

วิชา ๓๓๓ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย  
DC TO DC switching power supply)



รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคำหลักสูทปริญญาตรี

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2531.

023250



ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2531

เรื่อง ทวี ฑู ทวี สวิทซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ผู้จัดทำ นายวิสุทธิ ศิลานำเพ็ญ เลขประจำตัว 30.3321

..... คณะกรรมการสอบ

(.....)

..... คณะกรรมการสอบ

(.....)

..... คณะกรรมการสอบ

(.....)

..... คณะกรรมการสอบ

(.....)



## สวิตชิง เพาเวอร์ซัพพลาย

วิสุทธิ์ ศิลาม่าเพ็ญ

อ. ประภัสร์ วัชรพิบูลย์ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

ชุดจ่ายไฟในโครงการนี้เป็นแบบสวิตชิง สามารถปรับแรงดันได้ 50 โวลต์จ่ายพลังงานได้ประมาณ 100 วัตต์ เกิดจากการรวบรวมข้อมูลจากทาง ทฤษฎีและการปฏิบัติ ซึ่งเป็นเรื่องของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching power Supply) โดยมีรายละเอียดตั้งแต่ปัญหาของ (Regulator) และความต้องการเพาเวอร์ซัพพลายที่มีประสิทธิภาพสูง ทฤษฎีและการคำนวณปลั๊กย่อย ต่าง ๆ ได้แก่ หม้อแปลงเฟอร์ไรท์ (Ferrite Transformer) วงจรขยายกำลัง (Amplifier) ทรานซิสเตอร์ สวิตชิง (Switching Transistor) พัลส์วidth โมด (Pulse width Mod) วงจรควบคุม (Control) การ Rectifier และ Filter ซึ่งปัญญานี้ทบทวนคงจะเป็นประโยชน์ ในการที่จะไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์โครงการนี้สำเร็จลงได้โดยได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างมากจาก อาจารย์ ประทีมรุ วัชรพิบูลย์ ซึ่งได้ให้ข้อมูล ทางด้าน ทฤษฎี และทางด้านเทคนิค และ คำแนะนำ และสถานที่ทดลอง คุณวันเพ็ญ สมใจ และคุณแสงจันทร์ สมใจ ได้ช่วยเหลือทาง ด้านการจักพิมพ์ จึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย



วิสุทธิ์ ศีลามาเพ็ญ

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทที่	บทนำ	หน้า
1	1.1 ความเป็นมาของปัญหา	1
	1.2 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
	1.3 เบสิคของสวิตชิงเรกูเรเตอร์	2
	1.4 สถาปัตยกรรมของเบสิคสวิตชิงเรกูเรเตอร์	5
	1.5 คอนเวอร์เตอร์เซอิกิต	9
2	2.1 แกนเพอร์โร	12
	2.2 การออกแบบหม้อแปลงแกนเพอร์โร	18
	2.3 วิธีการพัน	28
3	3.1 วงจรขยายกำลัง	31
	3.2 วงจรขยายคลาสเอ	34
	3.3 การกำเนิดฮาร์โมนิคอันดับสูง	38
	3.4 วงจรขยายคลาสเอบี	40
	3.5 ซอฟต์แวร์ทางคอมพิวเตอร์	41
4	4.1 เรียงกระแสและกรองกระแส	43
	4.2 การวิเคราะห์วงจร	44
	4.3 การออกแบบวงจรกรองกระแส	48
5	5.1 หลักการเบื้องต้น	52
	5.2 พัลส์วิคมอด	53
	5.3 ลักษณะวงจรและการสร้าง	58
	5.4 วงจรซึบนำ	59
	5.5 วงจรเพาเวอร์สวิตชิงพีช-ทูล	59
	5.6 วงจรควบคุม	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นโดยไม่  
 อนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6	วงจรควบคุม	60
5.7	วงจรเรียงกระแส วงจรกรองกระแส	60
5.8	ภาคแสดงผลการทำงานวงจรจริง	61
-	วงจรการทำงานสมบูรณ	62
-	วงจรลายปริ้นท์	63
-	ตำแหน่งการลงอุปกรณ์	64
-	บทวิจารณ์และสรุป	65
-	รายการอุปกรณ์	66
-	เอกสารอ้างอิง	68
	ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 ความเป็นมาของปัญหา

เป็นเวลานานหลายปีมาแล้วที่รู้กันมาว่ามีการแย่งแยกออกเป็น 2 ภาค ในขบวนการสัญญาณทางคานาอิเล็กทรอนิกส์ นั่นคือ สำหรับแต่ละปัญหา ดูเหมือนว่าเราจะมองเห็นใหญ่ในแง่ของดิจิทัล (DIGITAL) และอนาล็อก (ANALOG) สำหรับนักประดิษฐ์เมื่อเผชิญกับปัญหาทางคานาออกแบบวงจรแหล่งจ่ายไฟ การแก้ไขแบบง่ายที่สุดคือ การใช้ ไอ.ซี. รักษาไฟตรงแบบต่อเนื่อง ชนิด 3 ขา เป็นตัวอย่างที่มองเห็นได้ วงจร ไอ.ซี. ซึ่งอยู่บน chip เกี่ยวกันนี้ทำให้การออกแบบแหล่งจ่ายไฟเป็นไปโดยง่ายขึ้น แหล่งจ่ายไฟชนิดอนุกรม (series - pass) หรือชานาน (shunt) หรือ ไลน์ียร์ (linear) ง่ายต่อการใช้และยังมีสัญญาณรบกวน (noise) กับริพเพิล (ripple) ที่คานาเอาต์พุต (out put) คำนวณด้วยเหตุผลเหล่านี้เองทำให้สามารถครอบครองอยู่ในห้องคลาสิกได้เป็นเวลานาน

ใน ไอ.ซี. รักษาเสถียรภาพไฟตรงแบบต่อเนื่อง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (power transistor) จะคงทำงานโดยตลอดไม่มีการหยุดพัก ดังนั้น จะสิ้นเปลืองพลังงานสูงมาก ถ้าต้องการกระแสไฟสูง ประสิทธิภาพของเครื่องจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ  $v_{out}/v_{in}$  สำหรับกรณี  $v_{out}$  คงที่ ประสิทธิภาพจะลดลง ในกรณีที่แรงเคลื่อน อินพุต (input) เพิ่มขึ้น และเมื่อเกิดความแตกต่างระหว่าง  $v_{out}$  กับ  $v_{in}$  จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องสิ้นเปลืองพลังงานเพิ่มขึ้น ดังนั้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้ ทรานซิสเตอร์และฉนวนระบายความร้อน (heat sink) ที่มีขนาดใหญ่ นอกจากนี้ ใน ไอ.ซี. รักษาเสถียรภาพไฟตรงแบบต่อเนื่อง ยังมีความจำเป็นที่ว่าจะต้องมีแรงเคลื่อนขาออกจะคงอยู่ระหว่างศักดากกราวนด์ (ground potential) และระดับไฟขาเข้า (input level) ทำให้ ซีรีส์-พาส ทรานซิสเตอร์ (series - pass transistor) คงการหมอบแปลงไฟและคาปาซิเตอร์ สำหรับกรองกระแสที่มีขนาดใหญ่

## 1.2 Switching Power Supply

ปัจจุบันเมื่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนมากมักต้องการ DC power source มากกว่าหนึ่งระดับ ซึ่งวิธีที่จะได้ DC supply นั้น จะได้มาจากการเปลี่ยน AC supply เป็น DC supply ซึ่ง การรักษาระดับ DC ที่ได้นั้นจะต้องมีการ regulate ซึ่งมีอยู่ 2 แบบ คือ linear regulator และ switching regulator

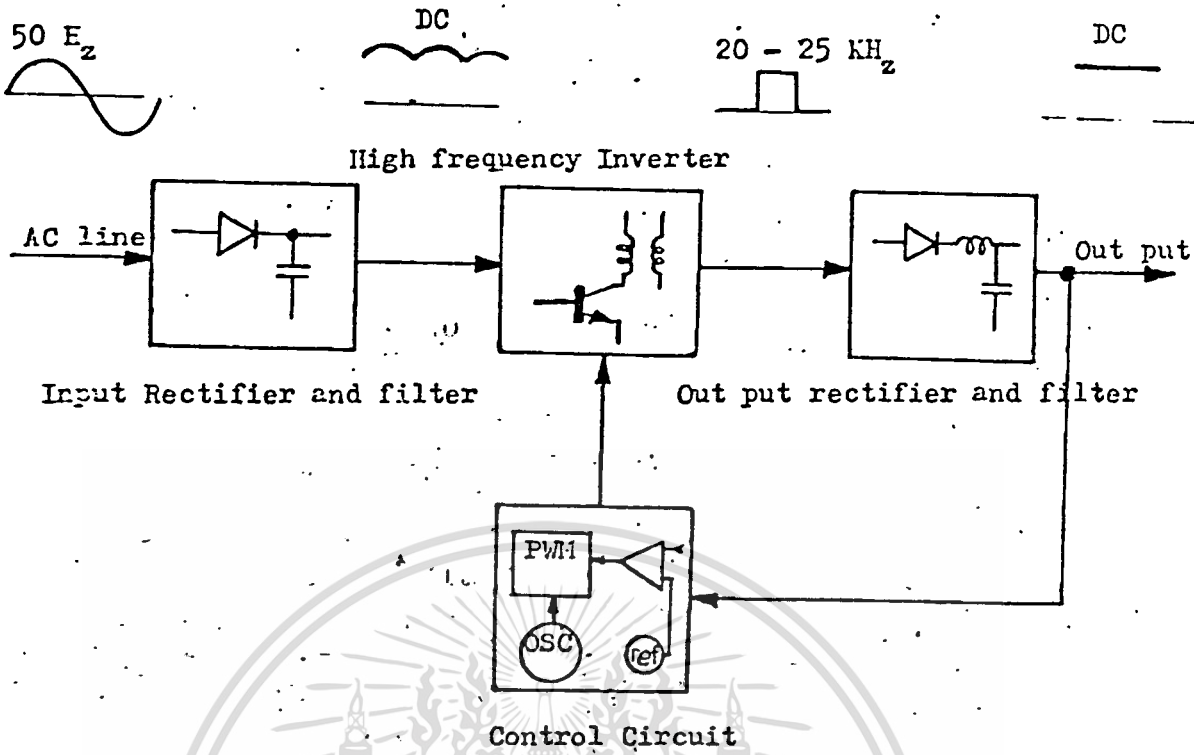
Linear regulator power supply จะประกอบด้วย power transformer, rectifier และ filter ส่วน switching power supply ไม่ต้องมี line transformer, AC input จะถูก rectifier และ filter เมื่อได้ DC มาแล้ว ก็จะถึง chopped โดย transistor switch หรือ SCR ก็ได้ และจะส่งกำลังผ่าน high frequency transformer และถูกนำมานำมา rectifier แล้วนำมาทำการ filter อีกครั้ง

Switching power supply ส่วนมาก จะใช้ใน งานอุตสาหกรรม คอมพิวเตอร์ พาวเวอร์ และอวกาศ เพราะมีขนาดเล็กและประสิทธิภาพสูง

## 1.3 Basic Operation of Switching Regulator

ตามรูปที่ 1.1 เป็น block diagram ของ switching power supply ชนิดหนึ่ง ซึ่งประกอบด้วย 4 ภาคหลัก คือ

1. Input rectifier and filter
2. High frequency Inverter
3. Out put rectifier and filter
4. Control Circuit



รูปที่ 1.1 แสดง Block diagram basic Switching Power Supply

1.3.1 ลักษณะของการทำงานตาม Block diagram

AC line voltage จะเข้ามาทาง input rectifier และ filter circuit จะทำให้เกิด DC Voltage ขึ้น และจะถูก chopped โดย transistor ด้วยความถี่สูง (10K - 100  $KH_z$ ) ในส่วนของวงจร high frequency inverter และพลังงานจะถูกส่งผ่านโดย high frequency transformer ซึ่งจะได้อut put voltage ตามต้องการ

Out put จากวงจร high frequency จะส่งผ่านเข้าไปในส่วนของ out put rectifier และ filter ซึ่งในส่วนนี้จะมีกรตรวจสอบแรงดันเพื่อส่งไปยังวงจรควบคุม

สำหรับวงจรควบคุม จะประกอบด้วยวงจร oscillator วงจร pulse width modulator (PWM) วงจร error amplifier วงจร precision voltage reference out put จาก error amplifier จะถูกเปรียบเทียบกับ input reference voltage ซึ่งได้มาจากส่วนของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

out put rectifier และ filter เมื่อ load มีค่ามากขึ้น voltage จะลดลง error amplifier sener จะมีค่าลดลง ซึ่งจะทำให้วงจร PWM สร้าง pulse มี period ยาวขึ้น ทำให้ช่วงของการ ON ของ transistor นานขึ้น ส่งผลให้สามารถยกกระแส DC out put ขึ้นมาได้ ดังนั้น Out put ของวงจรจะมีค่าคงเดิม

### 1.3.2 ข้อดีของ switching Regulator

ข้อดีขั้นแรกของ Switching regulator คือ ประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็ก ซึ่ง regulator แบบ linear (ทั้งแบบ shunt และ Serries) การทำงานของ transistor จะอยู่ใน mode ของ active คือ มีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา ทำให้เกิดการสูญเสียมาก ทำให้มีประสิทธิภาพประมาณ 40% ถึง 50% และหาก Volt ระหว่าง input และ out put ต่างกันมาก ประสิทธิภาพอาจต่ำกว่า 40%

แต่ switching regulator จะมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 60% ถึง 90% ซึ่งสูงกว่า liner regulator ซึ่ง switching regulator มีประสิทธิภาพสูงเกิดจาก factor 3 อย่าง คือ

1. Power transistor จะทำงานเป็น Switch คือ ON และ OFF ตลอดเวลา ซึ่งทั้งสองสภาวะนี้ คือช่วง ON จะมี Voltage ตกคร่อมค่ามาก (เท่ากับ  $V_{sat}$ ) และ off จะมีกระแสไหลผ่านตัวมันค่า ทำให้ power ที่สูญเสียในตัว transistor ค่า
2. มีค่า regulation ดีและสามารถใช้กับ input ที่มีช่วงกว้าง
3. ประสิทธิภาพสูงจากการที่มันสามารถรักษาแรงดันคงที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแส load

Switching regulator ใช้การ ON - OFF duty cycle ของ transistor switching ทำการ regulate out put voltage และ current โดยใช้ความถี่ของการ switch สูงกว่า line frequency (ประมาณ  $10 \text{ kHz} - 100 \text{ kHz}$ ) transformer choker, capacitor และอุปกรณ์ filter อื่น ๆ จะมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและราคาถูก การที่มันมีอุปกรณ์ขนาดเล็ก จะทำให้ power ที่สูญเสียในแต่ละตัวจะน้อยกว่าอุปกรณ์ ซึ่งมีขนาดใหญ่มากกว่าใน linear regulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ที่มีราคาสูงสุดใน switching power คือ transistor และอุปกรณ์ที่มีราคาถูกลงมาคือ switching transformer, chokes, filter capacitor, diode rectifier ตามลำดับ

### 1.3.3 ข้อเสียของ Switching Regulator

Switching regulator จะก่อให้เกิด Electromagnetic Interference (EMI) และ Radio frequency Interference (RFI) Noise ระหว่างที่ช่วง switch ความเร็วสูง และช่วงขาขึ้นและขาลงของ pulse ไซเวลาสั้นๆ ทำให้เกิดความถี่ที่สูงขึ้นกว่าความถี่เดิม (100 KHz ถึง 500 KHz) แคล้ filter ใ้ง่าย

แต่ในการใช้งานจริง ๆ จะมีความ impedance สูงระหว่าง supply และตัว regulator เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว บอมจะเกิด noise ขึ้นแน่นอน

ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นนี้ เราสามารถแก้ไข หรือลด noise ลงได้ตามลำดับ

ดังนี้

1. ลดค่าของ series impedance
2. เพิ่มเวลาของการ switching
3. ทำการ filter ที่ input และ output ของตัว regulator

Switching Regulator ซึ่งมีความถี่คงที่ง่ายต่อการ filter กว่า วงจรซึ่ง สามารถปรับความถี่ได้ เพราะว่า noise ที่เกิดขึ้นจะเกิดขึ้นแน่นอนที่ ความถี่ใดความถี่หนึ่ง วงจร regulator ซึ่งปรับความถี่ได้ แคลงที่ช่วงเวลา ON การเพิ่มหรือลดความถี่ให้เหมาะสมกับ load ซึ่งเปลี่ยนแปลง สำหรับวิธีนี้ จะเป็นการยากในการ filter noise

### 1.4 Basic Switching Regulator Architecture

วงจร switching regulator มีวงจรพื้นฐานและใช้กันจนถึงทุกวันนี้

มีอยู่ 3 ชนิด

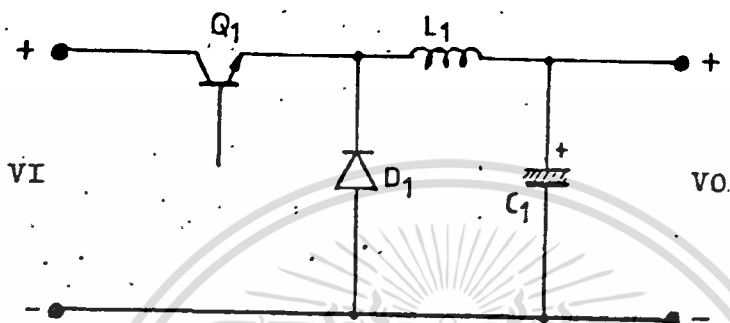
1. Step - down or "buck" regulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้ Step-up หรือ "boost" regulator นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Inverting or "flyback" regulator (ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็น "boost regulator")

1.4.1 The Step - Down Regulator

ตามรูปที่ 1.2 จะแสดงถึง วงจรพื้นฐานของ step - down regulator out put voltage ที่ได้ จะมีความน้อยกว่า input voltage



รูปที่ 1.2 แสดง Step - Down or "Buck" Switching Regulator

ในวงจรแบบ buck นั้น switching transistor จะถูกต่อ Series กับ DC input ซึ่ง switching transistor จะเป็นตัวกำหนดให้ DC ที่ไปปรากฏทางด้าน O/P โดยจะขึ้นอยู่กับความกว้างของ pulse ที่ควบคุม transistor อีกทอดหนึ่ง เมื่อ switch "closed" dc ทาง input ก็จะไปปรากฏที่วงจร filter และมีกระแสไหลผ่าน Inductor ไปยัง load เมื่อ switch "open" พลังงานที่ตกเก็บไว้ในสนามแม่เหล็กของ inductor จะถูกปล่อยมา load และ diode

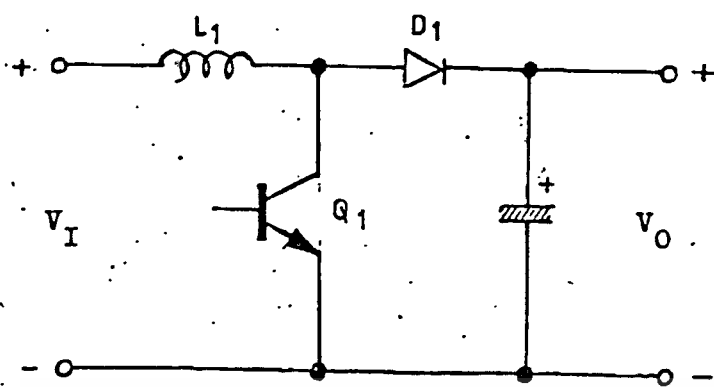
ในวงจรชนิด buck นี้กระแสสูงสุก (leak current) จะเป็นค่าที่พอกกับ load current และ out put voltage สามารถหาได้จาก

$$V_o = V_i \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (or) = V_i \cdot \text{Duty Cycle}$$

1.4.2 The Step - Up Regulator

วงจรพื้นฐานของ regulator ชนิด boost นี้แสดงตามรูปที่ 1.3 ซึ่งเป็นชนิดหนึ่งของวงจรประเภทนี้ voltage out put ที่ได้จะสูงกว่า input voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.3 แสดงวงจรพื้นฐานของ Switching Regulator

44 ชนิด step-up หรือ Boost 6.5

การทำงานของวงจร boost นี้ เมื่อแรกเริ่ม inductor ก็จะเก็บพลังงานไว้ เมื่อมีกระแสไหลไปยัง load เมื่อ switch (ซึ่งใช้ transistor) "close" กระแสก็จะไหลออกจาก inductor ผ่าน switch แต่ในช่วงนี้จะไม่มีการไหลไปยัง load เมื่อ switch "open" voltage ที่ตกคร่อม load จะเท่ากับ DC input voltage รวมกับ charge stored ที่เกิดขึ้นใน inductor และทำให้มีกระแสไหลไปยัง load อีกครั้ง

สำหรับ peak switching current จะไม่มีข้อยกเว้น load current และ power out put ของวงจร boost regulator จะได้จาก

$$P_{out} = \frac{LI^2F}{2} \quad P_{out} : \text{Power Out Put}$$

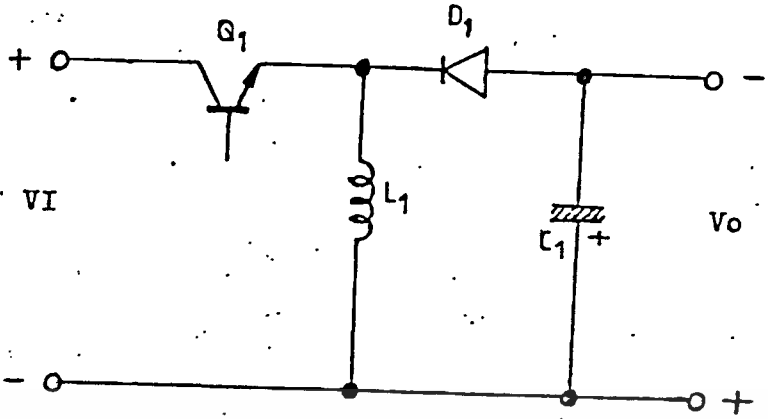
L : Inductance

I : Peak Current

f : Operating frequency

1.4.3 The Inverting Regulator

วงจร switching regulator ชนิดที่สามนี้ จะเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า flyback regulator ซึ่งวงจรชนิดนี้ จะมีลักษณะการทำงานคล้าย boost regulator ดังแสดงในรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4 แสดงวงจรพื้นฐานของ Inverting หรือ flyback Switching Regulator

Flyback Regulator นี้เป็นการดัดแปลงมาจาก วงจรชนิด boost regulator ซึ่งจะใช้วิธีเก็บพลังงานไว้ใน inductor เมื่อ switch "closed" จะมีกระแสไหลผ่าน inductor และจะไม่ไหลไปยัง load เพราะ diode ทอแบบ reverse biase เมื่อ switch "open" blocking diode จะได้รับ forward biase จากพลังงานที่เก็บไว้ใน inductor และจะถูกส่งไปยัง load

วงจร flyback regulator นี้ จะให้กำลังคงที่ และไม่สนใจ impedance ของ load ซึ่งใช้งานในพวก Photo flash, CDI, battery chargers

ในการหา out put voltage ของอุปกรณ์ต่าง ๆ และ load (RL) ซึ่งการหา impedance ของ load จะหาได้จากสมการ

$$V_o = \frac{P_o}{I} = \frac{L f R_L}{2}$$

- V<sub>o</sub> : Voltage Out Put
- P<sub>o</sub> : Power Out
- R<sub>L</sub> : Load Resistance
- I : Inductance Current
- f : Operating frequency



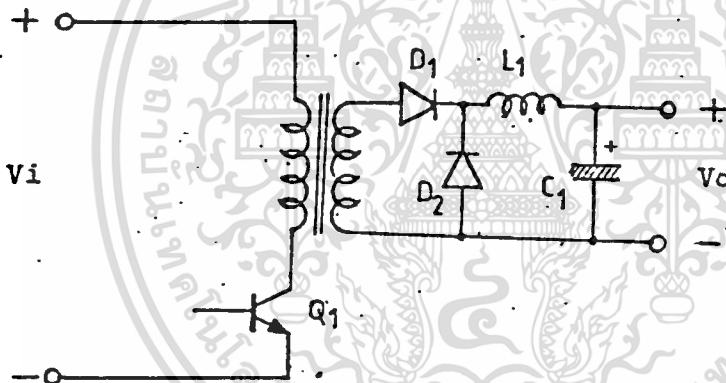
กระแส Inductance จะขึ้นอยู่กับ duty cycle ของ Switch สำหรับค่า regulation จะขึ้นหรือไม่ขึ้นอยู่กับ duty cycle

สำหรับ transient response ในช่วงที่มีการ charge พลังงาน โหลด load นั้นเป็นการยากที่จะทำการ วิเคราะห์ เพราะผลที่ได้จะถูกกำหนด โดยค่า load ค่าสุด และการใช้ filter capacitor ที่จะตอบสนองต่อเวลา วงจร flyback ทั่ว ๆ ไป สามารถจะจ่ายกำลังได้ถึง 100 W.

### 1.5 Convertors Circuit

#### 1.5.1 Forward Convertors

วงจร forward convertor นี้ โดยทั่วไปจะเป็นชนิด push - pull และ half - bridge circuit ซึ่งพัฒนามาจาก step down regulator แบบของ forward convertors ดังแสดงในรูป 1.5



รูปที่ 1.5 แสดงวงจรพื้นฐานของ forward convertor switching regulator

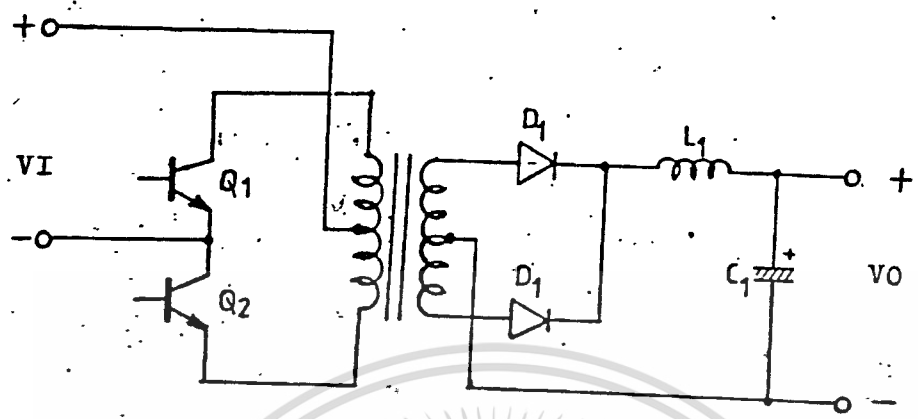
การทำงานเมื่อ transistor "On" transformer ก็จะส่งพลังงาน ไปยัง load ผ่าน D1 และ LC filter เมื่อ transistor turn "OFF" D2 ก็จะเก็บ forward และมีกระแสไหลผ่าน load

วงจรมีจะเป็นที่นิยมกันมากในวงจร low power (up to 200 W) converter และมีข้อเสียที่พบมักเกี่ยวกับการ saturation ของ transformer

#### 1.5.2 Push - Pull Convertor

วงจรมีชนิด push - pull นี้คิดว่า คงจะเป็นวงจร Switching regulator ที่เก่าแก่ที่สุด ซึ่งเกิดขึ้นก่อนสงครามโลกครั้งที่ 2 ในตอนแรกนั้นใช้

การ oscillator โดย mechanical vibrator ซึ่งต่อมาใช้การ oscillate แบบ free runing ซึ่งตอนแรก ๆ จะใช้กันในรถยนต์ เพื่อเปลี่ยน LC To DC หรือ DC To AC

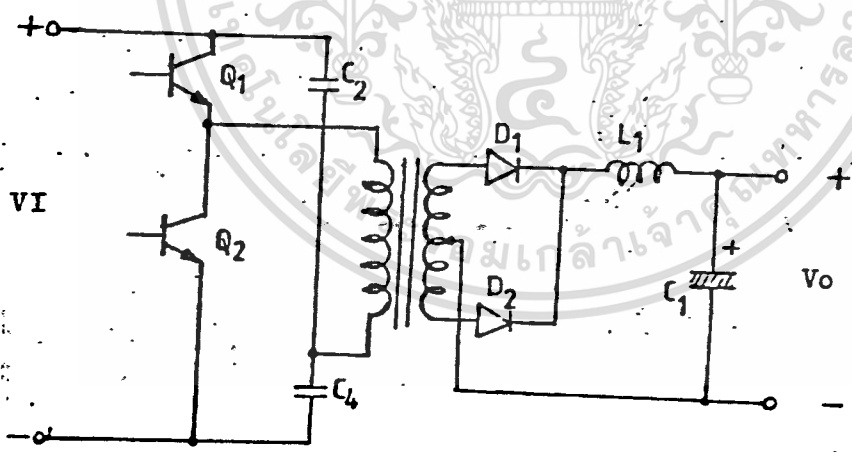


รูปที่ 1.6 แสดง Basic Push - Pull Converter Circuit

### 1.5.3 Half Bridge Converter

วงจรที่นิยมใช้กันโดยทั่วไปในประเภท high power convertor.

ซึ่งแสดงในรูปที่ 1.7



รูปที่ 1.7 แสดง Basic half bridge converter

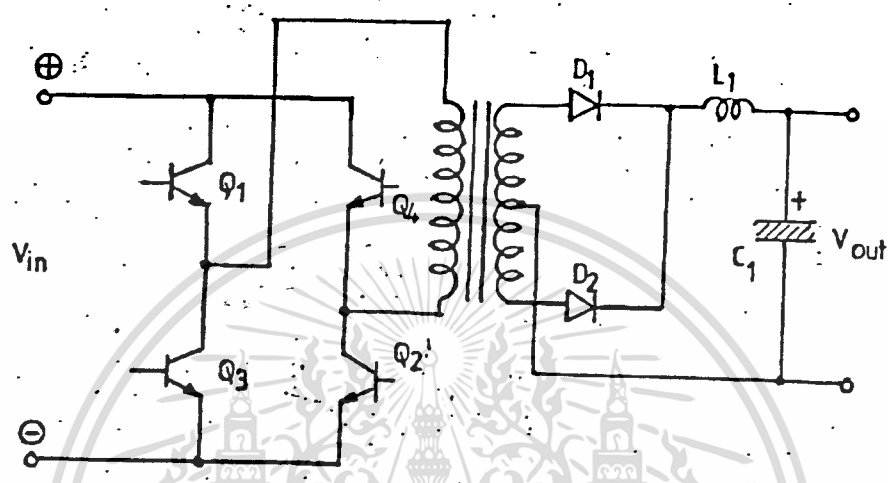
วงจร half bridge converter นี้มีข้อดีกว่าชนิด push - pull ข้อแรกคือ จุดกึ่งกลางระหว่าง capacitor จะ charge เพียง  $V_I/2$  ซึ่งทำให้ทอนของใช้ transistor ที่มีจุด break down voltage ต่ำกว่า สองจากวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ primary ซึ่งต้อง drive ถึง 2 ชุด ทำให้ชนิด push - pull มีขนาด primary มากกว่าชนิด half bridge ถึงเท่าตัว

### 1.5.4 Full Bridge Converter

Full Bridge จะประกอบด้วย half bridge 2 ชุด ซึ่งจะต้องใช้ transistor 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 1.8



รูปที่ 1.8 Full Bridge Converter Circuit

ในวงจร Full bridge นี้ จะมี transistor ทำงานพร้อมกัน 2 ตัว คือ Q1 กับ Q2 หรือ Q3 กับ Q4 ซึ่งจะ turn on สลับกันคู่ละครึ่ง cycle voltage ที่เกิดขึ้นบนตัว transistor คือ VI ซึ่งในวงจร push - pull จะเป็น 2 VI วงจร Full Bridge นี้จะมีความน่าเชื่อถือมากกว่าวงจร half bridge ตรงที่การสูญเสียกำลังอยู่ที่ตัว transistor แทนที่ capacitor

## บทที่ 2

## Ferrite Transformer

## 2.1 Ferrite core power transformer

ในการออกแบบให้ได้ power output สูงสุดนั้น เราได้ข้อบังคับเกิดขึ้นเนื่องจากการอิ่มตัว, (saturation) หรือความร้อนที่เกิดขึ้นในแกน (core) หรือในขดลวด (winding) ดังนั้น จึงเป็นการดี หากเราเลือกใช้แกนเฟอร์ไรท์ซึ่งใช้ได้เฉพาะความถี่สูง ๆ เท่านั้น แทนการใช้นแกนเหล็ก (iron core) ซึ่งโดยทั่ว ๆ ไปการเหนี่ยวนำให้เกิด emf (electromotive force) บนขดลวดที่พันอยู่รอบแกน (core) นั้นเราสามารถแทนได้ว่า

$$e = -10^{-8} N A_F \frac{dB}{dt} \quad \text{volt}$$

เมื่อ

- $N$  : number of Turn  
 $A_F$  : cross sectional area of core ( $\text{cm}^2$ )  
 $B$  : the flux density in line per  $\text{cm}^2$   
 $t$  : time (second)

ถ้าเราทราบว่า  $B$  เป็น sinusoidal ดังนั้น

$$E = \frac{10^{-8}}{2} \omega B_m A_F N \quad \text{Volt.}$$

เมื่อ

- $E$  : induced voltage  
 $\omega$  : angular frequency  
 $B_m$  : maximum flux density (line per  $\text{cm}^2$ )

เราสมมติว่า transformer ไม่มีการสูญเสียกำลังแกลอย่างใด เราจะได้ว่ากำลังงานทางกานปฐมภูมิจะประมาณเท่ากับกำลังงานทางกานทุติยภูมิ นั่นคือ

$$N_P I_P = N_S I_S$$

$$I_P V_P = I_S V_S$$

เมื่อ

$N_P$  : primary turns

$N_S$  : secondary turns

$I_P$  : primary current

$I_S$  : secondary current

$V_P$  : primary voltage

$V_S$  : secondary voltage

แต่ในทางปฏิบัตินั้น power transformer ขนาดเล็กนี้จะถูกกำหนดโดยวัสดุ (material) เป็นตัวเลือกขนาดและพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) และพื้นที่หน้าตัดของแกนนี้จะคงมากพอที่จะทำให้เกิด Fixed Flux Density  $B_m$  ได้ ซึ่งโดยปกติ นั้นเรากำหนดความสัมพันธ์ระหว่าง parameter และ primary voltage โดย

$$\frac{10^{-8}}{\sqrt{2}} \omega B_m A_F N_P \geq V_P \quad \text{Volt}$$

เมื่อ

$B_m$  : maximum flux density (line per  $\text{cm}^2$ )

$A_F$  : cross sectional area of ferrite core ( $\text{cm}^2$ )

ในทำนองเดียวกันเราให้  $A_{cu}$  ของทองแดงมีค่ามากพอ ขดลวดทองแดงทั้งหมดจะถูกกำหนดโดย ครึ่งหนึ่งของขดลวดทางปฐมภูมิและขดลวดทางทุติยภูมิ สำหรับค่าคงที่ของความหนาแน่นกระแส (Fixed current density) ซึ่งเราเขียนกระแสทางคานปฐมภูมิเป็น  $I_P$  ดังนั้น

$$\frac{A_{cu} J}{2N_P} \geq I_P \quad \text{Amp.}$$

เมื่อ

$J$  : current density

$A_{cu}$  : cross sectional area of copper

$N$  : number of turn

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า  $B$  เป็น sinusoidal จะได้ว่า

$$B = B_m \sin t$$

รวมสมการ (1.5) และ (1.6) เข้าด้วยกัน

$$\frac{B_m J A_F A_{cu} g}{2 \sqrt{2} \times 10^8} \geq P_{max} \quad \text{watts.}$$

แต่ถ้า  $B$  เป็น square wave จะทำให้สมการ (1.8) ถูกเปลี่ยนเป็น

$$\frac{B_m J A_F A_{cu} g}{2 \times 10^8} \geq P_{max} \quad \text{watts.}$$

ซึ่งโดยปกติปริมาณของแกนเฟอร์ไรท์และปริมาณของทองแดงจะต้องน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นได้ โดยที่ flux density และ current density จะต้องมีค่ามากพอ แต่อย่างไรก็ตามค่าของ flux density ไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้มากกว่าจุดอิ่มตัวซึ่งประมาณ 3000 line per  $cm^2$  และค่ากระแสที่ผ่านไม่สามารถมีค่าสูงจนกระทั่งเป็นสาเหตุให้อุณหภูมิสูงเกินขอบเขตที่สามารถจะทำงานได้ ซึ่งสิ่งเหล่านี้จะเป็นตัวกำหนดคุณภาพของ ferrite material เพราะฉะนั้น ferrite material ที่มีคุณภาพสูงจะทำให้จุดอิ่มตัวของแกนมีค่าสูงเช่นกัน ในกรณีที่แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) มีการสูญเสียภายในควบจะได้อายุการใช้งานของแม่เหล็ก (magnetic loss) จาก impedance สามารถกำหนดได้เป็น

$$Z = j\omega L_s + R_s$$

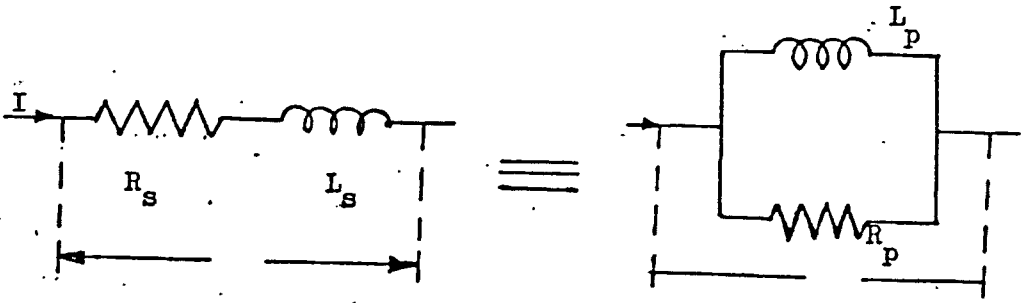
เมื่อ

$Z$  : impedance

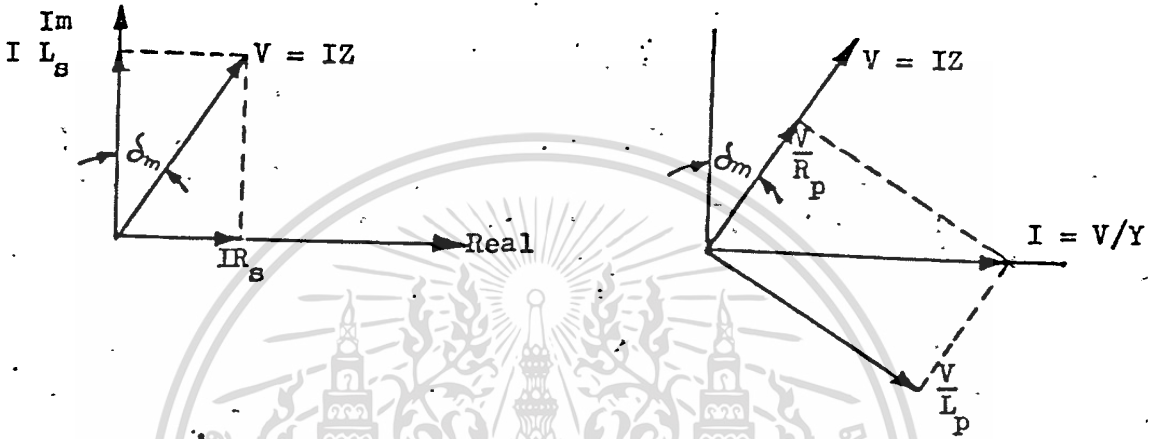
$j$  : index of imaginary part =  $\sqrt{-1}$

$L_s$  : series loss of inductance

$R_s$  : series loss of resistance



รูปที่ 1.1 An equivalent circuit of the impedance magnetic loss



รูปที่ 1.2 Vector diagram of magnetic loss

เพราะฉะนั้นจะได้อา

$$Y = \frac{1}{j\omega L_p} + \frac{1}{R_p}$$

$$\tan \delta_m = \frac{R_s}{\omega L_s} = \frac{\omega L_p}{R_p}$$

เมื่อ

$\delta_m$  : loss angle

$$L_p = \frac{\mu_0 \mu N^2 A_p}{l_e} \quad \text{Henry}$$

$\mu_0$  : permeability of air (Henry per  $\text{cm}^2$ )

$\mu$  : permeability of ferrite material

$N$  : number of turn

$l_e$  : effective length of the magnetic circuit

ดังนั้น

$$\tan \delta_m = \frac{\omega \mu_0 \mu N^2 A_F}{R_p l_e}$$

$$R_p = \frac{\omega \mu_0 \mu N^2 A_F}{l_e \tan \delta_m} \quad \Omega$$

$$P_m = \frac{\omega B_m^2 A_F l_e}{\mu_0} \cdot \frac{\tan \delta_m}{\mu} \quad \text{watt.}$$

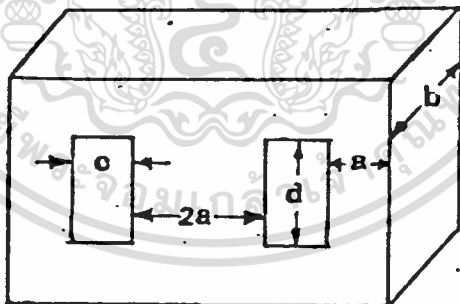
เมื่อ

$P_m$  : core loss

ในกรณีของ copper loss นั้นค่า ohmic loss สามารถแทน  
 โดทวยเทอมของความหนาแน่นกระแส (current density ; J),  
 resistivity  $\rho$  และปริมาตรของทองแดง  $V_{cu}$  (cm<sup>3</sup>) เราจะได้ว่า

$$P_{cu} = \rho J^2 V_{cu}$$

จะพบว่าค่า  $P_{cu}$  นี้จะเป็นตัวบ่งชี้ให้สมการของใช้ high frequency  
 ferrite transformer ซึ่งจากการแสดงต่อไปนี้ จะทราบได้ว่า



พื้นที่หน้าตัดของแกน ferrite ;  $A_F = ab$  (cm<sup>2</sup>)

total area of the window ;  $A_W = cd$  (cm<sup>2</sup>)

แต่พื้นที่หน้าตัดของทองแดงมีค่าประมาณ  $A_W$  ดังนั้นเราจะได้

$$A_{cu} = cd \quad (\text{cm}^2)$$

ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรท์ ;  $V_F = L_F A_F$  (cm<sup>3</sup>)

$$L_F = 2(c + d + 2a) \quad (\text{cm}^2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$A_F$  : cross sectional area of ferrite core

$$V_{cu} = L_{cu} A_{cu} \quad (cm^2)$$

เมื่อ

$L_{cu}$  : copper wire length

$$L_{cu} = 2 \pi (2a + c) \quad (cm^2)$$

และในกรณีของ transformer loss นั้น parameter ตัวนี้จะมีอิทธิพลต่อการตัดสินใจในการออกแบบที่จะจำกัดขนาดของหม้อแปลง (transformer size) ว่าจะมีขนาดเล็กที่สุดที่เป็นไปได้ มีขนาดเท่าไร เพราะฉะนั้นสมการ (1.9) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{\omega B_m^2 J a b c d}{2 \times 10^8} \geq P_{max} \quad \text{watt.}$$

และ

$$\frac{2 \omega B_m^2 (c + d + 2a) a b \tan \delta_m}{\mu_0 10^{16} \mu} = p_m \quad \text{watt.}$$

และ

$$\frac{2 \omega B_m^2 (c + d + 2a) a b \tan \delta_m}{\mu_0 10^{16} \mu} \leq p_{gm} \quad \text{watt.}$$

เมื่อ

$P_{max}$  : maximum power require

$P_m$  : core loss

$P_{gm}$  : a guarantee core loss

ดังนั้น

$$P_{gm} = 2 \rho J^2 c d \pi (2a + c) \quad \text{watt.}$$

โดยที่  $P_{gm}$  นี้ใช้ในการออกแบบ ซึ่งจะต้องมีค่าสูงกว่ากรณีของ

guarantee design case

$2 \rho J^2 c d$  watt. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นสำหรับการใช้ P<sub>gm</sub> การศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$P_g$  : guarantee copper loss

ปัญหาของการออกแบบเพื่อจะหาขนาดของแกน (core size) และ ลวดทองแดง (copper size) มีขนาดเกินที่สุกโคนั้นเราใช้ weighting factor เป็นตัวจกปัญหาเหล่านี้ ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์แบบ geometric programming โดยมีค่าของ  $K_1$  และ  $K_2$  เป็นเลขบวกและมีความมากกว่าหนึ่ง ซึ่งผลรวมของค่าเหล่านี้ เราเขียนแทนได้เป็น

$$\text{optimize } Z = K_1 V_{cu} + K_2 V_F$$

แต่เราทราบว่า

$$\frac{\omega B_m J_{ab} cd}{2 \times 10^8} \geq P_{max} \text{ watt.}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{2\omega B_m^2 (2a + d + c) ab \tan \delta_m}{\mu \mu_0} \leq P_{gm} \text{ watt.}$$

$$2\rho J^2 cd (2a + c) l \leq P_g \text{ watt.}$$

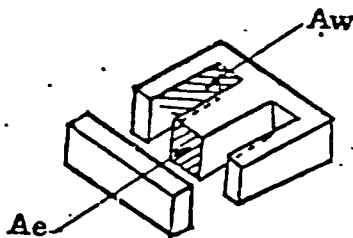
เมื่อ

$K_1$  &  $K_2$  = weighting factor

โดยที่เราจะรู้ค่า

$B_m, \omega, \rho, \tan \delta_m, \mu$  and  $\mu_0$

### 2.2 การออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Transformer Design)



รูปที่ 1.3 แสดงลักษณะของแกนเฟอร์ไรท์ชนิด EI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

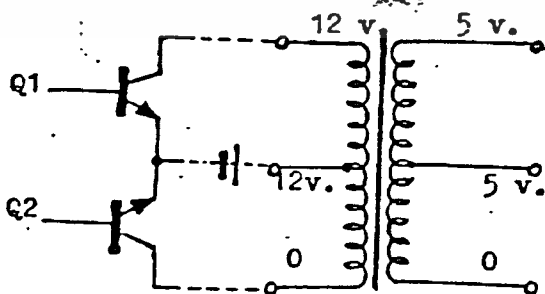
Model	$A_w(\text{cm}^2)$	$A_e(\text{cm}^2)$	P(VA)	$p_o(\text{w})$
EI 22	0.72	0.42	31	5
EI 30	1.44	1.11	161	20~30
EI 40	3.10	1.48	463	40~60
EI 50	4.78	2.30	1110	100~150

ตารางแสดงถึงขนาดและ power ของแกนแต่ละ Model

### 2.2.1 ตัวอย่างการคำนวณและออกแบบทรานส์ฟอร์มเมอร์แกนเฟอร์ไรท์

ตัวอย่างที่ 1 ออกแบบหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวคือ  
ลักษณะ push - pull ดังวงจร

$$\begin{aligned}
 V_{in} &= 12 \text{ VDC} \\
 f &= 20 \text{ kHz} && \text{(ความถี่ที่ใช้ในการทำงานของทราน-} \\
 B &= 1500 \text{ Gauss} && \text{ซิสเตอร์)} \\
 V_{out} &= 5 \text{ V (peak)} && \text{(Flux Density) ซึ่งคิดที่ 70\% ของ} \\
 I_{out} &= 0.1 \text{ A (peak)} && \text{Flux Density ตอนเกิดการ} \\
 &&& \text{(Saturation)}
 \end{aligned}$$



## ลำดับขั้นตอนการคำนวณและออกแบบ

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรท์ที่ใช้

$$P_o = E_o I_o$$

$$= 5 \times 0.1$$

$$P_o = 0.5 \text{ วัต.}$$

ใช้แกน EI-22 ซึ่งมีค่า  $P_o = 5 \text{ วัต.}$  มีขนาด

$$A_e = 0.42 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 0.72 \text{ cm}^2$$

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด primary ได้จาก

$$V_{in} = 4 \cdot f \cdot B \cdot A_e \cdot N_p \cdot 10^{-8}$$

เมื่อ

$$V_{in} = \text{Voltage DC}$$

$$f = \text{ความถี่ที่ใช้}$$

$$B = \text{ค่า flux Density}$$

$$A_e = \text{พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์}$$

$$N_p = \text{จำนวนรอบทางแกน}$$

แทนค่าสูตร

$$N_p = \frac{V_{in} \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B \cdot A_e} = \frac{12 \times 10^8}{4 \times 20 \times 10^3 \times 1500 \times 0.42}$$

ขด primary จะต้องมี 24 รอบ

3. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด Secondary ได้จาก

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_s}{V_p} = \frac{24 \times 5}{12}$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

ขด secondary จะต้องมี 10 รอบ

4. หาขนาดของลวดทองแดงที่ใช้ โดยดูจากรางเบอร์ลวดกับ ขนาดของ กระแสที่ลวดขนาดนั้น ๆ สามารถทนได้

ต้องการกระแส Out put 0.1A เมื่อ ดูจากรางเลือกใช้ลวดที่มีพื้นที่หน้าตัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_s = D_p = 0.23 \text{ } \phi \text{ (mm)}$$

ซึ่งสามารถทนกระแสได้ 0.106 A

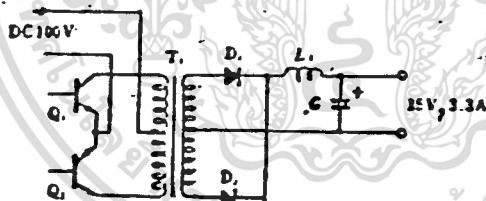
จากกรคำนวณเราจะสรุปได้ดังนี้

$$N_p = 24 \text{ รอบ}$$

$$N_s = 10 \text{ รอบ}$$

$$D_p = D_s = 0.23 \text{ } \phi \text{ (mm)}$$

ตัวอย่างที่ 2 จากวงจร ออกแบบทรานส์ฟอร์เมอร์แกนเฟอร์ไรท์



$$V_{in} = \text{DC } 100 \text{ V.}$$

$$f = 20 \text{ kHz}$$

$$B = 1500 \text{ Gauss}$$

$$V_o = 15 \text{ V.}$$

$$I_o = 3.3 \text{ A.}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. หา Model ของแกนเฟอร์ไรท์ที่จะใช้

$$\begin{aligned} P_o &= E_o \cdot I_o \\ &= 15 \times 3.3 \\ &= 49.5 \end{aligned}$$

เลือกใช้แกน EI - 40

$$\text{ซึ่งมีขนาด } A_e = 1.48 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 3.10 \text{ cm}^2$$

2. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงที่ขด primary ได้จาก

$$V_{in} = 4 \cdot f \cdot B \cdot A_e \cdot N_p \cdot 10^8$$

$$N_p = \frac{V_{in} \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B \cdot A_e} = \frac{100 \times 10^8}{4 \times 20 \times 10^3 \times 1500 \times 1.48}$$

$$N_p = 56.3 \text{ รอบ}$$

$$N_p = 56 \text{ รอบ}$$

ขด primary จะทองหัน 56 รอบ

3. หา Voltage ที่ขด secondary ( $V_s$ ) จะทองนำเอาค่าของ Voltage ที่ตกคร่อมขด rectifier และ filter มากมาย จะได้ว่า

$$V_F + I_o \cdot r_L + \text{line (drop)} = 1.8 \text{ V.}$$

$$V_o = V_s \cdot \frac{\tau}{T/2} - 1.8 \quad (\tau = T/2 \quad 80\%)$$

แทนค่า

$$15 = V_s \cdot \frac{20}{25} - 1.8$$

$$V_s = 21 \text{ V.}$$

4. หาจำนวนรอบของลวดทองแดงทางขด

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_s}{V_p} = \frac{56 \times 21}{100} = 11.76$$

$$N_s = 12 \text{ รอบ}$$

จะทองหันลวดทางขด secondary จำนวน 12 รอบ

5. หาขนาดของลวดทองแดงทางขด primary ( $D_p$ ) ก่อนอื่นคงทราบ กระแสทางขด primary ก่อน ซึ่งจะหาได้จาก

$$I_{IN} (av) = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{IN} \cdot n}$$

$$I_{IN}(av) = \frac{15 \times 3.3}{100 \times 0.9} = 0.55 \text{ A}$$

เมื่อรู้จากการวางลวดเลือกใช้  $D_p = 0.550 \phi$  (mm).

6. หาขนาดของลวดทองแดงทางขด secondary ( $D_s$ ): โดยที่เรา รู้ค่า  $I_o = 3.3 \text{ A}$ . เมื่อรู้จากการวางลวดทองแดงเราจะคงใช้ลวดขนาด

$$D_s = 1.44 \phi \text{ (mm)}$$

หรือใช้  $D_s = 0.55 \text{ (mm)} \times 3$  เส้น

จากการคำนวณจะสรุปได้ดังนี้

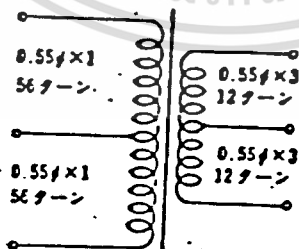
แกนเฟอร์ไรท์ EI - 40

$$N_p = 56 \text{ รอบ}$$

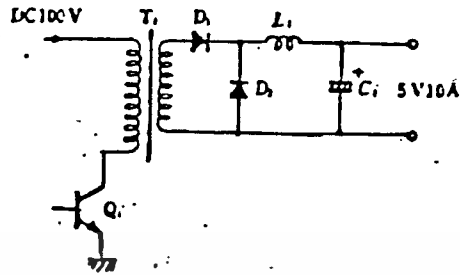
$$D_p = 0.55 \text{ (mm)}$$

$$N_s = 12 \text{ รอบ}$$

$$D_s = 1.4 \text{ (mm)} \times 1 \text{ หรือ } 0.55 \text{ (mm)} \times 3$$



ตัวอย่างที่ 3 จากวงจร ออกแบบทรานเฟอร์เมอร์



$$\begin{aligned}
 V_{IN} &= \text{DC } 95 \text{ V (คิกที่ 95\%)} \\
 f &= 20 \text{ KHz} \\
 B &= 1500 \text{ Gauss} \\
 V_o &= 5 \text{ V} \\
 I_o &= 10 \text{ A}
 \end{aligned}$$

1. เลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรท์จาก

$$\begin{aligned}
 P_o &= E_o \cdot I_o \\
 &= 5 \times 10 \\
 &= 50 \text{ W}
 \end{aligned}$$

ใช้แกนรุ่น EE-40 ซึ่งสามารถให้ Power ได้ 40-60 W

$$\begin{aligned}
 A_e &= 1.48 \text{ (cm}^2\text{)} \\
 A_w &= 3.10 \text{ (cm}^2\text{)}
 \end{aligned}$$

2. หาจำนวนรอบของขด primary ( $N_p$ ) ได้จาก

$$V_{In} = 4 \cdot f \cdot B \cdot A_e \cdot N_p \cdot 10^{-8}$$

$$N_p = \frac{V_{in} \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B \cdot A} = \frac{95 \times 10^8}{4 \times 20 \times 10^3 \times 1500 \times 1.48}$$

$$N_p = 53.4 \text{ รอบ}$$

ขด primary จะต้องมี 53 รอบ

3. หาก Voltage ที่ขด secondary ก่อนจะผ่านวงจร rectifier

และ filter voltage ที่ตกคร่อมภาค rectifier และ filter ไซ้ไปใช้ได้อ่านการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_p + I_o \cdot r_L + \text{line(drop)} = 1.5 \text{ V.}$$

หากหา  $V_o$

$$\begin{aligned} V_o &= V_s \cdot \frac{1}{T^*} - 1.5 \quad (* \text{ หาได้จาก } V_{IN/2}) \\ 5 &= V_s \cdot \frac{20}{25} - 1.5 \\ V_s &= 16.25 \text{ V} \end{aligned}$$

4. หาจำนวนรอบทางขด secondary

$$N_s = \frac{N_p \cdot V_s}{V_p}$$

$$N_s = \frac{53 \times 16.25}{95} = 9.066 \text{ รอบ}$$

ขด secondary จะต้องมี 9 รอบ

5. หาขนาดของขดลวดทางขด primary ก่อนอื่นต้องหา  $I_{IN(av)}$  ก่อน

$$\begin{aligned} I_{IN(av)} &= \frac{V_o - I_o}{V_{IN}} \\ &= \frac{5 - 10}{95 \cdot 0.9} = 0.585 \text{ A.} \end{aligned}$$

เมื่อคุณตารางลวดทองแดงเลือกใช้ลวดขนาด  $D_p = 0.550 \phi$  (mm)

6. หาขนาดลวดทองแดงทางขด secondary ได้จากที่เรารู้ค่ากระแส

out put = 10 A

เมื่อคุณตารางลวด จะต้องใช้ลวดขนาด

$$\begin{aligned} D_s &= 2.3 \phi \text{ (mm) หรือ} \\ &= 0.5 \text{ (mm)} \times 12 \text{ เส้น ขนาดกันและพันไป} \\ &\hspace{15em} \text{รวมกัน} \end{aligned}$$

จากการคำนวณสรุปได้ดังนี้

ใช้แกน EI - 40

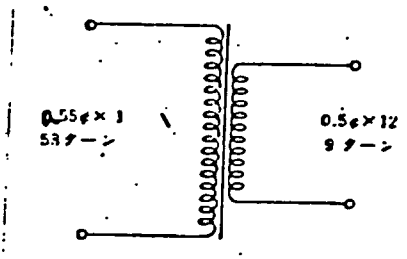
$$N_p = 53 \text{ รอบ}$$

$$D_p = 0.550$$

$$N_s = 9 \text{ รอบ}$$

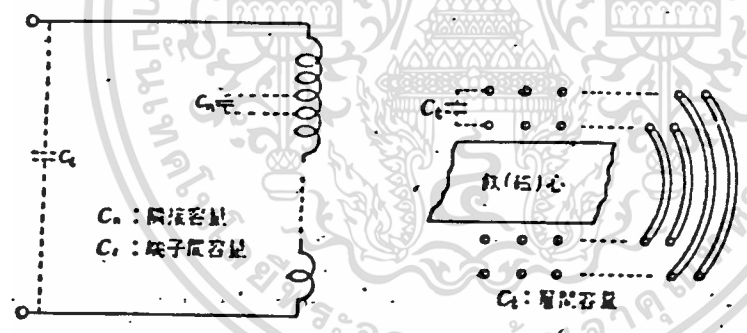
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 2.3 วิธีการพัน Transformer

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่ใช้กับ driver ของ pulse transformer ที่มีค่า Impedance สูงเหมือนอย่าง Vacuum (สูญญากาศ) นั้น จะค่อนข้างทำให้มี equivalent capacitance น้อยกว่า equivalent capacitance รวมของ adjacent capacitance terminal capacitance (รูป 1.4) , layer capacitance (รูป 1.5) และ capacitance ระหว่างเส้นลวดที่พันของทางกาน primary และ secondary

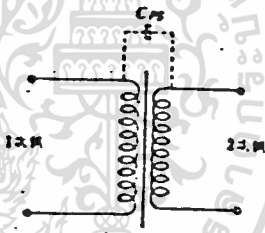
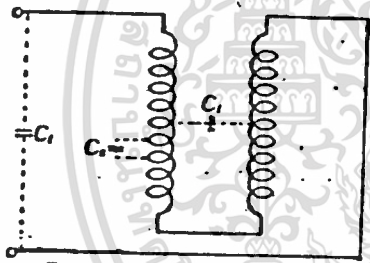


รูปที่ 1.4 แสดงค่า capacitance ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวด

รูปที่ 1.5 แสดงค่า capacitance ระหว่างชั้น

สำหรับ pulse transformer นั้นเนื่องจากการพันเส้นลวดแต่ละรอบเป็นสิ่งสำคัญมาก (และจะไม่ทำการพันในลักษณะพันกลับไปวกมาหลาย ๆ ชั้น) ค่า equivalent capacitance ส่วนใหญ่ จะขึ้นอยู่กับค่า capacitance ระหว่างขด primary กับขด secondary ค่า capacitance ระหว่าง primary กับ secondary นี้เรียกว่า capacitance ระหว่างเส้นลวด

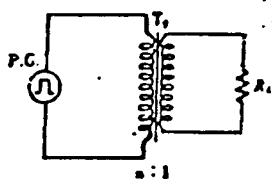
ในที่นี้จะขอล่าวถึง capacitance แต่ละชนิดโดยย่อ ดังนี้  
 adjacent capacitance ( $C_n$ ) เนื่องจากว่ามันต่อกันอย่าง  
 อนุกรม จึงมีผลทำให้มีค่าเป็นส่วนกลับกับจำนวนรอบ และมีค่าน้อย ดังนั้น กรณี  
 ของ pulse transformer จะมีค่าน้อยมากจน สามารถคิดทิ้งไปได้  
 Terminal capacitance ( $C_t$ ) มีค่าน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับ  
 ความ capacitance ระหว่างเส้นลวด แลค่า capacitance ระหว่าง  
 layer ( $C_l$ ) มีค่ามาก เมื่อหม้อแปลงมีโครงสร้างแบบพันกลับไปมา ดังรูป 1.6  
 จึงไม่สามารถทิ้งได้ ทั้งนี้ ถ้าหากไม่มีการพันกลับไปมาแล้ว สามารถตัดค่า  $C_l$   
 ทิ้งได้ เพราะฉะนั้น equivalent capacitance จึงคิดเฉพาะแต่ค่า  
 capacitance ระหว่างเส้นลวดระหว่างขด primary กับขด secondary  
 ดังรูป 1.7



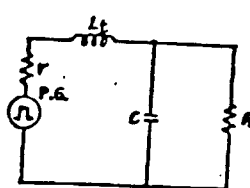
รูป 1.6 แสดงค่า  $C_l$  ที่เกิด  
 ขึ้นเนื่องจากการพันกลับไปกลับมา

รูปที่ 1.7 แสดงค่า  $C_{ps}$  ที่เกิดขึ้น  
 ระหว่างขด primary กับขด secondary

กรณีนี้ driver ของ transformer เป็นทรานซิสเตอร์ ค่า  
 impedance จะค่า การทำให้ leak inductance มีค่าน้อยจะเป็นสิ่งสำคัญ  
 มากกว่า การทำให้ equivalent capacitance มีค่าน้อย  
 ค่า leak inductance แลคิงควาย equivalent circuit  
 ไลดังรูป 1.8



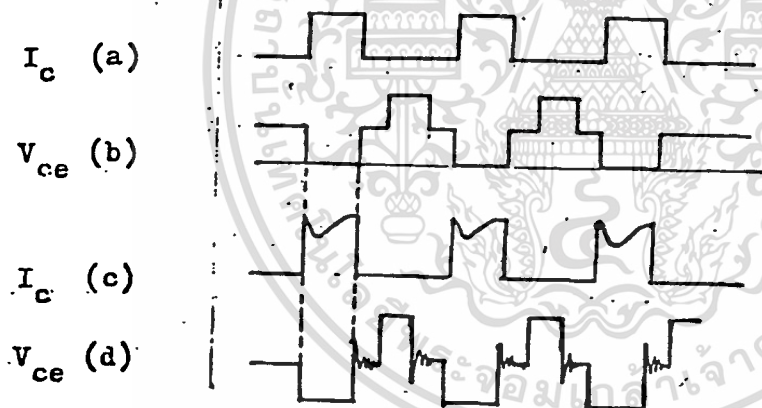
(a) Basic Circuit



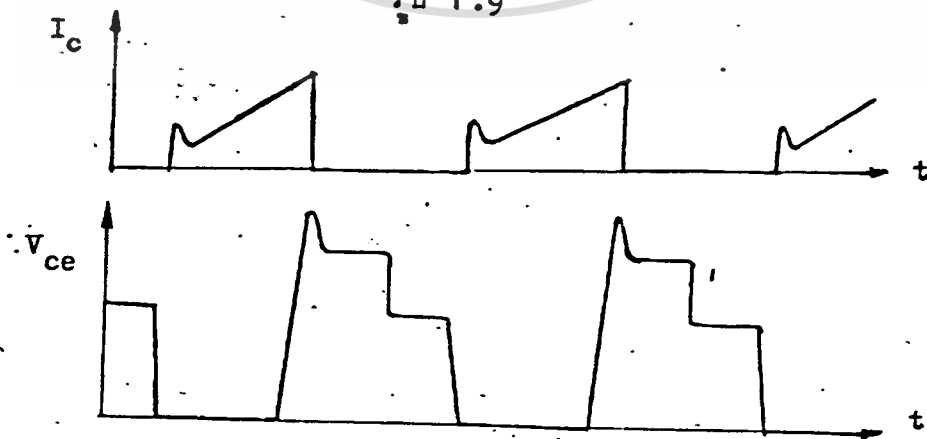
(b) equivalent Circuit ที่ทำการ  
เปลี่ยน (a) ให้เป็นกาน primary

รูปที่ 1.8

Leak Inductance  $L_l$  ถ้าหากมีค่าเท่ากับ 0 จะเป็นการดี ค่า  
leak Inductance  $L_l$  นี้จะทำให้เกิด back swing เช่นเดียวกับ  
equivalent capacitance  $C$  รูปคลื่น spike ของ รูป 1.9, 1.10 นั้น  
เกิดจาก leak inductance



รูป 1.9



รูป 1.10

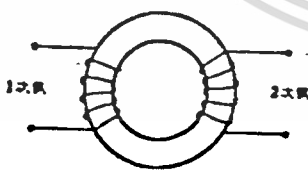
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นเอง leak inductance  $L_l$  จะเป็น 0 ถ้าหากว่าเส้นแรงแม่เหล็กที่  
เกิดจากแกน primary ส่งไปให้ secondary 100% แต่ในทางปฏิบัติแล้ว  
จากเหตุผลหลาย ๆ อย่างไม่สามารถ ทำการ coupling ได้ 100% ส่วนที่  
หายไปจะเป็นเส้นแรงที่รั่วออกไป เส้นแรงที่รั่วออกไปนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ ๆ  
ได้ 2 พวก ดังนี้

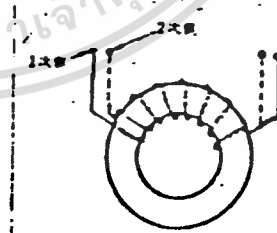
(1) เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่างขดลวด primary กับ  
secondary แล้วไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับมานแกน  
ของหม้อแปลง

(2) เส้นแรงที่ผ่านช่องว่างระหว่างขดลวด primary กับ  
secondary แล้วไม่ไปเชื่อมต่อกับขดลวด secondary แต่จะย้อนกลับมานแกน  
ของว่าง

ดังนั้น จึงสรุป ได้ว่า leak inductance  $L_l$  ขึ้นอยู่กับระยะห่าง  
ของขดลวด primary กับ secondary ถ้าหากระยะห่างของขดลวด  
primary กับ secondary ห่างมากเท่าใด ค่าของ leak inductance  
ก็จะเพิ่มมากขึ้น การพันขดลวดของ pulse transformer เพื่อให้  
leak inductance น้อยนั้น จะคงทำให้ระยะห่างของ primary กับ secondary  
มีค่าน้อยมากที่สุด เพราะจะเป็นการทำให้อายุการใช้งานของเส้นแรงดี วิธีการพัน  
แสดงดังรูป 1.11 และ 1.12



(ก) ตัวอย่างไม่ดี



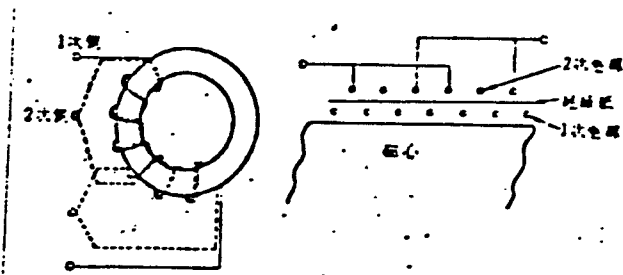
(ข) ตัวอย่างที่ดี

รูป 1.11

รูป (ก) ของรูป 1.11 จะเห็นว่าระยะห่างของ primary กับ  
secondary ห่างกันมาก เป็นเหตุให้ leak inductance มีค่ามาก (ข)

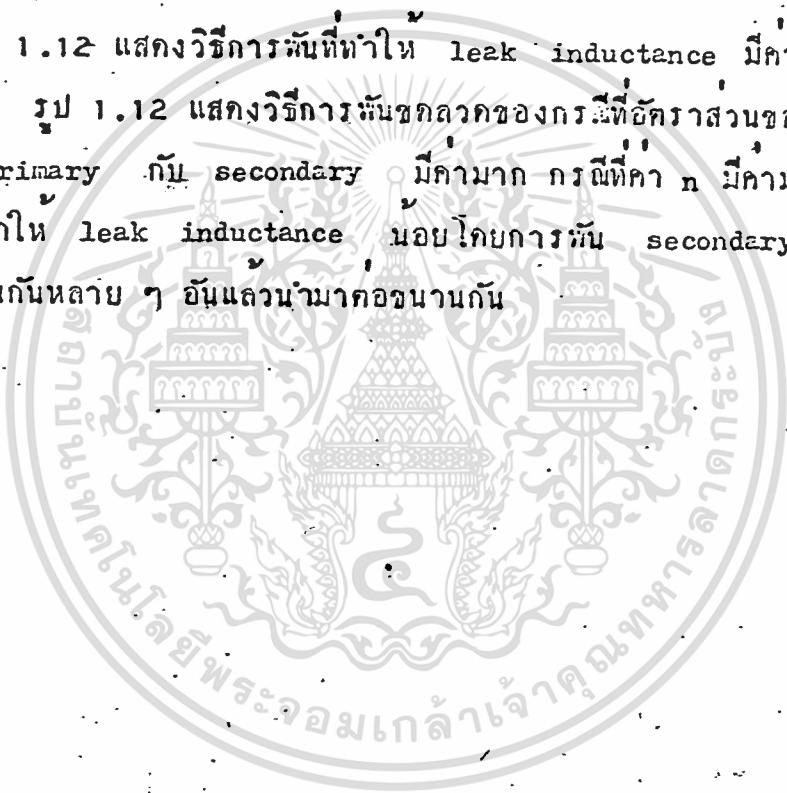
ของรูป 1.11 primary กับ secondary พันคู่กันไป ทำให้ leak inductance  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าน้อย



รูป 1.12 แสดงวิธีการพันที่ทำให้ leak inductance มีค่าน้อย

รูป 1.12 แสดงวิธีการพันขดลวดของกรณีที่มีอัตราส่วนของจำนวนรอบ  $n$  ของ primary กับ secondary มีค่ามาก กรณีที่ค่า  $n$  มีค่ามาก จำเป็นต้องไขวิธีทำให้ leak inductance น้อยโดยการพัน secondary ที่มีโครงสร้างเหมือนกันหลาย ๆ อันแล้วนำมาซ้อนกัน



## บทที่ 3

## วงจรขยายกำลัง

วงจรขยายกำลังมักจะแบ่งแยกเป็นคลาสต่าง ๆ ตามจุดไบแอสที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ ดังนี้

1. คลาสเอ (Class A) คือ วงจรขยายที่มีกระแสไหลในโวลต์ตลอดคาบ (period) ของสัญญาณเข้า
2. คลาสเอบี (Class AB) คือ วงจรขยายที่มีกระแสไหลในโวลต์มากกว่าครึ่งคาบ แต่้น้อยกว่าเต็มคาบของสัญญาณเข้า
3. คลาสบี (Class B) คือ วงจรขยายที่มีกระแสไหลในโวลต์ครึ่งคาบ
4. คลาสซี (Class C) คือ วงจรขยายที่มีกระแสไหลในโวลต์น้อยกว่าครึ่งคาบ

## 3.1 วงจรขยายคลาสเอ

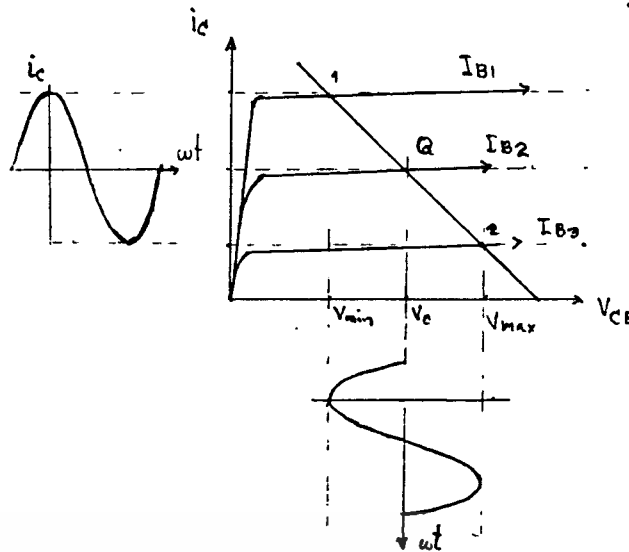
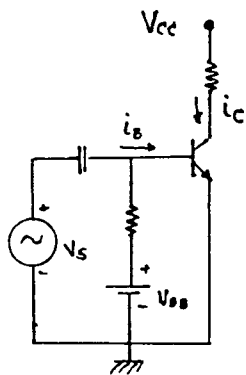
3.1.1 ชนิดที่ใช้ตัวกำหนดเป็นโวลต์ (รูปที่ 3.1) เมื่อไม่มีสัญญาณเข้า ทรานซิสเตอร์จะมีจุดทำงานอยู่ Q (รูปที่ 3.2) และ  $V_{BE}$  จะจ่ายกระแส  $I_{B2}$  แก่เบส เมื่ออินพุตแรงดัน  $V_S$  แรงดันนี้จะเพิ่มและลดกระแส  $I_{B2}$  เป็น  $I_{B1}$  และ  $I_{B3}$  ทำให้แรงดันที่คอลเลกเตอร์เปลี่ยนเป็น  $V_{min}$  และ  $V_{max}$  ตามลำดับ กำลังออกที่วงจรขยายจ่ายให้กับโวลต์  $R_L$  คือ

$$P = V_c I_c = I_c^2 R_L \quad (3.1)$$

โดยที่  $V_c$  และ  $I_c$  เป็นค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของแรงดันออก  $V_c$  และกระแส  $I_c$  ตามลำดับ

$$I_c = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_{max} - I_{min}}{2\sqrt{2}} \quad (3.2)$$

$$V_c = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2\sqrt{2}} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.1 วงจรขยายอย่างง่าย

รูปที่ 3.2 ลักษณะสมบัติขาออกแสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่โหลดเล็กเตอร์

ดังนั้นกำลังคือ

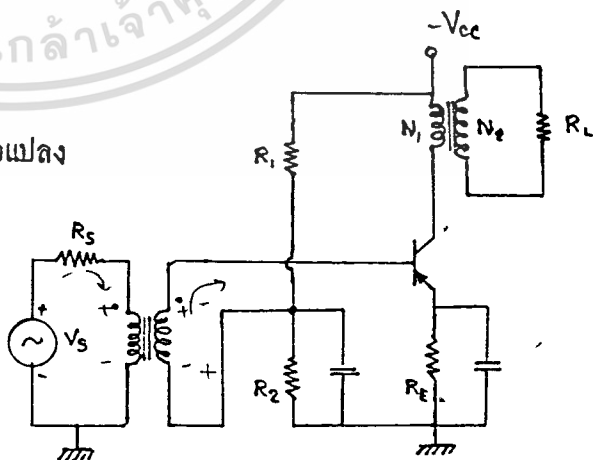
$$p = \frac{V_m I_m}{2} = \frac{I_m^2 R_L}{2} = \frac{V_m^2}{2R_L}$$

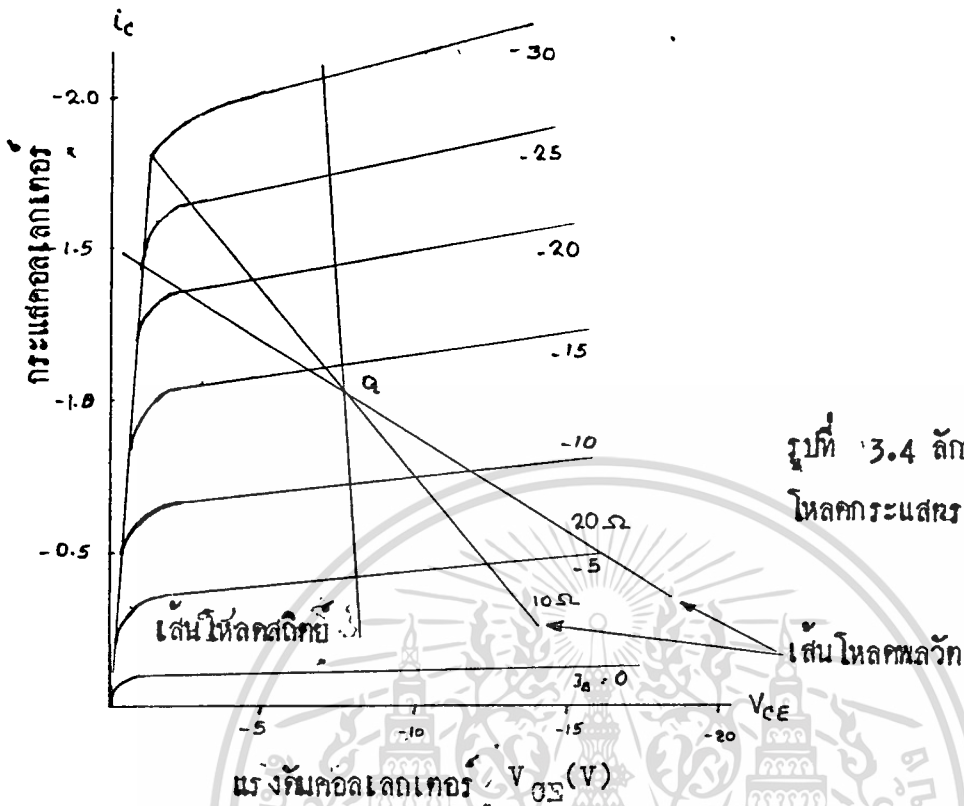
$$p = \frac{(V_{max} - V_{min})(I_{max} - I_{min})}{8}$$

$$= \frac{(V_{max} - V_{min})^2}{8R_L}$$

3.1.2 ชนิดที่โหม้อแปลง (รูปที่ 3.3 และ 3.4)

รูปที่ 3.3 วงจรขยายชนิดโหม้อแปลงส่งกำลังออก





รูปที่ 3.4 ลักษณะทางค่านอกแสงสแตตัส โหลดกระแสตรงและเส้นโหลดกระแสสแตตัส

แรงดันคอลเลกเตอร์  $V_{CE} (V)$

ซอก

ซอเสียบ

- |   |  |
|---|--|
| <ol style="list-style-type: none"> <li>1. ไม่มีกระแสไหลผ่านโหลดเมื่อไม่มีสัญญาณ</li> <li>2. แยก (isolate) วงจรของ โหลดออก จากวงจรทรานซิสเตอร์</li> <li>3. มีอัตราขยายกำลังสูง</li> <li>4. สามารถให้กำลังอย่างมีประสิทธิภาพแก่โหลดค่าๆ โดยอาศัยหม้อแปลงเป็นทิวแปลงอิมพีแดนซ์</li> <li>5. ประสิทธิภาพทางทฤษฎีได้ 50%</li> </ol> | <ol style="list-style-type: none"> <li>1. หม้อแปลงแพง หนัก กินที่และมีประสิทธิภาพต่ำ</li> <li>2. หม้อแปลงเป็นทิวจำกัดแถบความถี่และระกับกำลัง และทำให้เกิดความเพี้ยน</li> </ol> |
|---|--|

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} v_2 \quad , \quad i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 \quad (3.6)$$

$$n = \frac{N_2}{N_1}$$

$$\begin{matrix} v_1 \\ i_1 \end{matrix} = \frac{1}{n^2} \begin{matrix} v_2 \\ i_2 \end{matrix}$$

กัังนั้น โหลดกระแสกลับของคอลเล็กเทอร์คือ

$$R_L^* = \frac{1}{n^2} R_L \quad (3.7)$$

### 3.1.3 ประสิทธิภาพ

$$= \frac{\text{กำลังของสัญญาณที่ส่งให้โหลด}}{\text{กำลังกระแสกรจากแหล่งจ่าย}} \quad 100\%$$

ในกรณีอุดมคติ

$$I_c = I_m \quad V_m = \frac{V_{max} - V_{min}}{2}$$

$$= \frac{V_m I_m}{V_{cc} I_c} \quad 100\% = 50 \frac{I_m V_m}{V_{cc} I_c} \%$$

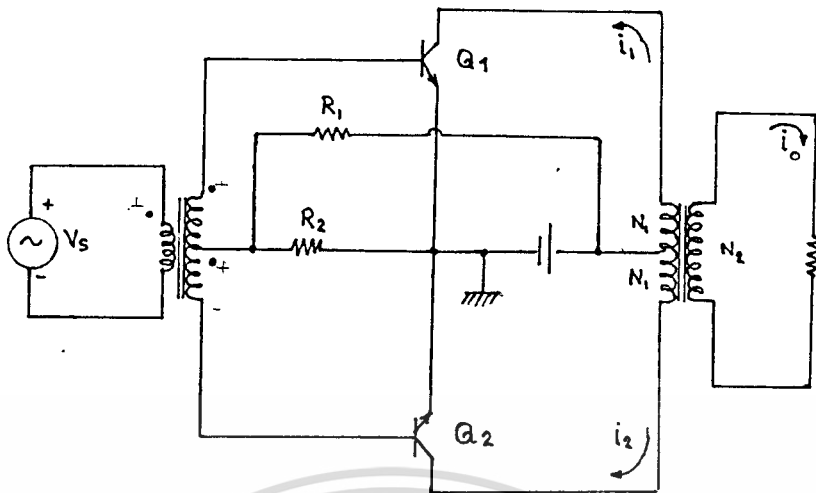
กัังนั้น

$$= 25 \left( \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{cc}} \right) \%$$

จะเห็นได้ว่า วงจรขยายกำลังที่มี โหลดเป็นกัังต้านทานจะมีประสิทธิภาพสูงสุด 25% แต่  
กรณีที่ใช้หม้อแปลงจะมีประสิทธิภาพสูงสุด 50%

### 3.2 วงจรขยายคลาสบี

ทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายคลาสบีจะนำกระแสเพียงครึ่งคาบเท่านั้น กัังนั้นเพื่อที่จะให้  
สัญญาณออกไม่มีความเพี้ยน จึงจำเป็นต้องใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ให้นำกระแสกัังครึ่งคาบสลับกัน  
วงจรชนิดนี้เรียกว่า วงจรผลักกัน (push-pull)



รูปที่ 13.5 วงจรขยายแบบผลักกึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 และส่งกำลังออกทางหม้อแปลง

รูปที่ 3.5 แสดงถึงวงจรขยายแบบผลักกึ่งชนิดหนึ่ง หม้อแปลงทางคานเข้าจะขับเคลื่อนทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวกลับวิถีกัน ทำให้ทรานซิสเตอร์ และ ปลั๊กกันนำกระแสทีละ  $180^\circ$  เราจะพิสูจน์ว่าการใช้ทรานซิสเตอร์ในลักษณะเช่นนี้จะสามารถจัดการ โมนิกเลขของกระแสออกได้

ในกระแสเบสของ  $Q_1$  เป็น

$$i_{b1} = I_{bm} \cos \omega t$$

กระแสเบสของ  $Q_2$  คือ

$$i_{b2} = -i_{b1} = I_{bm} \cos (\omega t + \pi)$$

ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_1$  จึงเป็น

$$i_1 = I_c + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t \quad (3)$$

โดยที่  $B_0, B_1, B_2, B_3$  คือสัมประสิทธิ์ในอนุกรมฟูริเยอร์ (Fourier Series) เมื่อเรากำหนดถึงความเพี้ยนอันเกิดจากลักษณะอื่นไม่เป็นอุดมคติของทรานซิสเตอร์ ในกรณีที่สัญญาณขาเข้าเป็นคลื่นรูปไซน์

ส่วนกระแสคอลเลกเตอร์ของ  $Q_2$  เป็น

$$i_2 = I_c + B_0 + B_1 \cos (\omega t + \pi) + B_2 \cos (2\omega t + \pi) + \dots \quad (3)$$

$$i_2 = I_c + B_0 - B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t - B_3 \cos 3\omega t \quad (3)$$

กระแสออกนั้นเป็นส่วนกับผลต่างของกระแสในคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง

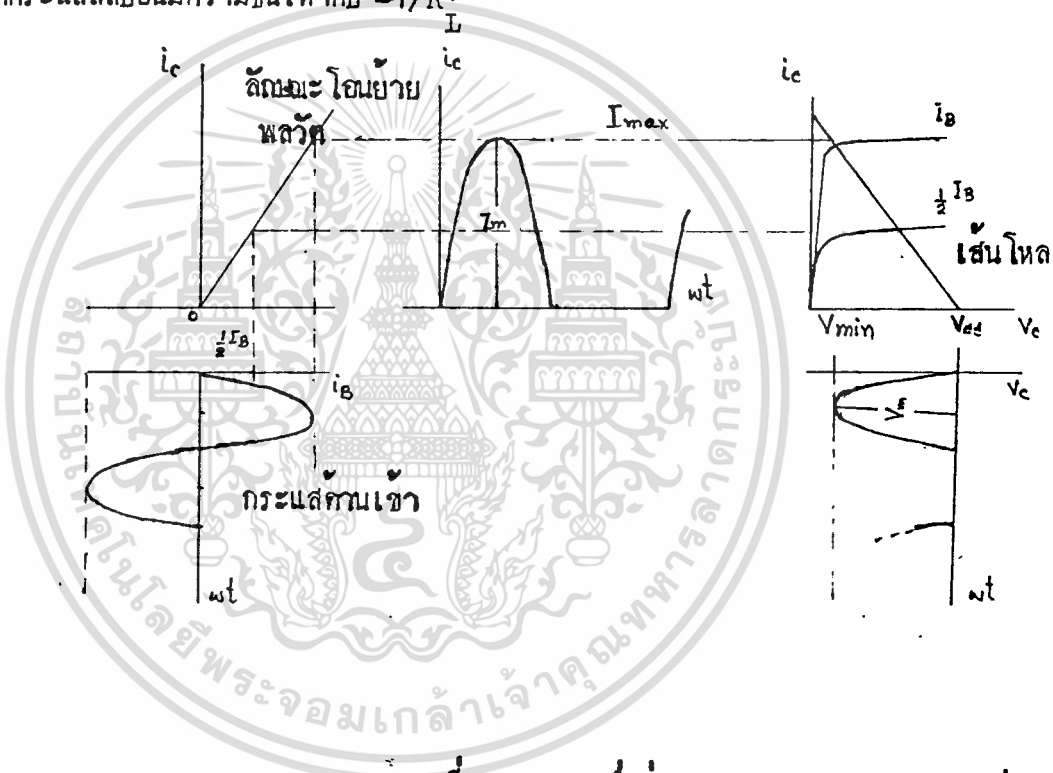
นั่น คือ

$$i_o = k(i_1 - i_2) = 2k(B_1 \cos \omega t + B_3 \cos 3\omega t + \dots) \quad (3)$$

จะเห็นได้ว่าสาร โนมิคเลขคู่หายไป ทำให้ความเพี้ยนน้อยลงแก่ทั้งนี้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะทงมีลักษณะการทำงานที่เหมือนกันหรือสมมาตรกัน

นอกจากนี้ในรูปที่ 3.5 กระแสตรงใจ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ยังทำให้สนามแม่เหล็กในขั้วลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงหักล้างกันทำให้ สนามแม่เหล็ก ไม่อิ่มตัว และผลของแรงดันระลอกในแหล่งจ่ายก็ถูกหักล้างกันให้หมดไปอีกด้วย

พิจารณารูปที่ 3.6 จุดทำงานสงบของทรานซิสเตอร์คือที่  $V_{CE} = V_{CC}$  และ  $I_C = 0$  เมื่อมีสัญญาณขาเข้าเป็นคลื่นรูปไซน์ จะมีกระแสคอลเล็กเตอร์ไหลเพียงครึ่งคาบเท่านั้น จุดทำงานจะเคลื่อนไปบนเส้น โหลดกระแสสลับอันมีความชันเท่ากับ  $-1/R'_L$



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นต่าง ๆ ของวงจรขยายคลาสบีที่มีทรานซิสเตอร์ตัวเดียว

โดยที่

$$R'_L = \left(\frac{N}{k_2}\right)^2 R_L \quad (\text{จากรูปที่ 3.5}) \quad (3.16)$$

กำลังออกคือ

$$P = \frac{I_m V_m}{2} = \frac{I_m}{2} (V_{CC} - V_{min})$$

ในเมื่อ  $I_C = I_m / \pi$  ในกรณีครึ่งรูปคลื่น กำลังกระแสตรงทางเข้าคือ

$$P_i = 2 \frac{I_m V_{CC}}{\pi}$$

$$= \frac{P}{P_i} \times 100\% = \frac{V_m}{4V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{V_{min}}{V_{CC}}\right) \times 100\%$$

ดังนั้น  $25 = 78.5\%$

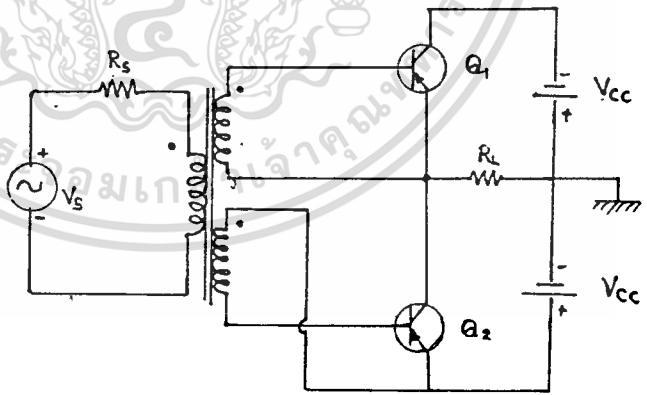
เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพสูงสุดคือ  $25\pi = 78.5\%$

การที่ประสิทธิภาพสูงเช่นนี้ก็เนื่องมาจากไม่มีการสูญเสียกำลังเมื่อไม่มีสัญญาณเข้า ส่วนคลาตเอ การสูญเสียในทรานซิสเตอร์จะมีมากที่สุดเมื่อไม่มีสัญญาณเข้า แต่กระแสจากแหล่งจ่ายจะคงตัวตลอด เวลา เนื่องจากว่าการแ่สตรงเพิ่มพร้อมกับสัญญาณในคลาตบี จึงจำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายที่มึเรกูเลชัน (regulation) ก็

กำลังที่สูญเสียในทรานซิสเตอร์

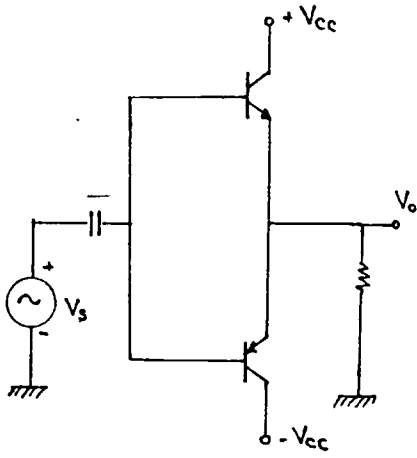
$$P_c = P_i - P = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC} V_m}{R_L} - \frac{V_m^2}{2R_L}$$

$$I_m = V_m / R_L$$



ก) แบบสมมาตร เสริมกันคู่ประกอบ (complimentary symmetry)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจรขยายคลาสบีแบบผลัดกัน

(ข) แบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบ (complimentary symmetry)

จากสมการนี้ จะเห็นได้ว่า  $P_c = 0$  เมื่อ  $v_m = 0$  และเพิ่มเมื่อ  $v_m$  เพิ่ม  $P_c$  มีค่าสูงสุดเมื่อ

$$v_m = \frac{2V_{CC}}{\pi} = \frac{2V_{CC}}{\pi^2 R_L} \quad (3.21)$$

$$P_{max} \text{ (เมื่อ } v_m = V_{CC}) = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

$$P_c(\text{max}) = \frac{4}{\pi^2} P_{max} \approx 0.4 P_{max} \quad (3.22)$$

ดังนั้นถ้าเราต้องการกำลังกระแสสลับ 10 W จากวงจรผลัดกันคลาสบี ทรานซิสเตอร์จะเสียดัง  $P_{c(\text{max})}$

≈ 4 W ซึ่งหมายความว่าเราใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว โดยที่แต่ละตัวสามารถรับกำลังได้ 2 W แต่ถ้าเราใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวซ้อนกันทำงานในคลาสเอแล้ว จะให้กำลังกระแสสลับทางออก 10 W ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะเสียดังอย่างน้อย 20 W สมมติว่าประสิทธิภาพคือ 25%

### 3.3 การกำเนิดฮาร์โมนิกอันดับสูง

ลักษณะเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์เป็นจริงเมื่อสัญญาณเข้ามีขนาดเล็กเท่านั้น แต่สำหรับวงจรขยายกำลังซึ่งมีสัญญาณเข้าขนาดใหญ่ เส้นโค้งโอนย้ายพลวัต (dynamic transfer curve) ที่เปรียบเทียบกับงานจะเป็นอนุกรมกำลังดังนี้

$$i_c = G_1 i_b + G_2 i_b^2 + G_3 i_b^3 + G_4 i_b^4 + \dots \quad (3.23)$$

ถ้าคลื่นทางเข้าเป็นคลื่นรูปไซน์ การส่งออกจะเป็น

$$i_c = I_c + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t \quad (3.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเพี้ยนฮาร์โมนิกคือ

$$D_2 = \frac{|B_2|}{|B_1|}, \quad D_3 = \frac{|B_3|}{|B_1|}, \quad D_4 = \frac{|B_4|}{|B_1|}$$

โดยที่  $D_s$  ( $s=2,3,4,\dots$ ) คือความเพี้ยนฮาร์โมนิกอันดับ  $s$

กำลังออก

ถ้าความเพี้ยนนั้นละเอียดไม่ได้ เราคงคิดกำลังผลรวมจากกำลังของความถี่พื้นฐานและกำลังของฮาร์โมนิกทั้งหมด กำลังของความถี่พื้นฐานก็คือ

$$P_1 = \frac{B_1^2 R_L}{2}$$

ดังนั้นกำลังออกทั้งหมดคือ

$$P = (B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + \dots) \frac{R_L}{2} = (1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots) P_1$$

หรือ

$$P = (1 + D^2) P_1 \quad (3.26)$$

โดยที่ความเพี้ยนฮาร์โมนิกทั้งหมด

หรือตัวประกอบความเพี้ยนคือ

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots} \quad (3.27)$$

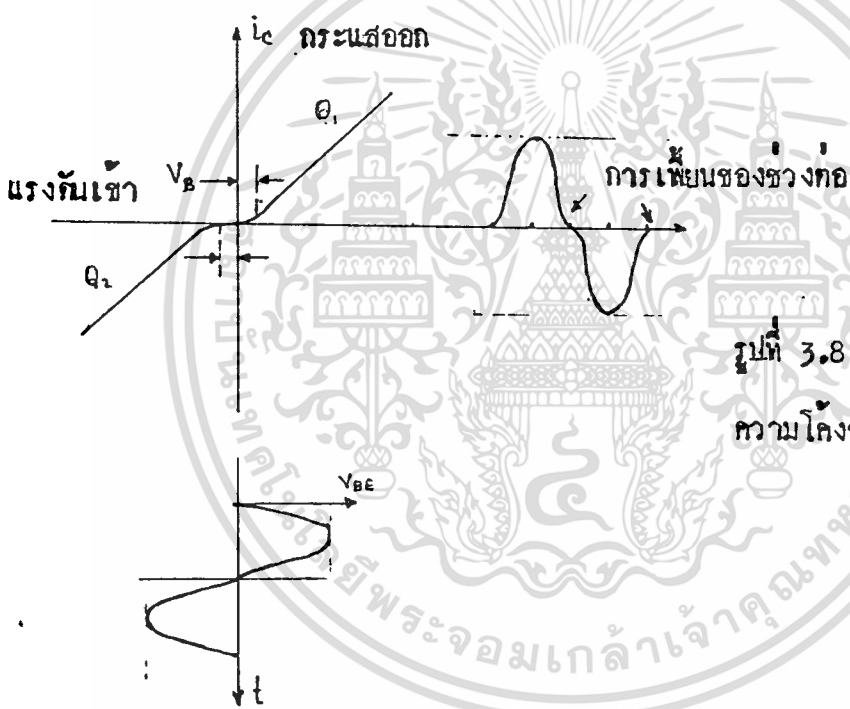
ถ้าความเพี้ยนทั้งหมดเป็น 10% ของความถี่พื้นฐาน

$$P = (1 + 0.1^2) P_1 = 1.01 P_1 \quad (3.28)$$

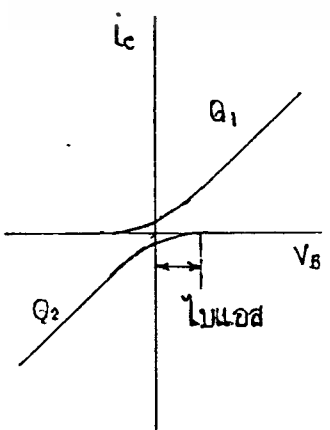
จะเห็นว่ากำลังดริบไปเพียง 1% ดังนั้นโดยทั่วไปจึงสามารถใช้กำลังของความถี่พื้นฐานแทนกำลังทั้งหมดได้

### 3.4 วงจรขยายคลาสเอบี

วงจรขยายคลาสบีมีแหล่งกำเนิดความเพี้ยนที่เนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของลักษณะทาง  
 ก้านเข้า ดังแสดงในรูปที่ 3.8 และ 3.9 กระแสเบส  $i_B$  จะไม่ไหลจนกว่า  $V_{BE}$  จะมีค่าสูงกว่า  $V_r$   
 ซึ่งเท่ากับ 0.5 สำหรับทรานซิสเตอร์ซิลิคอน ทั้งนี้สัญญาณออกจะเกิดความเพี้ยนที่ช่วงทอ (crossover  
 distortion) สำหรับวงจรขยายเสียง การเพี้ยนที่ช่วงทอเพียงไม่กี่เปอร์เซ็นต์จะก่อความรำคาญให้กับ  
 ผู้ฟังได้ วิธีแก้วิธีหนึ่งคือ ไบแอสให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนำกระแสเล็กน้อยเมื่อไม่มีสัญญาณเข้าดังในรูปที่  
 3.9 ทำให้ได้ลักษณะพลวัตรวมที่เป็นเส้นตรงผ่านจุดกำเนิด เราเรียกววงจรขยายชนิดนี้ว่า คลาสบี  
 (class AB) เพราะมีกระแสไหลตลอดเวลาเกินกว่า  $180^\circ$  รูปที่ 3.10 แสดงวิธีการแก้ความเพี้ยน 2 วิธี

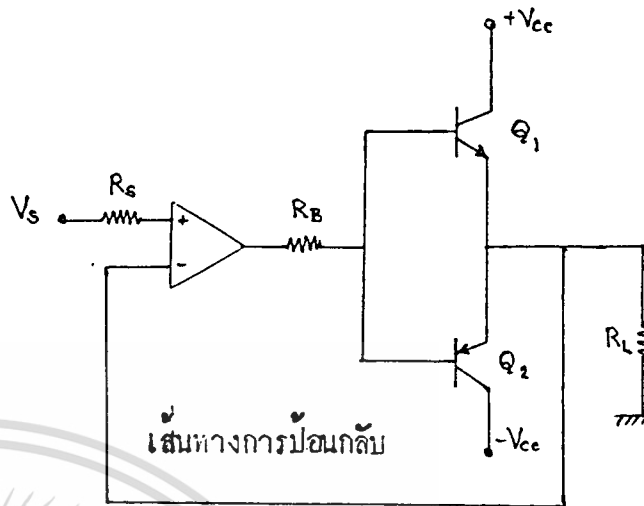
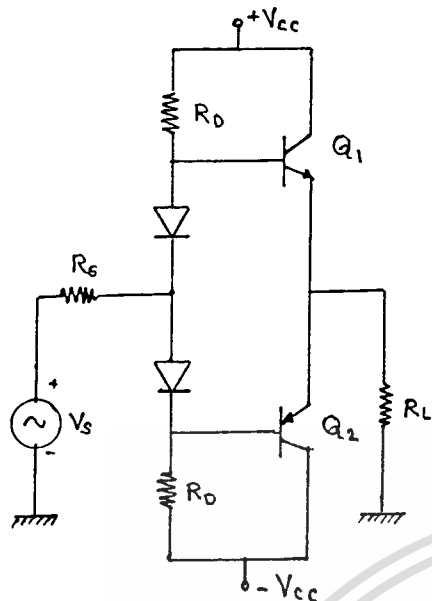


รูปที่ 3.8 ความเพี้ยนของช่วงทอเกิดจาก  
 ความโค้งของลักษณะพลวัตรวม



รูปที่ 3.9 วิธีแก้ข้อบกพร่องโดยการไบแอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วิถีนักความเข้ยนที่ขวางทอ (ก) โยการการเพิ่มไบแอส (ข) โยการป้อนกลับแบบขม

3.5 ข้อพิจารณาทางอุณหภูมิ

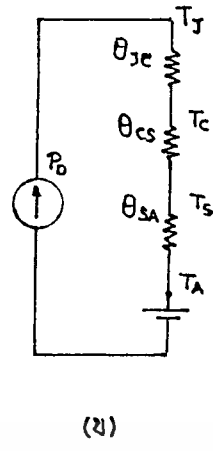
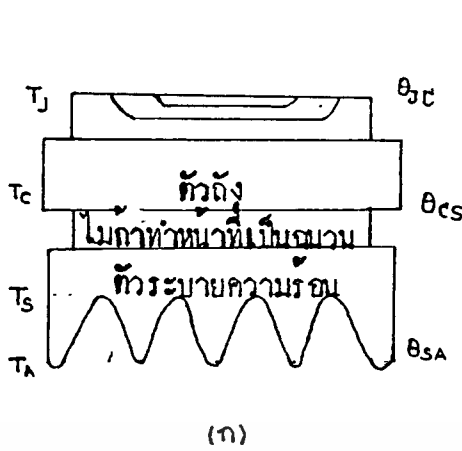
ในวงจรขยายกำลังจะตอองมีกำลังจำนวนหนึ่งสูญเสียในทิวทรานซิสเตอร์ จุดที่เสียกำลังมากที่สุดคือ รอยทอเบส-คอลเลกเตอร์ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ไซซิลิคอนเป็นวัสดุพื้น อุณหภูมิสูงสุดของรอยทอจะอยู่ระหว่าง 125°C ถึง 200°C อุณหภูมิสูงกวานั้นจะทำให้การเปลี่ยนแปลงสมบัติของรอยทอที่ไม่อาจเปลี่ยนแปลงกลับคืนได้ ดังนั้นเราจึงตองคำนึงวาคาความรอนที่เกิดขึ้นจากกำลังที่สูญเสียไปนั้น จะออกจากทรานซิสเตอร์ไค่อย่างไร เพื่อรักษาอุณหภูมิของรอยทอไม่ให้สูงเกินไป

ความรอนที่เกิดขึ้นจะออกจากรอยทอคอลเลกเตอร์ โยการนำไปยั้งทิวถึงที่พื้นห่อทรานซิสเตอร์ทำให้เกิดความแตกทางของอุณหภูมิระหว่างรอยทอกับทิวถึง  $T_{JC}$  ซึ่งไม่ล็กส่วนกับกำลังที่สูญเสียไป  $P_D$  ความแตกทางของอุณหภูมินี้จะขึ้นอยู่กับสมบัติการนำความร้อนของสาร พื้นที่ทำนำความร้อน และระยะทางที่ทำนำความร้อน ทำให้เราสามารถกำหนดคาคงตัวที่ไค่แทนความต้านทานของการนำความร้อนเรียกวา ความต้านทานรอน (Thermal resistance)  $R_{tn}$ ,  $R_{oJC}$  หรือ  $\theta_{JC}$  (รูปที่ 3.11) ดังนั้น

$$T_J - T_C = T_{JC} = P_D \theta_{JC} \tag{3.28}$$

โดยที่  $P_D$  มีหน่วยเป็นวัตต์ และ  $\theta_{JC}$  มีหน่วยเป็นองศาเซลเซียสต่อวัตต์ หากเราจะเปรียบเทียบระบบนำความร้อนกับระบบไฟฟ้าก็จะได้  $T_{JC}$  เปรียบเสมือนแรงดัน  $V$ ,  $P_D$  เปรียบเสมือนกระแส  $I$  และ  $\theta_{JC}$  เปรียบเสมือนความต้านทาน  $R$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตองอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 (ก) ระบบนำความร้อนจากหัวของทรานซิสเตอร์ออกมาสู่บรรยากาศ  
 (ข) วงจรอุณหภูมิต่างทางไฟฟ้า

$$\begin{aligned}
 T_J &= T_{JC} + T_{CS} + T_{SA} + T_A \\
 &= P_D(\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}) + T_A
 \end{aligned}
 \tag{3.29}$$

จะเห็นได้ว่า  $\theta_{SA}$  นั้นเป็นลักษณะประจำตัวทรานซิสเตอร์ที่แก้ไขไม่ได้  $\theta_{CS}$  มีค่าค่อนข้างคงตัว และมีค่าอยู่ราว  $0.1 - 0.5$  C/W ดังนั้นค่าที่เราจะเปลี่ยนแปลงได้คือ  $\theta_{SA}$  กระจายความร้อนขนาดใหญ่ จะมี  $\theta_{SA}$  ค่าพอที่จะทำให้  $T_J$  ไม่สูงเกินไปได้ แต่  $T_{J \max}$  ของ  $> P_D(\theta_{JC} + \theta_{CS}) + T_A$

## บทที่ 4

## Rectifier และ Filter

การ Rectifier และ Filter ในส่วนนี้ เราจะกล่าวถึงเฉพาะกรณีของคานเอาต์พุตของวงจรคือการ Rectifier จากคานหุคิยุมิของหม้อแปลงกำลัง (Power Transformer) จากนั้นก็ทำการ Filter เพื่อให้ คีซี เอาต์พุต มีการกระเพื่อม (Ripple) น้อยที่สุด

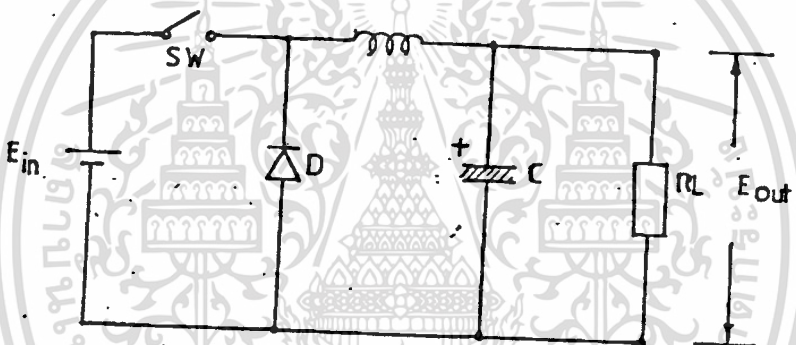
## 4.1 การ Rectifier และ Filter ของ power

Switching สวิตช์ที่ใช้ที่งาน Switching Transformer และจะถูก Filter เพื่อให้โคคักกระแสและแรงดันตรงตามความต้องการ ในการออกแบบวงจรส่วนนี้จึงมีความสำคัญมากพอสมควร เนื่องจากสวิตช์ที่ใช้จาก Switching Transformer นั้น เป็นสวิตช์ที่มีความถี่สูงมาก ( $20K_z$ ) วงจร Rectifier จึงไม่จำเป็นต้องใช้แบบ Full Wave ในวงจร Half wave Rectifier ก็เพียงพอแล้ว เพราะความถี่ที่สูง ก็จะสามารถทำให้เรียบได้ง่าย

สำหรับวงจร Filter ในส่วนนี้ ส่วนใหญ่จะใช้แบบ PI-Filter เนื่องจากความถี่สูง วงจร PI-Filter จะให้ประสิทธิภาพที่เหนือกว่าวงจรแบบอื่น คือ อาศัยคุณสมบัติของ L และ C

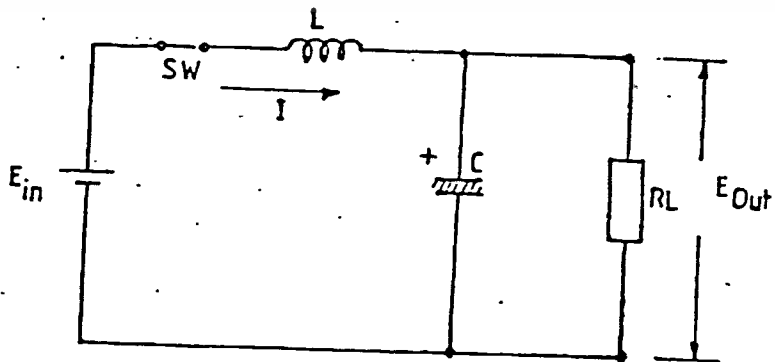
4.2 การวิเคราะห์วงจร Out put filter

การทำงานของ switching power supply ซึ่งอาศัยการ ON - OFF ของ transistor switching ป้อนสัญญาณให้กับ transformer switching ทางด้าน primary และ Induce ไปยังขด secondary ดังนั้นสัญญาณ Out put ที่ขด secondary จึงมีลักษณะเป็น Pulse ตามจังหวะการ ON - OFF ของ Transistor switching การทำงานของวงจร rectifier และ filter จึงขึ้นอยู่กับสัญญาณ Pulse In put นี้ด้วย ซึ่งเปรียบเสมือนการ ON - OFF ของ switch



รูปที่ 1.3 แสดงการทำงานของวงจร filter

พิจารณาช่วงที่ SW. ON



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4 ช่วงที่ SW. ON  
 เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4 ช่วงที่ SW. ON  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นช่วงที่มี pulse เข้ามา diode ทำตัวเหมือนเบิกวงจร

$$E_{in} = L \frac{di}{dt} + E_{out} \quad (4.1)$$

เมื่อ

$E_{in}$  : In put voltage (V)

$L$  : Inductance filter (H)

$I$  : current in circuit at SW. ON (A)

$E_{out}$  : DC out put voltage (V)

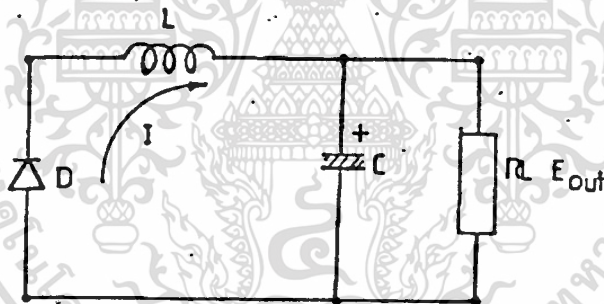
จากสมการที่ (1)

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (2)

$$I = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \cdot t_{on} \quad (4.3)$$

พิจารณาช่วงที่ SW. OFF



รูปที่ 1.5 ช่วงที่ SW. OFF

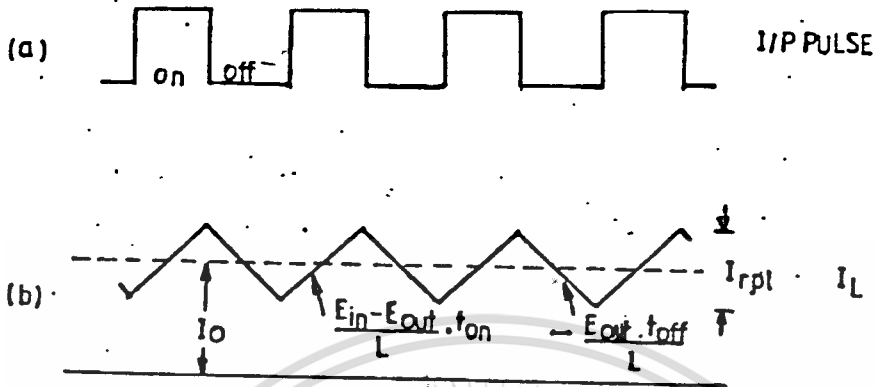
คือช่วงที่ไม่มี pulse เข้ามา diode ซึ่งทำตัวเหมือนคัทวงจร

$$L \frac{di}{dt} + E_{out} = 0 \quad (4.4)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{E_{out}}{L} \quad (4.5)$$

$$I = -\frac{E_{out}}{L} \cdot t_{off} \quad (4.6)$$

การหาค่า I



รูปที่ 1.6 แสดง wave form ของสัญญาณ Out put

จากรูป 1.6 (b) และสมการที่ (5.3)

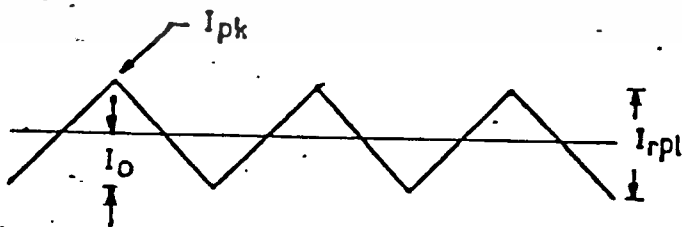
$$I_{pk} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \cdot t_{on} \quad (4.7)$$

เมื่อ  $I_{pk}$  : peak current ที่ผ่าน  $L_1$   
 $t_{on}$  : ช่วงเวลาที่ SW. ON

$$I_{ul} = \frac{I_{rpl}}{2} (=I_o) \quad (4.8)$$

เมื่อ  $I_{rpl}$  : Peak ripple current  
 $I_{ul}$  : average peak ripple current  
 $I_o$  : out put current

จากรูป 1.7  $I_o = \frac{I_{rpl}}{2} (=I_{ul})$ ,  $I_{pk} = I_{rpl}$  (4.9)



ผลของกระแสเนื่องจาก L

รูปที่ 1.7 แสดง wave form ของ ripple filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (5.8) และ (5.9)

$$I_{pk} = I_{rpl} = 2 I_{ul} \quad (4.10)$$

จากสมการ (5.7) และ (5.10)

$$2 I_{ul} = \frac{E_{in} - E_{out}}{L} \cdot ton \quad (4.11)$$

จะได้ว่า  $I_{ul} = \frac{E_{in} - E_{out}}{2L} \cdot ton$

หรือ  $I_{ul} = \frac{1}{5} I_o (\max) \text{ ถึง } \frac{1}{20} I_o (\max) \quad (4.12)$

จากสมการ (5.11) และ (5.12)

$$L \gg (2.5 - 10) \frac{E_{in} - E_{out}}{I_o (\max)} \cdot ton \quad (4.13)$$

เมื่อ  $E_{out} = \frac{ton}{T} \cdot E_{in} \quad (4.14)$

$$T = \frac{1}{f} \quad (4.15)$$

จากสมการ (5.13) และ (5.14)

$$L \gg \frac{(2.5 - 10) (E_{in} - E_{out})}{I_o (\max)} \cdot \frac{E_{out}}{E_{in}} \cdot T \quad (4.16)$$

การหาค่า

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

ก่อน

จากสูตร  $E_o = \frac{1}{C} \int i dt \quad (4.17)$

$$E_o = \frac{I_{rpl}}{C} \cdot t_{off} \quad (4.18)$$

เมื่อ  $I_{rpl} = I_{pk}$  ดังนั้น

$$E_o = \frac{I_{pk}}{C} \cdot t_{off} \quad (4.19)$$

$$C = \frac{I_{pk}}{\Delta E_o} \cdot t_{off} \quad (4.20)$$

จากสมการ (5.10) และ (5.20)

$$C = \frac{\frac{E_{in} - E_{out}}{L} \cdot t_{off}}{E_o} \cdot t_{off} \quad (4.21)$$

จากสมการ (5.9) และ (5.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ทำกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I = \frac{t_{on}}{T} \cdot \frac{E_{in} \cdot t_{off}}{L} \quad (4.22)$$

จาก  $= \frac{t_{on}}{T}$  และสมการ (5.22)

$$I = \frac{-\tau \cdot E_{in} \cdot T (1 - \tau)}{L}$$

$$= \frac{-E_{in} (1 - \tau) \tau \cdot T}{L} \quad (4.23)$$

ถ้า  $= \frac{1}{2}$ ,  $t_{on} = t_{off} = \frac{1}{2} T$

แทนในสมการ (5.22)

$$\therefore C = \frac{E_{in} - E_{out}}{4 E_o \cdot L} \cdot T^2 \quad (4.24)$$

การคำนวณหาจำนวนรอบของ Inductor filter

จากสูตร  $L = AL \times N^2 \times 10^{-9} \quad (4.25)$

$$\therefore N = \sqrt{\frac{L \times 10^{-9}}{AL}} \quad \text{Turn} \quad (4.26)$$

- เมื่อ
- N : จำนวนรอบ (T)
  - AL : ปริมาตรของลวด (nH/T<sup>2</sup>)
  - L : Inductance (H)

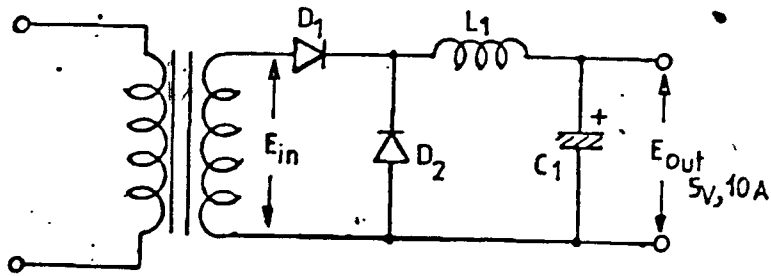
### 4.3 การออกแบบวงจร filter

ในการออกแบบวงจร filter นั้น สิ่งที่ต้องทราบก็คือ Eout แรงดันทางออก out. put (DC out put voltage) Io(max) กระแสสูงสุดทางออก out put (maximum out put current) Ein แรงดันสูงสุดทางเข้า in put (in put voltage peak to peak) แรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ out put (ripple voltage peak to peak) และ f ความถี่ในการ switch (switching frequency)

ตัวอย่างการออกแบบวงจร filter

- ความถี่ 20 KHz
- แรงดัน out put 5 V. DC
- แรงดัน in put 20 V. p-p
- กระแส out put 10 A.

- แรกกิ้น riple 50 mv p-p



รูปที่ 1.3 half wave LC filter

1. หาค่า L1

$$L1 = \frac{(2.5 - 10) (E_{in} - E_{out})}{I_o (\max)} \frac{E_{out}}{E_{in}} T$$

$$= 5 \frac{(20 - 5)}{10} \frac{5}{20} \frac{1}{20 \times 10^3}$$

$$= 94 \text{ } \mu\text{H}$$

2. หาค่า C1

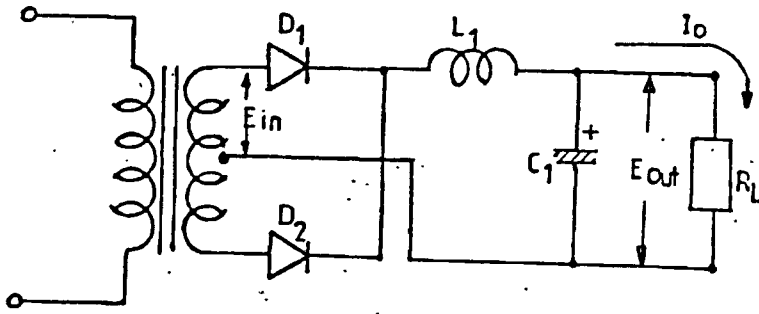
$$C1 = \frac{E_{in} - E_{out}}{4 \times E_o \times L} \times T^2$$

$$= \frac{20 - 5}{4 \times 50 \times 10^{-3} \times 94 \times 10^{-6}} \times \left( \frac{1}{20 \times 10^3} \right)^2$$

$$= 2000 \text{ } \mu\text{F}$$

ตัวอย่างที่ 2

- ความถี่ 20 KHz
- แรกกิ้น out put 15 V. DC
- แรกกิ้น in put 21 V. p-p
- กระแส out put 3.3 A.
- แรกกิ้น riple 50 mv p-p



รูปที่ 1.9 full wave LC filter

1. หาค่า L1

$$L1 = \frac{2.5 (21 - 15)}{3.3} \frac{15}{21} \times \frac{1}{40 \times 10^3}$$

$$= 80 \text{ } \mu\text{H}$$

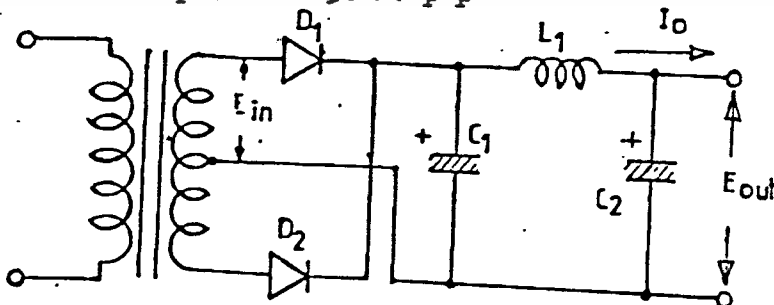
2. หาค่า C1

$$C1 = \frac{21 - 15}{4 \times 50 \times 10^{-3} \times 80 \times 10^{-6}} \frac{1}{40 \times 10^3}$$

$$= 232 \text{ } \mu\text{F}$$

ตัวอย่างที่ 3

- ความถี่ 20 KHz
- แรงดัน out put 5 v.
- แรงดัน in put 7.5 v.
- กระแส out put 30 A.
- แรงดัน ripple 50 mv p-p



รูปที่ 1.10 Full wave π filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. หาค่า  $L1$

$$\begin{aligned} L1 &= \frac{10(7.5 - 5)}{30} \cdot \frac{5}{7.5} \cdot \frac{1}{40 \cdot 10^{-3}} \\ &= 14 \text{ IH} \end{aligned}$$

2. หาค่า  $C1$

$$\begin{aligned} C1 &= \frac{7.5 - 5}{4 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 14 \cdot 10^{-6}} \left( \frac{1}{40 \times 10^3} \right)^2 \\ &= 558 \text{ IH} \end{aligned}$$

3. หาค่า  $C2$

$$\begin{aligned} C2 &= C1 \text{ หรือ } = \left( \frac{1}{2} \sim \frac{1}{3} \right) C1 \\ C2 &= \frac{1}{3} \times 558 \\ &= 4400 \text{ IH} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

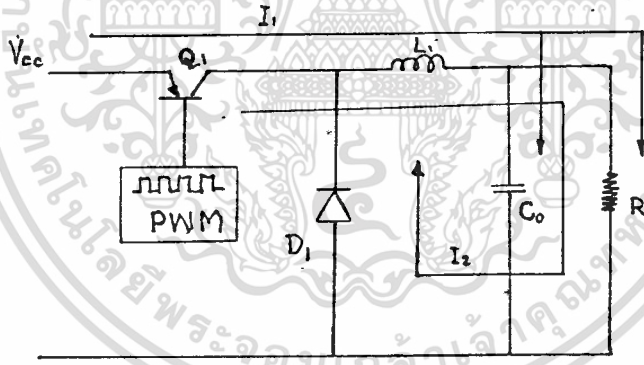
### บทที่ 5

#### การสวิตจวงจร

หลังจากที่เราเรียนรู้กันไว้เล็กน้อยแล้ว เกี่ยวกับพวกสวิตชิง ก็เป็นการบอกขยาย ๆ แบบบล็อกโคอะแกรม เสียเป็นส่วนใหญ่ ตอนนี้เราเข้าเรื่องกันเสียทีถึงรายละเอียดของวงจรที่เรากำลังจะสร้างกัน ส่วนสำคัญของวงจรถูกเห็นจะคือ IC TL 494 ซึ่งเป็นพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ (pulse width modulator) ที่สมบูรณ์ในตัวเอง คือมีทั้งออสซิลเลเตอร์, คอมพาราเรเตอร์, โครฟเวอร์, เคอร์เรนทลิมิต ก่อนอื่นอยากจะให้ทำความรู้จักกับ รายละเอียดหรือกลไกการทำงานของวงจรสวิตชิงแบบนี้

#### 5.1 หลักการเบื้องต้น

เราจะใช้วงจรในรูปแบบที่อธิบายถึงการทำงานของวงจรมแบบนี้ เริ่มตั้งแต่ ทรานซิสเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตช์ จะทำหน้าที่ปิดหรือเปิดโดยวงจร PWM (PULSE WIDTH MOD) ลักษณะของ  $Q_1$  ก็คือในสถานะ "ON" จะนำกระแสเกินที่ และไม่มีแรงดันตกคร่อมตัวมันเลย  $Q_2$  เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสได้ก็ต่อเมื่อแรงดันที่เบสของมันลดลงมาเป็นศูนย์ โวลต์



รูปที่ 1 วงจรของส่วนสวิตชิง

กระแสที่ผ่าน  $Q_1$  จะจ่ายให้กับคอยล์  $L_1$  ตัวเก็บประจุ  $C_0$  และโหลด  $R_L$  จะเห็นว่าในขณะนี้ไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในภาวะถูกไบอัสกลับทาง กระแสที่ผ่าน  $L_1$  คือ  $I_1$  จะทำให้เกิดพลังงานสะสมใน

ในรูปของสนามแม่เหล็ก ( $\Phi = \frac{1}{2} L_1 i^2$ ) เมื่อแรงดันที่ขาเบสของ  $Q_1$  สูงขึ้น จะทำให้  $Q_1$  หยุดทำงานทันที (กระแสไม่สามารถจะผ่าน  $Q_1$  ได้) พลังงานที่สะสมอยู่ในขดลวด  $L_1$  จะถูกจ่ายออกมาเป็นกระแส  $I_2$  ผ่านโหลดและย้อนกลับสู่  $D_1$  ทาง  $L_1$  หน่วงเกี่ยวกับ  $C_0$  ก็จะคายประจุให้แก่โหลดจน ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ทำงานอีกครั้งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

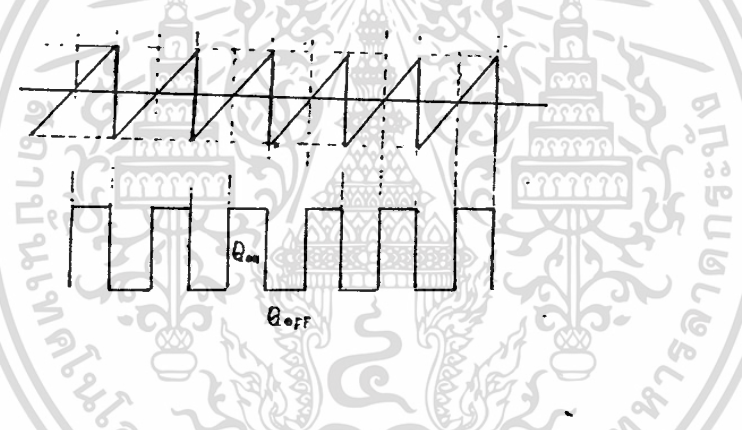
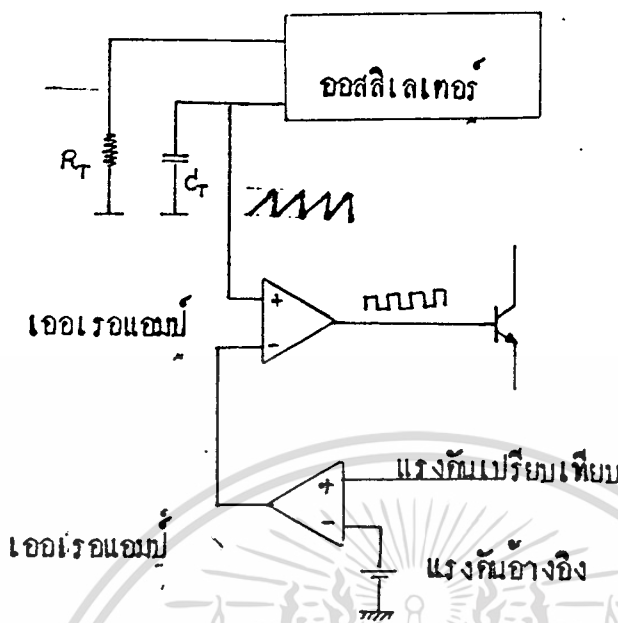
จะเห็นว่าขดลวดหรือคอยล์  $L_T$  และตัวเก็บประจุ  $C_o$  จะประกอบกันเป็นวงจรฟิลเตอร์ทำให้โวลเตจที่ขดลวดหรือคอยล์มีความต้านทานโหลด ซึ่งปริมาณของแรงดันนี้ ก็ขึ้นอยู่กับความเวลากการทำงานของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  โดย

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } V_{cc} &= \frac{V_{out} + V_{cc} t_{on}}{\text{แรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ซึ่ง } t_{on} + t_{off}} \\ t_{on} &= \text{เวลาที่ทรานซิสเตอร์ นำกระแส} \\ t_{off} &= \text{เวลาที่ทรานซิสเตอร์ หยุดนำกระแส} \end{aligned}$$

จากสมการนี้เราจะเห็นว่า แรงดันไฟออก ( $V_{OUT}$ ) จะสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการเปลี่ยนแปลง และถ้าหากว่ามีวงจรอีกโหนดที่จะคอยตรวจจับแรงดัน  $V_{out}$  ให้คงที่อยู่ตลอดถ้าหากว่า  $V_{out}$  เริ่มจะลดลง วงจรนี้จะสั่งให้ ฟิล์มที่ไปควบคุม  $Q_1$  ทอน "ON" กว้างขึ้น วงจรก็จะรักษา  $V_{out}$  ให้คงที่ไปตลอด วงจรที่ว่านี้ก็คือวงจรของพัลส์วิดโมด หรือ PWM ที่เราจะได้รู้จักกันต่อไป

## 5.2 พัลส์วิดโมด

ย่อหน้าที่ผ่านมา เราได้รู้จักกับหน้าที่ของวงจรพัลส์วิดโมดไปบ้างแล้ว วงจรง่าย ๆ ของวงจรพัลส์วิดโมดจะแสดงดังรูปที่ 2' วงจรออสซิลเลเตอร์จะสร้างความถี่ออกมาโดยความถี่ที่สร้างจะขึ้นอยู่กับ  $R_T$  และ  $C_T$  แรงดันคร่อม  $C_T$  จะเป็นลักษณะของสัญญาณรูปฟันเลื่อย (SAWTOOTH) หรือบางทีก็เรียกว่าสัญญาณแรมพ์ (RAMP) สัญญาณแรมพ์นี้จะถูกเปรียบเทียบกับระดับของไฟตรงจากเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง (ERROR AMPLIFIER) ผลที่ได้ก็คือสัญญาณพัลส์ทางเอาต์พุตที่มีค่า  $t_{on}$  เปลี่ยนแปลงไปตามระดับไฟตรงที่เข้ามาทางขาอินเวอร์ทิงอินพุตของวงจร



รูปที่ 2 แสดงการทำงานของวงจรพัลสมาตร

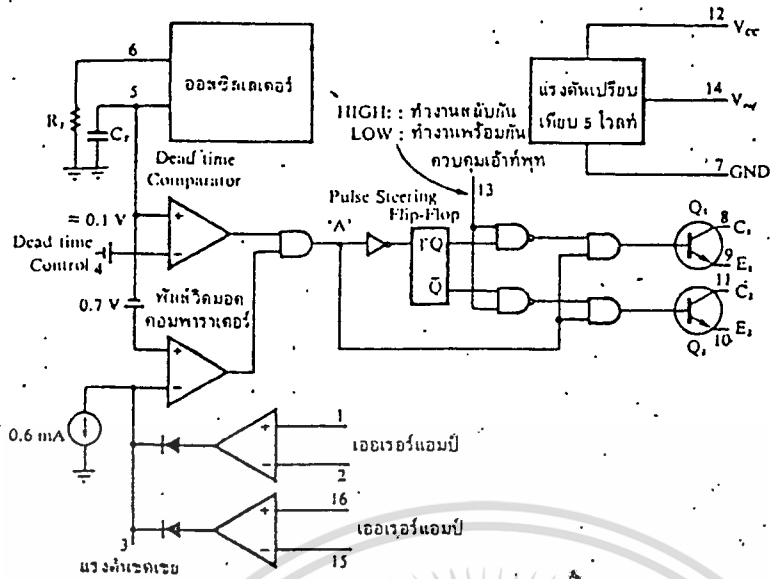
คอมพาราเตอร์ ระบุไฟตรงนี้จะเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับแรงเอาพุท  $V_{out}$  ที่จะถูกป้อนเข้าทาง  
 ฐานอิน - อินเวอร์ทิ่งอินพุทของเออโรแอมป์ โดยที่ขาอินเวอร์ทิ่งอินพุทของเออโรแอมป์จะมีแรงดัน  
 อ้างอิง ( $V_{ref}$ ) อันหนึ่ง ความแตกต่างระหว่างส่วนของ  $V_{OUT}$  และ  $V_{REF}$  นี้จะถูกขยายแล้ว  
 ป้อนเข้าสู่วงจรคอมพาราเตอร์ที่กล่าวแล้ว วงจรต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วนี้จะอยู่ในไอซี 494 รูปที่  
 3 จะแสดงบล็อกโคะแกคัมภายในส่วนในรูปที่ 4 นั้น จะแสดงโหม้มิงโคะแกกรมต่าง ๆ ไอซี TL 494  
 (หรือ UA 494) ใช้ับการ ออกแบบมาสำหรับงานนี้ โดยเฉพาะในส่วนของเขาพุทคือ ทรามซิสเตอร์  $Q_1$   
 และ  $Q_2$  นั้น สามารถจะควบคุมได้ (โดยขาเอาพุทคอนโทรล) ถ้าหากเราควบคุมเป็น "HIGT" ทั้ง  $Q_1$   
 และ  $Q_2$  ก็จะทำางานสลับกัน (ใช้สำหรับวงจรแบบ PUSH PULL)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

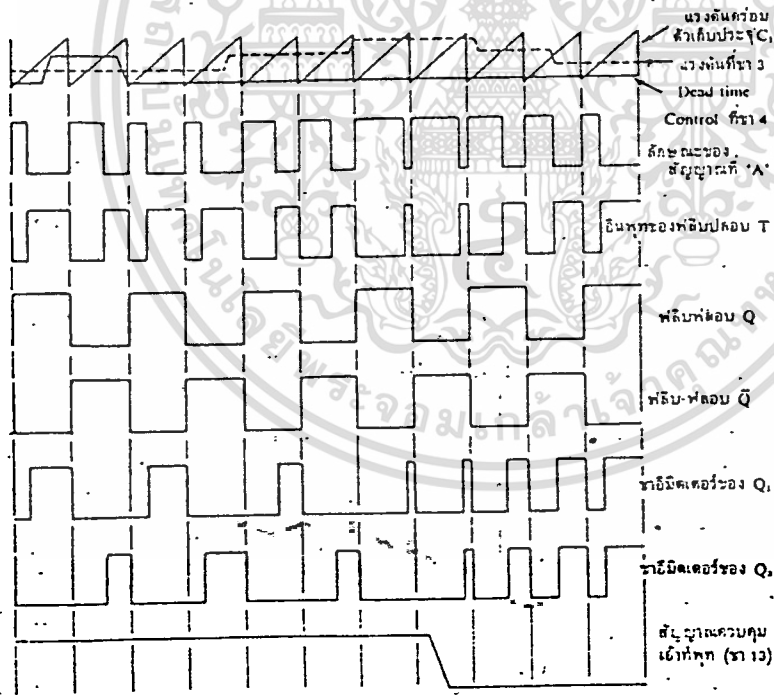
หรือถ้าหากควบคุมได้เป็น "LOW" ทั้ง  $Q_1$  และ  $Q_2$  ก็จะทำงานในแบบที่ขนานกัน (ใช้สำหรับวงจร  
 และกับ BRIDGE ) นอกจากนี้ก็ยังมีวงจรเพิ่มเติมอีกบางส่วน เพื่อให้ไอซีเองมีฟังก์ชันการทำงานที่สม  
 บูรณ์มากขึ้น เช่นว่ามีวงจร DEAD TIME COMPARATOR เพื่อป้องกันกระแสเกิน วงจรป้องกันกระแส  
 เกินจะทำงานโดยอาศัยแรงดันซึ่งเกิดจากกระแสทางเอาต์พุตไหลผ่านตัวต้านทานค่าๆ ๆ ที่ต่ออนุกรมไว้  
 ถ้าหากว่าแรงดันสูงถึงค่าที่กึ่งไว้ เฮอร์เบอ์แอมป์ส่วนนี้ จะส่งผลไปลด  $t_{on}$  ของทรานซิสเตอร์ ส่วน  
 ลอจิกเกตและฟิลิปพลอยจะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$

วงจรในรูปที่ 3 และรูปที่ 4 จะมีข้อแตกต่างกันอยู่เล็กน้อย เช่นว่าที่ขาอินพุตจะมีแรงดันประ  
 มาณ 0.1 V ที่ขอก็คือ DEAD TIME CONTROL แรงดันออฟเซ็ท อันนี้จะป้อนเข้าที่ขาอินเวอร์ทิ่งอินพุต  
 ของวงจร DEAD TIME COMPARATOR ทั้งนี้เมื่อแรงดันคร่อม  $C_T$  สูงกว่า 0.1 โวลต์ คอมพารา  
 เทอร์ก็จะให้เอาต์พุตเป็น "HIGH" และทุกไซเคิล การออสซิลเลท  $C_T$  จะคายประจุและแรงดันต่ำกว่า  
 นี้ในคอนตันของสัญญาณแรมป์ทุกคู่ ทางเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์จะต้องมีช่วง "LOW" อยู่เสมอ เพื่อให้  
 ทรานซิสเตอร์หยุดการกระแส ช่วงนี้จะเรียกว่าเวลาที่ ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (DEAD TIME) และควม  
 คุมสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานแบบสวิตช์ซึ่งทุกตัวในช่วง "ON" จะมีการสะสมประจุในเบส  
 ถ้าหากว่าช่วง "OFF" ไม่นานพอ (ที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้) ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเป็น เสมิคอนดักเจอร์  
 ซึ่งเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ วงจร PWM COMPARATOR ได้รับการ ออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดัน  
 คร่อม  $C_T$  ซึ่งจะรวมกับแรงดันออฟเซ็ทอีก 0.7 โวลต์ กับแรงดันจากเอาต์พุตของวงจร เฮอร์เบอ์แอมป์  
 จะเห็นว่าที่ขาอินเวอร์ทิ่งอินพุตของ PWM COMPARATOR จะต่อกับวงจรคิงกระแสคงที่ 0.6 มิลลิแอมป์  
 เมื่อวงจร เฮอร์เบอ์แอมป์ตรวจสอบความแตกต่างได้จะส่งกระแสออกมาที่กลางกับกระแส 0.6 มิลลิแอมป์  
 นี้ เอาต์พุตของเฮอร์เบอ์แอมป์แต่ละชุดจะมีไดโอดอนุกรมอยู่เพื่อทำตัวเป็น ORGATE นั่นเอง ท่านองเกี่ยว  
 กันแรงดันที่ขา 3 (COMPANSATION/ PWM COMPARATOR INPUT) จะสามารถควบคุมผลทางเอาต์พุต  
 เช่นกันกับส่วนของ DEAD TIME CONTROL

อีกส่วนหนึ่งที่เพิ่มเติมเข้ามาก็คือ วงจรเรคคูลเลทแรงดัน 5 โวลต์ เพื่อใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง  
 (วงจรนี้สามารถจ่ายกระแสได้ 20 mA ) หรือจะให้จ่ายให้กับวงจรภายนอกก็ได้  
 เราก็คงรู้จักกับวงจร เบื้องต้นต่าง ๆ พอสมควรแล้วทีนี้ก็มาถึงวงจรที่จะทำกันจริง ๆ



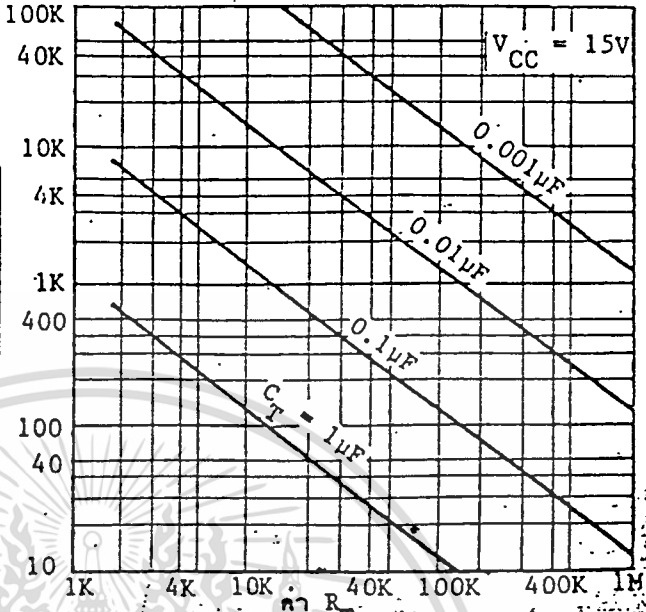
รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมภายใน TL 494



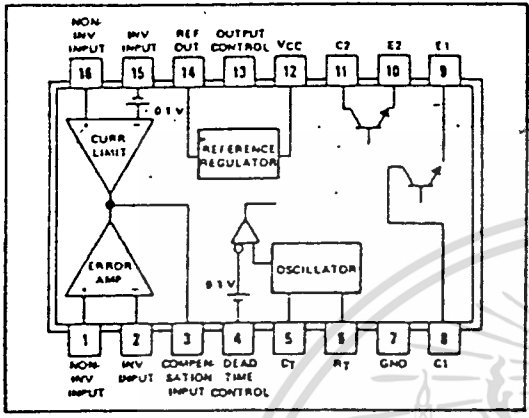
รูปที่ 4 โทมมิ่งไดอะแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ออสซิลเลชัน



TL494M ... J  
TL494I, TL494C ... J OR N  
DUAL-IN-LINE PACKAGE  
(TOP VIEW)



ตำแหน่งขาของ TL494

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่  $R_T$  และ  $C_T$

ข้อมูลจำเพาะบางประการของ TL 494	ค่าต่ำสุด	ค่าปกติ	ค่าสูงสุด	หน่วย
แรงดันไฟเลี้ยง	7		40	โวลท์
แรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอาต์พุต			40	โวลท์
กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอาต์พุต			200	มิลลิแอมป์
กระแสไบอัสอินพุต			500	นาโมแอมป์
แรงดันขีดเริ่มในการตรวจสอบกระแสเกิน		0.1		โวลท์
แรงดันคร่อมคอลเลคเตอร์-อีมิเตอร์		1.2		โวลท์
ช่วงการปรับควิตี้ไซเคิล	0	-	45	%
ช่วงความถี่	0.001		200	กิโลเฮิรต์
ค่าความผิดพลาดของความถี่		2		
แรงดันอ้างอิงเอาต์พุต	~4.75		5.25	โวลท์

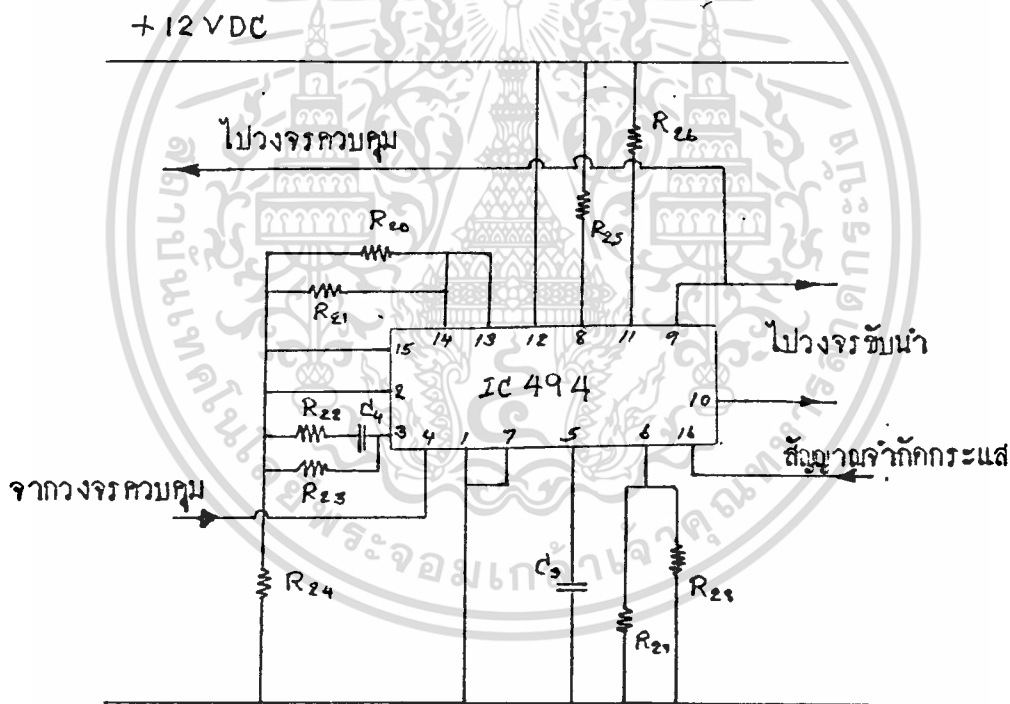
รูปที่ 5 ข้อมูลบางประการของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 ลักษณะวงจรและการสร้าง

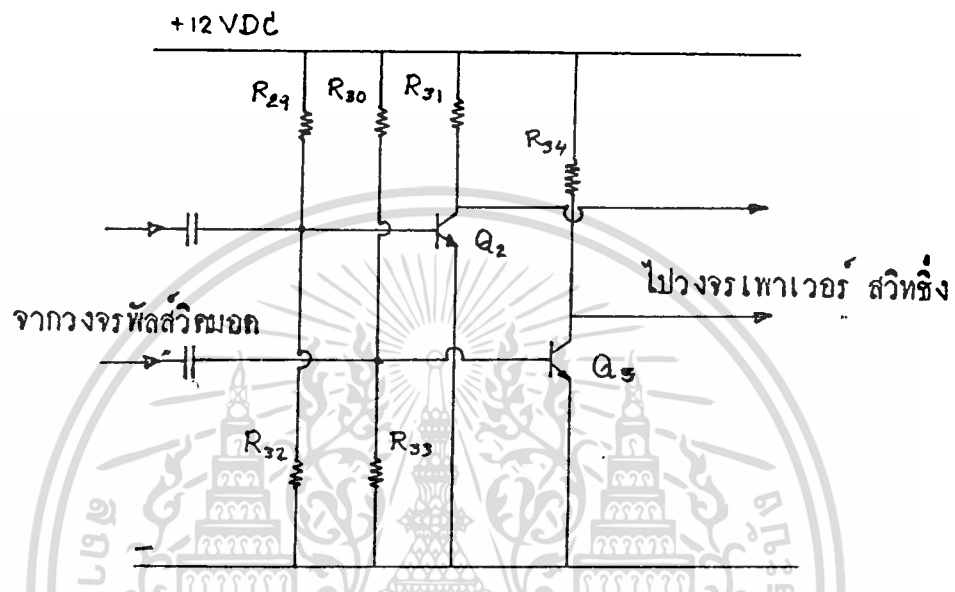
ในการสร้างจะคงใช้วงจรสวิตชิงเพาเวอร์ที่หลายชนิด พอร์เวอ์สคอนเวอเตอ์ โดยลักษณะการทำงานแบบเต็มแรงดันซึ่งเรียกววงจรแบบนี้ว่า DC TO DC Converter ซึ่งมีส่วนประกอบของวงจรดังต่อไปนี้

1 วงจรพัลส์วิดมอด (Pulse Width Mod) จาก IC 494 CN ซึ่งวงจรนี้ใช้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ขา 9 และขา 0 ซึ่งมี phase ตรงข้ามกัน สัญญาณที่ขาทั้งสองนี้จะใช้ เป็นสัญญาณอินพุทของวงจรควบคุมและวงจรขับนำ (driver) หอไปส่วนขนาดของควมถี่จะใ้จากค่าการกำหนดค่า  $R_{26}$ ,  $R_{27}$  และ  $C_3$  ซึ่งใ้ได้จากตารางหน้า รูปที่ 5. และสัญญาณการป้อนกลับ Error Amp. จะใ้จากแรงดันคร่อม  $R_{25}$  เมื่อมีกระแสไหลผ่านเต็มค่าที่ทั้งไวคคว  $R_{20}$ ,  $R_{21}$  และ  $R_{24}$  วงจร Error Amp ภายใ้ IC494CN จะทำการหยุดการสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ขา 9 และขา 0ทันที



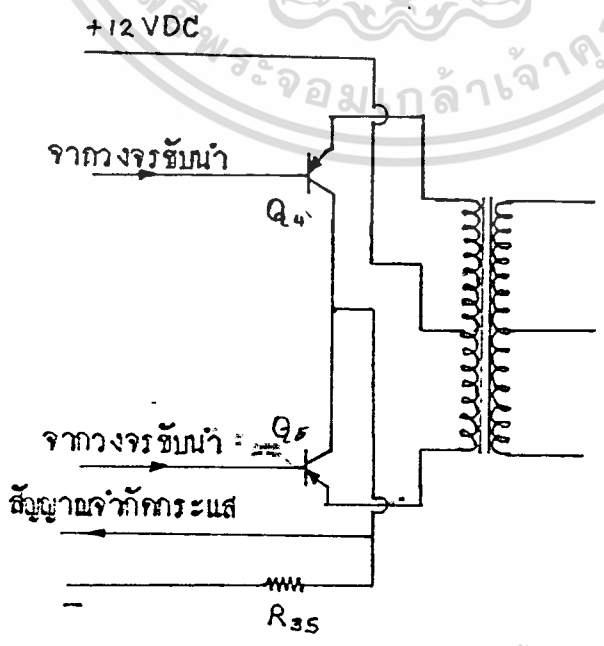
### 5.4 วงจรขับนำ (driver)

วงจรนี้จะเอาสัญญาณจาก IC494CN ที่ขา 9 และขา 10 มาขยายสัญญาณให้สูงขึ้นและขยายกำลัง เพื่อที่จะสามารถนำไปขับวงจร power switching ใหม่นี้ power out pull ขึ้นตามต้องการ วงจรขับนำ นี้ใช้วงจรคลาสเอสร้างซึ่งสัญญาณที่ไต่จากภาคนี้ทั้งสองสัญญาณจะมี phase ตรงข้ามกันและจะใช้เป็นอินพุต ของวงจร power switching



### 5.5 วงจร power switching push-pull

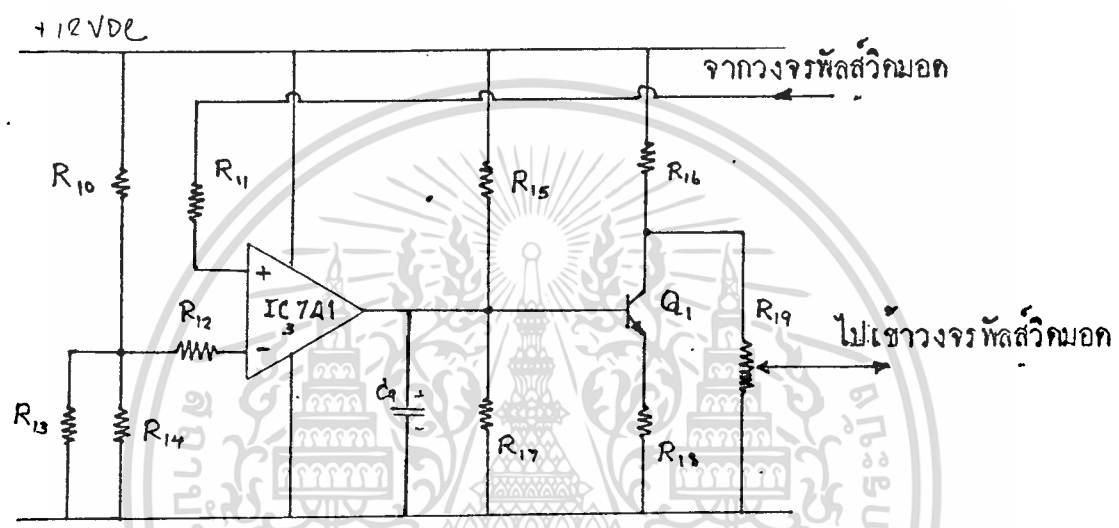
ใช้วงจรขยายกำลังแบบ push-pull ซึ่งนิยมใช้กันทั่วไปนี้ เป็นวงจรที่ยุ่งยากนักและใช้งานได้อีก ส่วนของการขยายแรงดันจะใช้ step up Transformer เป็นหม้อแปลงแกนเฟอไรท์ใช้กับความถี่สูงได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

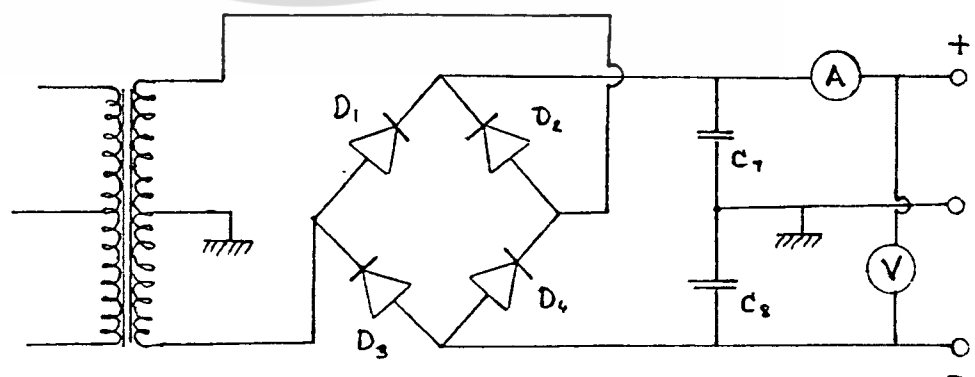
### 5.6 วงจรควบคุม

วงจรมีจะใช้สัญญาณจากเอาต์พุตของ Ic494CN เพราะสัญญาณนี้เป็นสัญญาณที่นำไปใช้  
 วงจร power switching โดยเอามาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ทั้งไวคัย R10, R13, R14 โดยใช้  
 Ic3741 เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณทั้งสองเนื่องจากสัญญาณที่โคม์คาคำจึงจำเป็นของขยายสัญญาณให้  
 สูงขึ้นเพียงพอที่จะนำไปใช้งานด้วย transistor Q1 ให้มีแรงดันประมาณ 3 โวลต์ซึ่งเพียงพอการ  
 เปรียบเทียบกับสัญญาณ Ramp (Ramp signal) ภายในตัว Ic 494CN ซึ่งเป็นการควบคุมขนาดของสัญญาณ  
 สี่เหลี่ยมที่นำไปใช้วงจร Power switching โดยสัญญาณควบคุมจะเข้าที่ขา 4 ของ Ic 494 CN



### 5.7 วงจร Rectifier filter

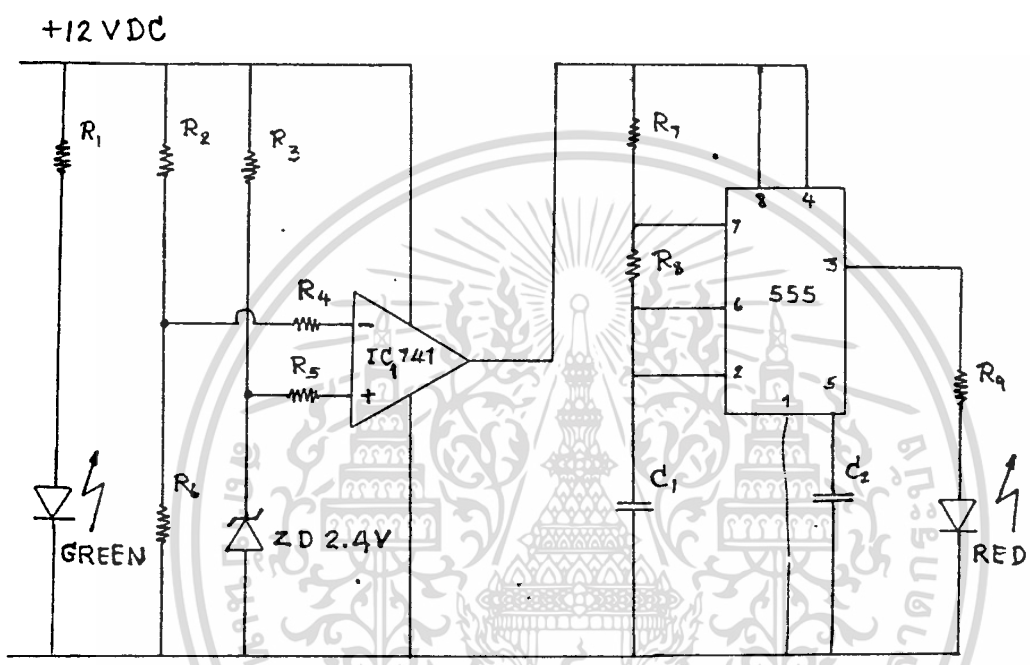
เนื่องจาก pulse มีขนาดแปร เปลี่ยนไปตามการ ความถี่ของใช้การ rectifier แบบ  
 Bridge เพื่อให้สัญญาณบวกและสัญญาณลบสมมาตรกัน ส่วนวงจรรองกระแส Filter ใช้ C7 และ  
 C8 เป็นตัวกรองสัญญาณซึ่งขนาดของค่า Capacitor ไม่คงสูงขนาดเพราะใช้ความถี่สูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

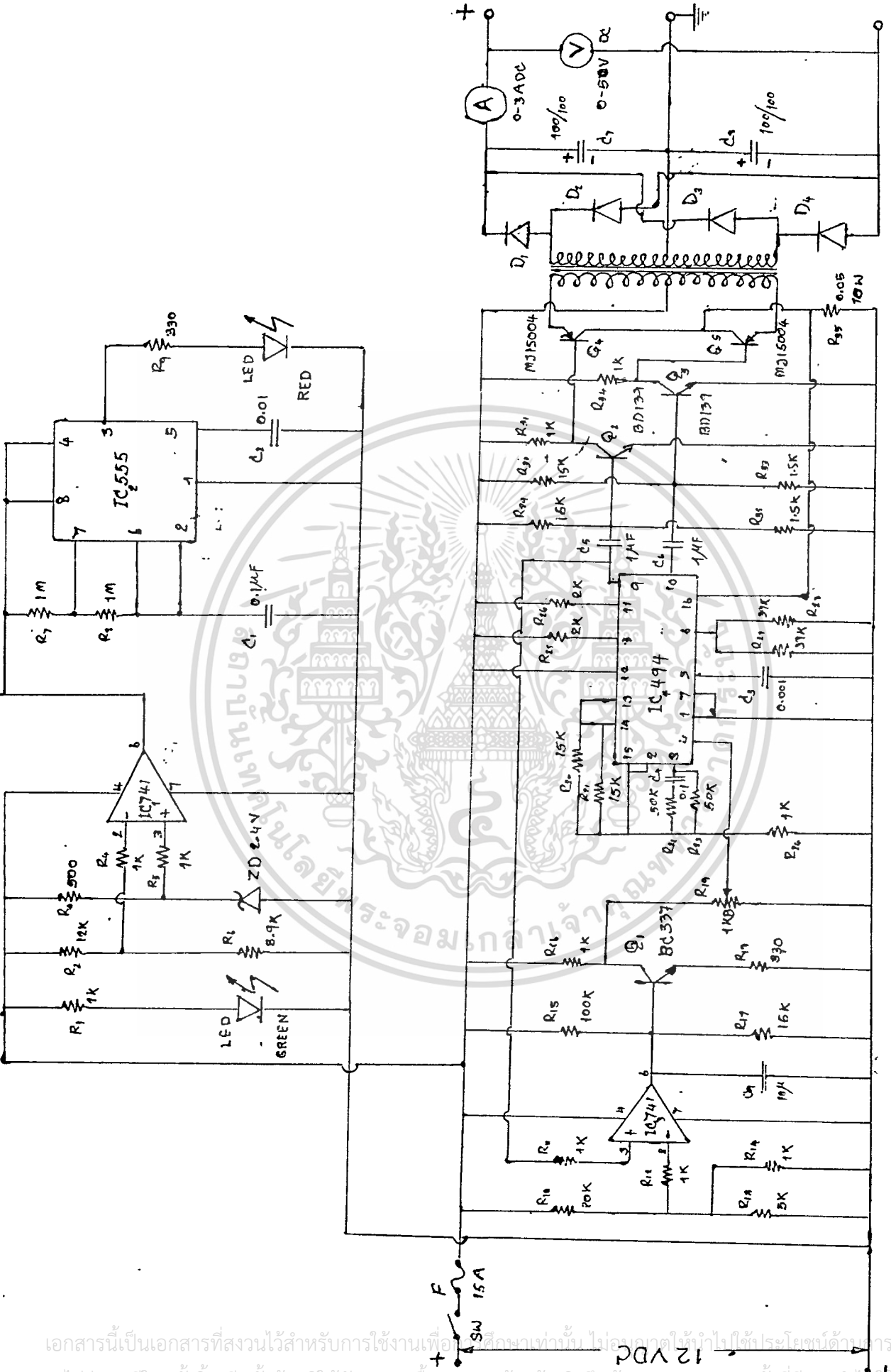
๕.8 ภาคนแสดงผลการทำงาน

จะประกอบด้วย LED สีเขียวแสดงว่ามีไฟวอลต 12 โวลต์เลี้ยงวงจรอยู่และถ้าเมื่อไฟตรง 1:2 โวลต์มีค่าต่ำลงจนถึงประมาณ 9-10 โวลต์ ก็จะมีสัญญาณไฟกระพริบจาก LED สีแดงเตือนให้ทราบ IC, 741 จะเป็นตัวเปรียบเทียบว่าไฟเลี้ยงต่ำกว่า 10 โวลต์ หรือยังเมื่อใดก็ตามจะทำให้สัญญาณอินพุตวงจรไฟกระพริบที่สร้างขึ้นด้วย IC 555

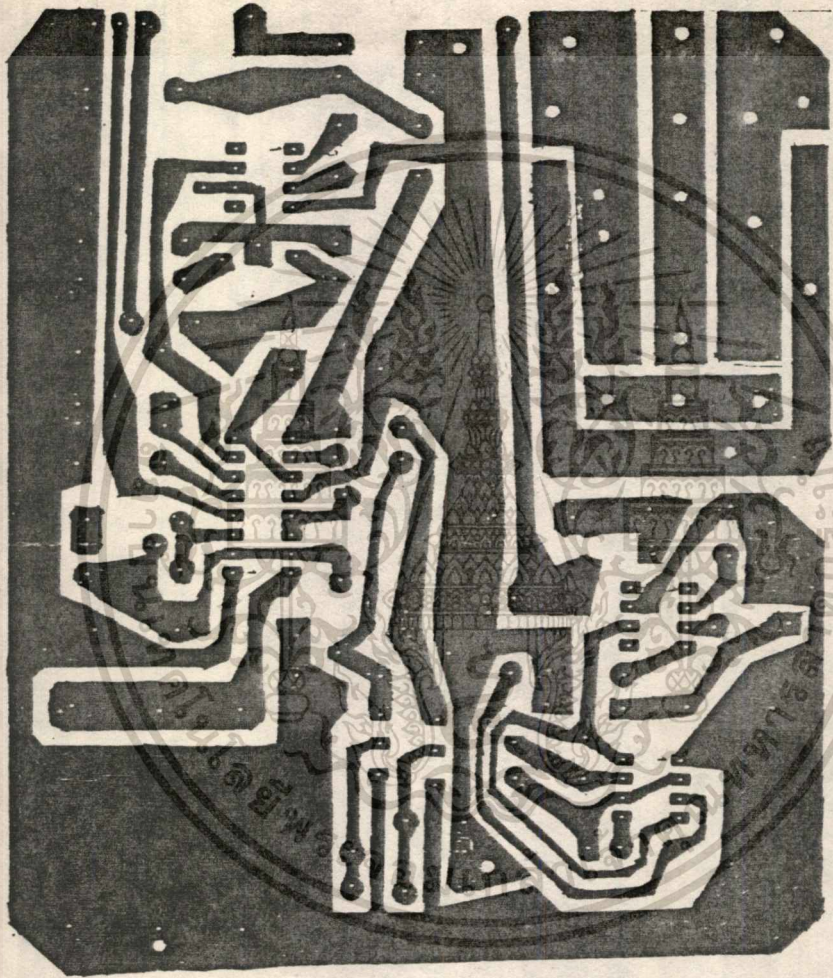


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.9 วงจรทำงานที่สมบูรณ์

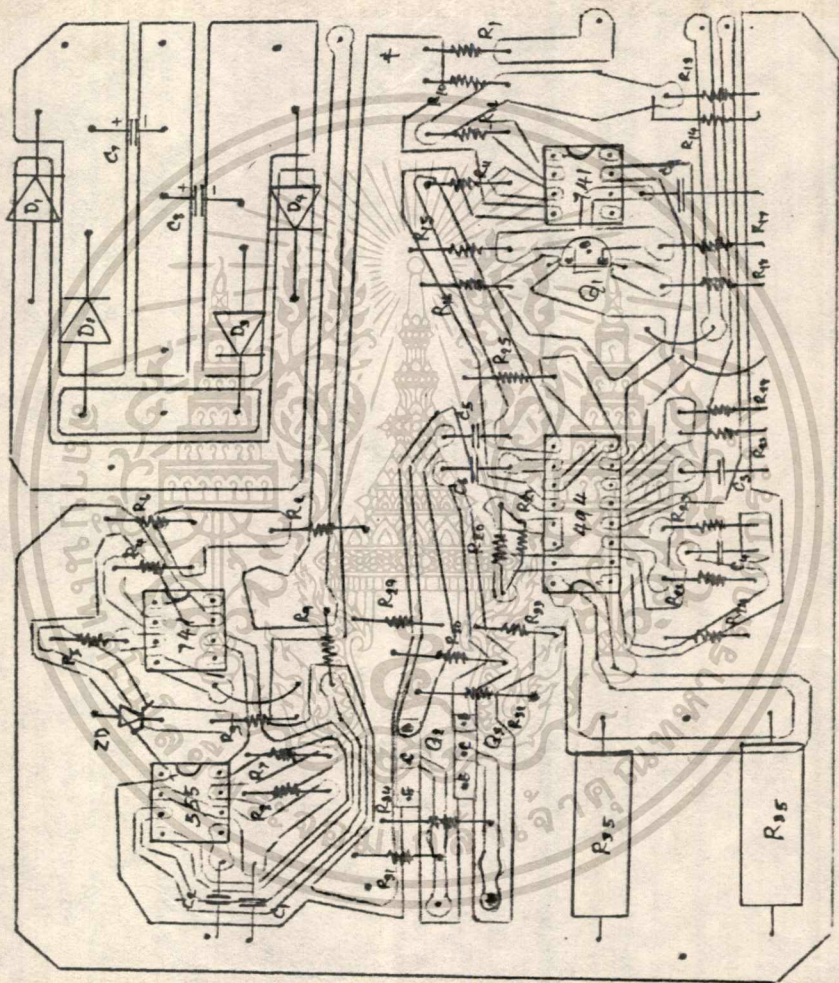


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-10 ลายปริบท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทวิจารณ์และสรุป

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เป็น เรกกูเรเตอร์ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย แต่ในบ้านเมืองเรากอนมียังไม่สามารถจะผลิตออกมาใช้งานได้จริงจังเพราะมีปัญหาทางด้านเทคนิคและการปฏิบัติพอสมควร ซึ่งโปรเจกต์นี้ก็ได้เป็นการ เริ่มพัฒนา สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเพื่อนำไปใช้งานได้จริงและสามารถใช้เพิ่มไฟฟ้ากระแสตรงในรถยนต์ที่มีไฟจากแบตเตอรี่เพียง 12 โวลต์

จากการทดลองชุดจ่ายไฟชุดนี้สามารถปรับแรงดันได้จาก 0-50 โวลต์ ค่ากำลังไฟที่เพิ่มขึ้นอยู่กับแกนเฟอไรท์ของหม้อแปลงด้วย โดยโปรเจกต์นี้ในโซแกนนี้ สามารถจ่ายกำลังได้ 100-150 วัตต์

เนื่องจากการปรับแรงดันของวงจร เกิดจากการเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ ดังนั้นวงจรเรียงกระแสจึงต้องใช้วงจรบริคท์ที่มีเซนเซอร์แท้จริงจะได้แรงดันที่สมมาตรกันของโทบวกและไฟลบเมื่อเทียบกับกราวด์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รายการอุปกรณ์

IC <sub>1</sub> , IC <sub>3</sub>	LM 741	ทรานซิสเตอร์
IC <sub>2</sub>	LM 555	ทรานซิสเตอร์
IC <sub>4</sub>	TL 494	ทรานซิสเตอร์
Q <sub>1</sub>	BC 337	
Q <sub>2</sub> , Q <sub>3</sub>	BD 139	
Q <sub>4</sub> , Q <sub>5</sub>	MJ 15004	

หม้อแปลงแกนเฟอไรต์ EI-50

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> Fast Recovery diode 3A 200V

LED สีเขียว สีแดง

ZD ซีเนอร์ไดโอด 2.4 V ½ W

M<sub>1</sub> ฟิล์มแอนิเมเตอร์ 0-3 ADC

M<sub>2</sub> ฟิล์มโวลท์มิเตอร์ 0-50 VDC

F ฟิวส์ 15 A

Sw switch on-off

เทอร์มินอลทองสาย สายไฟ น๊อต สกรู าลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวความต้านทาน  $\frac{1}{2}w$  5%

$R_1, R_4, R_5, R_{11}, R_{12}, R_{14}, R_{16}, R_{24}, R_{31}, R_{34}$	1 K $\Omega$
$R_2$ 12K $\Omega$	$R_{15}$ 100K $\Omega$
$R_3$ 500 $\Omega$	$R_{17}, R_{20}, R_{21}, R_{29}, R_{30}$ 15K $\Omega$
$R_6$ 3.9K $\Omega$	$R_{19}$ 1KB
$R_7, R_8$ 1K $\Omega$	$R_{22}, R_{23}$ 50K $\Omega$
$R_9, R_{18}$ 330 $\Omega$	$R_{25}, R_{26}$ 2K $\Omega$
$R_{10}$ 20K $\Omega$	$R_{27}, R_{28}$ 39K $\Omega$
$R_{13}$ 5K $\Omega$	$R_{32}, R_{33}$ 1.5K $\Omega$
	$R_{35}$ 0.1 $\Omega$ 5 วัตต์ 2 ตัว

ตัว capacitor (16V)

$C_1$ 0.1 $\mu F$	$C_4$ 0.1 $\mu F$
$C_2$ 0.01 $\mu F$	$C_5, C_6$ 1 $\mu F$
$C_3$ 0.001 $\mu F$	$C_7, C_8$ 100 $\mu F$ 100 โวลท์
$C_9$ 10 $\mu F$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. R.J HAVER, "A NEW APPROACH TO SWITCHING REGULATOR" FIRST EDITION, NEW YORK, 1974, P11-12
2. R.J.HAVER, " SWITCHED MODE POWER SUPPLY" SECOND EDITION, MOTOROLA NEW YORK, 1974 , P 87, p 95
3. SIGNATIC DATA BOOK, p104-106, p 201-203
4. ยืน ภูสุวรรณ, "ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 1"
5. ดร. มงคล เคนนครินทร์, ดร. ชاکรี ศรีไพพรรณ "อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน" คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
6. สมศักดิ์ ชุ่มช่วย วารสารคอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 83 2526 หน้า 142-152
7. ชาญชัย รุ่งเจริญ วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 5 ปีที่ 1 หน้า 57-59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494 TL495

## Advance Information

### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 and TL495 combine the best features of existing PWM control circuits and add other on-chip functions. These devices provide, on a single monolithic chip, all the control circuitry for PWM push-pull, bridge and series type switchmode power supplies.

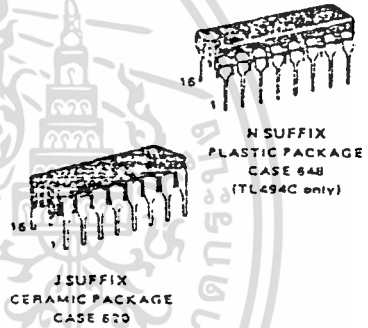
The TL494M/495M are specified over the military operating range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ . The TL494C/495C are specified from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ .

- Uncommitted Output Transistors Capable of 200 mA Source or Sink
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 V Reference
- Internal Protection from Double Pulsing of Outputs with Narrow Pulse Widths or with Supply Voltages below Specified Limits
- Dead Time Control Comparator
- Pulse-Steering Flip-Flop and Output Control Circuitry
- Easily Synchronized (Slaved) to Other Circuits
- On-Chip 39 V Zener for High Voltage ( $V_{IN} > 40\text{ V}$ ) Applications (TL495 only)
- Output Steering Control Pin Overrides Internal Pulse Steering Flip-Flop (TL495 only)

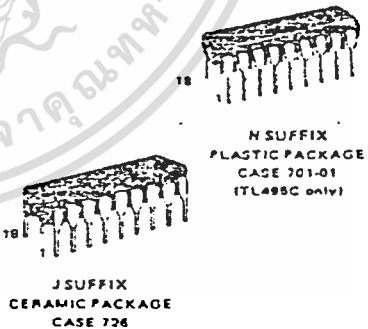
### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

### SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TL494

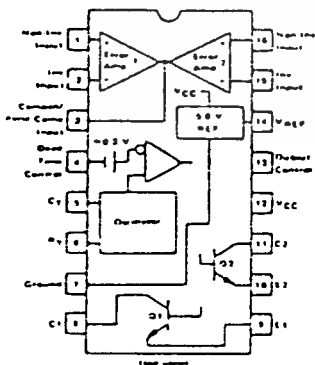


TL495

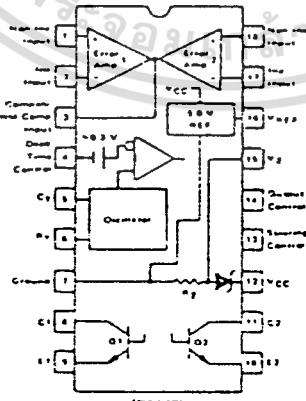


### PIN CONNECTIONS

TL494



TL495



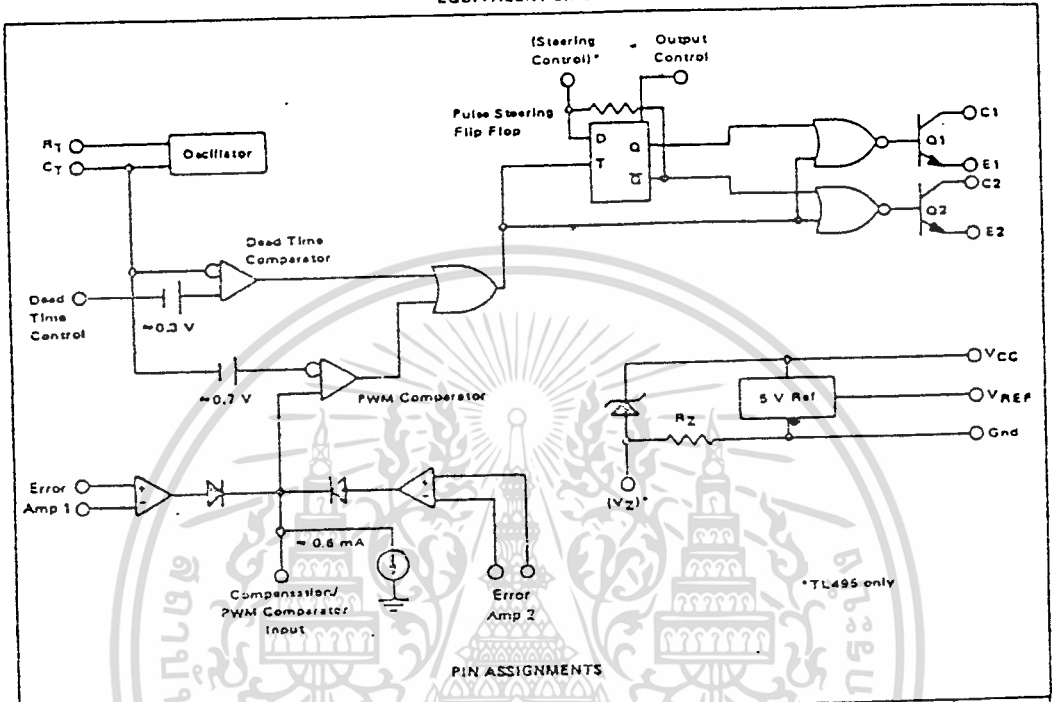
### ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CJ	$0$ to $+70^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
TL494CN	$0$ to $+70^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP
TL494MJ	$-55$ to $+125^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
TL495CJ	$0$ to $+70^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
TL495CN	$0$ to $+70^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495 (continued)

EQUIVALENT CIRCUIT



PIN ASSIGNMENTS

Devices	RT	CT	Dead Time Cntrl	Error Amp 1 + -	Error Amp 2 + -	VZ	Gnd	VREF	VCC	Q1 E1 C1	Q2 E2 C2	Output Cntrl	Steering Cntrl	Compen/PWM Comp Input
TL494	6	5	4	1 2	16 15	N.A.	7	14	12	9 3	10 11	13	N.A.	3
TL495	6	5	4	1 2	10 17	15	7	16	12	9 8	10 11	14	13	3

MAXIMUM RATINGS (Operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

Rating	Symbol	TL494M/495M	TL494C/495C	Unit
Power Supply Voltage	VCC		-2	V
Amplifier Input Voltages	V <sub>ICR</sub> or V <sub>IDR</sub>		VCC + 0.3	V
Output Collector Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>		42	V
Output Collector Current	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>		250	mA
Power Dissipation (T <sub>Z</sub> < 45°C)	P <sub>D</sub>		1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>		See Thermal Information	°C
Plastic Package		-	125	°C
Ceramic Package		150		°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-55 to +125	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>			°C
Ceramic Package		-65 to +150	-65 to +150	°C
Plastic Package		-	-55 to +125	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494C/TL495C		Unit
		Min	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	40	V
Amplifier Input Voltages (Referenced to Ground)	V <sub>ICR</sub> or V <sub>IDR</sub>	-0.3	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Output Collector Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	-	40	V
Output Collector Current	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	-	200	mA
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	470	-	pF
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	-	10	μF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.8	500	kHz
Operating Ambient Temperature Range TL494C and TL495C	T <sub>A</sub>	0	+70	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = 15 V, f<sub>osc</sub> = 10 kHz, operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	TL494C/TL495C			Unit
		Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I <sub>REF</sub> = 1.0 mA)	V <sub>REF</sub>	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (0°C < T <sub>A</sub> < 70°C)	ΔV <sub>REF</sub> (ΔT)	-	0.2	1.0	%
Line Regulation of Reference Voltage (7.0 V < V <sub>CC</sub> < 40 V) (T <sub>A</sub> = 25°C)	Reg <sub>line</sub>	-	2.0	25	mV
Load Regulation of Reference Voltage (1.0 mA < I <sub>REF</sub> < 10 mA) (T <sub>A</sub> = 25°C)	Reg <sub>load</sub>	-	1.0	15	mV
Short Circuit Output Current of Voltage Reference (V <sub>DES</sub> = 0)	I <sub>OS(REF)</sub>	-	35	-	mA

OSCILLATOR SECTION

Oscillator Frequency (C <sub>T</sub> = 0.01 μF, R <sub>T</sub> = 12 kΩ)	f <sub>osc</sub>	-	10	-	kHz
Standard Deviation of Frequency (Note 1) (All values of V <sub>CC</sub> , C <sub>T</sub> , R <sub>T</sub> , T <sub>A</sub> constant)	σ <sub>fosc</sub>	-	10	-	%
Oscillator Frequency Change with Temperature 0°C < T <sub>A</sub> < +70°C (C <sub>T</sub> = 0.01 μF, R <sub>T</sub> = 12 kΩ)	Δf <sub>osc</sub> (ΔT)	-	-	2	%
Oscillator Frequency Change with Voltage (7 V < V <sub>CC</sub> < 40 V) (T <sub>A</sub> = 25°C)	Δf <sub>osc</sub> (ΔV)	-	0.1	-	%

DEAD-TIME CONTROL SECTION

Input Bias Current (Pin 4) (V <sub>CC</sub> = 15 V, 0 V < V <sub>IN</sub> < 5.25 V)	I <sub>BI(DT)</sub>	-10	-2.0	0	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output (V <sub>CC</sub> = 15 V, Pin 4 = 0 V, "Output Control" Pin = V <sub>REF</sub> )	DC <sub>max</sub>	45	-	-	%
Input Threshold Voltage Zero Duty Cycle Maximum Duty Cycle	V <sub>TH(in)</sub>	- 0	3.0 -	3.3 -	V

Note 1: Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula; σ =

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

TL494, TL495 (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristic	Symbol	TL494C/TL495C			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>					
Input Offset Voltage ( $V_{O3} = 2.5 \text{ V}$ )	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_{O3} = 2.5 \text{ V}$ )	$I_{IO}$	—	25	250	nA
Input Bias Current ( $V_{O3} = 2.5 \text{ V}$ )	$I_{IB}$	—	0.2	1.0	$\mu\text{A}$
Input Common Mode Voltage Range ( $7 \text{ V} < V_{CC} < 40 \text{ V}$ )	$V_{ICR}$	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Large-Signal Open Loop Voltage Gain ( $\pm V_{O3} = 3 \text{ V}, 0.5 \text{ V} < V_{O3} < 3.5 \text{ V}$ )	$A_{VOL}$	70	95	—	db
Unity Gain Crossover Frequency	$f_c$	—	800	—	kHz
Common Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$ )	CMRR	65	80	—	db
Output Sink Current ( $-15 \text{ mV} > V_{ID} > -5 \text{ V}, V_{O3} = 0.7 \text{ V}$ )	$I_{O-}$	-0.3	-0.6	—	mA
Output Source Current ( $15 \text{ mV} < V_{ID} < 5 \text{ V}, V_{O3} = 3.5 \text{ V}$ )	$I_{O+}$	2.0	—	—	mA
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Pin 3)</b>					
Inhibit Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	$V_{THI}$	—	4.0	4.5	V
Input Sink Current ( $-15 \text{ mV} > V_{ID} > -5 \text{ V}, V_{O3} = 0.7 \text{ V}$ )	$I_{I-}$	-0.3	-0.6	—	mA
<b>OUTPUT SECTION</b>					
Output Saturation Voltage Common-Emitter Configuration ( $V_E = 0 \text{ V}, I_C = 200 \text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.1	1.3	V
Emitter-Follower Configuration ( $V_C = 15 \text{ V}, I_E = 200 \text{ mA}$ )		—	1.5	2.5	
Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40 \text{ V}, V_{CE} = 40 \text{ V}$ )	$I_{C \text{ off}}$	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40 \text{ V}, V_C = 40 \text{ V}, V_E = 0 \text{ V}$ )	$I_{E \text{ off}}$	—	—	100	$\mu\text{A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DESCRIPTION**

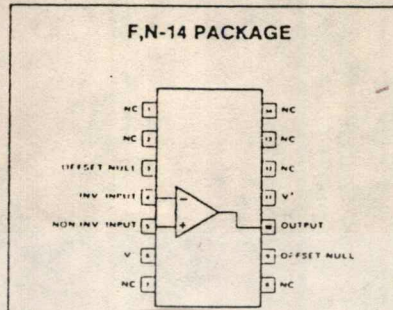
The  $\mu$ A741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The  $\mu$ A741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

The MC1558/MC1458/SA1458 consist of a pair of 741 operational amplifiers on a single chip.

**FEATURES**

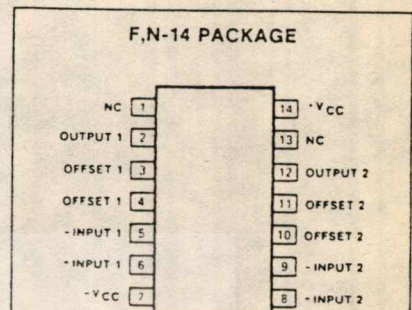
- Internal frequency compensation
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- High input voltage range
- No latch-up
- 1558/1458 are 2 "op amps" in space of one 741 package
- MC1558 Mil std 883A,B,C available
- A741 Mil std 883A,B,C available

**PIN CONFIGURATIONS**



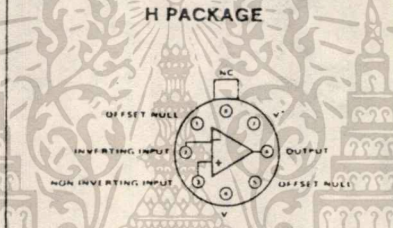
ORDER PART NO.

$\mu$ A741F  
 $\mu$ A741N-14  
 $\mu$ A741CF  
 $\mu$ A741CN-14



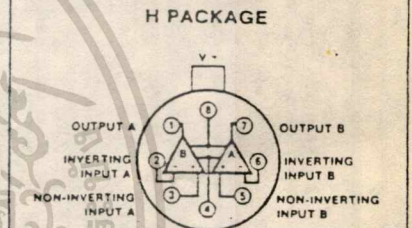
ORDER PART NO.

MC1458F  
MC1558F  
MC1458N-14  
MC1558N-14



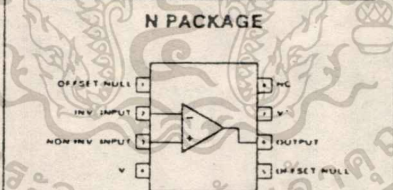
ORDER PART NO.

$\mu$ A741H  
 $\mu$ A741CH



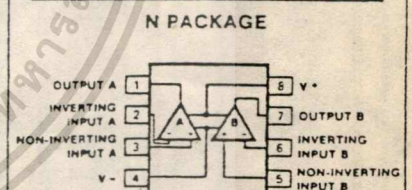
ORDER PART NO.

MC1458H  
MC1558H



ORDER PART NO.

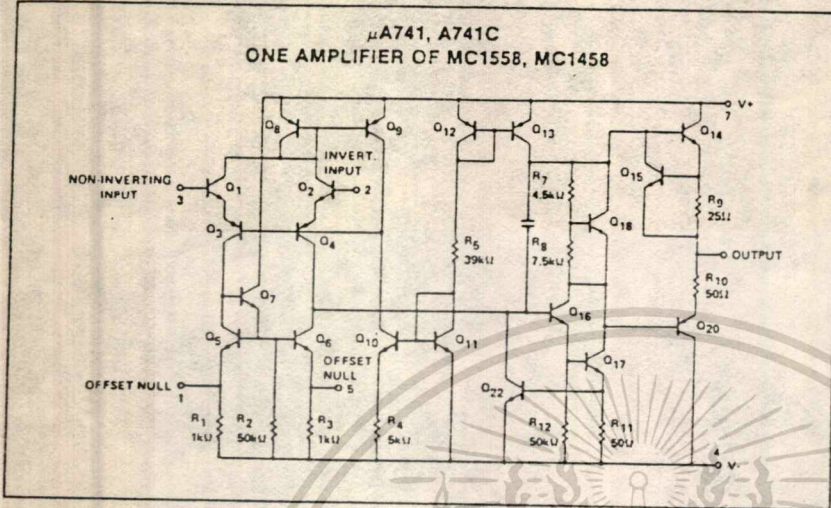
$\mu$ A741N  
 $\mu$ A741CN



ORDER PART NO.

MC1458N  
MC1558N

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
$\mu$ A741C	$\pm 18$	V
MC1458		
$\mu$ 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 +85	$^{\circ}$ C
Storage temperature range	-55 to +125	$^{\circ}$ C
Lead temperature (soldering 60sec)	-65 to +150	$^{\circ}$ C
	300	$^{\circ}$ C

NOTES

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	$\mu$ A741			$\mu$ A741C			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Vos	Offset voltage		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
Ios	Offset current		1.0	6.0		7.5	7.5	mV
I <sub>BIAS</sub>	Input bias current		20	200		20	200	nA
			7.0	200			300	nA
			20	500				nA
			80	500		80	500	nA
			30	500			800	nA
			300	1500				nA
V <sub>OUT</sub>	Output voltage swing		$\pm 12$	$\pm 14$		$\pm 12$	$\pm 14$	V
			$\pm 10$	$\pm 13$		$\pm 10$	$\pm 13$	V
A <sub>VOL</sub>	Large signal voltage gain		50	200		20	200	V/mV
			25			15		V/mV
	Offset voltage adjustment range		$\pm 30$			$\pm 30$		mV
P <sub>SR</sub>	Supply voltage rejection ratio		10	150		10	150	$\mu\text{V/V}$
CMRR	Common mode rejection ratio							$\mu\text{V/V}$
			70	90				dB
I <sub>CC</sub>	Supply current		1.4	2.8		1.4	2.8	mA
			1.5	2.5				mA
			2.0	3.3				mA
V <sub>IN</sub>	Input voltage range		$\pm 12$	$\pm 13$		$\pm 12$	$\pm 13$	V
R <sub>IN</sub>	Input resistance		0.3	2.0		0.3	2.0	M $\Omega$
P <sub>d</sub>	Power consumption		50	85		50	85	mW
			45	75				mW
			45	100				mW
R <sub>OUT</sub>	Output resistance		75			75		$\Omega$
I <sub>SC</sub>	Output short-circuit current		25			25		mA

DC 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 <sub>OS</sub> Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$ , over temp.		1.0	5.0 6.0	mV mV
I <sub>OS</sub> Offset current	Over temp.		20	200 500	nA nA
I <sub>BIAS</sub> Input bias current	Over temp.		80	500 1500	nA nA
V <sub>OUT</sub> 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 <sub>VOL</sub> 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 <sub>CC</sub> Supply current			2.3	5.6	mA
V <sub>IN</sub> Input voltage range	( $\mu$ A741, over temp.)	$\pm 12$	$\pm 13$		V
R <sub>IN</sub> Input resistance					M $\Omega$
P <sub>d</sub> Power consumption			70	150	mW
R <sub>OUT</sub> Channel separation			120		dB
I <sub>SC</sub> Output resistance			25		$\Omega$ mA
I <sub>SC</sub> Output short-circuit current			25		mA

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

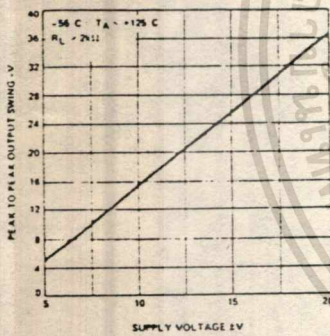
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1458			UNIT
		Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub> Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$ , over temp.		2.0	6.0 7.5	mV mV
I <sub>OS</sub> Offset current	Over temp.		20	200 300	nA nA
I <sub>BIAS</sub> Input bias current	Over temp.		80	500 800	nA nA
V <sub>OUT</sub> 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 <sub>VOL</sub> 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 <sub>CC</sub> Supply current			2.3	5.0	mA
V <sub>IN</sub> Input voltage range	( $\mu$ A741, over temp.)	$\pm 12$	$\pm 13$		V
R <sub>IN</sub> Input resistance					M $\Omega$
P <sub>d</sub> Power consumption			70	170	mW
R <sub>OUT</sub> Channel separation			120		dB
I <sub>SC</sub> Output short-circuit current			25		mA

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

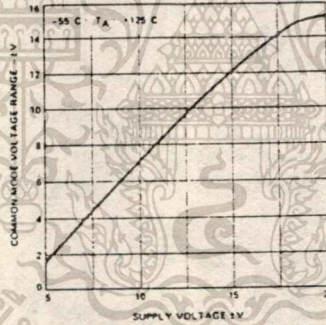
PARAMETER	TEST CONDITIONS	$\mu$ A741, $\mu$ A741C			MC1558, MC1458			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Parallel input resistance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$		1.4		0.3			M $\Omega$
Parallel input capacitance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$							pF
Common mode input impedance	$f = 20\text{Hz}$				200			M $\Omega$
Equivalent 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	$A_V = 1$ , $R_L = 2.0\text{k}\Omega$ , $\text{THD} \leq 5\%$ $V_{OUT} = 20\text{Vp-p}$				14			kHz
Phase margin					65			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			%
Overshoot			0.5		0.8			V/ $\mu\text{s}$
Slew rate	$C \leq 100\text{pf}$ , $R_L \geq 2\text{k}$ , $V_{IN} = \pm 10\text{V}$							

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

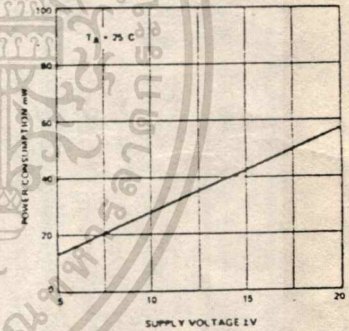
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



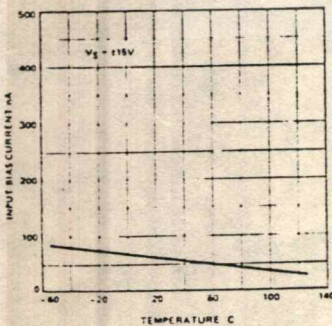
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



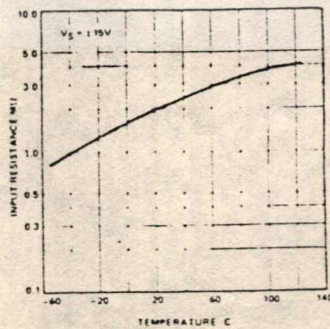
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



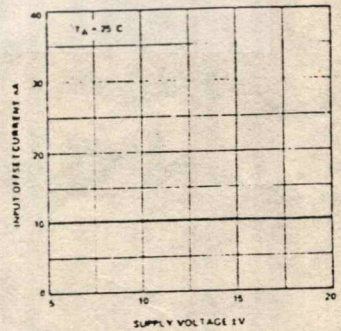
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE

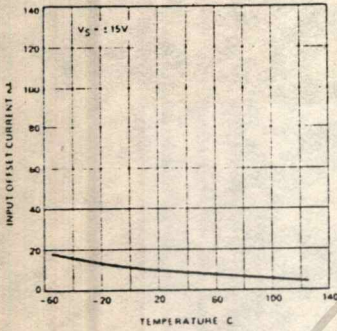


INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

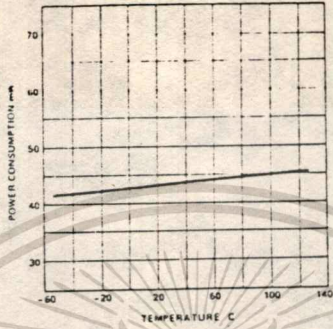


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

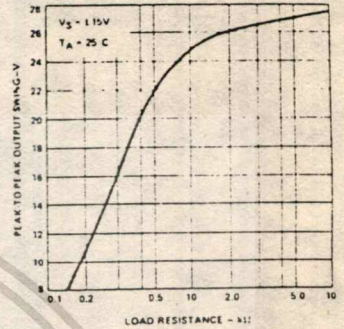
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



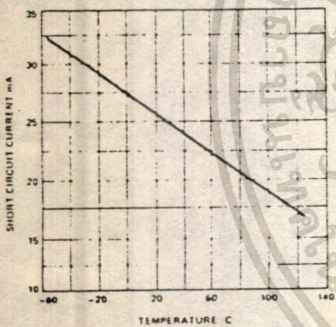
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



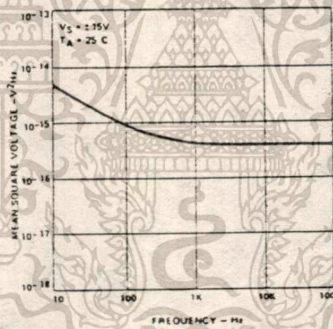
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



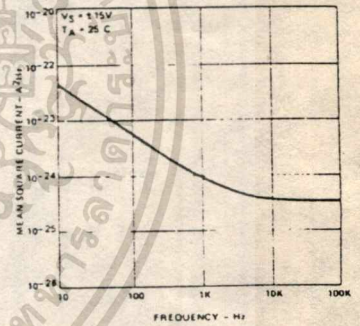
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



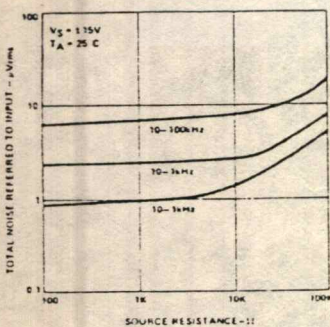
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



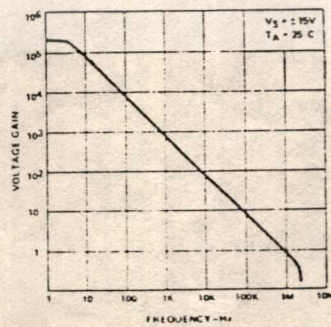
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



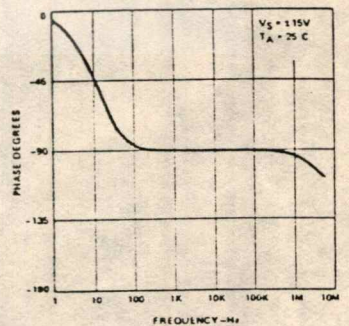
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY

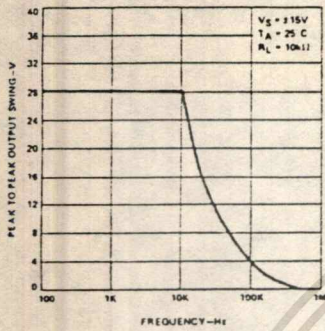


OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY

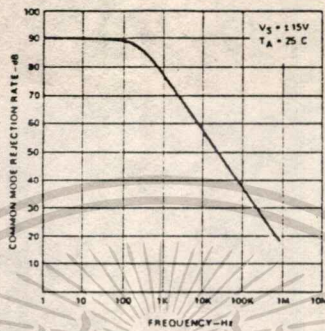


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

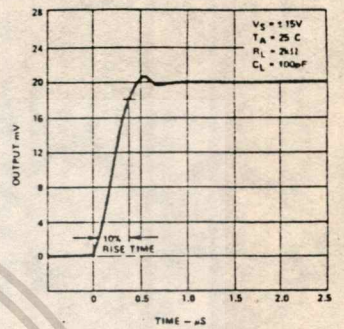
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF FREQUENCY



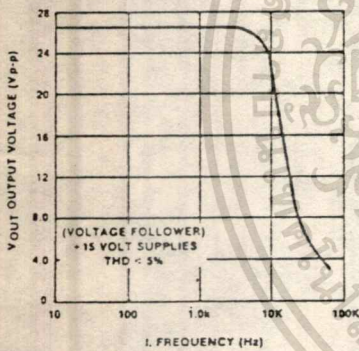
COMMON MODE REJECTION RATIO AS A FUNCTION OF FREQUENCY



TRANSIENT RESPONSE



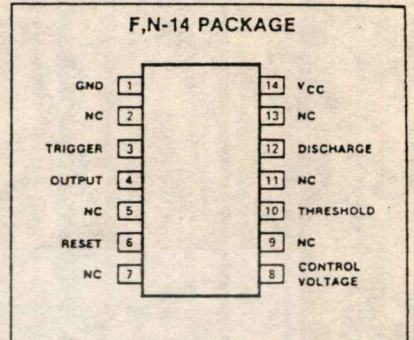
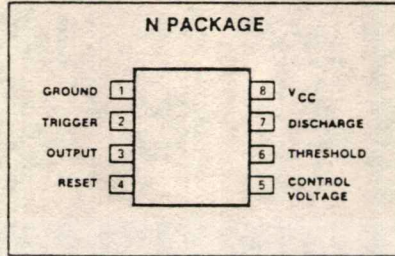
POWER BANDWIDTH (Large Signal Swing vs Frequency)



**FEATURES**

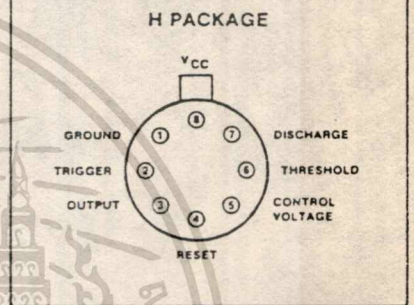
- Turn off time less than 2 $\mu$ s
- Maximum operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per  $^{\circ}$ C
- SE555 MII std 883A,B,C available M38510 (JAN) approved, M38510 processing available.

**PIN CONFIGURATIONS**



**APPLICATIONS**

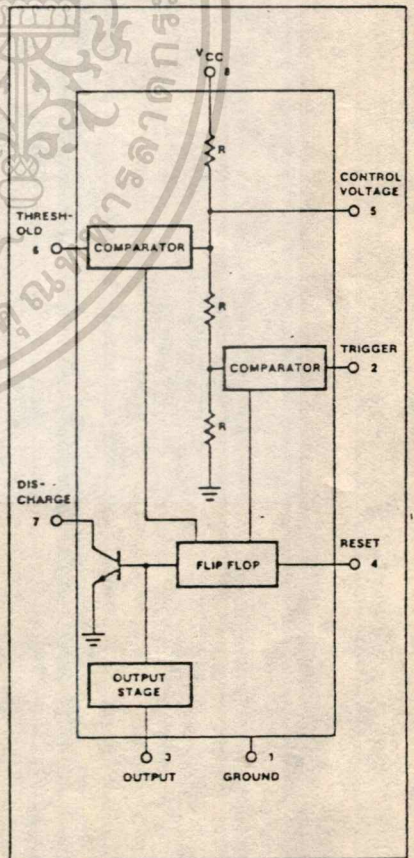
- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Missing pulse detector



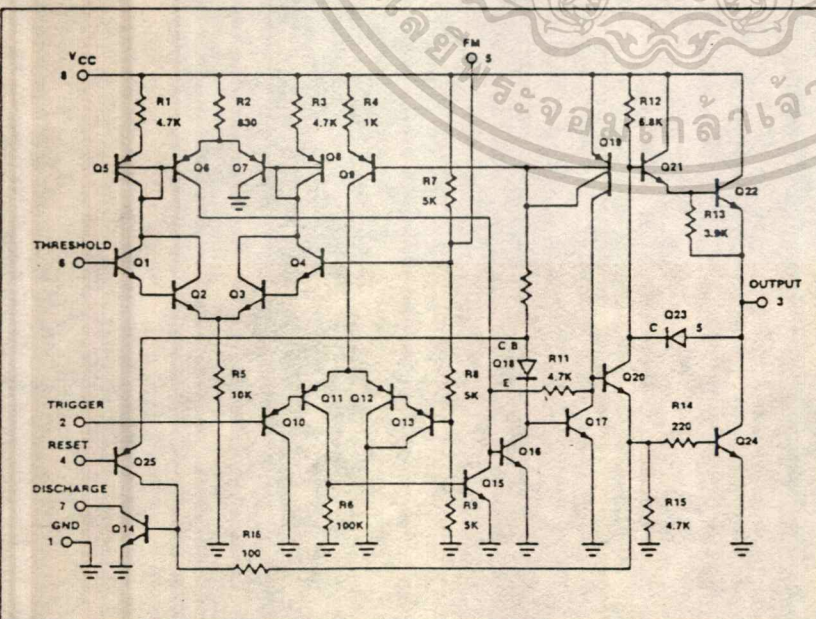
**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

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

**BLOCK DIAGRAM**



**EQUIVALENT SCHEMATIC**



DC 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		18	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	6 15	mA mA
Timing error (monostable) Initial accuracy <sup>2</sup> Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A = 2\text{K}\Omega$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$		0.5 30 0.05	2.0 100 0.2		1.0 50 0.1	3.0 3.0 0.5	% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
Timing error (astable) Initial accuracy <sup>2</sup> Drift with temperature Drift with supply voltage	$R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{V}$		1.5 90 0.15			2.25 150 0.3		% ppm/ $^\circ\text{C}$ %/V
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	9.0 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	8.8 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	$V_{RESET} = 0\text{V}$		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 2.5		0.1 0.4 2.0 2.5	0.25 0.75 2.5 2.5	V V V V V V V
Output voltage (high)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$			12.5 13.0 13.3		12.5 12.75 13.3		V 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	na

NOTES

- Supply current when output high typically 1mA less.
- Tested at  $V_{CC} = 5\text{V}$  and  $V_{CC} = 15\text{V}$ .
- This will determine the maximum value of  $R_A + R_B$ , for 15V operation, the max total  $R = 10$  megohm, and for 5V operation, the max total  $R = 3.4$  megohm.
- Specified with trigger input high.
- Time measured from a positive going input pulse from 0 to  $0.6 \times V_{CC}$  into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

