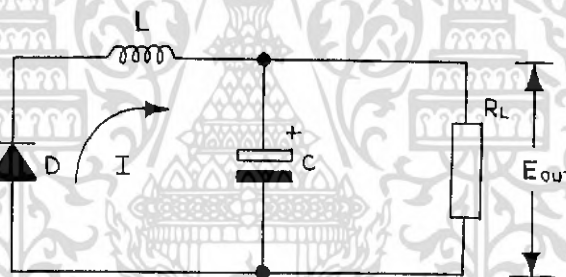
จากสมการที่ (1)

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2)

$$I = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \times t_{on} \quad (3)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์ off



รูปที่ 26 ช่วงที่สวิตช์ off

คือช่วงที่ไม่มี Pulse เข้ามา diode ซึ่งทำตัวเสมือนตัววงจร

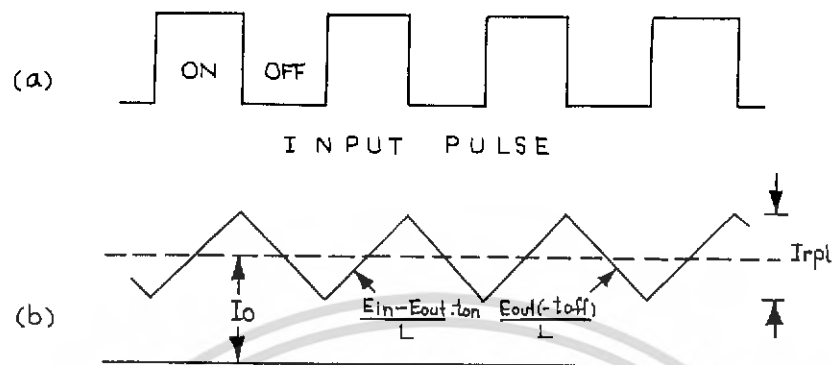
$$L \frac{di}{dt} + E_{out} = 0 \quad (4)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{E_{out}}{L} \quad (5)$$

$$I = -\frac{E_{out}}{L} \times t_{off} \quad (6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การหาค่า L



รูปที่ 27 แสดง wave form ของสัญญาณ output

จากรูปที่ 27 (b) และสมการที่ (3)

$$I_{pk} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \times t_{on} \quad (7)$$

เมื่อ  $I_{pk}$  ; peak current ที่ผ่าน  $L_1$

$t_{on}$  ; ช่วงเวลาที่สวิตช์ on

$$|u| = \frac{|rp|}{2} \quad (= I_o) \quad (8)$$

เมื่อ  $|rp|$  ; peak ripple current

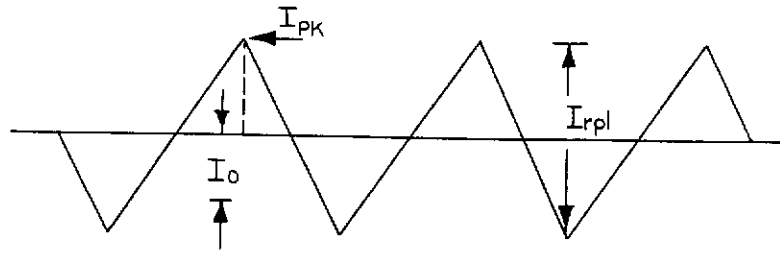
$|u|$  ; average peak ripple current

$I_o$  ; output current

จากรูป 28

$$I_o = \frac{|rp|}{2} \quad (= |u|), I_{pk} = |rp| \quad (9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผลของกระแสเนื่องจาก L

รูปที่ 28 แสดง wave form ของ ripple filter

จากสมการ (8) และ (9)

$$I_{pk} = |r_p| = 2|u| \quad (10)$$

จากสมการ (7) และ (10)

$$2|u| = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \times t_{on} \quad (11)$$

จะได้ว่า

$$|u| = \frac{E_{in} - E_{out}}{2L} \times t_{on}$$

หรือ

$$|u| = \frac{1}{S} I_{o(max)} \quad \text{ถึง} \quad \frac{1}{20} I_{o(max)} \quad (12)$$

จากสมการ (11) และ (12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L \geq (2.5-10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_{o(max)}} \times t_{on} \quad (13)$$

เมื่อ

$$E_{out} = (t_{on}/T) \times E_{in} \quad (14)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (15)$$

จากสมการ (13) และ (14)

$$L \geq (2.5-10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_{o(max)}} \times \frac{E_{out}}{E_{in}} \times t_{on} \quad (16)$$

- การหาค่า C

การจะหาค่า C ได้ เราจะต้อง ripple voltage peak to peak ( $4E_o$ ) ก่อนจากสูตร

$$E_o = \frac{1}{C} \int idt \quad (17)$$

$$E_o = \frac{|rp|}{C} \times t_{off} \quad (18)$$

เมื่อ  $|rp| = I_{pk}$  ดังนั้น

$$E_o = \frac{I_{pk}}{C} \times t_{off} \quad (19)$$

$$C = \frac{I_{pk}}{E_o} \times t_{off} \quad (20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (10) และ (20)

$$C = \left( \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \times t_{off} \right) \times \frac{t_{off}}{E_o} \quad (21)$$

จากสมการ (9) และ (14)

$$I = \left( \frac{t_{on}}{T} \times E_{in} \right) \times \frac{t_{off}}{L} \quad (22)$$

จาก  $\gamma = \frac{t_{on}}{T}$  และสมการ (22)

$$I = -\gamma \times \frac{E_{in} \times T(1-\gamma)}{L} \quad (23)$$

ถ้า  $\gamma = \frac{1}{2}, t_{on} = t_{off} = \frac{1}{2}T$   
แทนในสมการ (22)

$$C = \frac{E_{in} - E_{out}}{4E_o \times L} \times T^2 \quad (24)$$

การคำนวณหาจำนวนรอบของ inductor filter

จากสูตร

$$L = AL \times N^2 \times 10^{-9} \quad (25)$$

$$N = \sqrt{\frac{(L \times 10^{-9})}{AL}} \quad \text{turn} \quad (26)$$

- เมื่อ N ; จำนวนรอบ (T)  
AL ; ปริมาตรของขดลวด (nH/T<sup>2</sup>)  
L ; inductance (H)

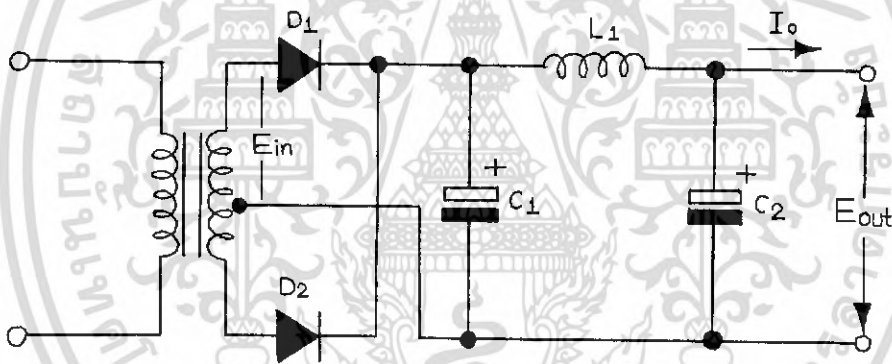
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การออกแบบวงจร filter

ในการออกแบบวงจร filter นั้น สิ่งที่ต้องการทราบคือ  $E_{out}$  แรงดันทางด้านเอาต์พุต (DC output voltage  $I_o$  (max) กระแสสูงสุดทางด้านเอาต์พุต (maximum output current)  $E_{in}$  แรงดันสูงสุดทางด้านอินพุต (input voltage peak to peak) และ  $f$  ความถี่ในการสวิตช์ (switching frequency)

ตัวอย่างในการออกแบบวงจร filter

- ความถี่ 20 kHz
- แรงดันเอาต์พุต 5 V
- แรงดันอินพุต 7.5 V
- กระแสเอาต์พุต 30 A
- แรงดัน ripple 50 mV<sub>pp</sub>



รูปที่ 29 full wave & filter

#### 1. หาค่า $L_1$

$$\begin{aligned}
 L &= (2.5-10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_{o(max)}} \times \frac{E_{out}}{E_{in}} \times t_{on} \\
 &= 10 \frac{(7.5-5)}{30} \times \frac{5}{7.5} \times \frac{1}{40 \times 1000} \\
 &= 14 \mu\text{H}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. หาค่า C1

$$C = \frac{E_{in} - E_{out}}{4E_0 \times L} \times T^2$$

$$= \frac{7.5 - 5}{4 \times 50 \times 10^{-3} \times 14 \times 10^{-6}} \times \frac{(1)^2}{40 \times 10^3}$$

$$= 558 \quad \mu\text{F}$$

## 3. หาค่า C2

$$C2 = C1$$

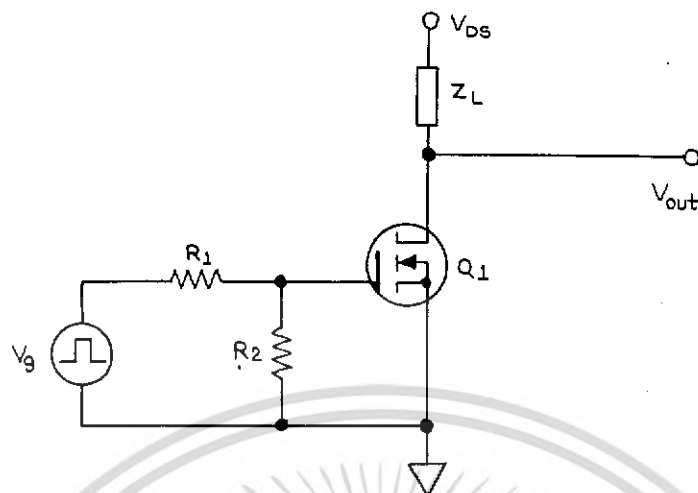
$$= 558 \quad \mu\text{F}$$

การใช้เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรสวิทชิง

วงจรสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย นี้ถูกออกแบบให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิทชิง ซึ่งมีข้อดีกว่าการใช้ไบโพล่าทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่า (สำหรับวงจรนี้ใช้ความถี่ประมาณ 40 kHz) จึงไม่ต้องกังวลข้อจำกัดเหมือนกับการใช้ไบโพล่าทรานซิสเตอร์ และการทำงานที่ความถี่สูง switching power supply มีขนาดเบาและน้ำหนักน้อยลงจากข้อดีในด้าน ความเร็ว แล้วยังไม่มีปรากฏการณ์ thermal runaway

**- การพิจารณาในการออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต**

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมโดยศักดาไฟฟ้าที่ขาเกต และขาซอสเพื่อที่ว่าจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านขาเดรน ซึ่งขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต จะถูกแบ่งแยกจากซอสโดยชั้น  $\text{SiO}_2$  ดังนั้นจึงมีเกนและอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก ในการเปิดเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสได้ จำเป็นต้องมีกระแสไปชาร์จที่ตัวเก็บประจุ อินพุทภายในเวลาที่ต้องการ ซึ่งค่าความเก็บประจุนี้เป็นผลรวมของความเก็บประจุที่ขาเกตกับขาซอสและความเก็บประจุของขาเกตกับเดรน ดังนั้นแหล่งจ่ายศักดาสำหรับขับควรมีอิมพีแดนซ์ ( $R_x$ ) ต่ำๆ เพื่อจะทำให้ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ด้วยความเร็วสูง แต่การทำงานที่ความถี่สูงๆ นั้น จำเป็นต้องมีการออกแบบที่ดี เพื่อลดปัญหาต่างๆ ที่อาจเกิดขึ้น โดยเฉพาะการเกิดออสซิลเลท รูปต่อไปนี้แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตต่างๆ ไป ในโหมด common source

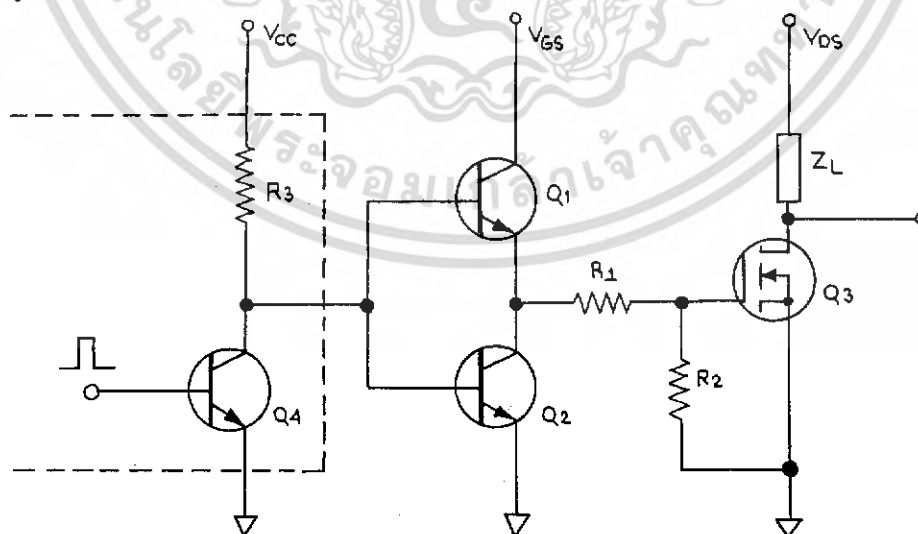


รูปที่ 30 แสดงการใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิตช์ในลักษณะ common source

จากรูปความต้านทาน  $R_1$  ค่าต่ำๆ ที่ต่ออนุกรมกับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการออสซิลเลต ส่วน  $R_2$  มีไว้สำหรับช่วยในการ turn-off ของเพาเวอร์มอสเฟต และป้องกันไม่ให้มีแรงดันกระชากไปทำลายขาเกต ของเพาเวอร์มอสเฟต เนื่องจาก stray inductance

#### - วงจรที่ใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจาก TTL โดยใช้ร่วมกับวงจร complementary emitter follower แสดงในรูปที่ 31



รูปที่ 31 อิมิตเตอร์ฟอลลอปเวอร์บัพเฟอร์ใช้ร่วมกับ TTL และเพาเวอร์มอสเฟตทำให้การสวิตช์ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ต้องเลือกที่มีค่าเกนและรับกระแสได้สูง สมการต่อไปนี้จะใช้ในการคำนวณกระแสที่ไหลในทรานซิสเตอร์ที่ on (Q1) และทรานซิสเตอร์ที่ off (Q2) กระแสชาร์ตคำนวณได้ดังนี้

$$I_{\text{charge}} = \frac{C_{\text{gs}} \times V_{\text{gs}}}{t_r}$$

และ

$$C_{\text{gs}} = C_{\text{iss}} - C_{\text{rss}}$$

โดยที่

- C<sub>gs</sub> ; ค่าความเก็บประจุระหว่างเกตกับซอส , pF  
 C<sub>iss</sub> ; ค่าความเก็บประจุอินพุต , pF  
 C<sub>rss</sub> ; ค่าความเก็บประจุส่งกลับ (reverse transfer capacitance : pF)  
 V<sub>gs</sub> ; ค่าศักดากระหว่างเกตกับซอส , V  
 t<sub>r</sub> ; rise time ของพัลส์อินพุต , nS.

ถ้าสมมติว่า rise time มีค่าเท่ากับ fall time กระแส discharge จะเป็นดังนี้

$$I_{\text{dis}} = \frac{C_{\text{rss}} \times V_{\text{ds}}}{t_r}$$

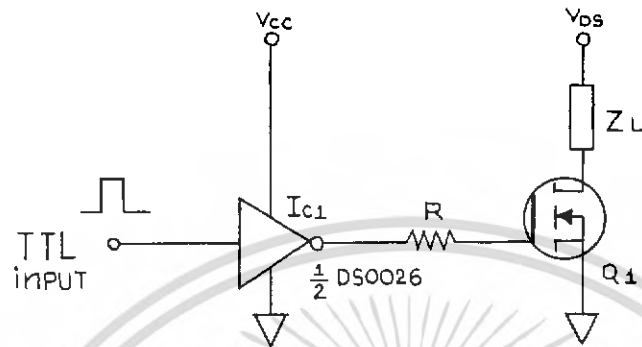
เมื่อ V<sub>ds</sub> ; เป็นศักดาจากเดรนไปซอส , V

การคำนวณพลังงานสูญเสียใน buffer transistor แต่ละตัวมีสูตรดังนี้

$$p = V_{\text{ce}} \times I_{\text{c}} \times t_r \times f$$

- โดยที่ V<sub>ce</sub> ; ศักดาอิมิตัวของ buffer, V  
 I<sub>c</sub> ; กระแสคอลเลกเตอร์ของ buffer transistor , A  
 f ; ความถี่ที่ transistor สวิตช์ , kHz

และทางเลือกอื่นในการขับเพาเวอร์มอสเฟต ก็ทำได้โดยการใช้วงจรรวมชนิดมี buffer พิเศษดังรูปที่ 32



รูปที่ 32 แสดงการใช้วงจรรวม buffer ในการช่วย TTL ขับเพาเวอร์มอสเฟต

ส่วนวงจรที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นการนำเอาที่พุดจาก TL 494cn ซึ่งมี R pull up มาขับคู่ complementary emitter follower ให้สามารถสวิทช์ได้คือมี rise time น้อย จากนั้นผ่านการ isolate ด้วยหม้อแปลง แล้วจะถูกรักษาระดับแรงดันโดย zener diode ซึ่งการต่อในลักษณะนี้จะทำให้การขับเกทของเพาเวอร์มอสเฟตมีความปลอดภัยมากขึ้น เพราะสามารถรักษาระดับแรงดันได้ทั้งไฟบวกและไฟลบ สำหรับขับเพาเวอร์มอสเฟต จึงเป็นการรับรองอีกชั้นหนึ่งว่าจะไม่มีการ on เพาเวอร์มอสเฟต พร้อมกันทุกตัว เป็นการออกแบบวงจรที่ดีมีการป้องกันการเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้น หลังจากนั้นสัญญาณการสวิทช์นี้จะถูกส่งไปยัง power transformer เพื่อส่งกำลังไปยังภาคเอาต์พุตต่อไป

### บทที่ 3

## โครงสร้างของโครงการ

### โครงสร้างของวงจร

วงจรนี้เราจะใช้พืซ-พูล คอนเวอร์เตอร์ ในการเปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นแรงดันไฟตรงที่สูงกว่า โดยเลือกใช้วงจรควบคุมแบบ PWM (Pulse Width Modulator) โดยใช้ IC เบอร์ TL 494 ซึ่งสามารถกำหนดความถี่และคาบเวลาการทำงานได้ และมีชุดควบคุมต่างๆ ที่จำเป็นอยู่ภายในตัว IC วงจรนี้จะใช้เพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์เพื่อให้เกิดการเหนี่ยวนำไปทางด้าน Secondary ของหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งใช้ได้ดีเหมาะกับโครงการนี้ที่มีความถี่สูง โดยอาศัยแบตเตอรี่ขนาด 12 V 50 A ซึ่งมีกระแสสูงมาก

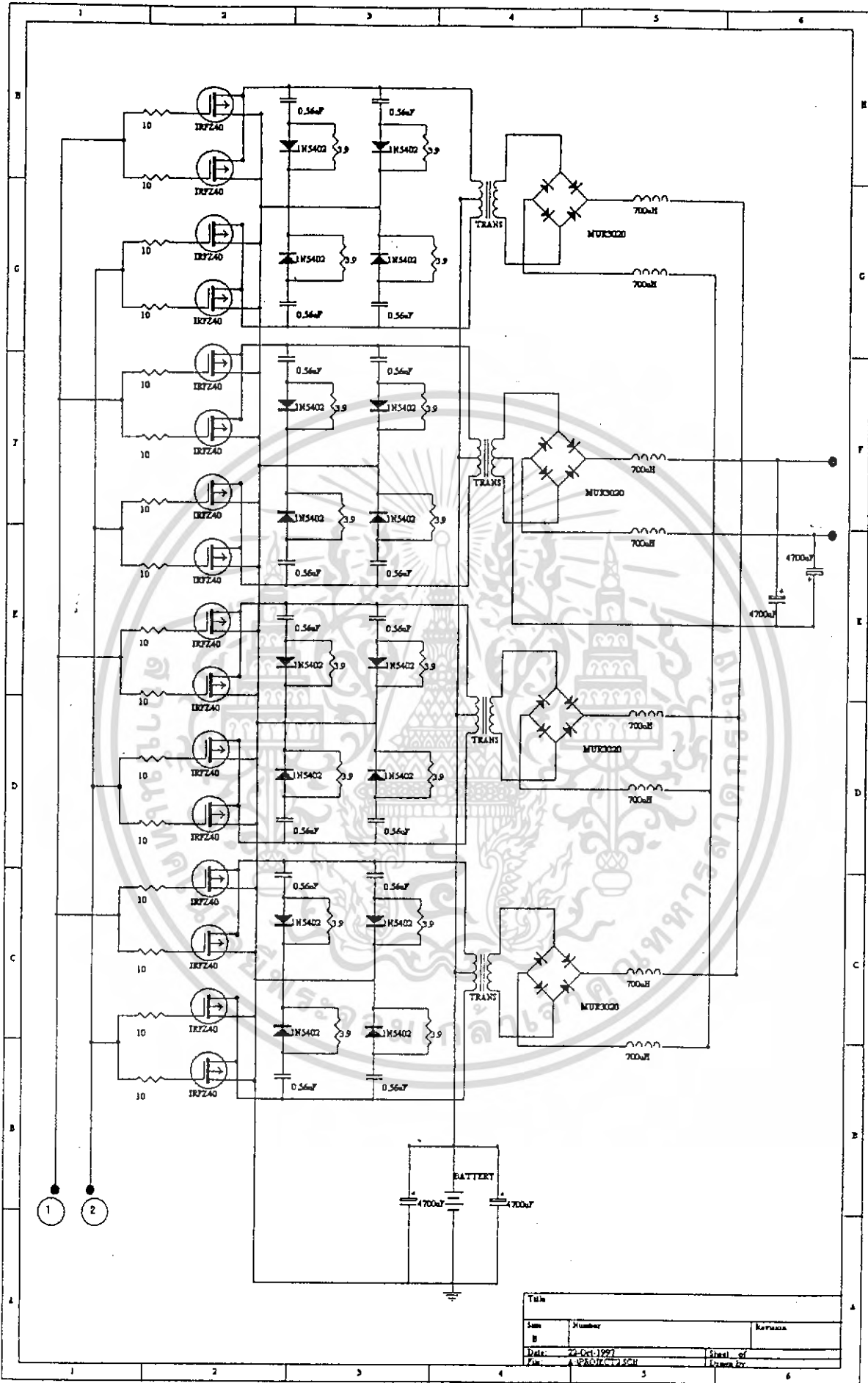
ในการออกแบบวงจรใช้หลักและทฤษฎีเบื้องต้นจากบทแรกๆ ที่ได้กล่าวไว้แล้ว ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่คำนวณได้จากทฤษฎี หากนำไปใช้งานจริงอาจมีค่ามากหรือน้อยกว่าที่คำนวณได้

จากวงจร IC เบอร์ TL 494 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ Pulse Width Modulator จะถูกกำหนดความถี่โดย R13 และ C14 ตามสูตร

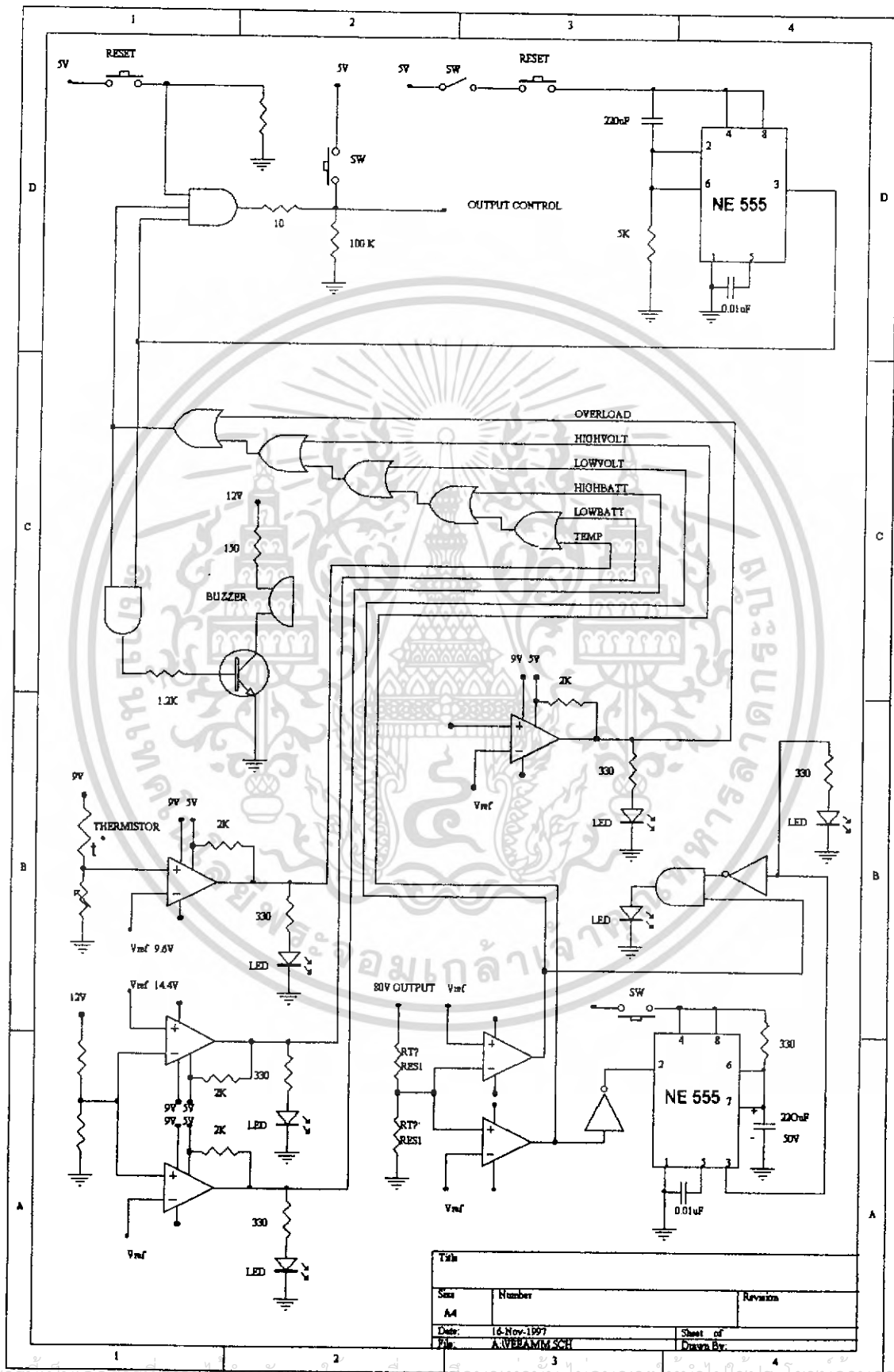
$$f = \frac{1.1}{RC}$$

โดยผลิตสัญญาณออกที่ output ขา 8 และขา 11 โดย POWER MOSFET จะสลับกันทำงานคนละซีกคลื่น ส่งผ่านหม้อแปลงไปด้าน Secondary ซึ่งจะผ่านวงจรกรองแรงดันเพื่อให้ได้ DC output Voltage ที่เรียบยิ่งขึ้น





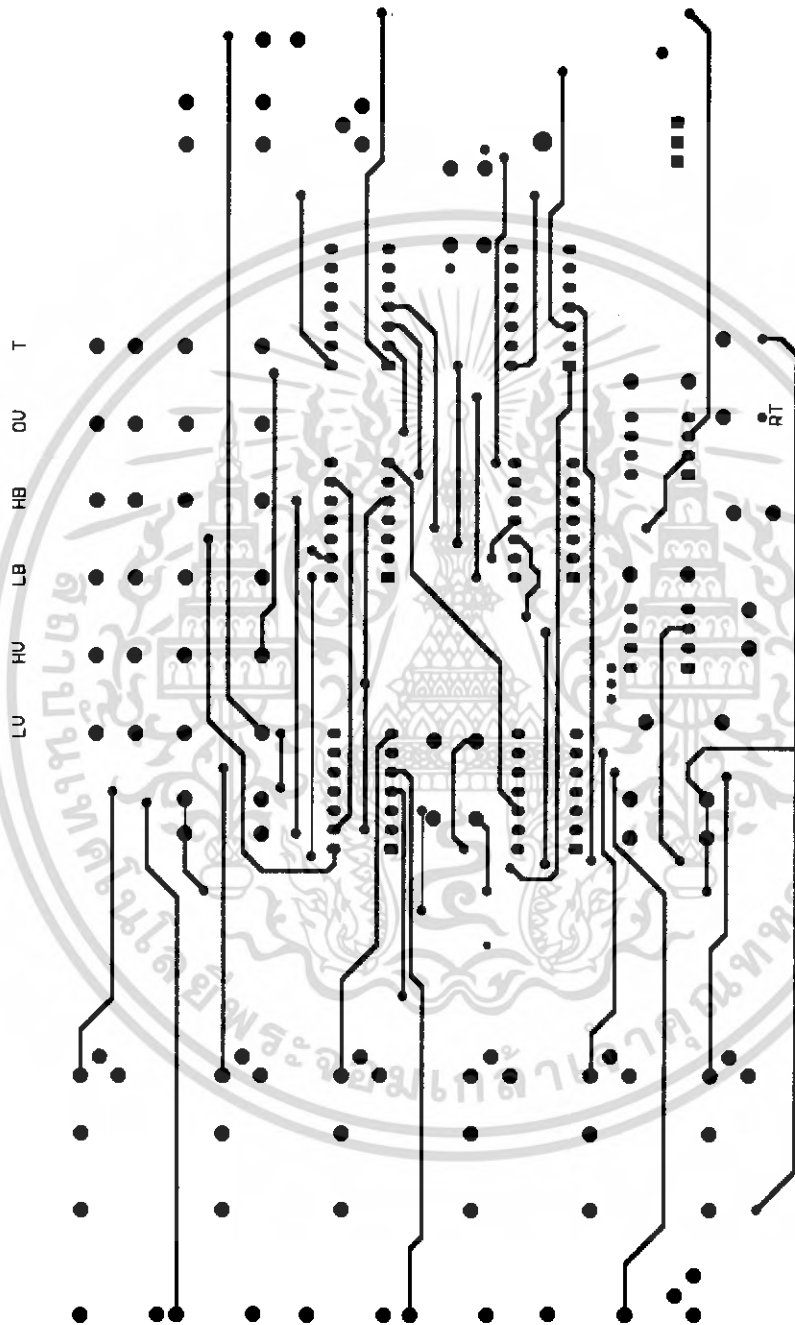
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



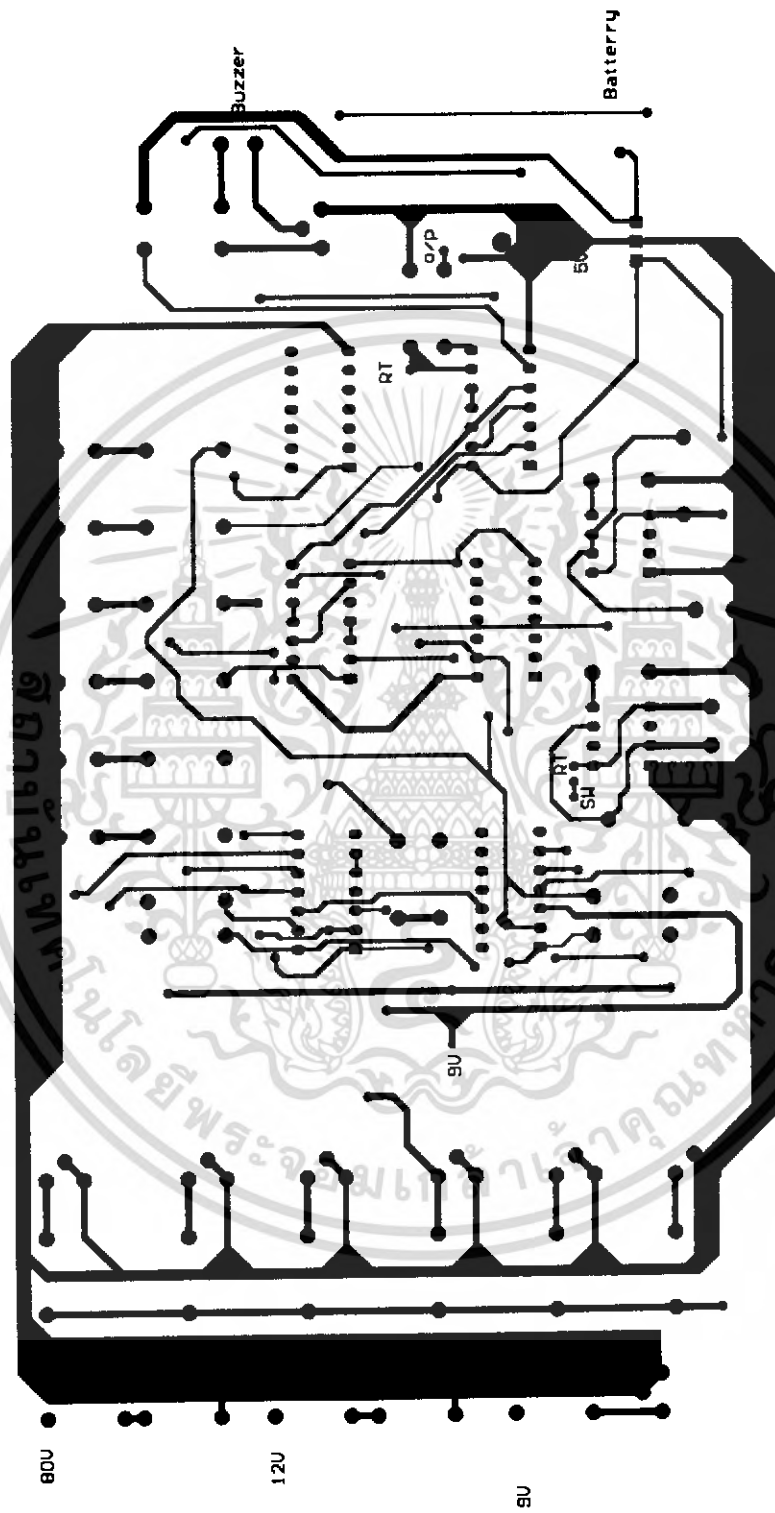
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยูเอชเห็นไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

การทดลอง DC - DC CONVERTER ได้ทำการทดลองส่วนต่างๆ โดยเริ่มจากการศึกษาและวิเคราะห์ข้อดีและข้อเสียของอุปกรณ์ที่คิดว่าจะใช้จริง ขั้นตอนแรกได้ทำการเลือกลักษณะของ CONVERTER วงจรที่ใช้ โดยเลือกวงจร PUSH PULL CONVERTER หลังจากนั้นจึงได้ทำการออกแบบส่วนสำคัญมากที่สุดก็คือหม้อแปลงความถี่สูง โดยเลือกใช้แกนเหล็กที่ทำจากแกนเฟอร์ไรต์ เนื่องจากมีค่าอิมพีแดนซ์ของฟลักซ์แม่เหล็กสูง โดยเลือกใช้แกนแบบ EE55

เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการมีค่า  $\pm 80$  โวลต์ และกำลังไฟฟ้ที่ต้องการมีค่าสูงถึง 1000 วัตต์ จึงได้ทำการขนานหม้อแปลง 4 ตัว และทุกๆตัวจะใช้ POWER MOSFET ทำหน้าที่เป็นตัวสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 โวลต์ที่ได้จากแบตเตอรี่เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความถี่สูง

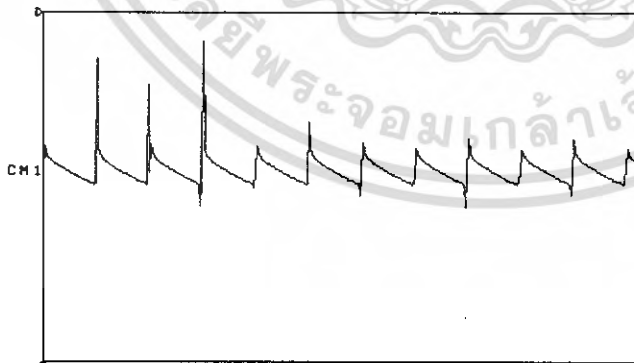
### รูปสัญญาณที่ตำแหน่งต่างๆ จากการทดลอง

#### รูปสัญญาณ O/P -80 V

07-au1-??  
06:31:02

CH1  
1V  
20ms

M1  
1V  
20ms



Smart Probe on CH1  
2: AutoSetup Trig

TRIGGER on CH1  
3.62V DC

CH1

CH1 MEASUREMENTS			
freq >	56.23Hz	per <	17.80ms
pkpk	3.81V	duty <	3.2%
rms	320mV	rms	320mV

STOPPED LeCroy  
Auto LS140

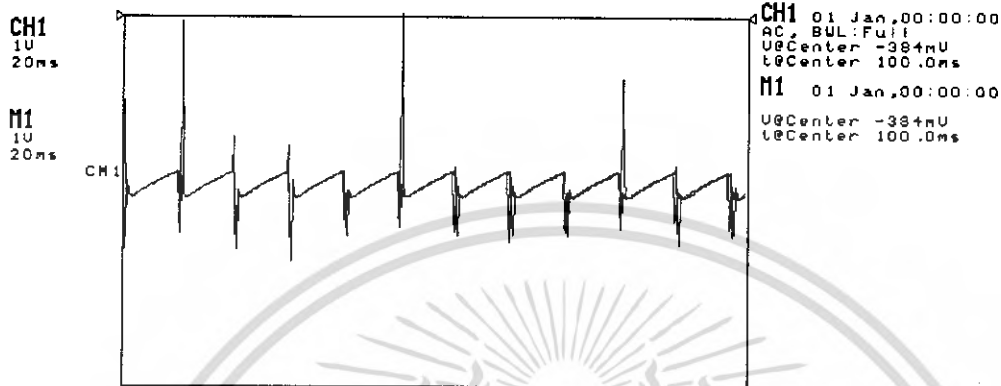
CH1 01 Jan, 00:00:00  
AC, BUL: Full  
V@Center -381mV  
t@Center 100.0ms  
M1 01 Jan, 00:00:00  
V@Center -381mV  
t@Center 100.0ms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปสัญญาณ O/P +80 V

07-au1-??  
06:32:12

STOPPED LeCroy  
Auto LS140



Smart Probe on CH1  
2: AutoSetup Trig

TRIGGER on CH1  
3.62V DC

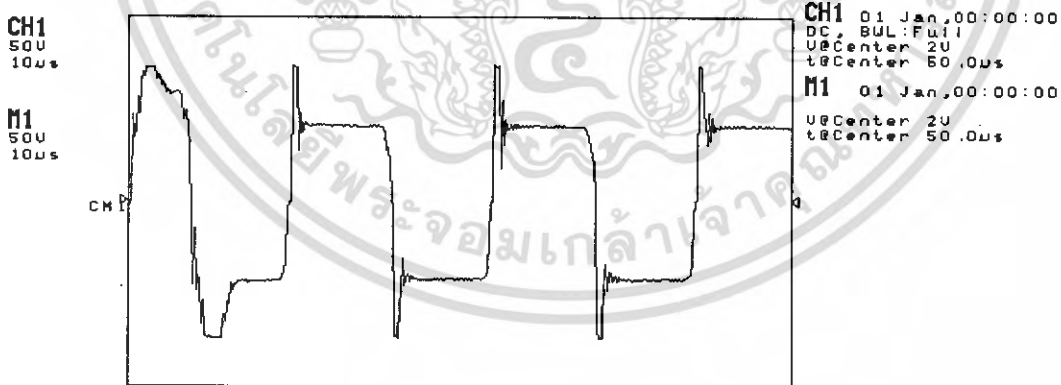


CH1 MEASUREMENTS			
freq >	56.99Hz	per <	17.55ms
pkpk	3.20V	duty <	96.0%
rms	298mV	rms	298mV

รูปสัญญาณ O/P ด้าน secondary ของหม้อแปลง

07-au1-??  
06:33:29

STOPPED LeCroy  
Auto LS140



Smart Probe on CH1  
2: AutoSetup Trig

TRIGGER on CH1  
2V DC



CH1 MEASUREMENTS			
freq $\mu$ s	35.22kHz	per $\mu$ s	28.40us
pkpk	296V	duty $\mu$ s	47.6%
rms	91.7V	rms	91.7V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

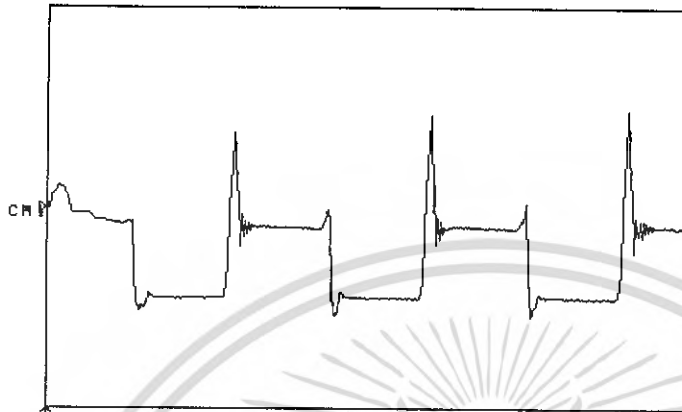
รูปสัญญาณ  $V_{DS}$

07-aui-??  
06:35:07

STOPPED LeCroy  
Auto LS140

CH1  
10V  
10µs

M1  
10V  
10µs



CH1 01 Jan,00:00:00  
DC, BUL:Full  
V@Center 19.5V  
t@Center 50.0µs  
M1 01 Jan,00:00:00  
V@Center 19.5V  
t@Center 50.0µs

Smart Probe on CH1  
2: AutoSetup Trig

TRIGGER on CH1

19.5V DC



CH1 MEASUREMENTS			
freq $\mu$ s	32.62kHz	per $\mu$ s	30.65µs
pkpk	41.3V	duty $\mu$ s	52.4%
rms	13.47V	rms	13.47V

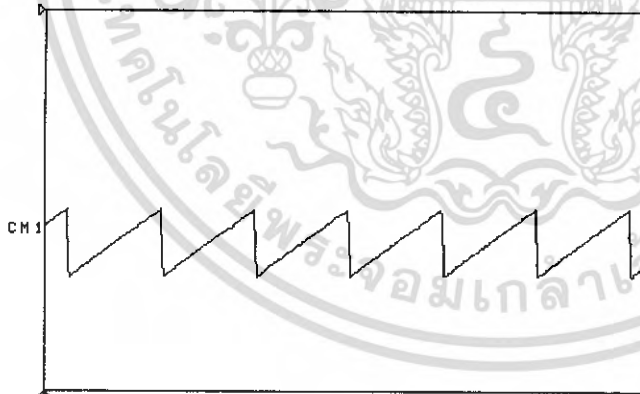
รูปสัญญาณที่ขา 5 ของ TL494

07-aui-??  
06:38:03

STOPPED LeCroy  
Auto LS140

CH1  
2V  
10µs

M1  
2V  
10µs



CH1 01 Jan,00:00:00  
DC, BUL:Full  
V@Center 3.20V  
t@Center 50.0µs  
M1 01 Jan,00:00:00  
V@Center 3.20V  
t@Center 50.0µs

Smart Probe on CH1  
2: AutoSetup Trig

TRIGGER on CH1

11.2V DC



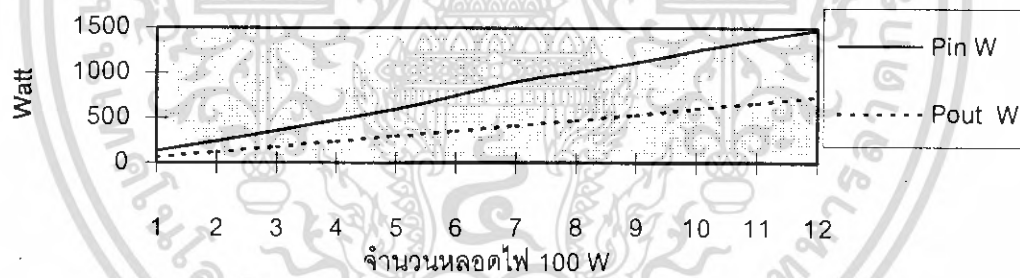
CH1 MEASUREMENTS			
freq $\mu$ s	64.35kHz	per $\mu$ s	15.55µs
pkpk	2.88V	duty $\mu$ s	68.6%
rms	1.658V	rms	1.658V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

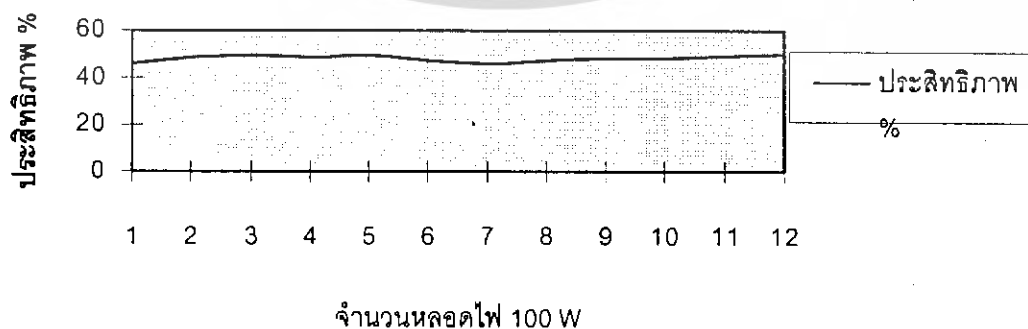
## สรุปผลการทดลองวัดประสิทธิภาพ

จำนวนหลอด (100W)	กระแส A	Pin W	Pout W	ประสิทธิภาพ %
1	10.68	128.16	58.56	45.6928839
2	20.12	241.44	117.12	48.50894632
3	29.6	355.2	175.68	49.45945946
4	40	480	234.24	48.8
5	49.4	592.8	292.8	49.39271255
6	62.2	746.4	351.36	47.07395498
7	75.2	902.4	416.3	46.13253546
8	84	1008	478.4	47.46031746
9	93.3	1119.6	540.2	48.24937478
10	104.2	1250.4	603.6	48.27255278
11	113.7	1364.4	670.1	49.1131633
12	122.7	1472.4	736.8	50.0407498

## แผนภูมิแสดงการเปรียบเทียบ I/P กับ O/P



## แผนภูมิแสดงประสิทธิภาพของเครื่อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

การดำเนินงานออกแบบและสร้างชุด DC to DC Converter คณะผู้จัดทำได้ดำเนินการมาตั้งแต่ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2539 โดยเริ่มต้นจากการค้นคว้าข้อมูลและการออกแบบวงจร ซึ่งก็พบปัญหาและอุปสรรค คือวงจรย่อยที่ทำการออกแบบและสร้างจริงไม่สามารถทำงานได้จริง เนื่องจากคณะผู้จัดทำได้แยกทำในแต่ละส่วนของโครงการ จึงเกิดปัญหาในการควบคุมอุณหภูมิของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ โดยเฉพาะ POWER MOSFET หลังจากนั้นก็ได้ปรับปรุงหม้อแปลงความถี่สูงจากเดิมที่มีเสียงดัง และกำลังตกลงเมื่อได้รับโหลด เนื่องจากเทคนิคการพันหม้อแปลงความถี่สูงมีความยุ่งยากพอสมควร ซึ่งผลโดยรวมที่ได้ยังไม่เป็นที่น่าพอใจ

ในภาคเรียนที่ 1 ปีการศึกษา 2540 ได้ทำการออกแบบและทดลองใหม่ในส่วนที่ออกแบบไว้ไม่เหมาะสม โดยเริ่มจากการจัดหาแกนเหล็กหม้อแปลงความถี่สูงตัวใหม่ โดยเลือกใช้ขนาดที่ใหญ่ขึ้นเพื่อให้ง่ายในการพันขดลวดทองแดง เนื่องจากหัวใจสำคัญของโครงการนี้ขึ้นอยู่กับหม้อแปลงความถี่สูง ต่อมาได้ทำการทดลองเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการคือ  $\pm 80$  โวลต์ ซึ่งในระยะแรกไม่สามารถควบคุมแรงดันได้ จึงได้ทำการเปลี่ยนค่าความต้านทานที่ใช้แบ่งแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับมายัง Error Amplifier ผลการควบคุมแรงดันขณะมีโหลดจึงดีขึ้น ต่อมาได้ทำการทดลองและหาข้อผิดพลาดที่เป็นสาเหตุทำให้กำลังเอาต์พุตต่ำเกินไป คณะผู้จัดทำจึงเปลี่ยนแผ่นระบายความร้อนและได้เพิ่มพัดลมระบายความร้อนให้แก่ POWER MOSFET และได้เปลี่ยนขนาดสายไฟให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ปรากฏว่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในสายไฟมีค่าลดลง ทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้น จากการทดลองทางที่ผ่านมามีวัตต์แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต เมื่อจ่ายโหลดมีผลให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตกลง แล้วใช้เวลาคืนตัวนานก่อนคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติ คณะผู้จัดทำได้เพิ่มวงจรควบคุมเสถียรภาพ ทำให้แรงดันไม่เปลี่ยนแปลงตามโหลดที่เปลี่ยนไป การทดลองวงจรที่ดำเนินตามขั้นตอน จนกระทั่งสามารถออกแบบลายวงจรพิมพ์ ซึ่งนับว่ามีปัญหาพอสมควรเนื่องจากผลของความถี่สูง

จากวงจรที่ได้ออกแบบไว้ในภาคเรียนที่ 2 ของปีการศึกษา 2539 และภาคเรียนที่ 1 ปีการศึกษา 2540 นำมาประกอบรวมกันแล้วทำการทดสอบปรากฏว่าได้ผลดี

สำหรับโครงการนี้สามารถนำไปใช้งานได้ คณะผู้จัดทำหวังว่า โครงการนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นพื้นฐานสำหรับผู้สนใจและพัฒนาต่อไป ซึ่งจะเป็นหนทางหนึ่งในการช่วยพัฒนาเทคโนโลยีที่ผลิตขึ้นภายในประเทศได้ต่อไปในอนาคต

## เอกสารอ้างอิง

1. พงศ์พิชญ์ วิชาสุรเมณฑล : วิศวกรรมสาร, เล่มที่ 4,2531, หน้า 63-66
2. สุวัฒน์ ดั่น : สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย, 2537
3. George Chryssis : High - Frequency Switching Power Supply : Theory and Design :  
(MCGraw-Hill,Inc 1984.)



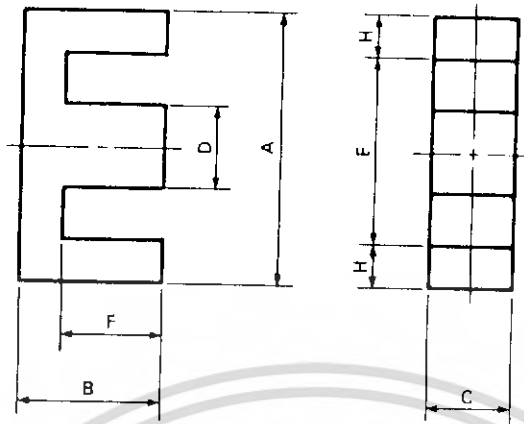
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



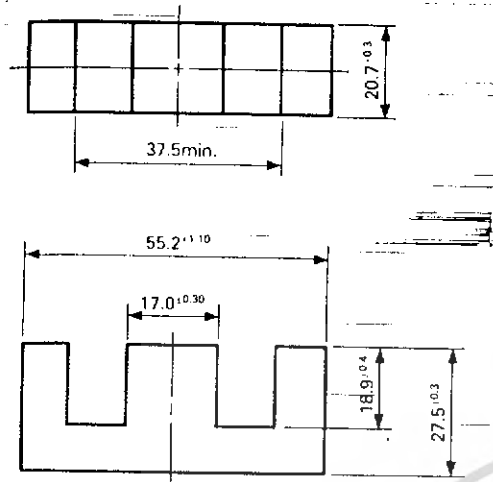
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Summary

## EE CORES



Core code	Dimensions (mm)							General standard
	A	B	C	D	Emin.	F	H	
12.6/13	12.6±0.50	6.40±0.10	3.55±0.15	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.70	
13/13B	13.0±0.20	6.40±0.10	7.00±0.10	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.90	
16/14K	16.0±0.30	7.20±0.10	4.80±0.20	3.80±0.20	11.7	5.20±0.15	2.00	JIS
19/16K	19.1±0.30	7.95±0.15	5.00±0.20	4.55±0.15	14.2	5.60±0.10	2.30	JIS
19/16Z	19.3±0.32	8.10±0.18	4.76±0.13	4.76±0.08	14.1	5.72±0.13	2.38	
22/20	22.0±0.30	10.2±0.20	5.75±0.25	4.25±0.25	17.0	7.70±0.20	2.25	
25/19A	25.8±0.40	9.65±0.13	6.35±0.20	6.48±0.13	18.8	6.73±0.25	3.30	
25/19Z	25.4±0.38	9.53±0.25	6.35±0.25	6.35±0.13	18.7	6.38±0.17	3.18	JIS
25/20	25.0±0.30	10.2±0.20	6.40±0.30	6.40±0.30	18.2	6.65±0.15	3.25	
30/26K	30.0±0.50	13.2±0.20	10.7±0.30	10.7±0.30	19.5	8.15±0.15	5.00	JIS
30/30	30.0±0.50	14.9±0.25	6.90±0.30	6.90±0.20	19.5	10.2±0.25	5.00	
34/28A	34.6±0.45	14.2±0.20	9.27±0.25	9.27±0.25	25.4	9.90±0.25	4.38	
40/34B	40.0±0.60	16.8±0.40	11.7±0.40	11.7±0.40	26.8	10.7±0.15	6.35	
40/34K	40.0±0.50	17.0±0.30	10.7±0.30	10.7±0.30	27.4	10.3±0.30	6.00	JIS
40/35A	40.8±0.55	16.6±0.25	12.4±0.30	12.5±0.30	28.6	10.7±0.28	5.85	
40/44	40.1±0.60	22.3±0.30	11.7±0.40	11.7±0.40	27.3	15.2±0.20	6.05	
42/42-15W	42.2±0.90	21.0±0.20	15.0±0.30	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
42/42-20W	42.2±0.90	21.0±0.20	19.6±0.40	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
46/34	42.6±0.85	17.0±0.30	12.6±0.40	12.6±0.30	28.1	10.5±0.30	6.86	
47/39A	47.2±0.60	19.6±0.30	15.5±0.40	15.7±0.35	31.8	12.4±0.35	7.44	
50/42K	50.0±0.70	21.3±0.30	14.6±0.40	14.6±0.40	34.2	12.8±0.30	7.50	JIS
55/55A	55.2±1.10	27.5±0.30	20.7±0.30	17.0±0.30	37.5	18.9±0.40	8.52	JIS
56/47A	56.6±0.65	23.6±0.30	18.7±0.45	18.8±0.25	38.1	14.8±0.35	9.02	
80/76	80.0±1.00	38.1±0.40	19.8±0.40	19.8±0.40	61.2	28.2±0.30	8.90	



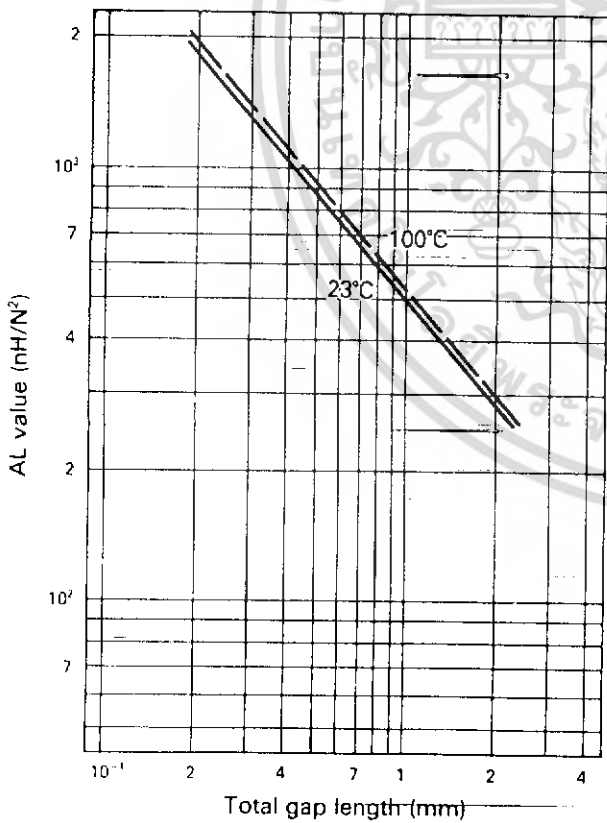
### Magnetic Parameter

Core constant	$C_1$	0.34989 mm <sup>-1</sup>
Effective magnetic pass length	$l_e$	124 mm
Effective cross sectional area	$A_e$	353 mm <sup>2</sup>
Effective core volume	$V_e$	43700 mm <sup>3</sup>
Center leg area	$A_c$	352 mm <sup>2</sup>
Minimum cross sectional area (Center leg)	$A_{min}$	352 mm <sup>2</sup>
Winding area of core	$A_w$	400 mm <sup>2</sup>
Approx. Weight		218 g/pair

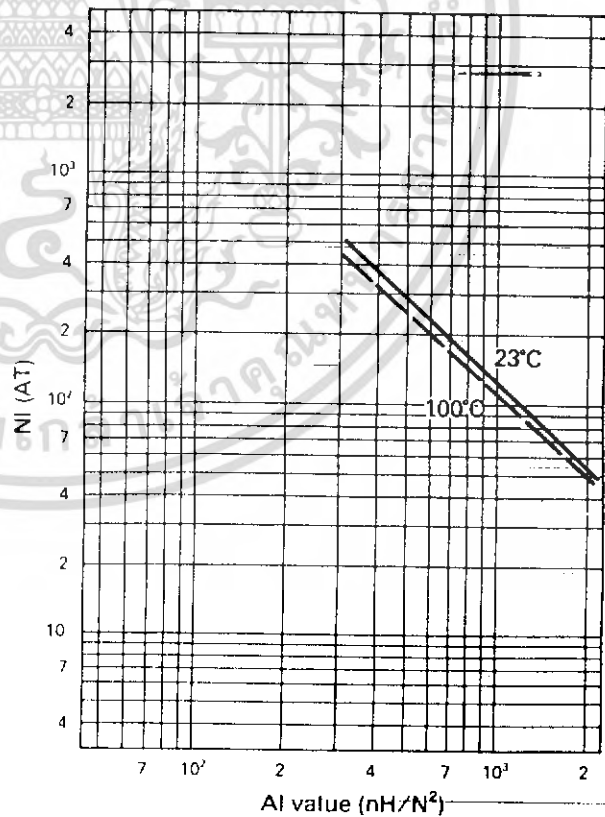
Unit: mm

Product code	AL Value (nH/N <sup>2</sup> )	Effective permeability $\mu_e$	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
20 EE55/55A	6,700 ±25% (5,025~8,375)	1,880	0	21.9

AL value vs. gap length



NI vs. AL value



23°C AL = 489.8 × G<sup>-0.79375</sup> (nH/N<sup>2</sup>)  
 G = 2449.5 × AL<sup>-1.25983</sup> (mm)  
 100°C AL = 507.1 × G<sup>-0.82785</sup> (nH/N<sup>2</sup>)  
 G = 1852.3 × AL<sup>1.20794</sup> (mm)

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



**MOTOROLA**

**TL494**

**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

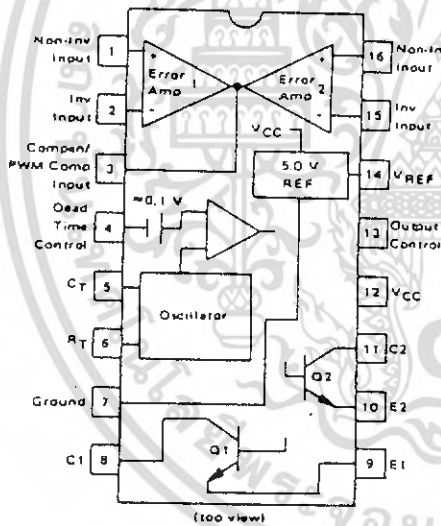
SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620-10



N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648-08



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

**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

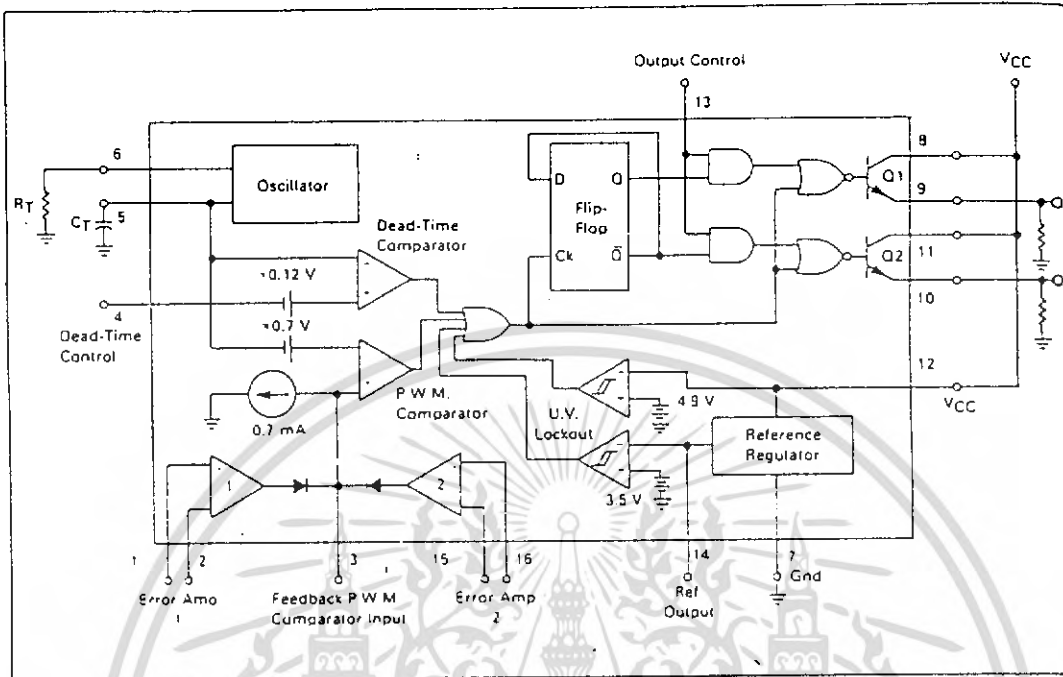
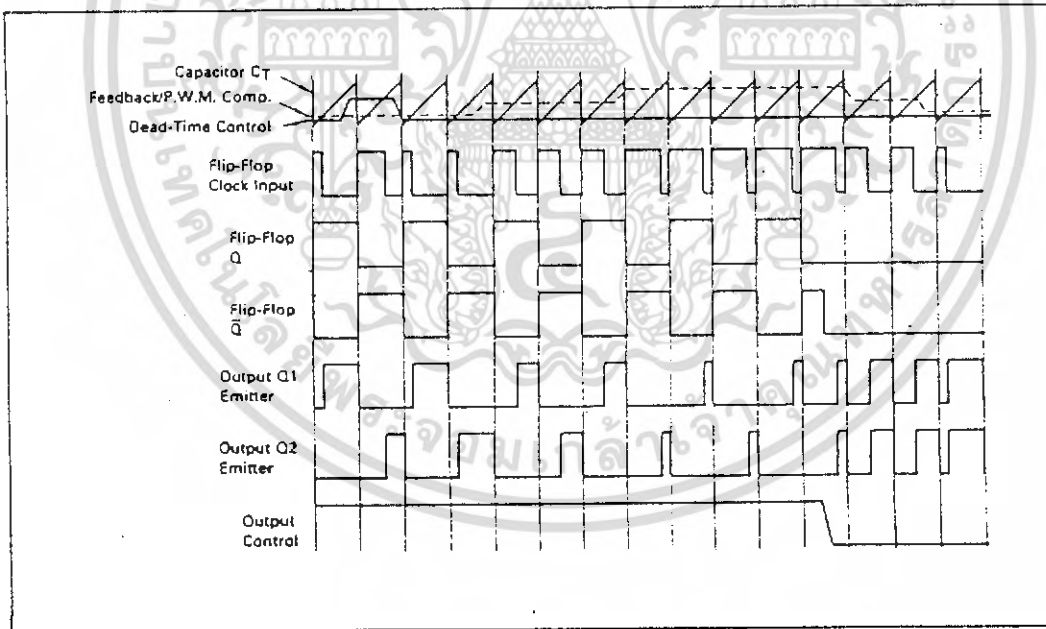


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation (at T <sub>A</sub> ≤ 45°C)	P <sub>D</sub>	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	125	125	—	°C
		150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-55 to 125	-55 to 125	—	°C
		-65 to 150	-65 to 150	—	°C
		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

## THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>JA</sub>	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	45	50	°C

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	-0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	—	—	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	18	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	10	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 15 V, C<sub>T</sub> = 0.01 μF, R<sub>T</sub> = 12 kΩ unless otherwise noted.)

For typical values T<sub>A</sub> = 25°C, for min-max values T<sub>A</sub> is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C/I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

## REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA)	V <sub>ref</sub>	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 0 V)	I <sub>SC</sub>	15	15	75	15	35	75	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

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

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

Characteristic	Symbol	TL494C.I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

### OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.1	—	1.1	1.5	V
	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} = 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

### ERROR AMPLIFIER SECTIONS

Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	50	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	-0.1	-1.0	$\mu\text{A}$
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 ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_c$	—	150	—	Hz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\phi_m$	—	55	—	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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ ,  $R_T = 12\ \text{k}\Omega$  unless otherwise noted.)  
 For typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{Pin\ 3} = 0.7\text{ V}$ )	$I_{-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin\ 4} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$ )	$I_{IB(DT)}$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
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
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{osc}$	—	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 ( $\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	—	—	12	%
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>					
Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
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 ( $V_{Pin\ 4} = 2.0\text{ V}$ ) (See Figure 12) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$ )	—	—	7.0	—	mA

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

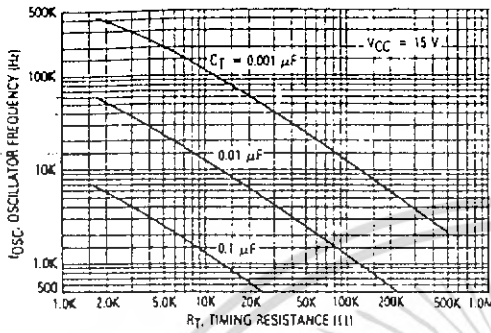


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

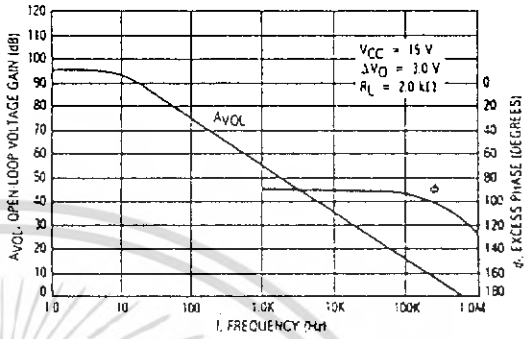


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

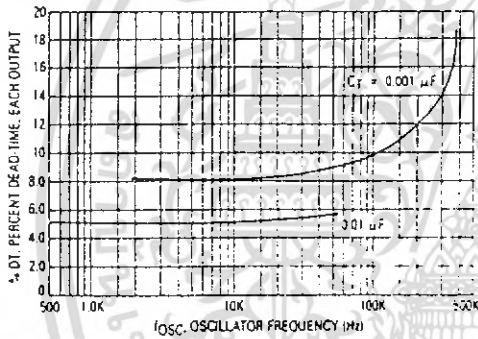


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

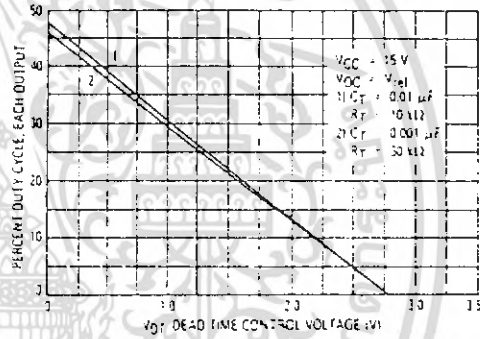


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

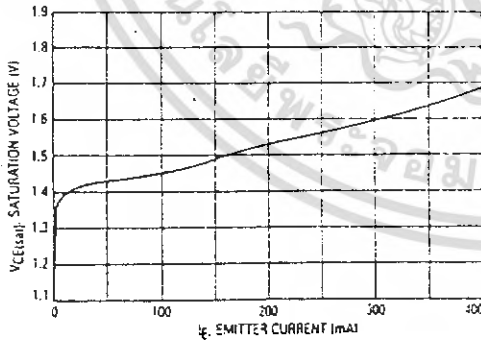
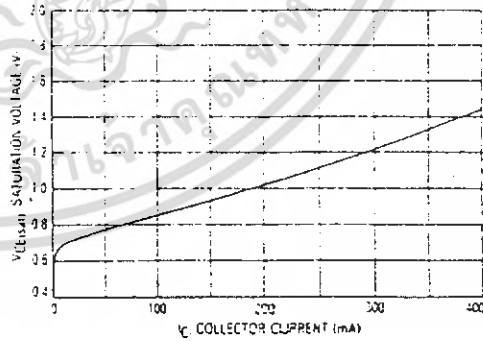


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

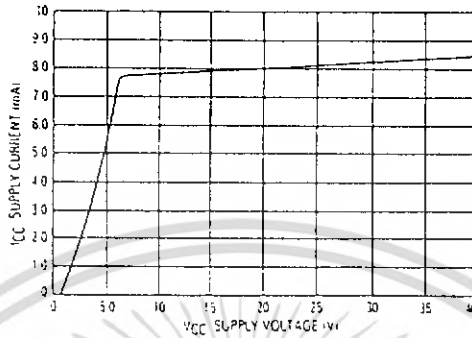


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

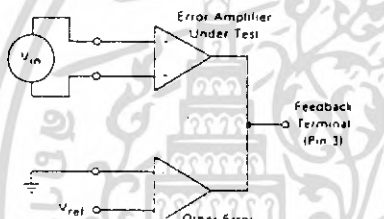


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

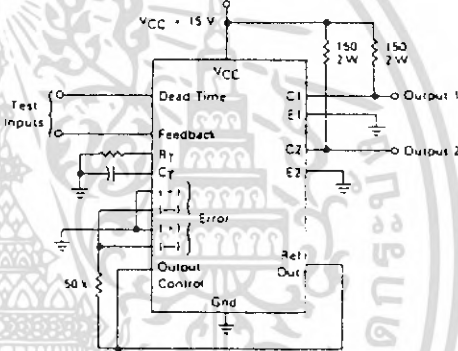


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

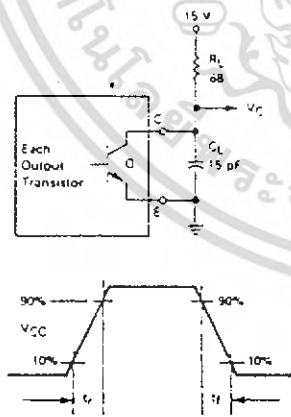
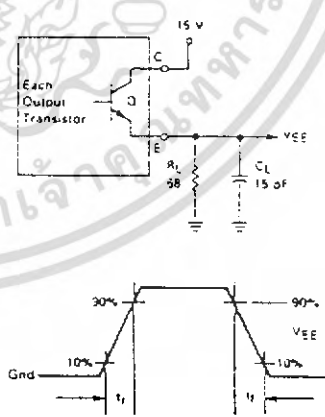


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

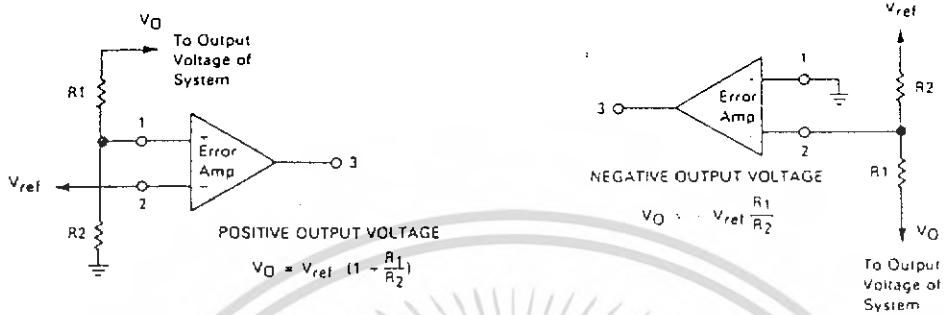


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

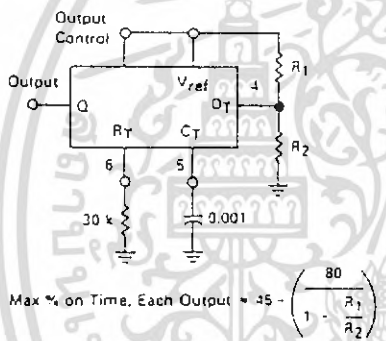


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

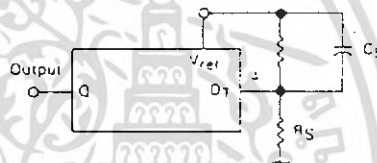
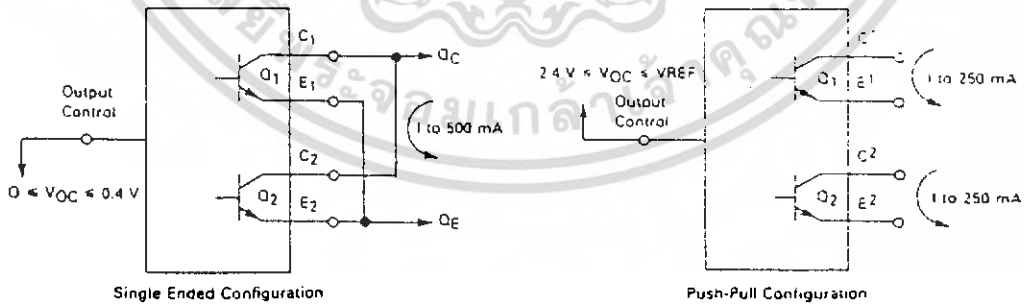


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

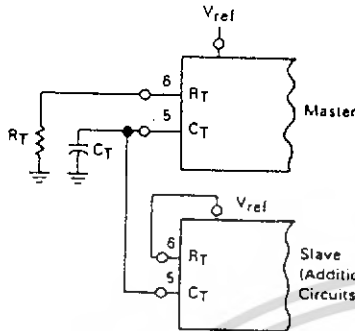


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40$  V USING EXTERNAL ZENER

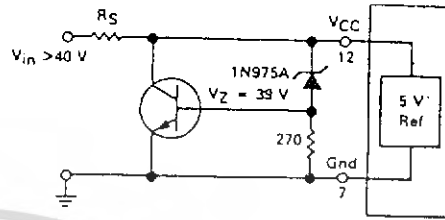
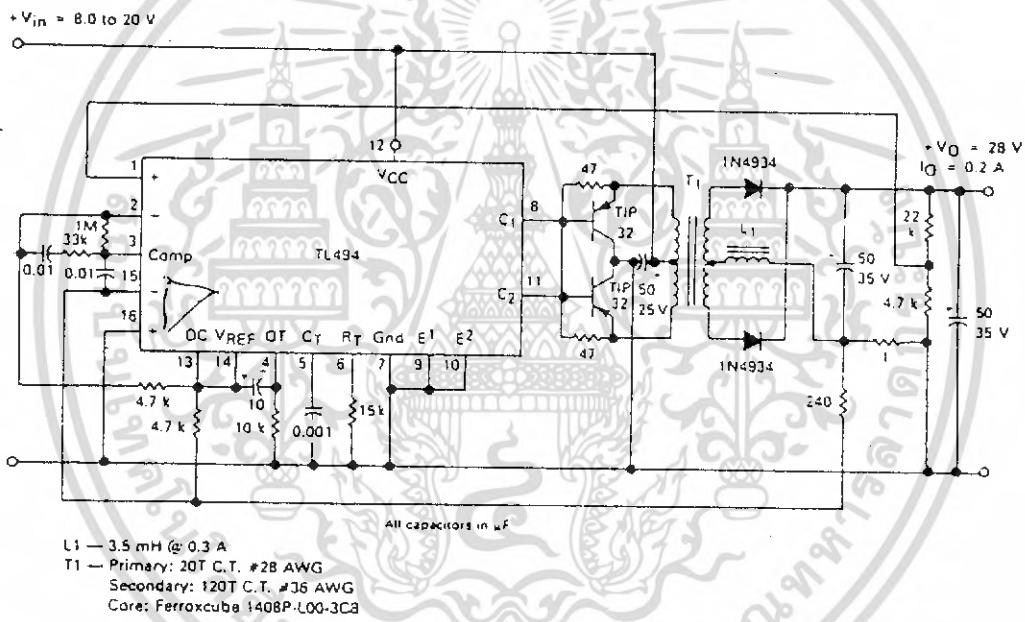


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER

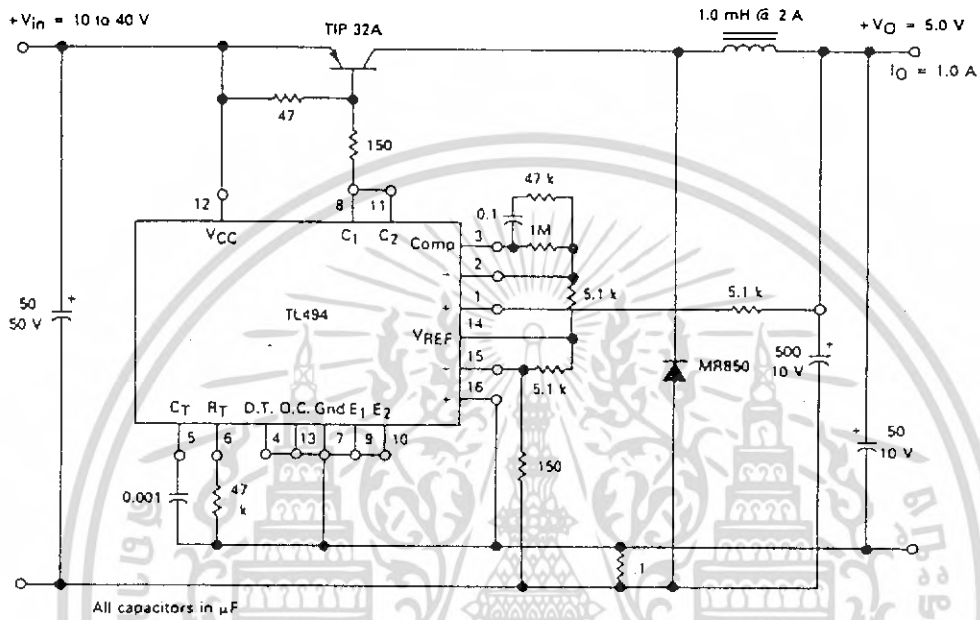


TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10$ V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ mA to 1 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1.0$ A	65 mV P-P P.A.R.O.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ A	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ to } 40 \text{ V}$	30 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV o-p 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%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TL494

### 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 4.

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

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

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

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

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of  $\pm 1.5\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input Output Control	Output Function	$f_{out} = f_{osc}$
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	
At $V_{ref}$	Push-pull operation	0.5

# GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ $\mu$ A741/ $\mu$ A741C

$\mu$ A741/ $\mu$ A741C,  
MC1458/1558-F,N,H

## DESCRIPTION

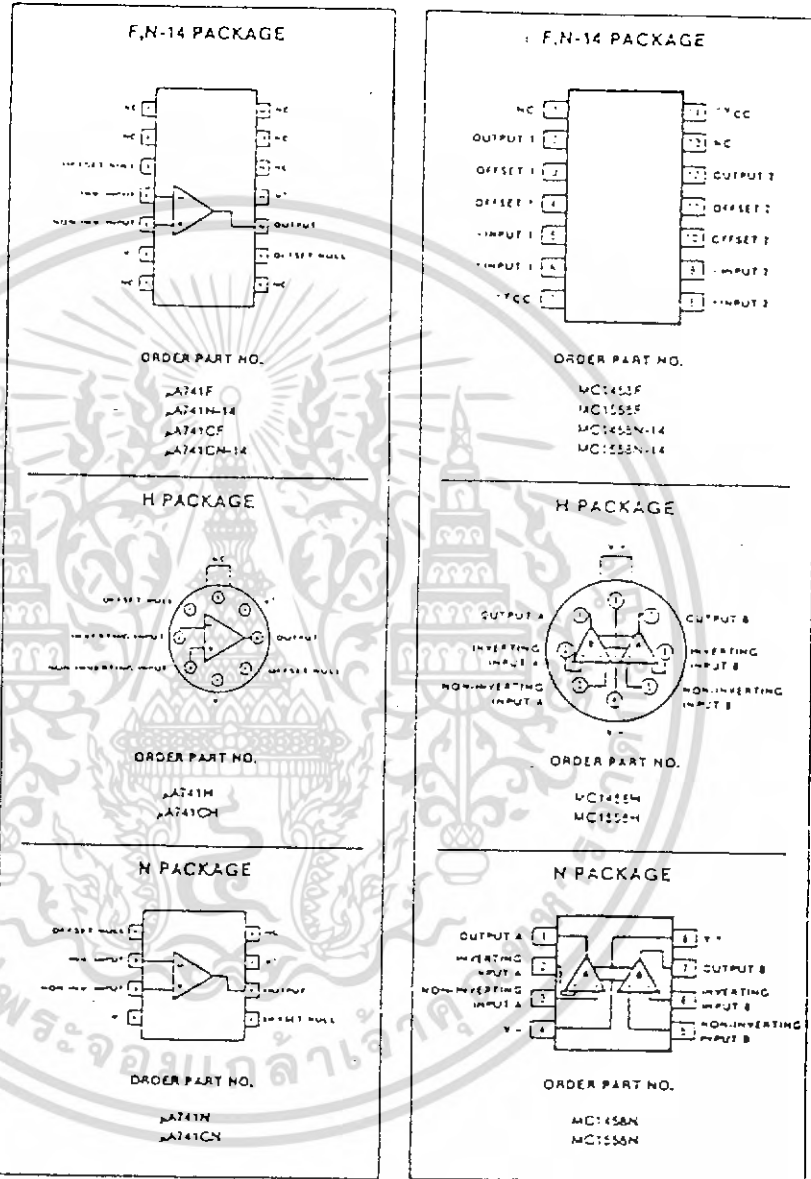
The  $\mu$ A741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The  $\mu$ A741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

The MC1558/MC1458/ $\mu$ A741C consist of a pair of 741 operational amplifiers on a single chip.

## FEATURES

- Internal frequency compensation
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- High input voltage range
- No latch-up
- 1558/1458 are 2 "op amps" in space of the 741 package
- MC1558 Mil std 883A,B,C available
- $\mu$ A741 Mil std 883A,B,C available

## PIN CONFIGURATIONS



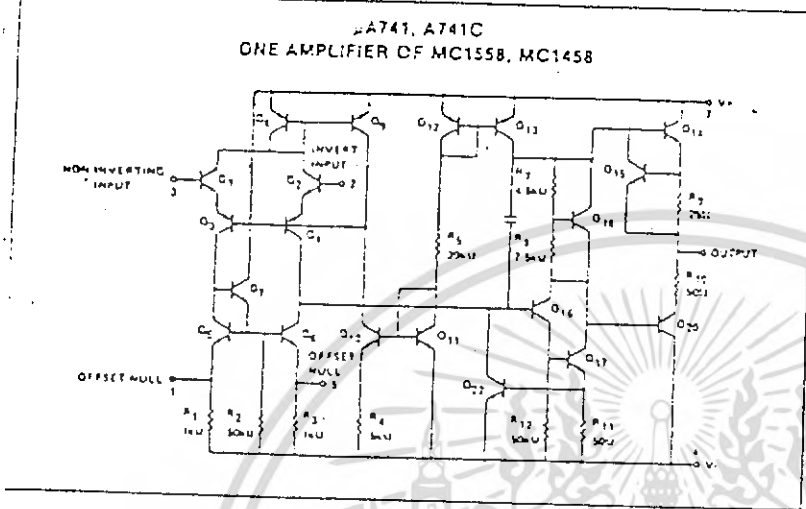
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ $\mu$ A741/ $\mu$ A741C

$\mu$ A741/741C,  
MC1458/1558-F.N.H.

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
$\mu$ A741C	$\pm 18$	V
MC1458	$\pm 22$	V
$\mu$ A741, MC1558	$\pm 22$	V
Internal power dissipation, N-14	600	mW
N package	500	mW
H package <sup>1</sup>	800	mW
F package	1000	mW
Differential input voltage	$\pm 30$	V
Input voltage <sup>2</sup>	$\pm 15$	V
Output short-circuit duration	Continuous	
Operating temperature range		
$\mu$ A741C, MC1458	0 to +70	$^{\circ}$ C
$\mu$ A741, MC1558	-40 to +65	$^{\circ}$ C
Storage temperature range	-55 to +125	$^{\circ}$ C
Lead temperature (soldering 60sec)	300	$^{\circ}$ C

NOTES

<sup>1</sup>Ratings based on thermal resistances, junction to ambient, of 208 $^{\circ}$ C/W, 240 $^{\circ}$ C/W, 750 $^{\circ}$ C/W, 110 $^{\circ}$ C/W for N-14, H, M and F packages respectively, and a maximum junction temperature of 150 $^{\circ}$ C.  
<sup>2</sup>For supply voltages less than  $\pm 15$ V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL-PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/μA741/μA741C

μA741/741C.  
MC1458/1558-F,N,H.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	μA741			μA741C			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$V_{OS}$ Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$ , over temp.		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
$I_{OS}$ Offset current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		20	200		20	200	nA
$I_{BIAS}$ Input bias current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		7.0	200			300	nA
$I_{BIAS}$ Input bias current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		20	500		80	500	nA
$V_{OUT}$ Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$ , over temp.	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V
$A_{VOL}$ Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$ , over temp.	50 25	200		20 15	200		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			$\pm 30$			$\pm 30$		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{k}\Omega$ , over temp.		10	150		10	150	$\mu\text{V/V}$ $\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio	Over temp.		70	90				cB cB
$I_{CC}$ Supply current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		1.4 1.5 2.0	2.8 2.5 3.3		1.4	2.8	mA mA mA
$V_{IN}$ Input voltage range	(μA741, over temp.)	$\pm 12$	$\pm 13$		$\pm 12$	$\pm 13$		V
$R_{IN}$ Input resistance		0.3	2.0		6.3	2.0		MΩ
$P_d$ Power consumption	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		50 45 45	85 75 100		50	85	mW mW mW
$R_{out}$ Output resistance			75			75		Ω
$I_{SC}$ Output short-circuit current			25			25		mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ $\mu$ A741/ $\mu$ A741C

$\mu$ A741/ $\mu$ A741C.  
MC1458/1558-E,N,H

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd)  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1558			UNIT
		Min	Typ	Max	
$V_{OS}$ Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$ , over temp.		1.0	5.0 5.0	mV mV
$I_{OS}$ Offset current	Over temp.		20	200 500	nA nA
$I_{BIAS}$ Input bias current	Over temp.		50	500 1500	nA nA
$V_{OUT}$ Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$ , over temp.	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
$A_{VOL}$ Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$ , over temp.	50 25	100		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			$\pm 30$		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		30	150	$\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio			70	90	dB
$I_{CC}$ Supply current			2.3	5.5	mA
$V_{IN}$ Input voltage range	( $\mu\text{A}741$ , over temp.)	$\pm 12$	$\pm 13$		V
$R_{IN}$ Input resistance					M $\Omega$
$P_D$ Power consumption			70	150	mW
$R_{OUT}$ Channel separation			120		dB
$I_{SC}$ Output short-circuit current			25		mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd)  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1458			UNIT
		Min	Typ	Max	
$V_{OS}$ Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$ , over temp.		2.0	6.0 7.5	mV mV
$I_{OS}$ Offset current	Over temp.		20	200 300	nA nA
$I_{BIAS}$ Input bias current	Over temp.		50	500 800	nA nA
$V_{OUT}$ Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$ , over temp.	$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
$A_{VOL}$ Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$ , $V_O = \pm 10\text{V}$ , over temp.	25 15	200		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			$\pm 30$		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		30	170	$\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio			70	90	dB
$I_{CC}$ Supply current			2.3	5.0	mA
$V_{IN}$ Input voltage range	( $\mu\text{A}741$ , over temp.)	$\pm 12$	$\pm 13$		V
$R_{IN}$ Input resistance					M $\Omega$
$P_D$ Power consumption			70	170	mW
$R_{OUT}$ Channel separation			120		dB
$I_{SC}$ Output short-circuit current			25		mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ $\mu$ A741/ $\mu$ A741C

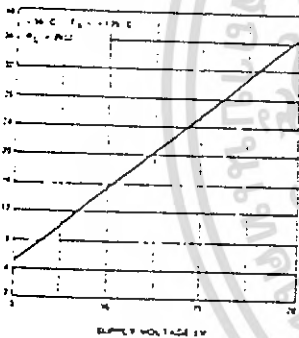
$\mu$ A741/ $\mu$ A741C,  
MC1458/1558-F.N.H.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ , Unless otherwise specified.

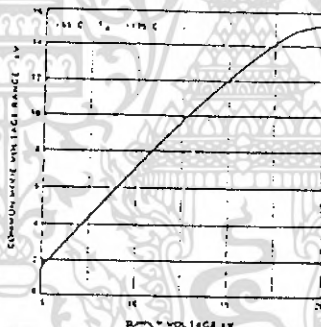
PARAMETER	TEST CONDITIONS	$\mu$ A741, $\mu$ A741C			MC1558, MC1458			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Open loop input resistance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$				0.3			M $\Omega$
Open loop input capacitance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$		1.4					pF
Common mode input impedance	$f = 20\text{Hz}$				200			M $\Omega$
Differential input noise voltage	$A_v = 100$ , $R_S = 10\text{k}\Omega$ , $B_w = 1.0\text{kHz}$ $f = 1.0\text{kHz}$				45			nV/√Hz
Power bandwidth	$A_v = 1$ , $R_L = 2.0\text{k}\Omega$ , THD $\leq 5\%$ $V_{OUT} = 20\text{Vp-p}$				14			kHz
Phase margin					55			degrees
Gain margin					11			dB
Unity gain crossover frequency	Open loop		1.0		1.0			MHz
Transient response unity gain	$V_{IN} = 20\text{mV}$ , $R_L = 2\text{k}\Omega$ , $C_L \leq 100\text{pF}$		0.3		0.3			$\mu\text{s}$
Rise time			5.0		5.0			$\mu\text{s}$
Overshoot			0.5		0.8			%
Slew rate	$C \leq 100\text{pF}$ , $R_L \geq 2\text{k}\Omega$ , $V_{IN} = \pm 10\text{V}$							V/ $\mu\text{s}$

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

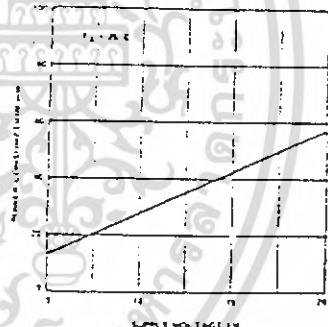
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



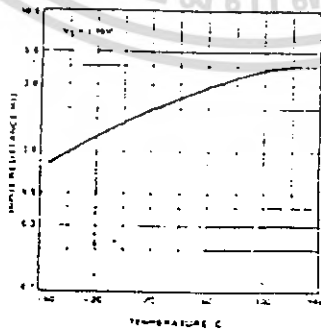
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



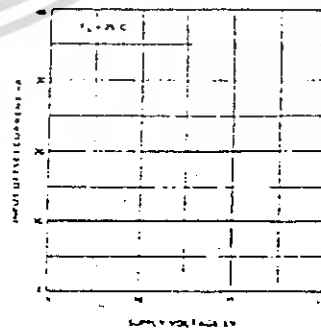
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

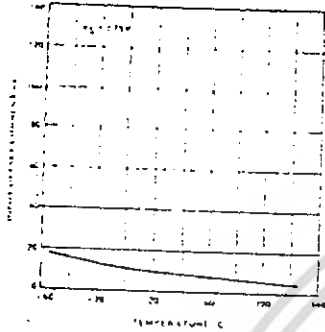
GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/ $\mu$ A741/ $\mu$ A741C

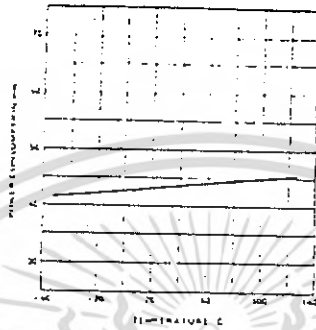
$\mu$ A741/741C  
MC1458/1558-F.N.H

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

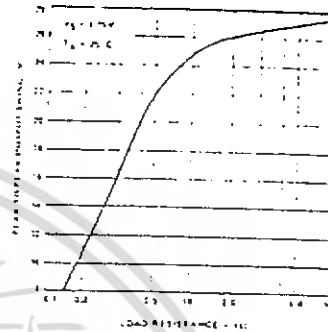
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



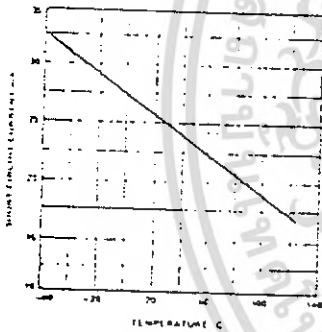
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



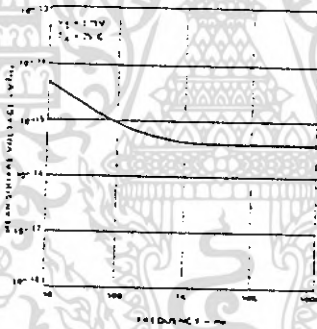
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



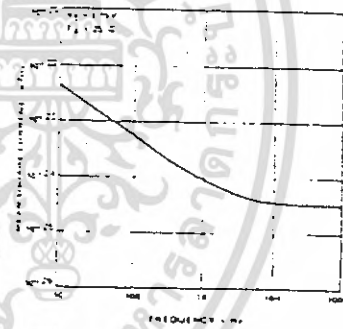
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



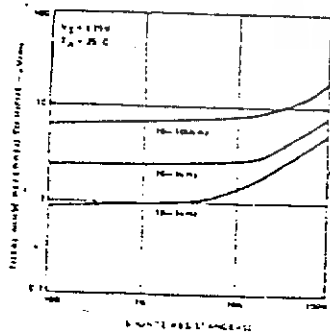
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



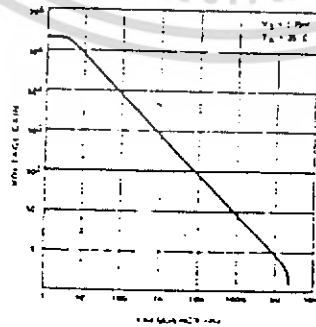
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



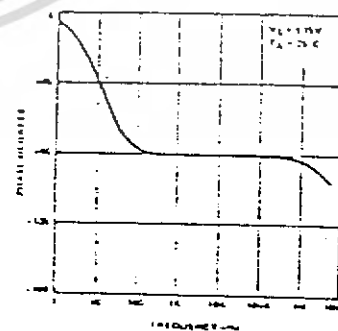
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY

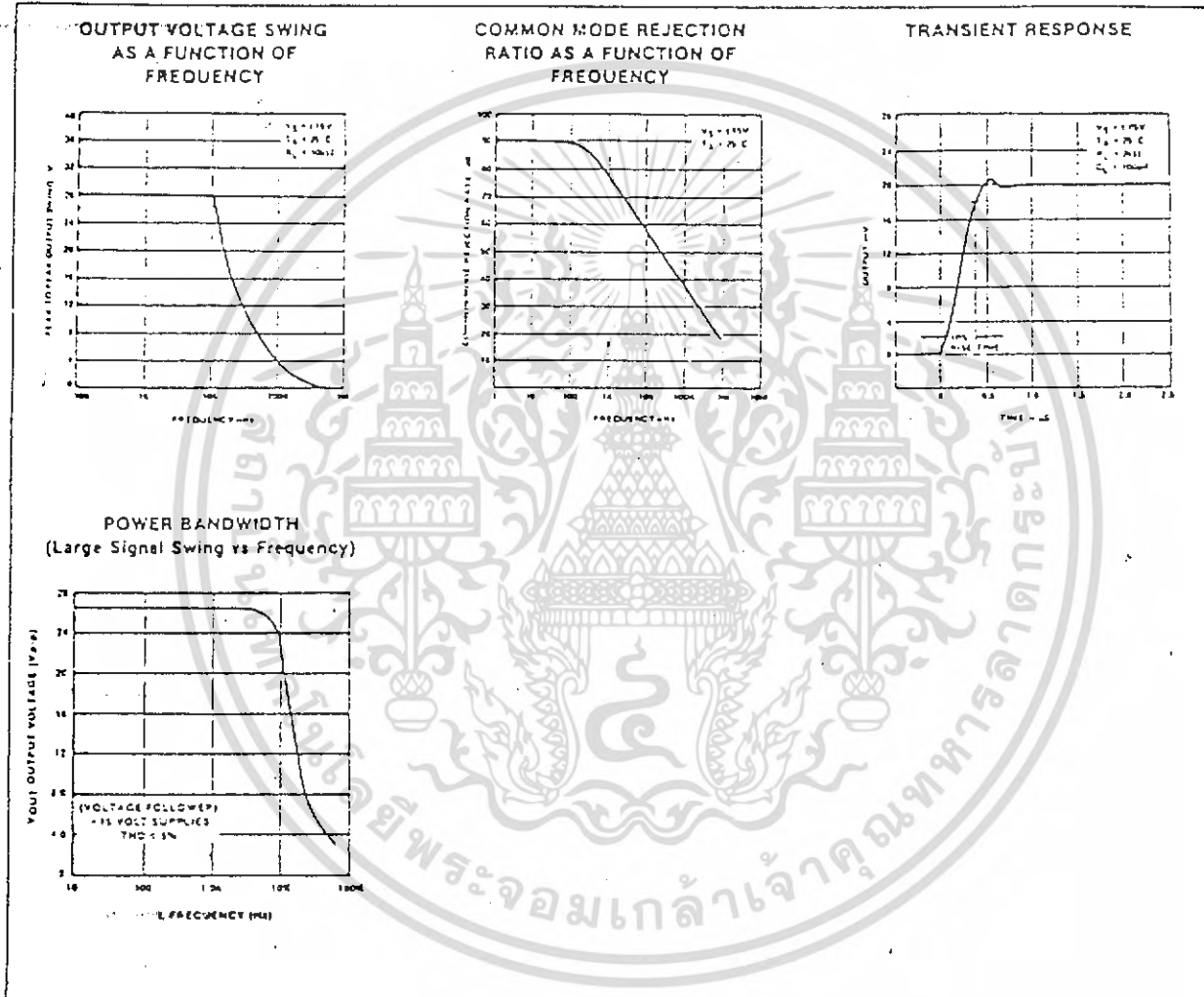


OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

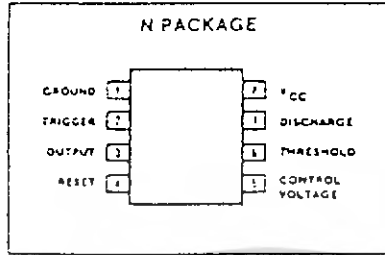


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

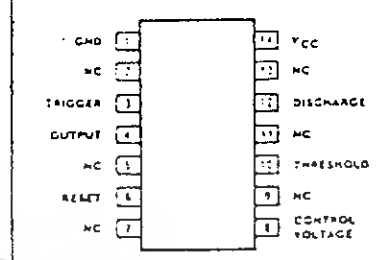
**FEATURES**

- Turn off time less than 2µs
- Maximum operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.035% per °C
- SE555 MII std 883A,B,C available M38510 (JAN) approved, M38510 processing available.

**PIN CONFIGURATIONS**



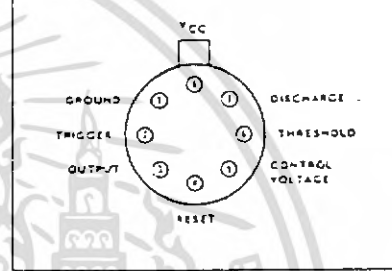
**F,N-14 PACKAGE**



**APPLICATIONS**

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Missing pulse detector

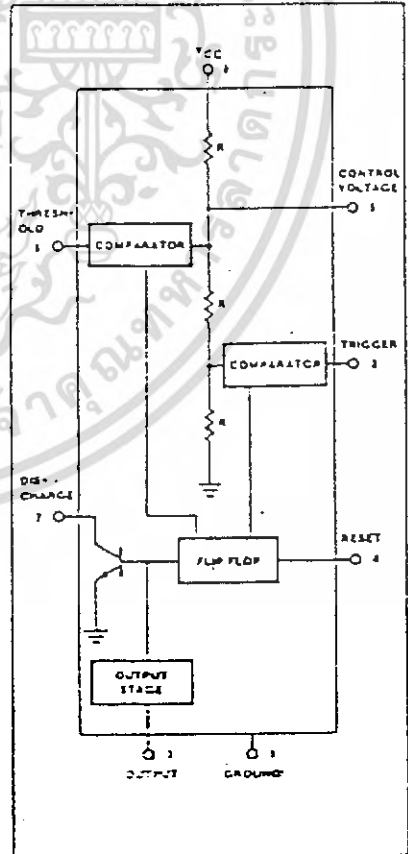
**H PACKAGE**



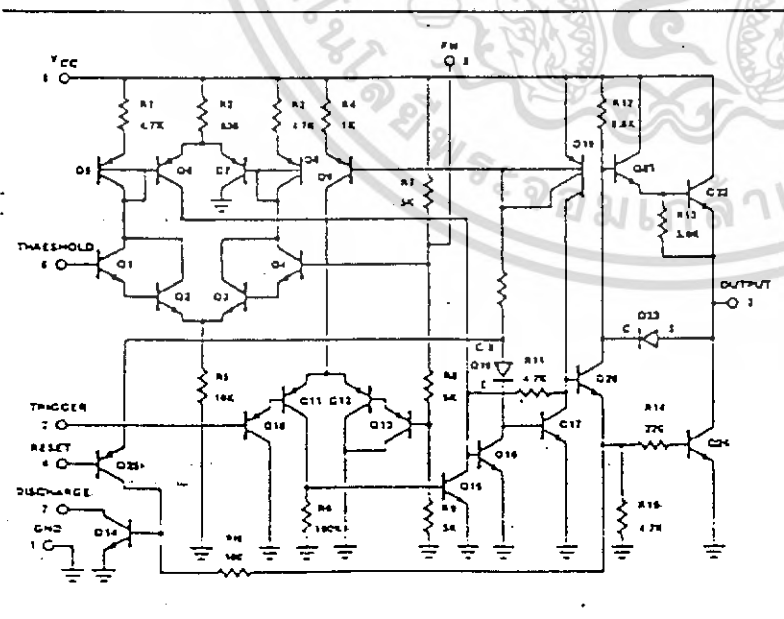
**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
SE555	-18	V
NE555, SE555C	+16	V
Power dissipation	600	mW
Operating temperature range		
NE555	0 to +70	°C
SE555, SE555C	-55 to +125	°C
Storage temperature range	-65 to +150	°C
Lead temperature (soldering, 60sec)	300	°C

**BLOCK DIAGRAM**



**EQUIVALENT SCHEMATIC**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = -5\text{V}$  to  $+15$  unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555/SE555C			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply voltage		4.5		16	4.5		16	V
Supply current (low state) <sup>1</sup>	$V_{CC} = 5\text{V}$ $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$ $R_L = \infty$		3 10	5 12		3 10	5 15	mA mA
Timing error (monostable)	$R_A = 2\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$		0.5	2.0		1.0	3.0	%
Initial accuracy <sup>2</sup>			30	100		50		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with temperature			0.05	0.2		0.1	0.5	%/V
Drift with supply voltage								
Timing error (astable)	$R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$		1.5			2.25		%
Initial accuracy <sup>2</sup>			90			150		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with temperature	$V_{CC} = 15\text{V}$		0.15			0.3		%/V
Drift with supply voltage								
Control voltage level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6 2.9	10.0 3.33	10.4 3.8	5.0 2.6	10.0 3.33	11.0 4.0	V V
Threshold voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.4 2.7	10.0 3.33	10.6 4.0	5.8 2.4	10.0 3.33	11.2 4.2	V V
Threshold current <sup>3</sup>			0.1	0.25		0.1	0.25	$\mu\text{A}$
Trigger voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5.0 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5.0 1.67	5.6 2.2	V V
Trigger current	$V_{TRIG} = 0\text{V}$		0.5	0.9		0.5	2.0	$\mu\text{A}$
Reset voltage <sup>4</sup>		0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Reset current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Reset current	$V_{RESET} = 0\text{V}$		0.4	1.0		0.4	1.5	mA
Output voltage (low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$ $I_{SINK} = 100\text{mA}$ $I_{SINK} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 8\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$	0.1 0.4 2.0 2.5	0.15 0.5 2.2	0.1 0.5 2.2	0.1 0.4 2.0	0.1 0.4 2.0	0.25 0.75 2.5	V V V V V V V
Output voltage (high)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	13.0 3.0	12.5 3.3	12.5 3.3	12.75 2.75	12.5 3.3	-	V V V
Turn off time <sup>5</sup>	$V_{RESET} = V_{CC}$		0.5	2.0		0.5		$\mu\text{s}$
Rise time of output			100	200		100	300	ns
Fall time of output			100	200		100	300	ns
Discharge leakage current			20	100		20	100	ns

<sup>1</sup> Sinking current when output high typically 1mA less.  
<sup>2</sup> Measured at  $V_{CC} = 5\text{V}$  and  $V_{CC} = 15\text{V}$ .  
<sup>3</sup>  $R_A$  will determine the maximum value of  $R_A + R_B$ ; for 15V operation, the max total is 1.2 megohms, and for 5V operation, the max total  $R = 3.4$  megohms.  
<sup>4</sup> Measured with trigger input high.  
<sup>5</sup> Measured from a positive-going input pulse from 0 to 0.5  $V_{CC}$  into the threshold. The drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้