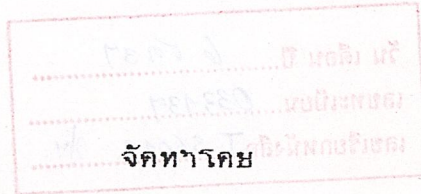


ดี ซี ช็อบเปอร์

D. C. CHOPPER



นาย ปราโมทย์ วิเชียรปัญญา 33100212

นาย นิตินทร สุวรรณศาสน์ 33100171

อาจารย์ที่ปรึกษา

ร.ศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจาเริญ

อ. สมภพ ผลไม้

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

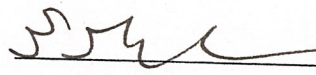
สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2536

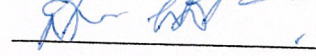
บทคัดย่อ	หน้าที่
บทนำ	1
บทที่1: Chopper control of D.C motors	2
บทที่2: Step down converter	4
บทที่3: คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์	6
3.1 Power transistor circuit	14
3.2 Power transistor characteristics	14
3.3 เปรียบเทียบ switching device	16
3.4 SOA	18
บทที่4: ตัววงจรสร้างสัญญาณต่างๆ	22
4.1 หลักเกณฑ์ในการสร้างคลื่นPWM	26
4.2 วงจรกำลัง	26
4.3 ส่วนกรองสัญญาณ output	29
4.4 แหล่งจ่ายไฟตรง	31
4.5 วงจรควบคุม	36
4.6 วงจรขับเบส	37
4.7 ระบบป้องกัน	44
4.8 วงจรกลับทิศการหมุนmotor	47
บทที่5: ผลการทดลอง	51
กิตติกรรมประกาศ	53
เอกสารอ้างอิง	62
	63

ปริญญาโทปีการศึกษา 2536

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง  
เรื่อง ตี.ซี. ซ้อปเป็อร์ผู้จัดทำ: 1. นาย ปราโมทย์ วิเชียรปัญญา 33100212  
2. นาย นิติธร สุวรรณศาสน์ 33100171 อาจารย์ที่ปรึกษา

(ร.ศ.ดร. วิริยะ พิเศษจำเริญ)

 อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. สมภพ ผลไม้)

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการใช้วงจร ตี.ซี. ซ้อปเป็อร์ ชนิด 1 quadrant ในการควบคุมความเร็วของตี.ซี. มอเตอร์ชนิด separate exite โดยการสวิตซ์ซึ่งตามความกว้างของพัลส์ ใช้วงจรสร้างสัญญาณควบคุมแบบ pulse width modulation และใช้อุปกรณ์ switching ชนิด bipolar power transistor เนื่องจากมีความเร็วในการ switching สูงและ power loss ต่ำ

ในโครงการนี้ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ส่วนแรกเป็นส่วนสร้างไฟกระแสตรง 220V ส่วนที่ 2 เป็นวงจรสร้างสัญญาณขับขาเบสของ power transistor ส่วนที่ 3 เป็นส่วนควบคุม โดยการป้อนกลับแรงดันจากส่วนที่ต่อกับโหลด

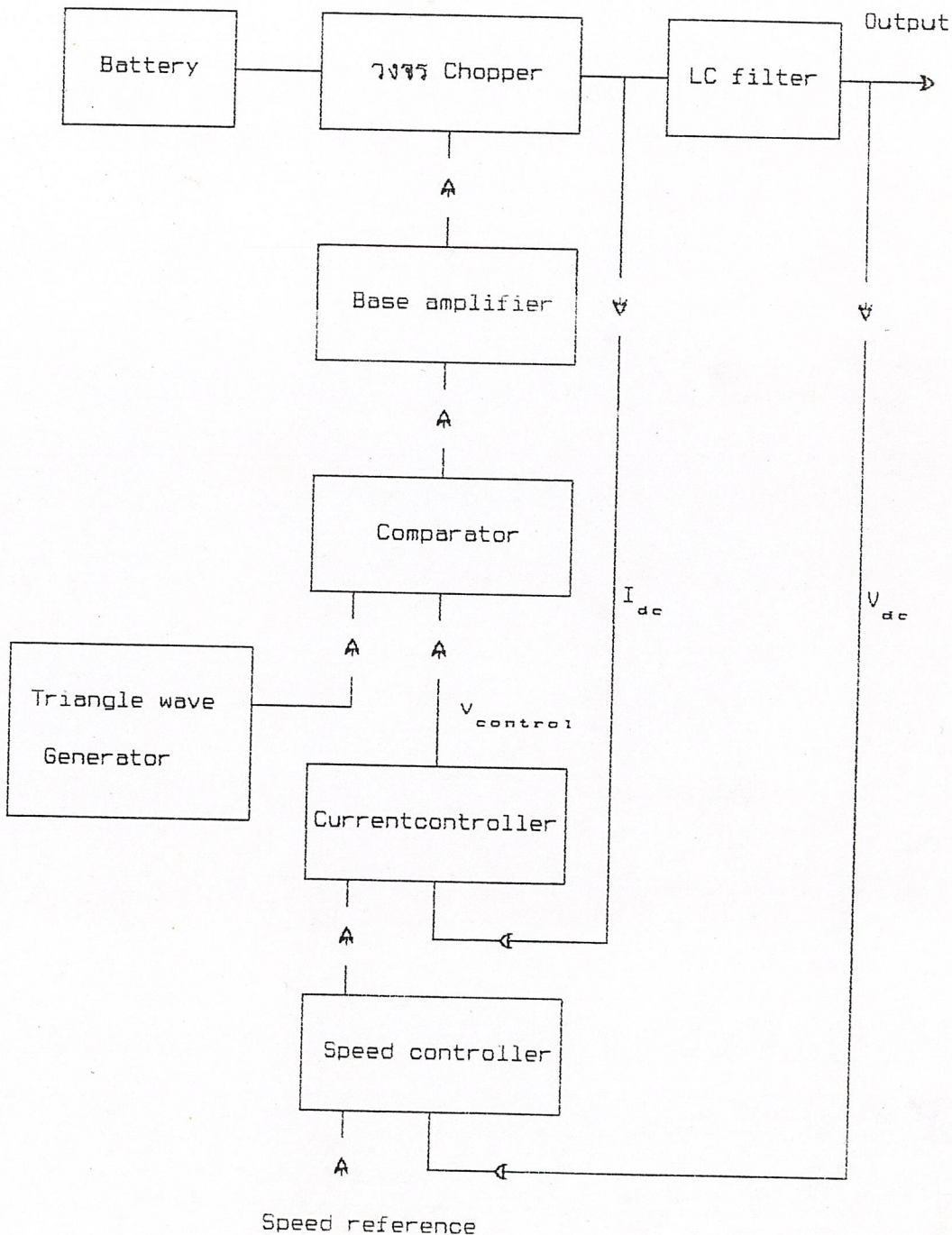
Abstract

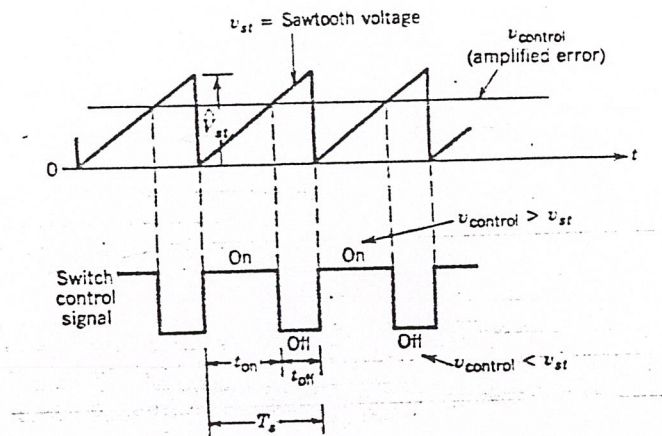
This Project performs 1 quadrant D.C. Chopper in controlling speed of separated exite D.C. motor by switching pulse width. We use pulse width modulation control signal circuit and bipolar power transistor as a switching element because of the advantages: high speed switching, low power loss.

The Project comprises of three parts. First, the 220V<sub>dc</sub> generator for switching. Secondly, the base drive signal generator. Last, the controlling part by feeding back of voltage from load.

บทนำ

วงจร chopper เป็นการเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าทางด้าน input ซึ่งเป็นไฟกระแสตรง จาก dc. supply ให้เป็นกำลังไฟตรงทางด้าน output โดยควบคุมแรงดัน output ให้คงที่ โดยการ feedback กระแสและ voltage ดังรูป





จาก block diagram จะมีการควบคุม voltage ที่จ่ายให้กับ dc. motor โดย volt ที่ load ซึ่งได้จากการ chop ของ power transistor จะถูก feedback มาที่ block ของ speed controller โดยมี speed reference ป้อนเข้ามาด้วย ซึ่ง speed reference ก็คือ voltage ที่ปรับค่าได้ output จาก Speed controller block จะเป็น voltage ค่าหนึ่งซึ่งผ่านเข้า current controller block โดยมีการป้อนกลับกระแส แล้วกระแสนี้จะเปลี่ยนเป็น  $v_{signal}$  เข้าสู่ current controller output จาก block นี้คือ  $v_{control}$  ป้อนเข้า comparator อีกด้านหนึ่งของ comparator จะเปลี่ยนคลื่นรูปสามเหลี่ยมจาก Triangle waveform generator แล้ว Comparator ก็จะทำงานดังรูป output จาก comparator เราจะได้ pulse ซึ่งจะถูกขยายโดย Base amplifier แล้วจึงนำไป drive ขาเบสในวงจร irreversible chopper

## บทที่ 1 Chopper Control of D.C. Motors.

วงจร Chopper ใช้ในการควบคุม d.c. motor เพราะมีข้อดีได้เปรียบหลายข้อ คือ ประสิทธิภาพสูง, ควบคุมง่าย, ขนาดเล็ก, response ดี การประยุกต์ใช้ Chopper ควบคุม d.c. drive จะใช้ใน servo และเครื่องจักรอุตสาหกรรมต่าง ๆ เช่น รถไฟฟ้า

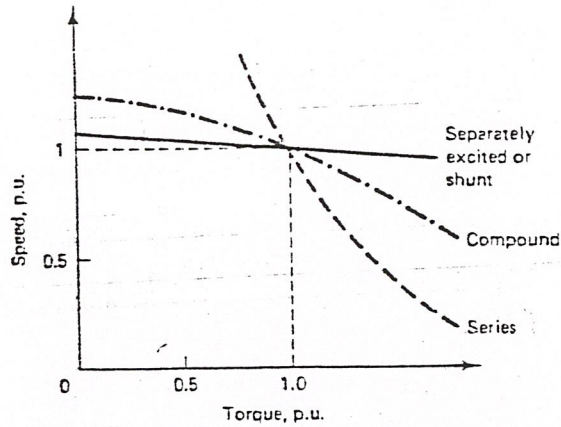
ในการควบคุมทางด้าน servo จะใช้ separated excite dc. motor หรือ permanent magnet field dc. motor เพราะสามารถควบคุมได้ง่าย ส่วนในเครื่องจักรอุตสาหกรรม สมัยก่อนนิยมใช้ series motor ส่วนปัจจุบันนิยมใช้ separated excite motor เหตุผลสำคัญที่นิยมใช้ series motor ก็คือมันให้ starting torque สูง แต่ก็มีข้อจำกัดคือ ที่ load torque ต่ำ speed จะสูงจนเลยค่า rated และอีกประการก็คือในการทำ regenerative brake จะต้องคำนึงถึง field flux ไม่ให้กลับทิศขณะ brake ส่วน separated excite motor มีข้อดีคือ speed regulation ดี และสามารถปรับ speed ได้ดี และการทำ regenerative brake ก็สะดวกกว่ากรณี series motor

ในการควบคุม dc. motor ทั่วไปนั้น chopper จะมีข้อได้เปรียบเมื่อเทียบกับ controlled rectifier คือ output voltage ripple มีความถี่สูงกว่า, armature current ripple ต่ำ จากหลักที่ว่า การลด armature current ripple จะลด loss ของ machine ด้วย ในกรณี Controlled rectifier ถ้าต้องการให้ได้ output voltage ripple ที่มีความถี่สูงๆ จะต้องใช้ rectifier ที่มีจำนวน pulse มากๆ ซึ่งก็มีข้อเสียคือ ราคาสูงกว่า ในทางเปรียบเทียบวงจร Chopper จะทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า เช่น เมื่อใช้ power transistor เป็นสวิตช์ จะทำงานได้ที่ความถี่ถึง 2.5 KHz. ส่วน rectifier นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำกว่า เช่น single phase rectifier ทำงานที่ประมาณ 100 Hz, three phase rectifier ประมาณ 300 Hz. เป็นต้น

### หลักการ Chopper

วงจร Chopper ถูกใช้มากในการ regulate switch mode dc power supply และการควบคุม speed ของ dc. motor จากรูปที่ 2 จะเห็นว่า input ที่เข้าสู่ converter นั้น เป็น dc. voltage ที่ควบคุมไม่ได้ ซึ่งได้จากการ rectifier line voltage ซึ่งจะมีการกระเพื่อม (fluctuate) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงขนาด

ของ line voltage dc-dc converter จะถูกใช้เพื่อทำให้ dc input ที่ควบคุมไม่ได้ เป็น dc output ที่ควบคุมได้

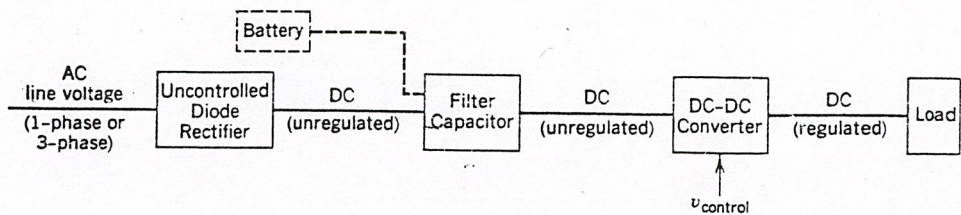


" รูปที่ 1 "

โดยทั่วไป Chopper มีด้วยกันหลายชนิด ดังนี้

1. Step down (buck) Chopper
2. Step up (boost) Chopper
3. Step up / down (buck-boost) Chopper
4. Cuk Chopper
5. Full bridge Chopper

ในบรรดา Chopper ทั้ง 5 ชนิด แบบ Step up และ step down ถือเป็นพื้นฐานของแบบอื่น ๆ แบบ buck-boost กับแบบ Cuk เป็นการผสมระหว่าง Step down กับ step up สำหรับ Chopper ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบ Step down Chopper



" รูปที่ 2 "

บทที่ 2

Step down (Buck) Converter

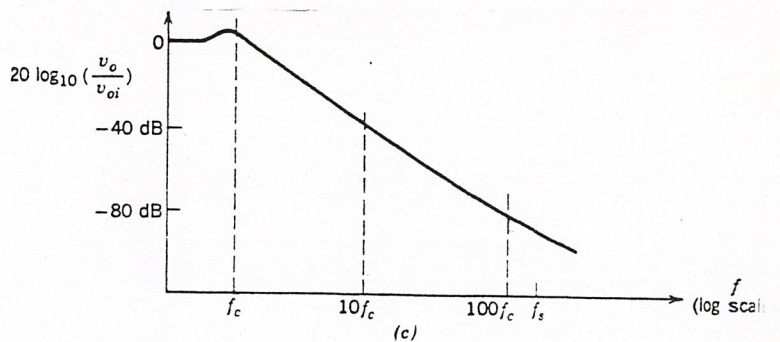
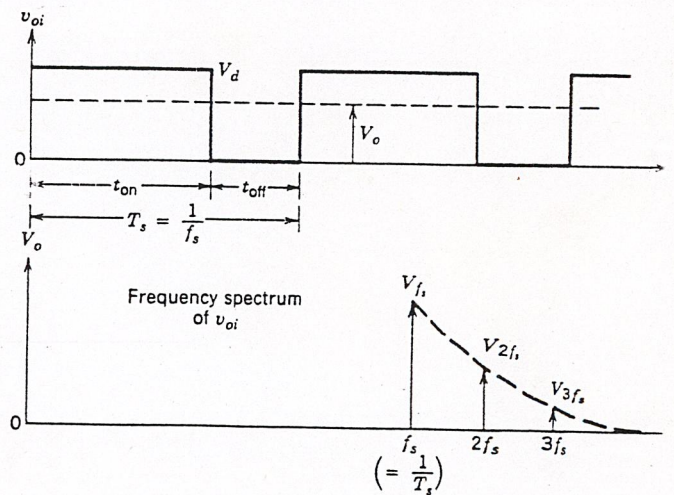
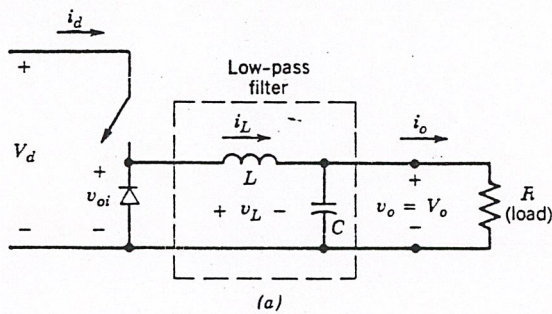
Stepdown Chopper จะให้ average output ที่ต่ำกว่า dc. output voltage  $V_d$  การประยุกต์ใช้หลักๆ ก็คือ ใช้ในการ regulate dc power supply และใช้ในการควบคุมความเร็วของ motor

ตามรูปที่ 3 จะเป็น Step down chopper กับ R load (ในวงจรของโครงการเทอมนี้ ใช้หลอดไฟเป็น load) ค่า Output voltage ที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับค่า สับสวิตช์ เราสามารถคำนวณ Output voltage เนี้ยในรูปของ switch duty ratio ดังนี้

$$V_o = (1/T_s) \cdot \int_0^{t_{on}} V_d dt = (1/T_s) \cdot ( \int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt )$$

$$= (t_{on} / T_s) \cdot V_d = D \cdot V_d$$

โดยที่ D = Duty ratio



รูปที่ 3

เทคนิคในการควบคุม Chopper มี 2 วิธี

1. Time Ratio Control (TRC)
2. Current Limit Control (CLC)

วิธี TRC รู้จักในชื่อของ Pulse width modulation Control ซึ่งเทคนิคการควบคุมแบบ TRC ยังแบ่งได้เป็น 2 ชนิดย่อย ๆ คือ

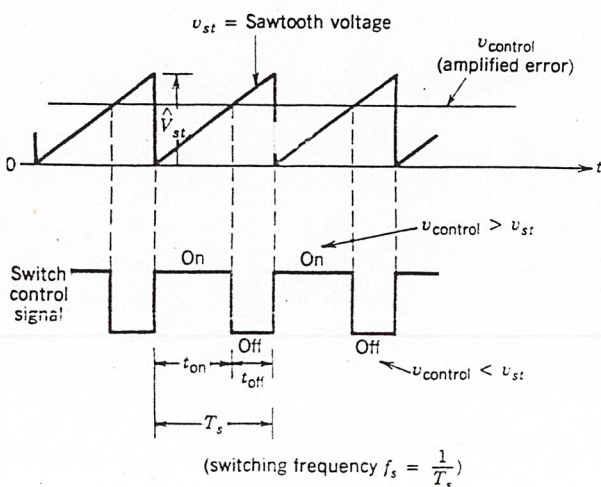
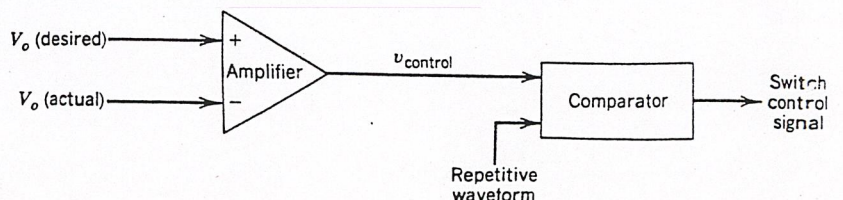
ก) Constant frequency TRC : ค่าการทำงาน  $T_{on}$  คงที่ แต่จะปรับช่วง on ของ switch เพื่อควบคุม duty ratio D.

ข) Variable frequency TRC : จะปรับ duty ratio D โดย 1. ให้  $T_{on}$  คงที่ ปรับ  $T_{off}$  2. ปรับทั้ง  $T_{on}$  และ  $T_{off}$

ในการควบคุมแบบ variable frequency โดยให้  $T_{on}$  คงที่นั้น จะได้ output voltage ต่ำที่ frequency การทำงานต่ำมาก ๆ ซึ่งการทำงานของ chopper ที่ความถี่ต่ำมาก ๆ จึงไม่ดี นอกจากนั้นการทำงานของ chopper ใน mode variable frequency ยังทำให้ออกแบบ input filter ยากอีกด้วย เพราะฉะนั้น variable frequency control จึงไม่เป็นที่นิยม

วิธี CLC เรียกอีกอย่างว่า point by point control เราจะควบคุม duty ratio โดยควบคุม load current ให้อยู่ระหว่างค่า min กับ max ที่เรากำหนด เมื่อ load current ขึ้นไปถึงค่า max switch จะ off และ on อีกที เมื่อ load current ลงมาสู่ค่า min

ในโครงงานนี้ใช้เทคนิคการควบคุมแบบ Constant frequency TRC ซึ่งมีหลักการอย่างสังเขปดังนี้



รูปที่ 4

จากรูปที่ 4 ในการทำงานแบบ Pulse width control นั้น สัญญาณการควบคุม switch ซึ่งจะไปควบคุมการ on, off นั้น ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุม  $V_{control}$  กับ waveform รูปฟันเลื่อย ซึ่ง  $V_{control}$  ได้จากการขยายค่าแตกต่างระหว่าง  $V_o$  (actual) กับ  $V_o$  (ที่ต้องการ) ความถี่ของคลื่นรูปฟันเลื่อยจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการ switching ซึ่งในการควบคุมแบบ Pulse width ความถี่การ switching จะคงที่ และมีค่าตั้งแต่ 1KHz. > 100 KHz. ความสัมพันธ์ในการทำงานก็คือ

เมื่อ  $V_{control} > V_{ST}$  switch control signal จะ high ทำให้ switch on

เมื่อ  $V_{control} < V_{ST}$  switch control signal จะ low ทำให้ switch off

ซึ่งเราจะได้ duty ratio ดังนี้

$$D = (t_{on} / T) = (V_{control} / V_{ST})$$

โดยที่  $V_{ST}$  = peak value ของคลื่นฟันเลื่อย

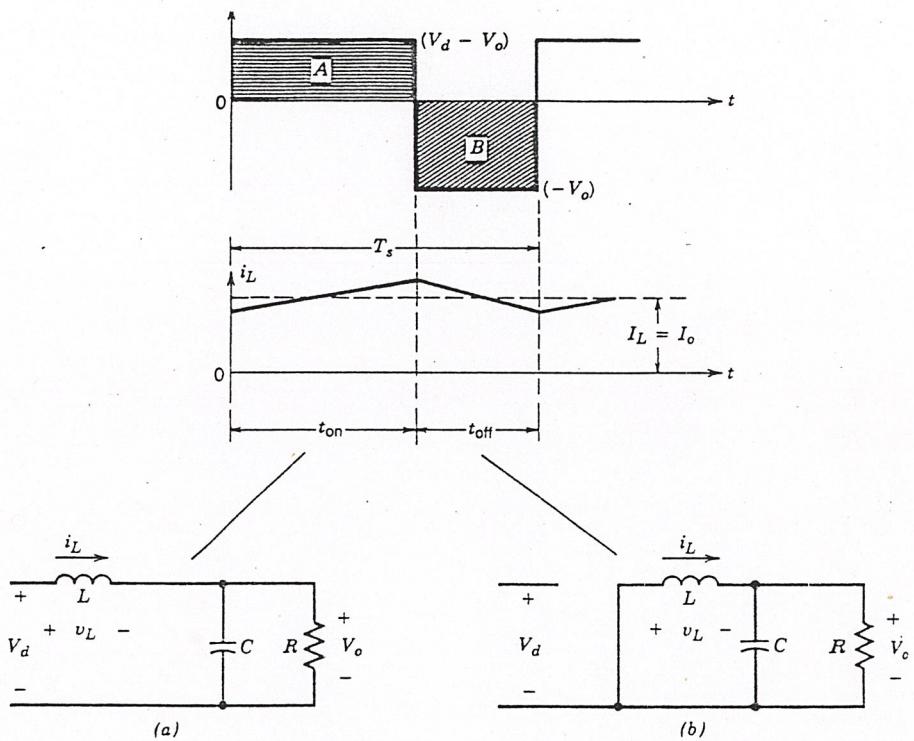
ฉะนั้นจะเห็นว่าโดยการปรับค่า  $t_{on} / T$  ก็จะสามารถควบคุม  $V_o$  ได้ จากรูปที่ 3 เราต่อ diode เข้าไปเพื่อให้เป็นทางไหลของ load current ในช่วงที่ switch off และ load current ไหลเนื่องจากพลังงานสะสมใน L ซึ่งเราเรียก diode นี้ว่า freewheel diode ส่วน L และ C นั้นเป็น low pass filter มีประโยชน์คือ ขจัด ripple เนื่องจาก harmonic ลำดับสูง ๆ ออก ซึ่ง  $V_o$  ซึ่งเป็น input ของ low pass filter ประกอบด้วย dc component  $V_o$  และ harmonic ลำดับต่าง ๆ ตาม switch frequency  $f_s$  ในรูป C แสดงคุณลักษณะใน low pass filter ค่า corner frequency  $f_c$  ของ filter จะต้องต่ำกว่า  $f_s$  มาก ๆ เพื่อที่จะกำจัด switching frequency ripple ใน output voltage

ในการวิเคราะห์ทาง steady state ถือว่าตัว C ใน low pass filter มีค่ามากพอที่จะทำให้  $V_o(t) = V_o$  และกระแสเฉลี่ยของ inductor จะเท่ากับ output current เฉลี่ย  $I_o$  , โดยที่กระแส capacitor เฉลี่ยในช่วง steady state เป็นศูนย์



การวิเคราะห์การนำกระแสอย่างต่อเนื่อง

รูปที่ 5 แสดงถึง waveform สำหรับกรณีช่วงเวลานำต่อเนื่อง โดยที่ inductor current ไหลต่อเนื่อง ( $i_L(t) > 0$ ) เมื่อ switch on : ในช่วง  $t_{on}$  inductor current จะไหลผ่านสวิตช์ และ diode ได้รับ reverse biased ซึ่งทำให้  $V_L = V_d - V_o$  ซึ่ง  $V_L$  คือ voltage คร่อม inductor ในรูป 5a  $V_L$  นี้จะทำให้เกิดการเพิ่มของกระแส inductor  $i_L$  อย่าง linear เมื่อ switch off :  $i_L$  ยังคงไหลต่อเนื่องจากพลังงานสะสมใน L คราวนี้กระแสจะไหลผ่าน diode และขณะนี้  $V_L = -V_o$  ในรูป 5b



"รูปที่ 5"

เนื่องจาก voltage เฉลี่ยคร่อม L ในช่วงคาบเวลาทำงานเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้น

$$\int_0^{T_s} V_L dt = \int_0^{t_{on}} (V_d - V_o) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (-V_o) dt = 0$$

จากรูปที่ 5 สมการข้างบนอธิบายว่า พ.ท. A=B เพราะฉะนั้น

$$(V_d - V_o) t_{on} = V_o (T_s - t_{on})$$

หรือเขียนอีกรูป

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D = \text{duty ratio} \quad (1)$$

ดังนั้น ใน mode การทำงานอย่างต่อเนื่อง output voltage จะแปรอย่าง linear ตาม duty ratio เราสามารถ derive ความสัมพันธ์ตามสมการที่ 1 ได้อีกแบบโดยเฉลี่ยค่า  $V_o$  ในรูป 3b และใช้หลักว่า voltage เฉลี่ยคร่อม inductor ในสภาวะ steady state เป็นต้น

$$\frac{V_d \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = V_o$$

หรือ

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

โดยที่ไม่คิด power loss ใดๆ ที่เกี่ยวกับวงจร Input power  $P_d$  จะเท่ากับ Output power  $P_o$

$$P_d = P_o$$

ดังนั้น 
$$V_d I_d = V_o I_o$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (2)$$

ดังนั้น ใน mode การทำงานต่อเนื่องนี้ Step down converter จะทำงานเหมือน dc transformer โดยที่สามารถควบคุม turn ratio ได้ในย่าน 0 ถึง 1 โดยการควบคุม duty ratio ของ switch

เรายิ่งพบอีกว่าถึงแม้ input current เฉลี่ย  $I_d$  จะเป็นไปตามความสัมพันธ์ของ transformer แต่ waveform ของ input current จะกระโดดจากค่า peak ลงสู่ ศูนย์ทุกครั้งที่ switch off ดังนั้นการใส่ filter ที่เหมาะสมทางด้าน input จะช่วยกำจัดผลจาก current harmonic

#### ขอบเขตระหว่างกรณำแบบต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่อง

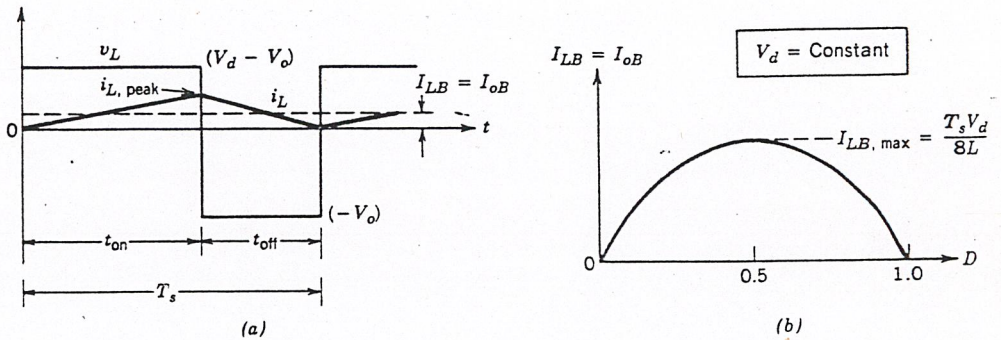
ในส่วนนี้ เราจะหาสมการเพื่อแสดงถึงความเกี่ยวข้องกันของ parameter ต่าง ๆ ใน mode การนำของ inductor current (ต่อเนื่องหรือไม่ต่อเนื่อง) รูปที่ 6 แสดงถึง waveform  $V_L$ ,  $i_L$  ของการทำงานที่ขอบของการนำกระแสต่อเนื่องกับ

ไม่ต่อเนื่องขอบเขตระหว่าง mode ต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่อง คือ  $i_L$  จะเป็น 0 ที่จุดจบของ off period

ที่ขอบเขตนี้ ถ้าเราให้ subscript B แทนขอบเขต ค่า inductor current เฉลี่ยคือ

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L, peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{D T_s}{2} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (3)$$

ดังนั้น ถ้า output current เฉลี่ย (หรือ inductor current เฉลี่ย) มีค่าน้อยกว่า  $I_{oB}$  ตามสมการที่ 3  $i_L$  จะไม่ต่อเนื่อง



"รูปที่ 6"

การคำนวณ output current และ voltage เปรียบเทียบกันระหว่าง mode การนำกระแสต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่อง

mode กระแสต่อเนื่อง

จาก  $V_o = D V_d$  ค่า inductor current เฉลี่ย ตามสมการที่ 3 คือ

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} \cdot D(1-D) \quad (4)$$

โดยใช้สมการนี้ เราพบว่า รูปที่ 6b แสดงถึงการ plot  $I_{LB}$  ซึ่งเป็น

ฟังก์ชันของ  $D$  โดยให้  $V_o$  และ parameter อื่นคงที่ จะเห็นว่า output current ที่ต้องการสำหรับ mode การนำต่อเนื่องจะถึงค่าสูงสุดที่  $D = 0.5$

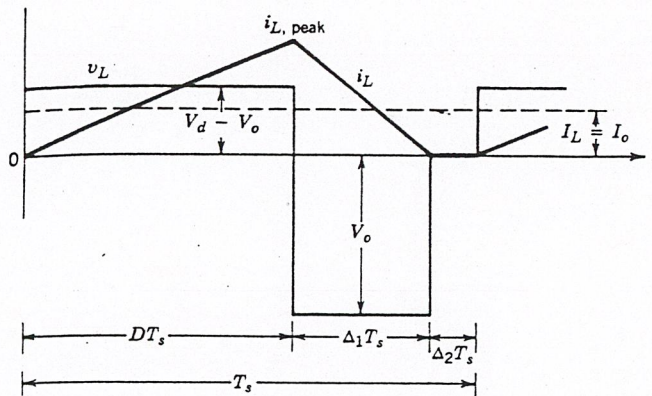
$$I_{LB, \max} = \frac{T_s V_o}{8L} \quad (5)$$

จากสมการที่ 4 และ 5

$$I_{LB} = 4 I_{LB, \max} \cdot D(1-D) \quad (6)$$

mode กระแสไม่ต่อเนื่อง

เราจะหา  $V_o / V_d$  ใน mode ไม่ต่อเนื่อง โดยที่เราคิดว่า converter ทำงานที่ขอบ การนำแบบต่อเนื่องดังในรูป 6a โดยกำหนดค่า  $T_s, L, V_d$  และ  $D$  ค่าหนึ่ง ถ้า parameter ต่าง ๆ ถูกกำหนดให้คงที่ และ output load power ลดลง (โดย load resistance เพิ่มขึ้น) ดังนั้น inductor current เฉลี่ยจะลดลง ดังในรูปที่ 7 จะทำให้  $V_o$  เพิ่มขึ้นและเป็นผลให้ inductor current ไม่ต่อเนื่อง



"รูปที่ 7"

ในระหว่างช่วง  $T_s$  ซึ่ง inductor current เป็นศูนย์, power ที่จ่ายให้ load R ถูกจ่ายโดย filter capacitor C เพียงอย่างเดียว ค่า inductor voltage  $V_L$  ระหว่างช่วงนี้จะเป็นศูนย์

$$(V_d - V_o) DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0 \quad (7)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (8)$$

โดยที่  $D + \Delta_1 < 1$

จากสมการ 5  $i_{L, peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s$  (9)

$I_o = i_{L, peak} \cdot \frac{D + \Delta_1}{2}$  (10)

$= \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1$  (11)

$= \frac{V_o T_s}{2L} \cdot D \Delta_1$  (โดยใช้สมการ 8) (12)

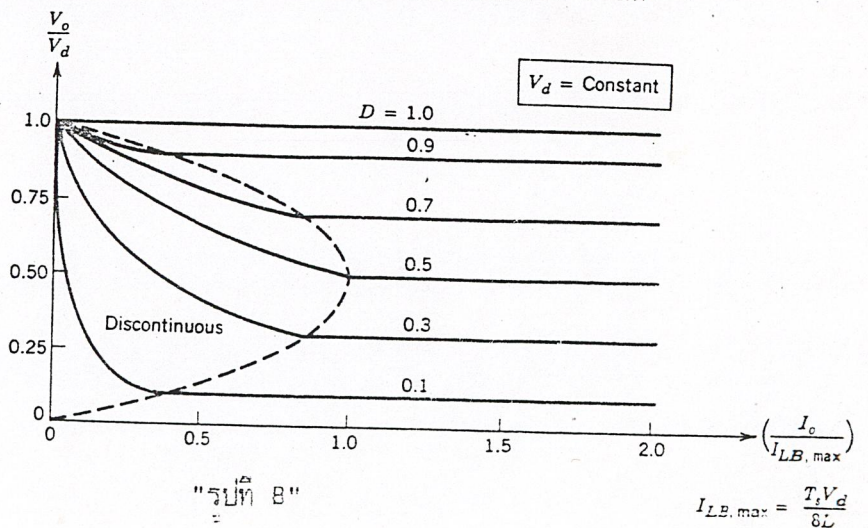
$= 4I_{LB, max} D \Delta_1$  (โดยใช้สมการ 5) (13)

เพราะฉะนั้น  $\Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB, max} D}$  (14)

จากสมการ 8 และ 14

$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + 1/4 (I_o / I_{LB, max})}$  (15)

รูปที่ 8 แสดงคุณลักษณะของ Step down chopper ทั้ง 2 mode โดยที่  $V_d$  คงที่ ค่า  $(V_o / V_d)$  ถูก plot เป็น function ของ  $I_o / I_{LB, max}$  โดย plot ที่ค่า  $D$  หลายค่าโดยใช้สมการ 1 และ 15 ขอบเขตระหว่าง mode ต่อเนื่องกับไม่ต่อเนื่อง แสดงโดย curve เส้นประซึ่งจากสมการ 1 และ 6



บทที่ 3

คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์

3.1 Power Transistor Circuits

จากรูปเพื่อเป็นการง่ายจะพิจารณา load เป็น R ซึ่งต่ออยู่ระหว่างขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟตรงและขา Collector. โดยมี Square wave ที่ต่อเนื่องเป็นสัญญาณที่คอย switching ขาเบสโดยผ่าน  $R_B$ . สัญญาณ switching มีค่าระหว่าง 0 กับ  $E_1$  ดังรูปโดยที่ค่า  $E_1$  นี้จะต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้ Transistors อยู่ในสภาวะ saturation region

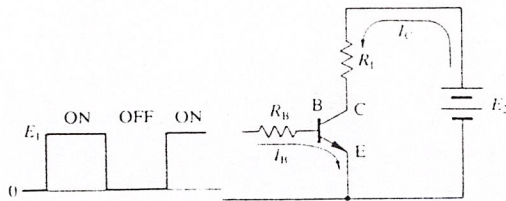


Fig. 2.19. A simple common-emitter connection using an NPN transistor.

รูปที่ 3.1.1 แสดงการต่อในลักษณะ common-emitter ของทรานซิสเตอร์ ถ้าค่า  $V_{CE}$  ไม่นำมาพิจารณาจะได้ค่ากระแสที่ load มีค่า

$$I_c = E_2 / R_L$$

ซึ่งแสดงว่ากระแส collector หรือกระแส load ไม่ขึ้นกับค่า Transistor parameter โดยมีจำกัดว่าค่ากระแสพิกัดของ transistor ต้องมีค่ามากกว่าค่า  $I_c$  ในสมการข้างบน และในการที่จะให้ transistor ทำงานอยู่ในสภาวะอิ่มตัว ค่ากระแสเบสจะต้องมีค่ามากกว่าค่า  $I_c / h_{FE}$

$$I_B > E_2 / (R_L \cdot h_{FE})$$

โดยค่า  $h_{FE}$  นี้มีค่าเปลี่ยนไปใน transistor แต่ละตัวและเปลี่ยนแปลงตามค่าของอุณหภูมิ ฉะนั้นในการหาค่ามากที่สุดของ  $I_B$  ที่เป็นไปได้จะต้องคิดจากค่า  $h_{FE}$  ที่น้อยที่สุด และจากที่ได้กล่าวมาทำให้ได้ความสัมพันธ์ใหม่ดังนี้

$$R_B = (E_1 - V_{BE}) / E_2 \cdot R_L h_{FE(min)}$$

ถ้าระดับสัญญาณอยู่ที่ 0 จะไม่มีกระแสเบสไหลทำให้ transistor อยู่ในสภาวะ OFF หรืออยู่ใน cutoff region แต่ในช่วงจาก on ไป off ซึ่งเห็นช่วงเวลานั้นๆ กระแส  $I_c$

จะยังคงไหลอยู่เนื่องจากประจุส่วนเกินที่เก็บอยู่ในบริเวณรอยต่อ PN ของ Base-Emitter ดังรูป(a)

ในการที่จะทำให้ switching-off time เร็วขึ้นในการใช้งานที่มีความถี่สูงๆค่าประจุตกค้างใน Base region (P-Junction) จะต้องถูกย้ายออกไปให้เร็วที่สุดในทันทีที่ช่วง on ได้สิ้นสุดลง วิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดประจุดังกล่าวคือการใช้ negative potential (ต้องมีค่าน้อยกว่า  $E_1$ ) ต่อผ่าน  $R_1$  ดังรูป(b)

เมื่อค่า positive potential ( $E_1$ ) ถูกป้อนเข้ามาผ่าน  $R_B$  แล้วไปเข้าขาเบสจะทำให้ transistor turn-on. และเมื่อ  $E_1$  สิ้นสุดลงประจุส่วนเกินในเบสจะถูก absorb โดยส่วนของ negative source ทันที. ในทางปฏิบัติเพื่อความง่ายของวงจรจะใช้ resistor  $R_1$  ต่อเข้าระหว่าง base กับ emitter ซึ่งก็เปรียบเสมือนต่อกับ negative voltage ดังรูป(c)

แต่สำหรับวงจรที่ทำในโครงงานนี้จะประยุกต์หลักการที่ได้กล่าวมาแล้วอีกชั้นหนึ่งโดยที่จะใช้วงจรสร้างสัญญาณส่วนที่จะไปขับเบส ให้มีทั้ง positive และ negative ซึ่งก็จะอธิบายได้ในทำนองเดียวกันคือ ในระหว่างการ turn-off จะประกอบด้วยช่วงเวลาสองช่วงคือ storage-time และ fall-time

-ช่วง storage-time  $-I_B$  จะไปกวาดกำจัด minority carrier ในส่วนของ base หรือพูดอีกอย่างว่า negative source จะไป absorb ประจุส่วนเกินที่เบสโดยในช่วงนี้ที่ collector junction ยังคง forward bias และ transistor ยัง on อยู่

-ช่วง fall-time collector จะเริ่มเข้าสู่สภาวะ block และค่อยๆ off ในที่สุด ฉะนั้น  $-I_B$  จึงเป็นตัวลด storage-time โดยมีข้อจำกัดว่าค่า

1.  $-I_{B(max)}$  ที่ใช้จะต้องไม่ทำให้เกิด avalanche breakdown ในส่วนบริเวณที่เป็น base-emitter junction

2. ต้องจำไว้เสมอว่า ค่า  $I_B$  ที่เราต้องให้มีค่าที่สามารถทำให้เกิดการทำงานในช่วง อิมพัลส์ในช่วง on-state ถ้าค่าดังกล่าวเพิ่มขึ้นจะเป็นการเพิ่มช่วง storage-time ด้วย

### 3.2 Power Transistor Characteristics

การเพิ่ม  $V_{CE}$  เป็นระดับปกติจะนำไปสู่การเกิด avalanche breakdown ( $I_{CBO}$ ) คือโดยปกติ transistor จะ on เมื่อมี  $I_B$  แต่ถ้า  $V_{CE}$  มากๆ แล้วถึงแม้จะมีหรือไม่มี  $I_B$  ก็จะทำให้เกิดการ B.D. ในพฤติกรรมทั่ว ๆ ไป  $I_C$  จะเป็น function ของ  $I_B$ . ในกรณีของ converter นั้น transistor จะทำหน้าที่เป็น controlled switch คือเมื่อ  $I_B = 0$  มันจะ block voltage (off) ขณะที่มีกระแสไหลเล็กน้อย ( $I_{CBO}$ ) ดังรูปที่ 1.15 ซึ่งเราเรียกสภาวะนี้ว่าสภาวะ off. เมื่อมีกระแส  $I_B$  ซึ่งต้องมีค่ามากพอที่ทำให้ transistor ถึงจุดอิ่มตัวมันจึงจะ on ได้เกิด  $I_C$  และมี voltage drop ( $V_{CE}$ ) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.6-1.1 volt สิ่งที่ไม่เหมือนกับ thyristor คือ transistor ต้องการ  $I_B$  ที่ต่อเนื่องขณะที่ยังคงอยู่ในสภาวะ on ผิดกับ thyristor ซึ่ง  $I_B$  ไม่ต้องต่อเนื่อง

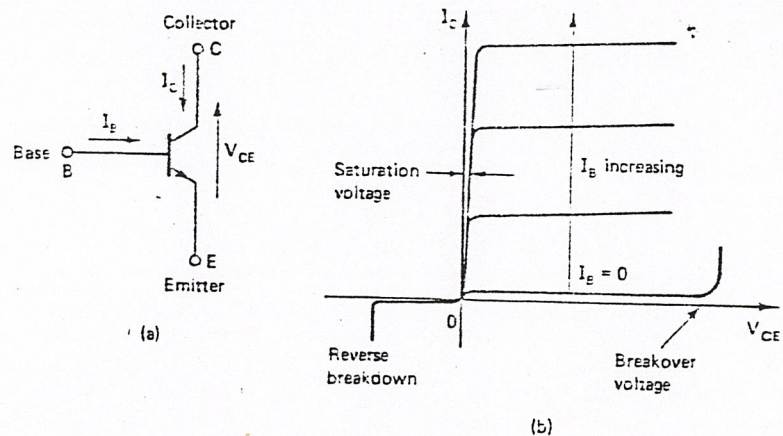


Figure 1.15 NPN transistor: (a) Circuit symbol, (b)  $I_C - V_{CE}$  characteristics.

รูปที่ 3.2.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_C$  และ  $V_{CE}$

ปกติในการใช้งานนั้นจะต้องใช้  $I_B$  ที่มีค่าสูงพอที่จะทพให้ transistor อิ่มตัว ค่า  $I_B$  ที่ต่ำๆจะทำให้เกิดการ desaturate ซึ่งเป็นผลให้เกิดการเพิ่มค่าสิ่งที่ไม่พึงประสงค์คือ power dissipation แต่ต้องระวังไว้เสมอว่า ค่า  $I_B$  ที่มากจะมีแนวโน้มไปสู่การลดค่า turn-on time และจะไปเพิ่มช่วง turn-off time จึงทำให้เกิดการ base dissipation

ดังนั้นโดยอ้อมคตินแล้วค่า  $I_B$  จะต้องเหมาะสมกับ  $I_C$  เพื่อจะได้ให้ตัว transistor ทำงานภายใต้สภาวะอิ่มตัว คือต้องมีค่ามากถึงจุดหนึ่งที่ทำให้อิ่มตัว แต่ต้องไม่มากเกินไป เพราะจะทำให้ turn-off time ยาวขึ้น

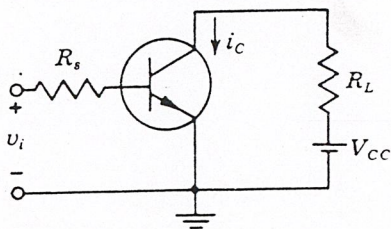
ค่า continous และ ค่า peak current ของ transistor จะถูกจำกัดโดยค่า max junction temperature.

Second breakdown เกิดจากความร้อนระหว่างสภาวะ turn-on และ turn-off

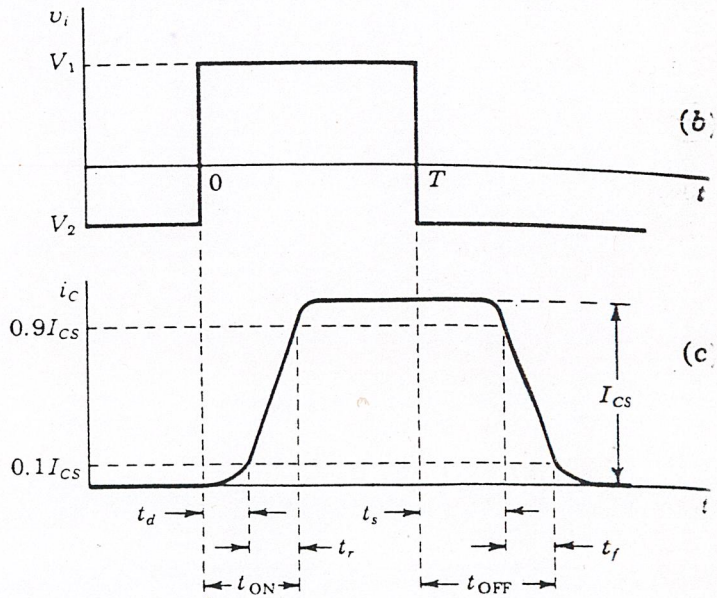
- ช่วง turn-on เนื่องจากมี Forward bias ระหว่าง base-emitter โดยค่า  $I_C$  จะมุ่งไปที่อุปกรณ์ที่ต่ออยู่กับขา emitter

- ช่วง turn-off เนื่องจากเป็น Reverse bias ระหว่างขา base-emitter ค่า  $I_C$  จะมุ่งไปที่ศูนย์กลางของ emitter

ในทั้งสองกรณี  $I_C$  จะมุ่งไปที่พื้นที่เล็ก ๆ ซึ่งจะเกิด Hot spot ขึ้น. ค่า junction temperature ที่สูงขึ้นที่ Hot spot จะนำไปสู่การเพิ่มขึ้นอย่างมากมายเนื่องจากผลของ negative temp coefficient จึงส่งผลให้เกิด break down ขึ้น



(a)



รูปที่ 3.2.2 แสดงช่วงเวลาต่างๆของสัญญาณพัลส์

### 3.3 เปรียบเทียบ switching device

จากตารางที่ 3.9 เป็นการเปรียบเทียบ Power device ชนิดต่าง ๆ

Table 3.9 Features of devices for inverter use

Item	Thyristor	GTO	Bipolar transistor	MOSFET	SIT	SIThy	IGBT
Normally ON/OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
Breakdown voltage (V)	~4000	~4500	~1000	~1000	~500	~2500	~2500
Current density ( $A\ cm^{-2}$ )	100	100	40	10	10	100	60
Surge current capability	Good	Good	Bad	Bad	Bad	Good	Good
Carrier frequency (kHz)	5	3	20	2000	2000	20	20
Gate drive power	Low	Medium	High	Low	Low	Medium	Medium
Self turn-off ability	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Operating junction temperature limit ( $^{\circ}C$ )	125	125	150	200	200	200	200

IGBT: Insulated gate bipolar mode transistor.

#### 1. Power loss and operating frequency

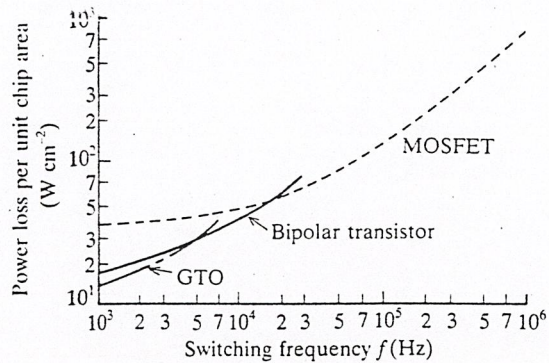


FIG. 3.78 Power loss vs. switching frequency for power devices. (Condition: constant current density,  $J = 50\ A\ cm^{-2}$ .)

จากรูปเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง power loss และความถี่ใช้งานของ GTO , transistor , MOSFETs จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าที่ความถี่สูง ๆ power loss ของ GTO มากที่สุดรองลงมาคือ transistor แล้วตามด้วย MOSFETs ฉะนั้นในย่านความถี่สูงควรใช้ MOSFETs จะดีที่สุด ในทางตรงกันข้ามหากพิจารณาในย่านความถี่ใช้งานที่ต่ำแล้ว

GTO จะมี power loss น้อยที่สุดจึงควรใช้ GTO

## 2. Controllable capacity and Chip area

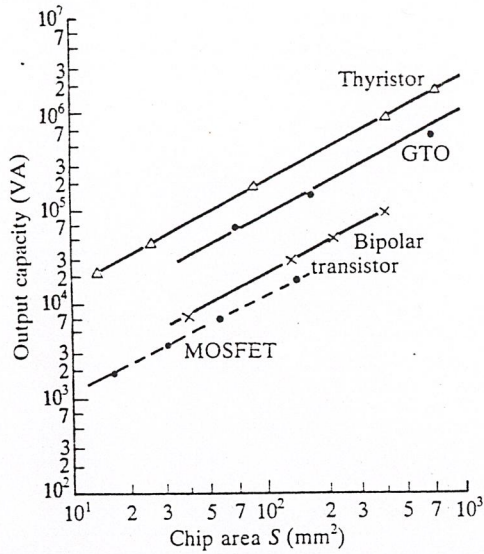


FIG. 3.79 Relationship between chip area and output capacity of each device.

จากรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ขนาดchip (mm<sup>2</sup>) กับ output capacity (area-utilization) จะเห็นได้ว่า thyristor จะดีที่สุดในแง่การใช้พื้นที่ชิป, MOSFETs

## 3. Controllable capacity and operation frequency zone

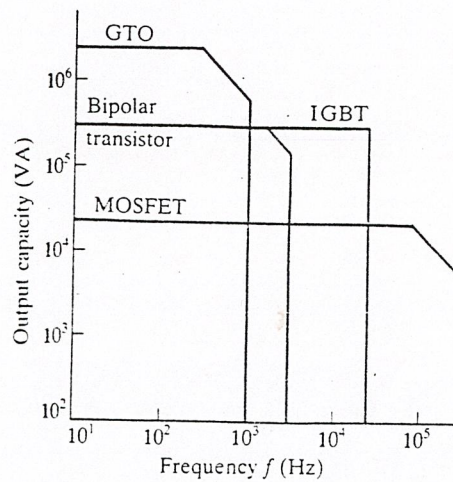


FIG. 3.80 Application zones for power devices: output capacity and frequency ranges.

จากรูปแสดงขอบเขตการใช้งานของ device แต่ละตัวใน term ของ controllable capacity กับย่านความถี่การใช้งานจากรูปถึงแม้ขอบเขตของ output capacity ที่ใช้งานได้จะต่ำแต่ประโยชน์ก็ยังคงมีคือสามารถใช้งานได้เน่า ความถี่สูงถึง 100 kHz. จากรูปจะเห็นได้ว่า transistor มีขอบเขตการทำงานที่หลายค่าของ kHz และมีช่วงการทำงานถึงหลายร้อย kva

#### 4. Rated capacity and circuit voltage zone of each device

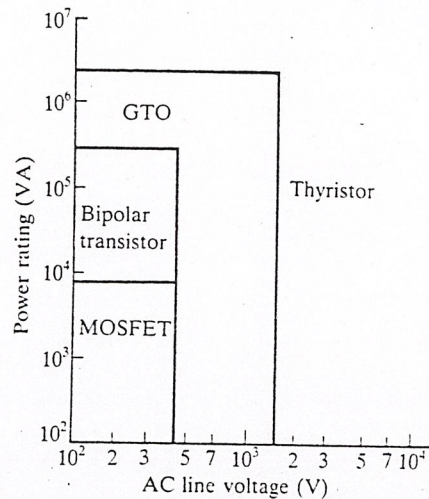


FIG. 3.81 Application zones for power devices: power rating and AC line voltage ranges.

จากรูปเป็นการแสดง zones การใช้งานที่เป็นไปได้ (possible apply zone) ใน term ของ capacity กับ circuit voltage จะได้ว่า

- MOSFETs จะใช้สำหรับงาน Low-voltage
- transistor จะใช้สำหรับงาน medium-voltage
- GTO จะใช้สำหรับงาน high-voltage
- thyristor จะใช้สำหรับงาน higher-voltage

#### 5. Transistor and GTOs

โดยทั่วไปการเปรียบเทียบการทำงานระหว่าง device สองตัวใด ๆ จะต้อง fix ที่ capacity ค่าหนึ่งแต่ก็ไม่มีกฎเกณฑ์อะไรเป็นที่แน่นอนว่าต้องทำอย่างนั้น หรือพูดได้ว่ายังสับสนว่าจะเอาอะไรเป็นเกณฑ์ จึงได้มีการสร้างตารางขึ้นมาโดยใช้กับ capacity ที่น้อยกว่า 300 kva ซึ่ง device ทั้งสองตัวยังทำงานอยู่ได้

Table 3.10 Comparison between transistors and GTOs

		Transistor	GTO
Basic characteristics	Voltage rating	△	○
	Current	△	○
	Turn-off time	○	△
	Cut-off characteristic	○	△
Application	Protection circuit	Easy	Should be strong
	Snubber circuit	Small	Big
	Over-current protection	Easy	Complicated
	Parallel connection	Easy	Rather complicated
	Frequency	High	Low
	Assembling precautions	Not so many	Many
	Total evaluation (for 300 kVA or less)	●	○

●: excellent; ○: good; △: medium

โดยจากตารางจะบอกเป็นนัย ๆ ว่า GTO แทนจะสู้ transistor ไม่ได้เลยยกเว้น  
สองเรื่องคือ GTO สามารถใช้งานได้ที่ high-voltage และ high-power

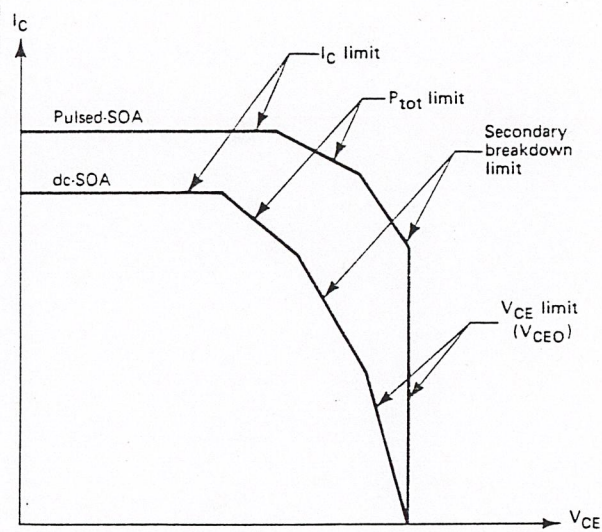
### 3.4 SOA

#### 3.4.1 Forward bias SOA

เราจำเป็นต้องรู้และเข้าใจถึงพฤติกรรมของ Power transistor ระหว่างคาบการ forward bias และ reverse bias เพื่อจะออกแบบได้ถูกต้อง

ปัญหาแรกก็คือต้องหลีกเลี่ยง secondary breakdown จากการ switching ของ transistor ขณะ turn on เมื่อ transistor รับ forward bias

โดยปกติแล้วจะให้ curve ของ SOA ( Safe Operating Area ) ดังในรูป โดยจะเป็นการ plot ระหว่าง collector current ( $I_c$ ) กับ collector-emitter Voltage ( $V_{CE}$ ) เส้น curve จะแสดงถึงขีดจำกัดสูงสุดที่ transistor ทำงานได้



รูป Forward bias SOA

การเกิด forward bias secondary breakdown เกิดจาก hot spot ซึ่งจะเกิดขึ้นที่จุดใดจุดหนึ่งในพื้นที่ที่ทำงานของ transistor อย่าง random ซึ่งเป็นผลมาจากการนำกระแสที่ไม่ทั่วถึงภายใต้ High voltage stress

เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของรอยต่อ base-emitter เป็นลบ ดังนั้น hot spot จะ

เพิ่มอัตรากระแสไหล กระแสไหลมากขึ้นหมายถึง power ที่มากขึ้น ซึ่งก็จะไปเพิ่มอุณหภูมิที่ hot spot และเนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ collector to emitter B.D voltage ก็เป็นลบเช่นกัน ซึ่งก็อธิบายด้วยหลักการเดียวกัน

ดังนั้นถ้าความเค้นเนื่องจาก voltage ยังคงมีอยู่ กระแสจะหยุดไหล, เกิด breakdown ที่รอยต่อ collector emitter และ transistor จะเสียเนื่องจาก thermal runaway

วิธีหลีกเลี่ยง forward B.D ซึ่งพัฒนาโดย National Semiconductor โดยใช้เทคนิค emitter-ballasting ในขั้นตอนการผลิต transistor อุปกรณ์ที่ผลิตโดยใช้เทคนิคนี้ อาจใช้งานที่ระดับพิกัดกำลังและ voltage สูงสุด โดยที่ไม่ต้องกลัวการเกิด secondary B.D

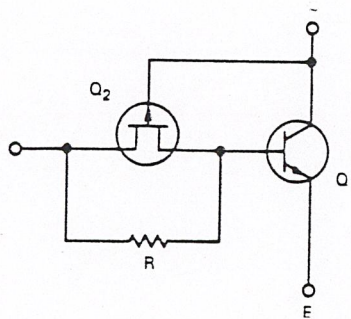


FIGURE 4-14 Secondary breakdown is prevented in bipolar power transistors by integrating a JFET in series with the base. The JFET acts as a ballast resistor.

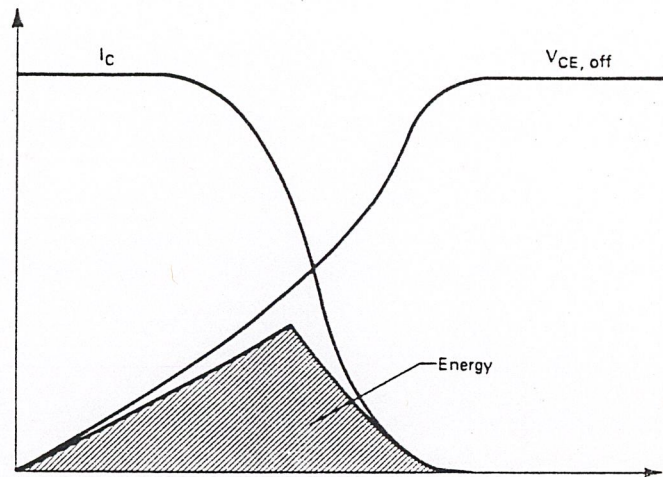
รูป เทคนิค emitter ballasting

เทคนิคนี้จะต่อ junction field-effect transistor (JFET) อนุกรมเข้ากับขาเบสของ transistor JFET จะทำหน้าที่เป็น base ballast resistor ซึ่งค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงตาม function ของ  $V_{cb}$

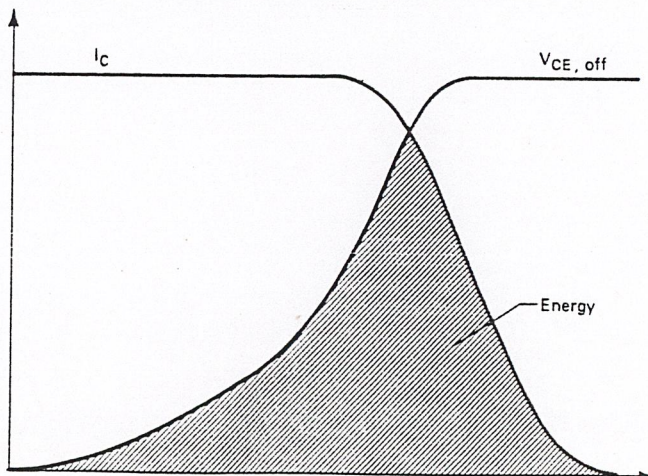
### 3.4.2 Reverse bias SOA

ตามหลักการใช้ transistor เป็น switch นั้น storage time และ switching loss จะเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาในการออกแบบ ถ้าค่า storage time ไม่ต่ำที่สุดแล้วก็จะเกิดการอิ่มตัวของ transistor

ส่วน switching loss ก็จะต้องมีการควบคุมเพราะมีผลต่อ overall efficiency ของระบบ รูปถัดไปแสดงถึงพฤติกรรมการ turn off ของ High voltage transistor ในทั้งการขับโหลดแบบ resistive และ inductive



(a)



(b)

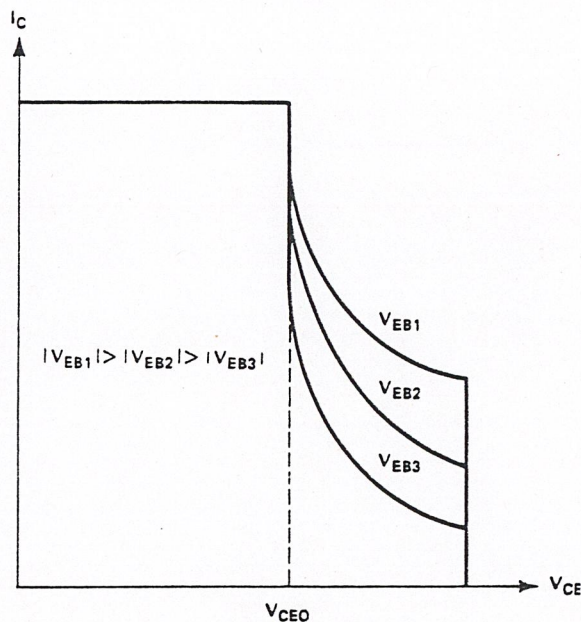
FIGURE 4-15 Turn-off characteristics of a high-voltage power transistor for a resistive (a) and an inductive (b) load. Cross-hatched area in each curve represents the switching loss energy.

รูป พฤติกรรม turn off ของ transistor ขับโหลด

resistive และ inductive

จาก curve ทั้งสอง พบว่า inductive จะผลิต peak energy ที่สูงกว่าในช่วง turn off เมื่อเปรียบเทียบกับ resistive load ดังนั้นจึงเป็นไปได้ว่าภายใต้สภาวะนี้ จะเกิด secondary B.D ได้ถ้าทำงานเกิน reverse bias operating area (RBSOA)

การกำหนดพิสัย RBSOA ได้ถูกพัฒนาโดยผู้ผลิต Power transistor โดยใช้โพลแบบ clamped inductive collector curve จะเป็นดังรูปข้างล่างซึ่งคล้ายกับ curve ของ forward bias SOA เส้น curve RBSOA จะแสดงให้เห็นว่าสำหรับ voltage ที่ต่ำกว่า  $V_{CEO}$  ค่า safe area ไม่ขึ้นกับ reverse bias voltage ( $V_{EB}$ ) และ safe area ถูกจำกัดโดย  $I_C$  เท่านั้น แต่ที่ voltage สูงกว่า  $V_{CEO}$  ค่า  $I_C$  จะลดลงโดยขึ้นกับ reverse bias voltage



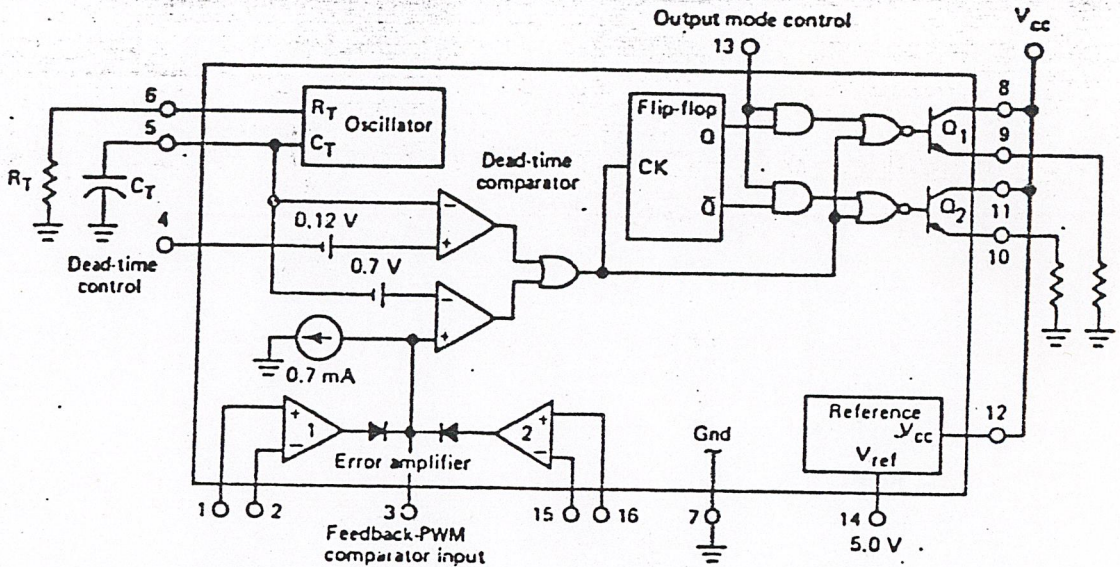
รูป RBSOA

สรุปว่า  $V_{EB}$  มีความสำคัญและมีผลกระทบต่อ RBSOA อย่างมาก การป้องกันการเกิด B.D ที่กล่าวมานี้ อาจใช้ clamp diode หรือ RC snubber ก็ได้

ตัววงจรสร้างสัญญาณต่าง ๆ

สำหรับการทำงานของวงจรช้อปเปอร์ในโครงงานนี้จะเป็นตัวปรับ ระดับแรงดันไฟ  
ตรงที่ได้ จากการเรกติฟายน์ไฟสลับให้เป็นไฟตรง 0-220 โวลท์แทนการใช้เบตเตอร์โดย  
ใช้เทคนิค การปรับความกว้างของ เนื้อพัลส์พิตบลิวเอมที่ จะไปขับที่ขาเบส ของทรานซิส  
เตอร์กำลัง โดยที่สัญญาณที่จะไปควบคุมดังกล่าวจะใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494ซึ่งสามารถ  
แสดงโครงสร้างภายในได้ดังนี้

4.1 หลักเกณฑ์ในการสร้างรูปคลื่นพิตบลิวเอม



รูปที่ 4.11 แสดงโครงสร้างภายในตัวไอซีเบอร์ TL494

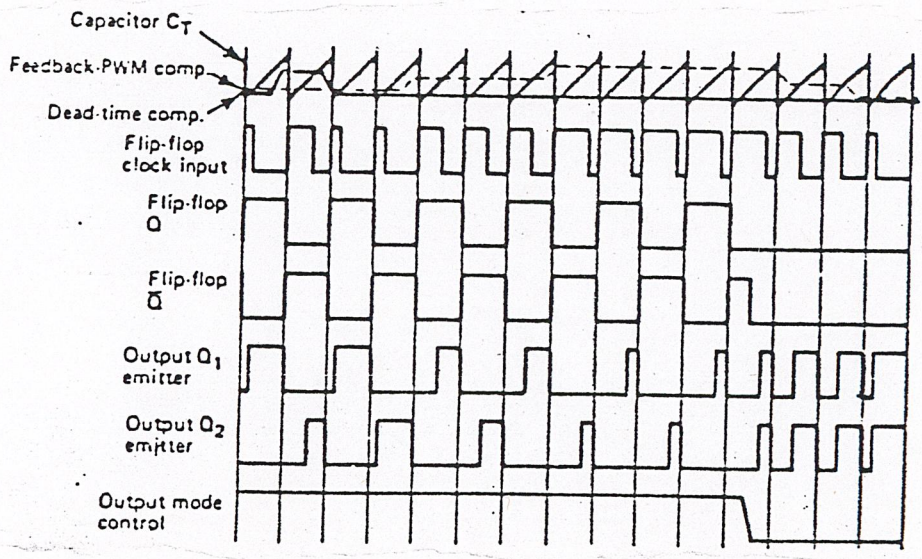
การทำงานของวงจรควบคุมโดยใช้ไอซีเบอร์ TL494 จะประกอบด้วยวงจรออสซิลเล  
เตอร์ ทำหน้าที่สร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth) ซึ่งเราสามารถกำหนดความถี่ของสัญญาณ  
นี้ได้ โดยที่ค่าความถี่ของสัญญาณนั้นขึ้นอยู่กับค่า  $R_T$  และ  $C_T$  ที่ขาที่ 6 และ 5 ตามลำดับดังแสดงสมการ

$$f_{osc} = 1.1 / (R_T C_T) \tag{4.1}$$

โดยที่สัญญาณพื้นเลี้ยงนี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับกับสัญญาณอ้างอิง ในส่วนของdead-time comparator ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้สองแบบคือใช้ส่วน dead-time control หรือจะใช้ส่วน error amplifier สร้างสัญญาณอ้างอิงก็ได้ซึ่งขึ้นอยู่กับ ลักษณะของงาน ของงานที่ประกอบอยู่โดยสามารถแยกออกเป็น 2 กรณีคือ

- 1) กรณีที่ใช้ส่วน dead-time control สร้างสัญญาณอ้างอิงเหมาะสำหรับการนำไปใช้ในกรณีที่ไม่มี feedback
- 2) กรณีที่ใช้ส่วน error amplifier สร้างสัญญาณอ้างอิงเหมาะสำหรับการนำไปใช้กับวงจรที่ทำการ close loop

นอร์เกตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ Q1, Q2 โดยที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะสลับกันทำงาน สัญญาณนาฬิกา (clock) ของฟลิปฟล็อปจะมีค่าเป็น 0 เมื่อสัญญาณพื้นเลี้ยงมีค่ามากกว่าสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 4.12 แสดง Timing diagram ของไอซีเบอร์ TL494

แล้วนำสัญญาณที่ได้หลังการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณแคร์เรียร์ ไปเข้าสู่ส่วนเลือกโหมดการทำงานในส่วนของoutput mode controlซึ่งจะสามารถเลือกโหมดการทำงานได้เป็น 2 แบบคือ

- 1) โหมดการทำงานแบบพชพล จะสามารถปรับความกว้างของ เนื้อพัลส์ได้ไม่เกิน 50%

คือปรับได้ตั้งแต่ 0-50 เปอร์เซ็นต์และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณแคร์เรียร์ สำหรับการทำงานในโหมดนี้ ทราานซิสเตอร์ Q1, Q2 ในตัว TL494 จะทำสลับกันหรือตรงกันข้าม ทำให้สัญญาณที่ออกมาที่ขา 8 และ 11 มีลักษณะตรงกันข้าม

2) โหมดการทำงานแบบสวิทชิง จะสามารถปรับความกว้างของ เนื้อพัลส์ได้ 100% คือตั้งแต่ 0-100 เปอร์เซ็นต์ และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณออสซิลเลท สำหรับการทำงานในโหมดนี้ ทราานซิสเตอร์ Q1, Q2 จะทำงานเหมือนกัน ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาที่ขา 8 และ 11 มีลักษณะเหมือนกัน

การ on ของ Q1, Q2 จะขึ้นอยู่กับสัญญาณเอาต์พุตใหม่คอนโทรลถ้าสัญญาณดังกล่าวมีค่าเป็น 1 สัญญาณควบคุม Q1, Q2 จะขึ้นอยู่กับสัญญาณของ clock และสัญญาณ ของ flip flop ถ้าเอาต์พุตใหม่คอนโทรลเป็น 0 สัญญาณควบคุม Q1, Q2 จะขึ้นอยู่กับสัญญาณ clock เพียงอย่างเดียว

ที่ขา dead-time control จะมีแรงดันต่ออยู่ประมาณ 0.12 โวลต์ แรงดัน offset อันนี้จะป้อนเข้าที่ขา noninverting ดังนั้นเมื่อแรงดันตกคร่อม  $C_T$  สูงกว่า 0.12 โวลต์ comparator จะให้เอาต์พุตเป็น 1 และทุก cycle การ oscillate  $C_T$  จะคายประจุและแรงดันต่ำกว่านี้ในตอนต้นของสัญญาณสามเหลี่ยมทุกลูกทางเอาต์พุตของ comparator จะมีช่วงเป็น low เสมอทำให้ทราานซิสเตอร์ หยุดทำงาน และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทราานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิทชิงที่ทุกตัวในช่วง on จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง off ไม่นานพอที่จะทำให้ประจุนั้นลดลงได้ ทราานซิสเตอร์ จะทำค้างเสมือนกับลัดวงจร ซึ่งเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ

วงจร PWM Comparator ได้รับการออกแบบให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม  $C_T$  ซึ่ง จะรวมกับแรงดัน offset อีก 0.7 โวลต์ กับแรงดันเอาต์พุตของวงจร error amplifier จะเห็นได้ว่าที่ขา noninverting input ของ PWM Comparator จะต่ออยู่กับวงจรดึงกระแสที่ 0.7 มิลลิแอมป์ เอาต์พุตของ error amplifier แต่ละขั้วจะมีไดโอดต่ออนุกรมอยู่ เพื่อทำหน้าที่เป็น or-gate นั้นเองทำนองเดียวกันแรงดันที่ขา 3 จะสามารถควบคุมผลทางเอาต์พุตเช่นเดียวกับส่วนของ dead-time control

นอกจากนี้ตัวไอซีเบอร์ TL494 นี้ยังมีคุณสมบัติอีกอย่างหนึ่ง คือภายในตัวมัน มีตัวสร้างแรงดันอ้างอิงคงที่ 5 volt ซึ่งนอกจากจะต่อภายในแล้ว ยังต่อไปใช้ภายนอกได้ด้วย

#### 4.2 วงจรกำลัง

วงจรข้อปเปอร์ที่ใช้ได้ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเพียงตัวเดียวเป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่งโดยทำหน้าที่เป็น ดิซี-ทู-ดิซี คอนเวอร์เตอร์ควบคุมแรงดัน โดยการปรับเปลี่ยนค่า duty-cycle จากวงจรควบคุมการขอปของสัญญาณ

โดยที่โครงงานนี้ไม่สามารถหา แบตเตอรี่ มาใช้ในการป้อนไฟกระแสตรง ตามหลักการของวงจรข้อปเปอร์ แต่เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวจึงแก้ปัญหาโดยการใช้ variac ในการจ่ายไฟผ่าน bridge rectifier แล้วกรองให้เรียบก็จะได้แหล่งจ่ายไฟตรง ที่ใช้ในการป้อนวงจรกำลัง

เมื่อมีสัญญาณพัลส์จากวงจรควบคุมมาทำการขอปแรงดันดิซีที่ป้อน เข้าทางด้านคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ จะทำให้ได้สัญญาณข้อปเปอร์ ทางด้านอีมิเตอร์ แต่โดยที่แหล่งจ่ายไฟไม่ได้ใช้แบตเตอรี่ สัญญาณที่ได้จากการขอปในช่วง turn on จึงไม่เป็นเส้นตรง เท่าที่ควรจะเป็นแต่นั้นก็ไม่ใช่ เรื่องสำคัญอะไร เพราะนี่ก็เป็นการยืนยันได้ว่าทรานซิสเตอร์ มีการขอปสัญญาณ ได้จริงแล้ว

แต่ด้วยเหตุผลที่ว่าต้องการนำสัญญาณโวลท์เตจที่จะจ่ายเข้า มอเตอร์ กลับมาทำการตั้งนั้นจึงได้มีการเพิ่มตัว capacitor เข้าไปข้างหลังตัว inductance ในภาคเอาต์พุต เพราะด้วยเหตุผลที่ว่า จะ feedback voltage ในรูปของพัลส์ไม่ได้ โดยที่หลังจากใส่ตัว capacitor เข้าไปสัญญาณพัลส์จะไม่เป็นพัลส์อีกต่อไปโดยที่ไม่มีผลต่อการนำไปขับมอเตอร์

ในสภาวะ turn on ตัว inductance จะสะสมพลังงานไว้โดยในสภาวะนี้จะมีกระแสไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ และในขณะที่ turn off พลังงานที่สะสมดังกล่าวในตัวเหนี่ยวนำจะจ่ายออกมา ผ่าน free wheeling diode และเป็นข้อที่ต้อยอย่างหนึ่งในการใช้วงจรข้อปเปอร์ เพราะหากมีการขอปสัญญาณที่ความถี่สูงๆแล้ว จะทำให้ไม่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่ด้วยเหตุผลที่ว่าที่ความถี่สูง คาบเวลาในการคายพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าน้อยหรือค่า time constant ของกระแสที่ไหลผ่าน free wheeling diode มีค่าน้อย และต้องเป็นไดโอดชนิดฟื้นตัวเร็ว เพื่อให้ทางเดินของกระแสไหล อย่างต่อเนื่อง เพราะไหลดที่ใช้เป็น inductive load



### 4.3 ส่วนกรองสัญญาณเอาต์พุต

#### 4.3.1 คุณสมบัติและการออกแบบส่วนของตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำเป็นส่วนกรองสัญญาณเอาต์พุต การทำงานพิจารณาเป็น 2 ลักษณะคือ

1. เก็บพลังงานตลอดช่วง TURN OFF หรือ NOTCH PERIOD เพื่อที่จะทำให้กระแสไหลไปยัง load อย่างต่อเนื่อง
2. ช่วยให้แรงดันเฉลี่ยด้านเอาต์พุตเรียบยิ่งขึ้น

#### หลักการคำนวณ

$$V_L = L di/dt$$

ดังนั้น  $V_L = E_{in} - E_{out}$

และ  $di = \Delta I_L$

เราสามารถหาค่า L ได้จาก

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

ในกรณีของ Half Bridge

$$E_{in} = 2E_{out}$$

ดังนั้น  $E_{in} - E_{out} = E_{out}$

$$\Delta t = \text{dead time หรือ Notch time}$$

ค่า  $t_{off}$  จะมีค่าสูงสุด

ค่า  $t_{on}$  จะมีค่าต่ำสุด

ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำต้องเหมาะสม เพื่อเก็บพลังงานอย่างเพียงพอจะจ่ายกระแส  
เอาที่พุดอย่างต่อเนื่องตลอดช่วง Notch Period

ถ้าแทนค่า  $\Delta t$  ในเทอมของแรงดันทุติยภูมิ,  $E_{in}$  และ  $E_{out}$

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

โดยที่  $f$  = ความถี่ในการ Switching

1/2 = factor ที่สัมพันธ์กับ Notch time ( $t_{off}$ ) กับเวลาทั้งหมด

เพื่อที่จะให้ค่า Inductance Peak Current ต่ำสุด และมี ripple น้อยที่สุด  
 $\Delta I_L$  ไม่ควรมีค่ามากเกินไป 0.25  $I_{out}$

$$V_L = L di/dt$$

$$L = E_{out} \cdot t_{off} / 0.25 I_{out}$$

จากการใส่ค่าการคำนวณในสูตรต่อไปนี้

1.

$$\begin{aligned} t_{off} &= [ 1 - (E_{out}/E_{in}) ] / 2f \\ &= [ 1 - (110/220) ] / 2(20\text{KHz}) \\ &= 12.5 \mu\text{SEC} \end{aligned}$$

2.

$$\begin{aligned} L &= ( E_{out} * T_{off} ) / 0.25 I_{out} \\ &= ( 110 * 12.5 \mu\text{SEC} ) / 0.25(8) \\ &= 687.5 \mu\text{H} \end{aligned}$$

เนื่องจากต้องการให้รับกระแสได้ 20 A เลือกลวด SWG22 4 เส้นตีเกลียว  
มีเส้นผ่านศูนย์กลาง(D) 0.088 cm

3.

$$\begin{aligned}
 A_p A_c &= [ 5.067 * 10^8 (L I_{out} D^2) ] / 0.8 B_{max} \\
 &= [ 5.067 * 10^8 (687.5 \mu H * 8 * 0.088^2) ] / 0.8 (2000) \\
 &= 13.5 \text{ cm}^4
 \end{aligned}$$

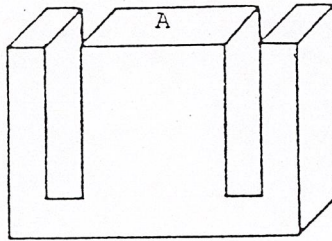
โดยที่

$$A_p = \text{พื้นที่แกน ferrite}$$

$$A_c = \text{พื้นที่ Bobbin}$$

เลือกแกน EE มี

$$A_p A_c = 14.1 \text{ cm}^4 \quad \text{โดยมี dimension ดังรูป}$$



## 4. Air gap length

$$\begin{aligned}
 l_g &= (0.4\pi L I_{out}^2 * 10^8) / (A_p * B_{max}^2) \\
 &= (0.4\pi * 687.5 \text{ mH} * 8^2 * 10^8) / (3.4 * 2000^2) \\
 &= 0.4 \text{ cm}
 \end{aligned}$$

## 5. จำนวนรอบการพัน

$$\begin{aligned}
 N &= (B_{max} * l_g) / (0.4\pi * I_{out}) \\
 &= (2000 * 0.4) / (0.4\pi * 8) \\
 &= 82 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

สรุป : ใช้แกน EE ขนาด 5.5 cm

พัน 82 รอบ ใช้ลวดเบอร์ SWG 22 4 เส้นตีเกลียว

เว้น air gap length 0.4 cm

#### 4.3.2 คุณสมบัติและการออกแบบตัวเก็บประจุในส่วนกรองสัญญาณ

การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุและการออกแบบ ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรที่ใช้งาน กระแสสูงสุดขณะทำงาน, ความถี่ในการ switch

ในการใช้งานปัจจุบันเลือกใช้ C แบบ electrolytic มากกว่าชนิด ESR เพราะ ESR จะมีผลต่อ ripple ของ output โดยตรง และอายุการใช้งานสั้นกว่า

นอกจากชนิดของตัวเก็บประจุที่ต้องพิจารณาแล้ว การคำนวณค่าและการวิเคราะห์รูปแบบของตัวเก็บประจุก็มีความสำคัญเช่นเดียวกัน

จากรูปกราฟกระแสของ C จะมีจุดศูนย์กลางที่มีขนาด  $\Delta I$  สังเกตว่ากระแส  $I_c$  จะตัดที่ 0 เมื่อเพิ่มไปทางบวกที่เวลา  $t_1$  ซึ่งเป็นช่วงกึ่งกลางของ  $t_{on}$  และเวลา  $t_2$  เป็นช่วงกึ่งกลางของ  $t_{off}$

ดังนั้นกระแสที่จะทำให้เกิด Ripple Voltage (V) หาได้จากสมการ

$$V_{out} = (1/C_{out}) \int i dt \quad \text{----- 1}$$

แต่กระแสตลอดช่วงเวลา  $t_1 - t_2$  คือ

$$(\Delta I_{out} / 2) / 2 \quad \text{หรือ} \quad \Delta I_{out} / 4$$

ดังนั้น ถ้าเราอินทิเกรตสมการ 1 จะได้

$$V_{out} = I_{out} T / 4C_{out} 2$$

$$= (\Delta I_{out}) T / 8C_{out}$$

$$= \Delta I_{out} / 8fC_{out}$$

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

เมื่อ  $I_{out} = 0.25I_L$

$\Delta V_{out}$  = Ripple voltage peak to peak

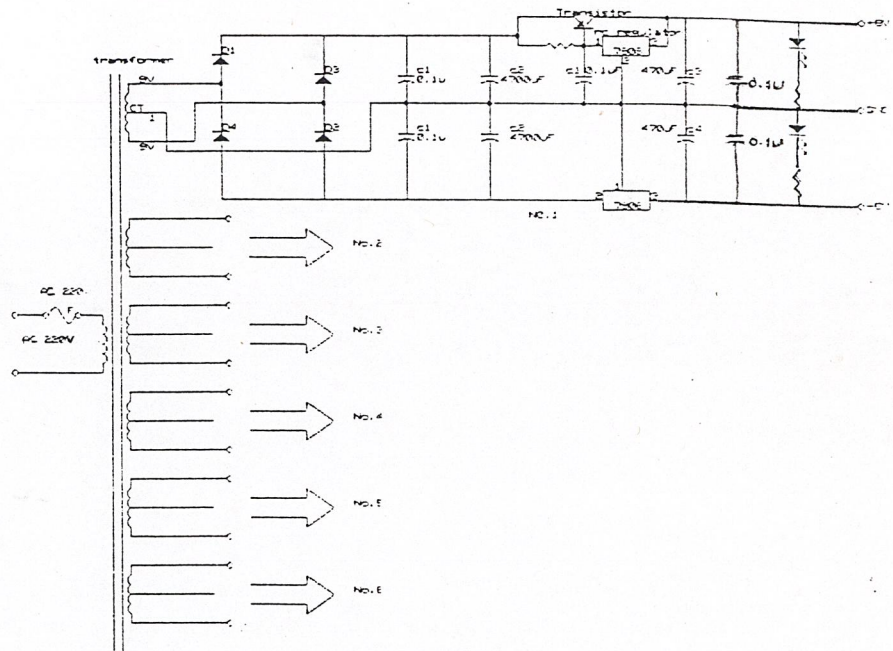
$f$  = ความถี่ switching

ค่า LC ที่เหมาะสมจะสำคัญมาก เพราะมีผลต่อวงจรดังนี้

1. ค่า LC มีผลต่อเสถียรภาพของระบบ switching
2. ค่า L น้อย และค่า C ขนาดใหญ่ขึ้น วงจรจะมีผลตอบสนอง transient ดีมาก

#### 4.4 แหล่งจ่ายไฟตรง

ในวงจร main จะใช้ไฟสลับจาก variac ผ่าน bridge rectifier แทนการใช้แบตเตอรี่ 220 V<sub>ac</sub> สำหรับแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ในวงจรควบคุมและวงจรสร้างสัญญาณต่าง ๆ จะสร้างโดยตั้งไฟจากหม้อแปลงจ่าย bridge rectifier ผ่านค่า capacitor ที่เหมาะสม แล้วนำไปเข้าตัว IC Regulator ที่มีระดับแรงดันหลายระดับคือ +12, GND, +15, -15, +6, -6

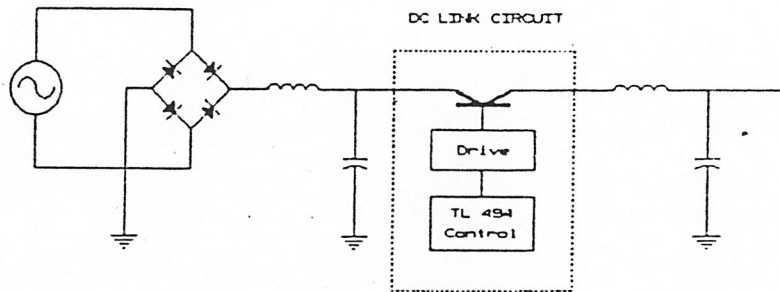


รูปที่ 4.41 แสดงแหล่งจ่ายไฟตรงให้กับวงจรสร้างสัญญาณต่าง ๆ

แต่เนื่องจากวงจรควบคุมและวงจรรับเบส ไม่จำเป็นต้องใช้กระแสมากจึงไม่มีปัญหาเรื่อง การจ่าย จึงสามารถตัด ทรานซิสเตอร์ ในรูปออกไปได้

#### 4.5 วงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้เป็นส่วนในการสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อใช้ในการ ชับขา เบสของทรานซิสเตอร์โดยใช้การปรับเนื้อพัลส์ในการควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทที่จะจ่ายไปยังมอเตอร์



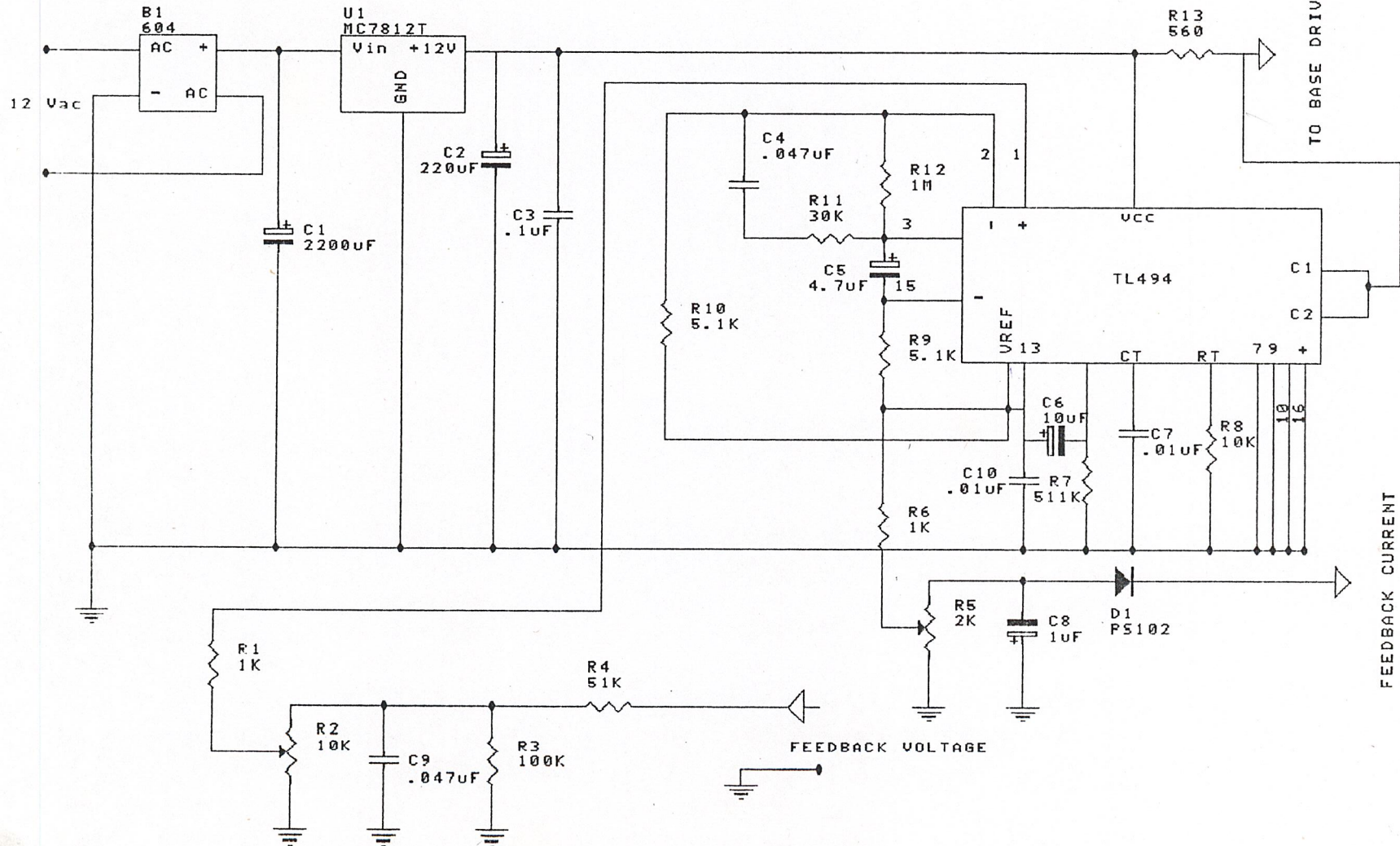
รูปที่ 4.51 แสดงแนวคิดในการควบคุมแรงดันที่จะจ่ายมอเตอร์

วงจรควบคุมที่ใช้ในโครงการจะแบ่งเป็น 2 ชนิด 3 แบบ ดังนี้

#### 4.51) วงจรควบคุมด้วยมือ Manual control oct/1

ซึ่งทำงานโดยใช้ตัว IC TL494 โดยได้กล่าวถึงลักษณะการทำงาน ของไอซีเบอร์นี้ มาบ้างแล้วแต่จุดที่แปลกอย่างหนึ่งในการสร้างวงจรควบคุมความกว้างพัลส์ด้วยมือชนิดนี้กลับ อยู่ที่จะทำอย่างไรเพื่อที่จะนำสัญญาณ clock ภายในตัวของไอซีเบอร์นี้ออกมาใช้เป็นสัญญาณที่จะนำไปควบคุมการขับเบส ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะเป็นพัลส์ on ก็ต่อเมื่อสัญญาณอ้างอิงมีค่ามากกว่าสัญญาณแครเรียร์ ซึ่งตรงกันข้ามกับเอาท์พุทของ TL494 ใน timing diagram การที่จะนำสัญญาณ clock ดังกล่าวทำได้โดยที่ภาคเอาท์พุทของ TL494 ให้ต่อขาที่ 8 และ 11 เข้าด้วยกันซึ่งเป็นขา collector ทั้งสองขาในขณะที่ต่อขา emitter ลง GND

# MANUAL CONTROL CCT/1



1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100

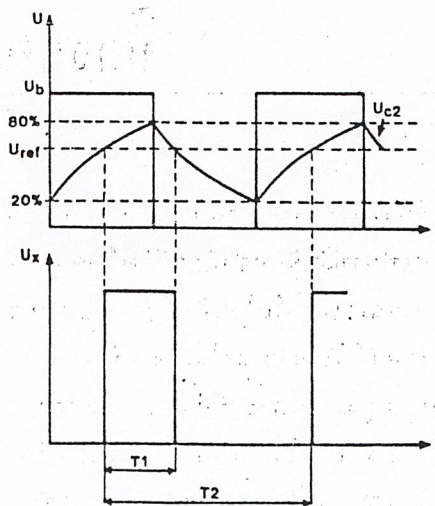
#### 4.51.2 วงจร เครื่องกำเนิดพัลส์ปรับค่าได้

โดยปกติแล้วการปรับพัลส์นั้นจะเกิดผลกระทบต่อทั้งความถี่และความกว้างพัลส์ แต่วงจรนี้สามารถปรับทั้ง duty cycle และความถี่โดยไม่ขึ้นกัน โดยปรับ duty cycle ได้ตั้งแต่ 0 - 100 เปอร์เซ็นต์

พัลส์ของวงจรได้จากวงจร astable multivibrator ( $N_1$ ) ได้เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่สมมาตร (duty cycle 50 เปอร์เซ็นต์) ความถี่ที่ได้ปรับได้โดย  $P1a$  คลื่นรูปสี่เหลี่ยมจาก  $N_1$  จะถูกทำให้สลับขึ้นด้วย  $N_2$

เทคนิคการเปลี่ยนค่า duty cycle โดยไม่กระทบต่อความถี่ คือการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ เนตเวอร์ก ( $P1b/R_2/C_2$ ) และวงจรเปรียบเทียบ (IC1) ค่าเวลาคงที่ RC ของวงจร อินทิเกรเตอร์ เนตเวอร์ก ( $C_2 = (1/6)C_1$ ) ถูกเลือกให้มีค่าแรงดันตกคร่อม  $C_2$  เปลี่ยนแปลงได้ระหว่าง 20 - 80 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟเลี้ยง  $U_B$  และเมื่อไรก็ตามที่แรงดันอ้างอิงที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบก็จะเปลี่ยนสถานะ

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้คลื่นรูปสี่เหลี่ยม ( $U_x$ ) มีค่า duty cycle ตามค่าแรงดันอ้างอิง ( $U_{ref}$ ) ของวงจรเปรียบเทียบ กระบวนการนี้สามารถดูรายละเอียดได้จากรูปข้างล่าง



จากการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาอินเวอร์ตอินพุตของวงจรเปรียบเทียบก็จะทำให้สามารถเปลี่ยนแปลงค่า duty cycle ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมทางเอาต์พุตได้โดยไม่กระทบต่อความถี่ของวงจร

ในด้านการเปลี่ยนความถี่ของวงจร เราจะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ 2 ชิ้น ( $P1a/P1b$ ) ในวงจรนี้ ก็จะทำให้ค่าเวลาคงที่ RC ของวงจรอินทิเกรเตอร์ เนตเวอร์กเปลี่ยนไปอย่าง เป็นสัดส่วนพอดีกับวงจรผลิตความถี่

ถ้าความถี่  $f$  ของวงจรมัลติไวเบรเตอร์ เพิ่มขึ้นเป็น  $x \cdot f$  ค่าคาบเวลาของคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จะลดลงโดยตัวคูณ  $x$  แต่ด้วยค่าเวลาคงที่ RC ของวงจรอินทิเกรเตอร์จะช่วยลดค่าตัวคูณ  $x$  ลง ค่า duty cycle ของคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจึงไม่เปลี่ยนแปลง ในการเปลี่ยนแปลงค่าเวลาคงที่ของ RC ของวงจรอินทิเกรเตอร์ เนตเวอร์กก็จะไม่มีผลต่อเส้นโค้งการประจุของ  $C_2$  ดังนั้นกราฟจากรูปที่ผ่านมาจึงยังคงใช้ได้กับความถี่ทุกความถี่ที่เป็น  $x \cdot f$  อัตราส่วนของ  $T_1/T_2$  ที่เป็นค่า duty cycle (เท่ากับ  $T_1/T_2 * 100\%$ ) จึงคงที่ด้วย

ค่าของ  $R_3, R_4$  และ  $P_2$  เลือกให้ได้แรงดันอ้างอิงที่อินเวอร์ตอินพุตของ IC1 ปรับได้อยู่ระหว่าง 13 และ 87% ของแรงดันไฟเลี้ยง และแรงดันคร่อม  $C_2$  สามารถปรับได้ระหว่าง 20 ถึง 80% ของแรงดันไฟเลี้ยง ดังนั้นจึงสามารถปรับให้ค่า duty cycle ของสัญญาณเอาต์พุตเป็น 0 (เอาต์พุตไม่มีสัญญาณ) จนถึง 100% (เป็นแรงดันไฟตรงออกที่เอาต์พุต)

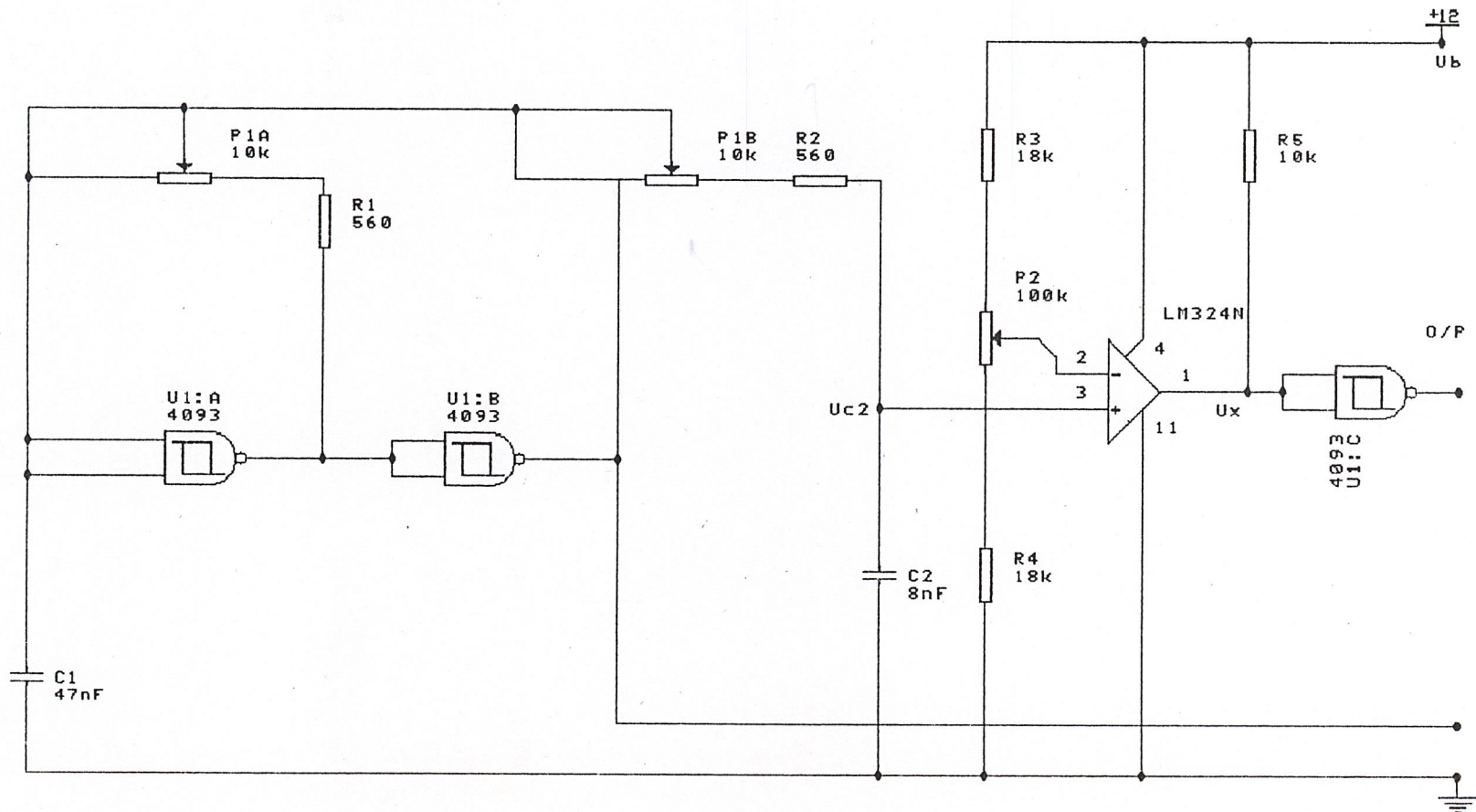
ขั้วต่อที่ทรานซิสเตอร์ทางด้านเอาต์พุตใช้แต่งรูปสี่เหลี่ยมให้สวยงาม จากสูตรที่จะกล่าวถึงนี้จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าอุปกรณ์ตามความถี่ที่ต้องการดังนี้

$$C_1 = 6 * C_2$$

$$P1a = P1b, R_1 = R_2$$

$$f = 1 / [(P1a + R_1) * 0.4 C_1]$$

# MANUAL CONTROL CCT/2



מנגנון שליטה ידנית

#### 4.53) วงจรควบคุมความกว้างพัลส์โดยอัตโนมัติ

สำหรับวงจรในส่วนนี้ได้ต่อเพิ่มส่วน feedback เข้าไปเพื่อนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่านตัว comparator ซึ่งถือเป็น subtracting amp โดยโวลท์ที่ feed back นั้นจะถูกนำมาทำ voltage divider เพื่อลด volt ลงก่อนที่จะป้อนเข้า subtracting amp แล้วนำค่าโวลท์ดังกล่าวมาลบกับค่าที่ตั้งไว้ที่ขา inverting amp ก็จะทำให้ได้ เอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะของ voltage output หลังจากนั้นก็นำสัญญาณดังกล่าวไปผ่าน noninverting amp เพื่อนำไปเป็นสัญญาณอ้างอิงที่จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพื้นเสถียรต่อไป

โดยการต่อตัวไอซีเบอร์ TL494 จะต่อเหมือนกับใน block diagram โดยมีเอาท์พุทที่ขา 9 และ 10 แต่เนื่องจากผลัดกันทำงานคนละครึ่ง cycle ทำให้ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ได้มีค่าลดลงไปครึ่งหนึ่งด้วย ฉะนั้นจึงจำเป็นต้องนำขา 9 และ 10 มาต่อเข้าด้วยกันเพื่อให้ได้ความถี่เท่ากับสัญญาณ แครเรียร์ (saw tooth)

จากหลักการโดยต้องพิจารณาตาม timing diagram ประกอบจะเห็นว่าจะสามารถทำการ Regulate ค่าของแรงดันเอาท์พุทให้อยู่ในช่วงค่า ๆ หนึ่งได้ดังนี้

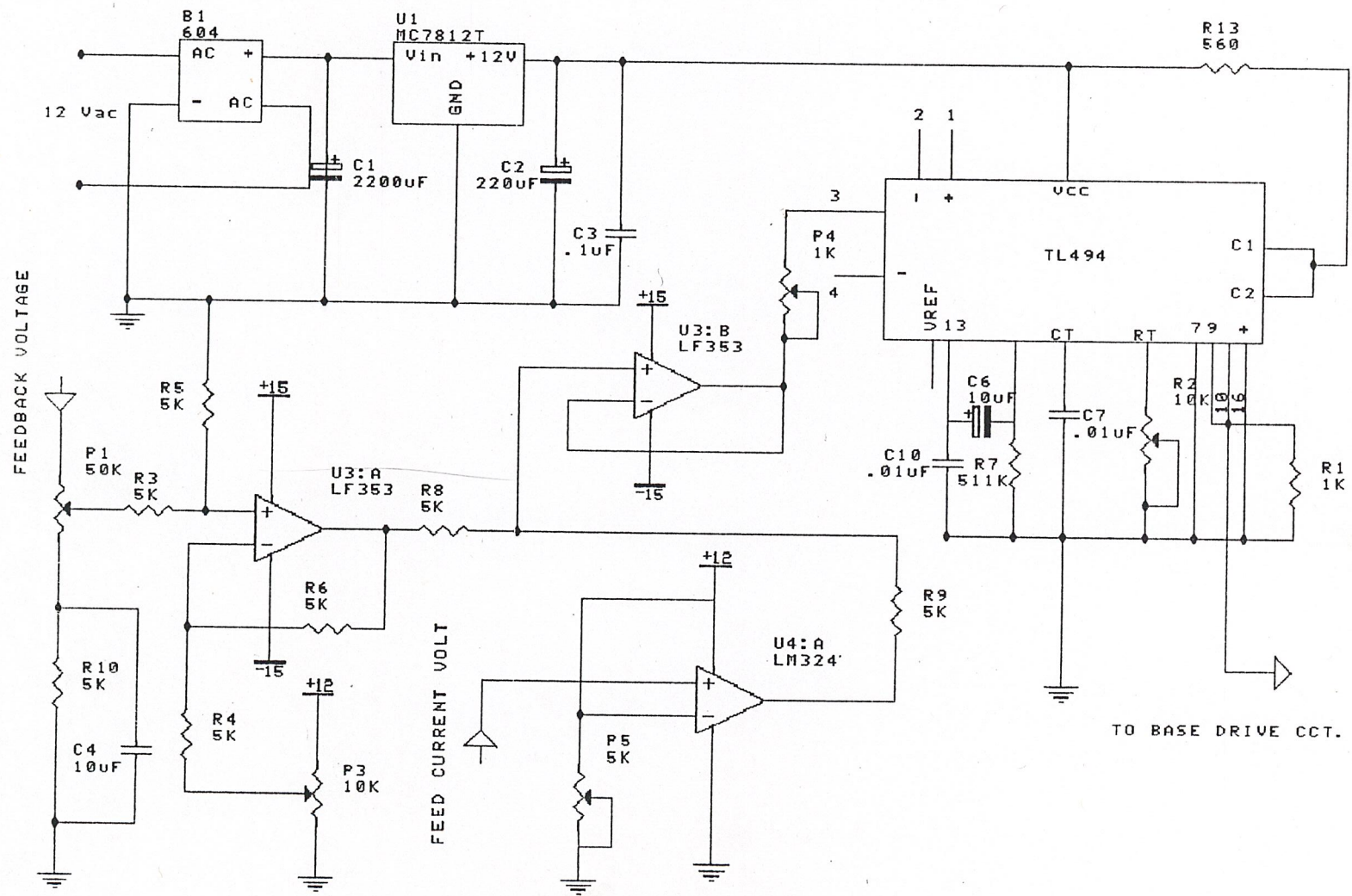
##### 1) กรณีโหลดมีค่ามาก

จะทำให้ voltage ที่จะจ่ายเข้าตัวมอเตอร์มีค่าลดลง ฉะนั้น voltage ที่ feed back กลับมายังวงจรควบคุมย่อมจะมีค่าน้อยลงไปด้วย เป็นผลให้ได้สัญญาณอ้างอิงที่จะไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณแครเรียร์มีค่าน้อยลง เมื่อสัญญาณดังกล่าวมีค่าน้อยลง หากใช้การพิจารณา timing diagram ควบคู่ไปด้วยก็จะทำให้ทราบได้ว่า สัญญาณพัลส์จะกว้างขึ้นกลับสู่สภาวะเดิม

##### 2) กรณีโหลดมีค่าน้อย

จะอธิบายได้ในทำนองตรงกันข้าม โดยสรุปแล้วจะไปที่ทำให้สัญญาณอ้างอิงที่จะไปเปรียบเทียบกับสัญญาณแครเรียร์ มีค่ามากขึ้นเป็นผลทำให้เนื้อพัลส์ของสัญญาณควบคุมแคบลงเพื่อให้มีการช้อน้อยลง เพื่อกลับเข้าสู่สภาวะเดิม

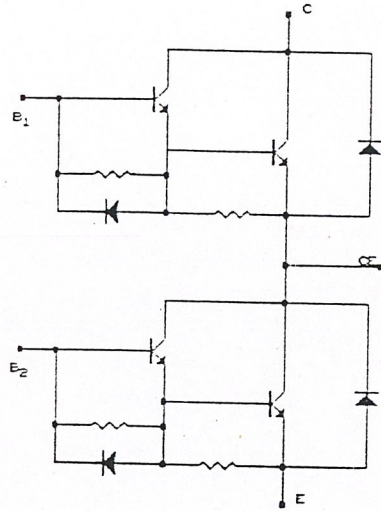
# AUTO REGULATE CCT.



51M 4.53 48M 7.75 50M 10.1 55M 13.5 60M 17.5 65M 22.5 70M 28.5 75M 35.5 80M 43.5 85M 53.5 90M 65.5 95M 80.5 100M 100

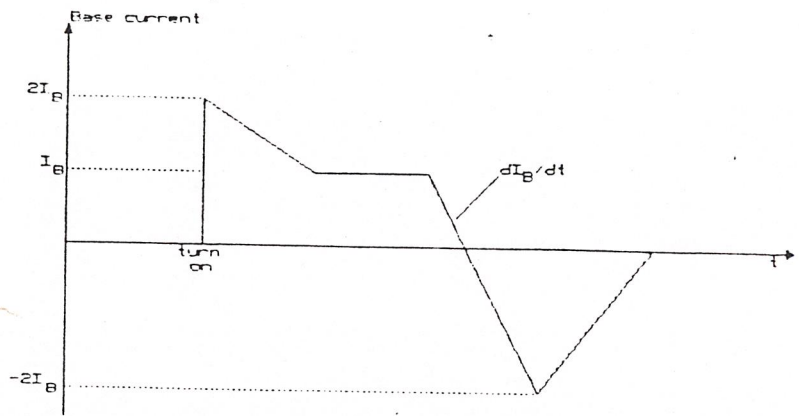
#### 4.6 วงจรขับเบส (BASE DRIVE CIRCUIT)

วงจรขับเบสนี้จะออกแบบใช้กับทรานซิสเตอร์กำลังซึ่งเป็นชนิดโมดูลโดยภายในตัวกัน  
 ในแบบคาร์ลิ่งตัน ดังนั้นจึงมีกระแสสูง ทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้เป็นเบอร์ EVK71-050 ซึ่ง  
 สามารถรับกระแสได้ 71 แอมป์และทนแรงดันได้ถึง 500 โวลต์ซึ่งนับว่าเหมาะสมอย่างยิ่งต่อ  
 การนำมาขับ Dc moto เพราะโดยปกติแล้วทรานซิสเตอร์ ที่ไม่มีการคาร์ลิ่งตัน จะมีอัตรา  
 การขยายกระแสที่ค่อนข้างต่ำ



รูปที่ 4.61 แสดงโมดูลของทรานซิสเตอร์กำลังในหนึ่งแพ็คเกจ

โดยตามทฤษฎีควรให้กระแสเบสมีการไหลย้อนกลับและมีค่าเกือบเป็นสองเท่าของ  
 กระแสเบสฟอร์เวิร์ดสในขณะ turn-off และกระแสเบสไหลย้อนกลับควรจะไม่ให้มีการ  
 กระชากกระแสลงไปสู่ค่าลบอย่างรวดเร็วคือไม่ให้มีค่า  $-di_b/dt$  มากเกินไปจนอาจทำ  
 ให้ ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ ในทางปฏิบัติมักใส่ stray inductance เข้าไปในส่วนของ  
 รีเวอร์สไบอัสเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว เพื่อที่จะให้กระแสในระหว่างเทอร์น-ออน มีค่าน้อย  
 ควรจะให้กระแสเบสมีการโอเวอร์ชูทของขอบขาขึ้นกระแสประมาณสองเท่าของกระแส  
 สภาวะคงที่ ดังแสดงในรูป ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับเบสจึงต้องคำนึงถึงกระแสขับเบส  
 ที่เหมาะสมด้วย

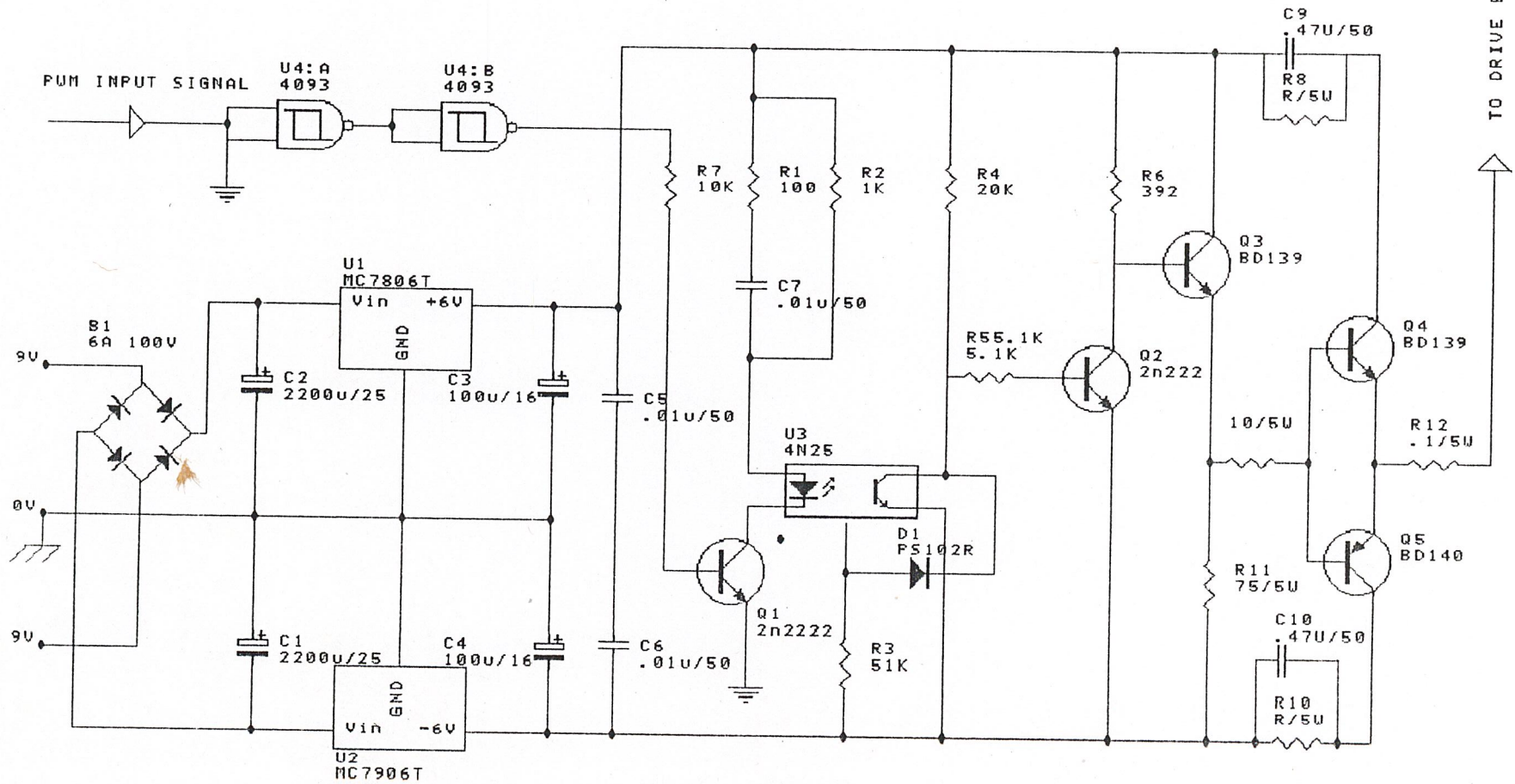


รูปที่ 4.62 แสดงรูปร่างของกระแสเบสในทางอุดมคติ

โดยในส่วนของวงจรขับเบสที่สร้างขึ้นจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ ๆ ดังต่อไปนี้

- 1) ส่วนแยกกราวด์ ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกิจัก เพื่อป้องกันการรบกวนและอันตรายจากไฟแรงสูงจากวงจรกิจัก โดยใช้ฉนวนฟิโตนีคัลเปเปอร์ ไอซีเบอร์ 4N25 โดยมีการต่อวงจรช่วยเพิ่มเติมในลักษณะที่เพิ่มขีดความสามารถทางด้านความเร็ว
- 2) ส่วนของการคายประจุ โดยการต่อความต้านทานระหว่างขาเบส 4N25 กับไฟลบ เพื่อเป็นช่องทางระบายอิเล็กตรอนส่วนเกิน และลดปัญหาการอิมิตัวอย่างรุนแรง
- 3) ส่วนของการมีโอเวอร์ชูทของขอบขาขึ้น ที่กระแสเบส โดยการใส่สปีดอัฟคาปาซิเตอร์เพื่อเพิ่มความเร็วในการสวิตชของไฟโตรีทรานซิสเตอร์ที่ถูกสลับลงในข้อที่สอง โดยเป็นวงจร RC ธรรมดาที่  $R_7, C_7$  ซึ่งเมื่อได้รับ  $V_{be}$  มันจะรีบเก็บประจุ
- 4) ส่วนของการแก้ปัญหาตัวเก็บประจุแอมแปงโดยใช้การต่อไดโอดที่ขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์ ของไฟโตรีทรานซิสเตอร์ นอกจากนี้ยังช่วยแบ่งเบาภาระการทำงานของ  $R_{be}$  ในการลดการอิมิตัวอย่างรุนแรง
- 5) ส่วนของการจำกัดกระแสเบสที่เป็นลบ โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ ต่อระหว่างทรานซิสเตอร์  $Q_2$  กับไฟลบ ซึ่งในวงจรนี้ไม่ได้ใช้เพราะตั้งสมมติฐานว่า  $-di_B/dt$  มีค่าไม่มาก
- 6) ส่วนไฟเลี้ยงวงจรขับเบส ซึ่งมีทั้งซีกบวกและซีกลบ ในส่วนหลังจากที่แยกกราวด์แล้ว เพื่อช่วยให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้สนิทจริง ๆ

# Base drive ampli oot



4.63

### การทำงานของวงจรถับเบส

1) เมื่อพัลส์บวกของสัญญาณเสวติที่ถูกล่งให้กับวงจรถับเบส จะเป็นการฟอร์เวอร์ส์ไบอัสให้กับ ทรานซิสเตอร์กำลัง โดยที่ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  จะนำกระแสทำให้มีกระแสไหลเข้าขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ฉะนั้น  $Q_3$  จึงนำกระแสและขยายกระแสเพื่อจ่ายแก่ขาเบส ของทรานซิสเตอร์  $Q_4$  ในขณะที่ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  จะไม่นำกระแสเพราะเป็นต่อกันในลักษณะคู่ complementary ดังนั้นจึงมีกระแสไหลไปยังขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลังอย่างเพียงพอ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงนำกระแส

2) เมื่อพัลส์ลบถูกส่งเข้ามาจะ เป็นการรีเวอร์ส์ไบอัสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในลักษณะที่ ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  จะไม่ทำงานคือไม่นำกระแสเป็นผลให้ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ไม่นำกระแสด้วยเช่นกัน ดังนั้นกระแสจึงไหลออกจากเบส ของทรานซิสเตอร์กำลัง กลับเข้ามายังทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เป็นการทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแสในที่สัค

### 4.7 ระบบป้องกัน

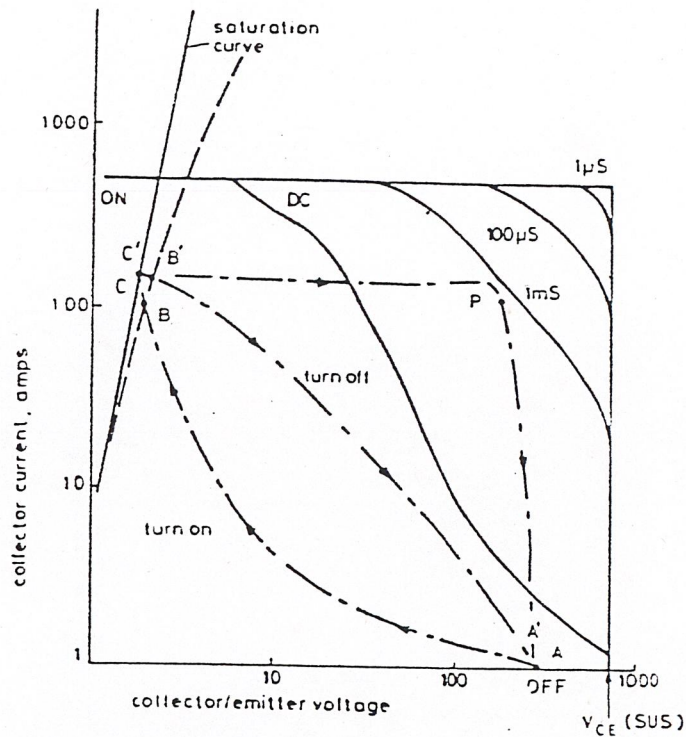
ระบบป้องกันที่ดีจะต้องมีส่วนป้องกันสมบูรณ์ที่สุด อาจจะเป็นอุปกรณ์ป้องกัน เช่น ฟิวส์ และ เบรกเกอร์ โดยฟิวส์จะป้องกัน short circuit ได้ดีและควรใช้ขนาดเพื่อ 200% จึงจะเหมาะสมภาวะ short circuit จะสังเกตได้จากเมื่อเปิด switch แล้วตัวมอเตอร์ไม่หมุน ส่วนเบรกเกอร์จะป้องกันได้ทั้ง short circuit และ over load ซึ่งควรเลือกใช้ขนาด 115% โดยสภาวะ over load นี้จะสังเกตได้จากการที่มอเตอร์หมุนอยู่แต่กระแสเกินปกติ

นอกจากนี้ในส่วนของสัญญาณ feed back ยังได้ออกแบบให้นำสัญญาณที่ บ้อนกลับมา ยังวงจรถควบคุม ผ่าน comparator หากเกินค่าที่ตั้งไว้กรณีเกิดเหตุผิดปกติ จะไม่มีพัลส์ที่จะนำไปขับขาเบส ทำให้วงจรช้อปเปอร์หยุดทำงาน จึงสามารถช่วยปกป้องระบบได้อีกทางหนึ่ง

นอกจากนี้ในส่วนของตัวทรานซิสเตอร์ก็ยัง ได้มีการ ใช้สับเบอ์ เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจมีกับตัวทรานซิสเตอร์ แต่เนื่องจาก ไม่มีข้อมูล เกี่ยวกับทรานซิสเตอร์ตัวนี้ การออกสับเบอ์จึงคาดว่าอาจจะไม่เหมาะกับ ตัวทรานซิสเตอร์เท่าที่ควร

#### 4.71) การทำงานของวงจรดับเบอ (snubbe circuit)

เมื่อนำเอาทรานซิสเตอร์มาใช้ในวงจรขั้วมอเตอร์ โดยในขณะมอเตอร์เริ่มทำงานนั้นกระแสจะถูกเปลี่ยนจากการไหลผ่านไดโอดมาไหลผ่านทรานซิสเตอร์ โดยไดโอดที่ใช้จะต้องเป็นชนิด fast recovery ซึ่งมีช่วงเวลากการหยุดนำกระแสได้เร็วเพื่อทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านความปลอดภัย



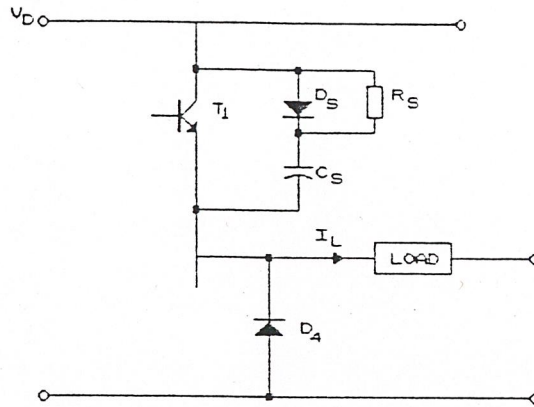
รูปที่ 4.47.1 แสดงพื้นที่ปลอดภัยในการทำงานของทรานซิสเตอร์

จากรูปขณะเริ่มทำงานค่า  $V_{CE}$  ควรมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วและ  $I_C$  ควรเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ในขณะที่การ turn-off ที่ดีกระแส  $I_C$  ควรจะลดลงอย่างรวดเร็วและ  $V_{CE}$  ควรจะเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ทั้งนี้เพื่อให้การ on และ off ได้อย่างรวดเร็วดังนั้น จึงได้มีการสร้างวงจรที่ช่วยในการสวิตซ์ที่เรียกว่า snubbe ขึ้น

โดยเมื่อตอสับเบอเข้าไปจะทำให้กระแสในขณะ turn-off ของทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วโดยไหลผ่านไดโอด  $D_u$  ไปยังตัวเก็บประจุ  $C_u$  ในขณะที่แรงดัน  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้นช้าๆ และในขณะ turn-on พลังงานที่สะสมไว้ในตัว  $C_u$  ก็จะถูกคายสู่  $R_u$

## 4.72) การออกแบบวงจร snubber (snubler circuit)

snubber ที่ใช้เป็นแบบขนานซึ่งตามทฤษฎีจะช่วยให้ สไปค์ของแรงดันลดลงและลดกำลังการสูญเสียของทรานซิสเตอร์ขณะ turn-off



รูปที่ 4.72.1 แสดงวงจร snubber ที่ใช้ในการทดลอง

พิจารณาจากรูปและสมมติว่าขณะ turn-off ค่ากระแสลดลงเป็นเชิงเส้น กระแสจะผ่าน  $D_s$  เข้ามาชาร์จที่  $C_s$  โดยค่า voltage ตกคร่อมแสดงได้ด้วยสมการ

t

$$V_{cs} = (1/C_s) \int I_L dt \quad \dots (1)$$

0

เมื่อ  $I_L$  คือกระแสไหลลด,  $t_f$  คือ fall time

ที่เวลา  $t = \text{fall time}$  ค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_s$  มีค่าเท่ากับ  $V_{cd}$

$$V_{cd} = 0.5(I_L t_f) / C_s \quad \dots (2)$$

ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ควรมีค่า

$$C_s \geq (I_L t_f) / 2V_{cd} \quad \dots (3)$$

หลังจากที่ผ่าน  $t_f$  ไปแล้ว  $C_s$  ยังคงถูกชาร์จด้วยกระแสไหลตกที่ต่อไปทำให้แรงดันตกคร่อม  $C_s$  มีค่าสูงกว่าแหล่งจ่าย  $V_D$  เพราะเนื่องจากมีอินดักแตนซ์ในวงจร และในที่สุดจะตกลงมาเท่ากับแหล่งจ่าย พลังงานที่สะสมไว้ในตัว  $C_s$  คือ

$$E_{cs} = 0.5 C_s (V_D)^2 \quad \dots (4)$$

เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง พลังงานจะถูกสลายที่ความต้านทาน

ให้  $f$  เป็นความถี่ในการใช้งานของทรานซิสเตอร์ ค่าพลังงานที่ถูกลดสลายที่ความต้านทานมีค่า

$$P_{ทร} = 0.5C_S (V_D)^2 f \quad \dots (5)$$

ในขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสอยู่นั้น ความต้านทาน  $R_S$  จะจำกัดค่ากระแสสวิตซ์ซาร์จค่าหนึ่ง ให้อยู่ในช่วงที่ปลอดภัย ถ้าให้  $I_M$  คือค่ากระแสสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์ ยอมให้ผ่านได้ โดยปลอดภัยและสมมติว่า  $R_S$  เท่านั้นที่จำกัดค่ากระแสสวิตซ์ซาร์จของตัวเก็บประจุ ดังนั้นค่า  $R_S$  หาได้จาก

$$R_S > V_D / (I_M - I_L) \quad \dots (6)$$

ซึ่งสมการที่ 6 นี้เป็นสมการที่หาค่าน้อยที่สุดของ  $R_S$  สำหรับค่า  $R_S$  ที่มากที่สุดสามารถหาได้จากช่วงเวลา  $T_{on(min)}$  ของทรานซิสเตอร์โดยไม่คิดผลของค่าอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่ การออกแบบคาบเวลานำกระแสที่น้อยที่สุดควรมีค่าน้อยอย่างน้อยเป็น 3 เท่าของค่าคงที่เวลาดังสมการ

$$T_{on(min)} >= 3R_S C_S \quad \dots (7)$$

ดังนั้น

$$R_S < T_{on(min)} / 3C_S \quad \dots (8)$$

นั่นคือการออกแบบค่า  $R_S$  ควรมีค่าน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุใน  $C_S$  เกิดขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อรวมสมการที่ 6 และ 8 จะได้

$$V_D / (I_M - I_L) <= R_S <= T_{on(min)} / 3C_S \quad \dots (9)$$

แสดงให้เห็นว่าค่า  $R_S$  ควรเป็นค่าที่เหมาะสมเพื่อที่จะจำกัดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ ในการทดลองได้กำหนดเงื่อนไขในวงจรและคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ดังนี้

$$V_D = 220 \text{ V} , \quad V_{CD} = 50 \text{ V}$$

$$I_L = 16 \text{ A} , \quad I_M = 75 \text{ A}$$

$$t_f = 2.5 \text{ } \mu\text{S} , \quad T_{on(min)} = 30 \text{ } \mu\text{S}$$

จะสามารถหาค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุของสแน็บเบอร์ได้ดังนี้

$$C_S >= I_L t_f / 2V_{CD}$$

$$>= (16)(2.5)(10^{-6}) / (2)(50)$$

$$>= 0.4 \text{ } \mu\text{F}$$

เพราะฉะนั้นจึงเลือกค่า  $C_u = 0.47 \mu\text{F}$  และทนแรงดันได้ 630 volt ซึ่งหาได้ง่าย และจากสมการที่ 9 แทนค่าข้อมูลที่กำหนดให้จะได้

$$220 / (75-16) < R_s < 30 / (3)(0.47)$$

$$3.72 < R_s < 21.28 \quad \text{โอห์ม}$$

เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิตซ์ของทรานซิสเตอร์ประมาณ 20 KHz ดังนั้นการคำนวณหากำลังสูญเสียที่สลายไปใน  $R_s$  จะหาได้จาก

$$P_{R_s} = (0.5)(0.47 \mu\text{F})(220)^2(20 \text{ KHz})$$

$$= 227.48 \text{ watt}$$

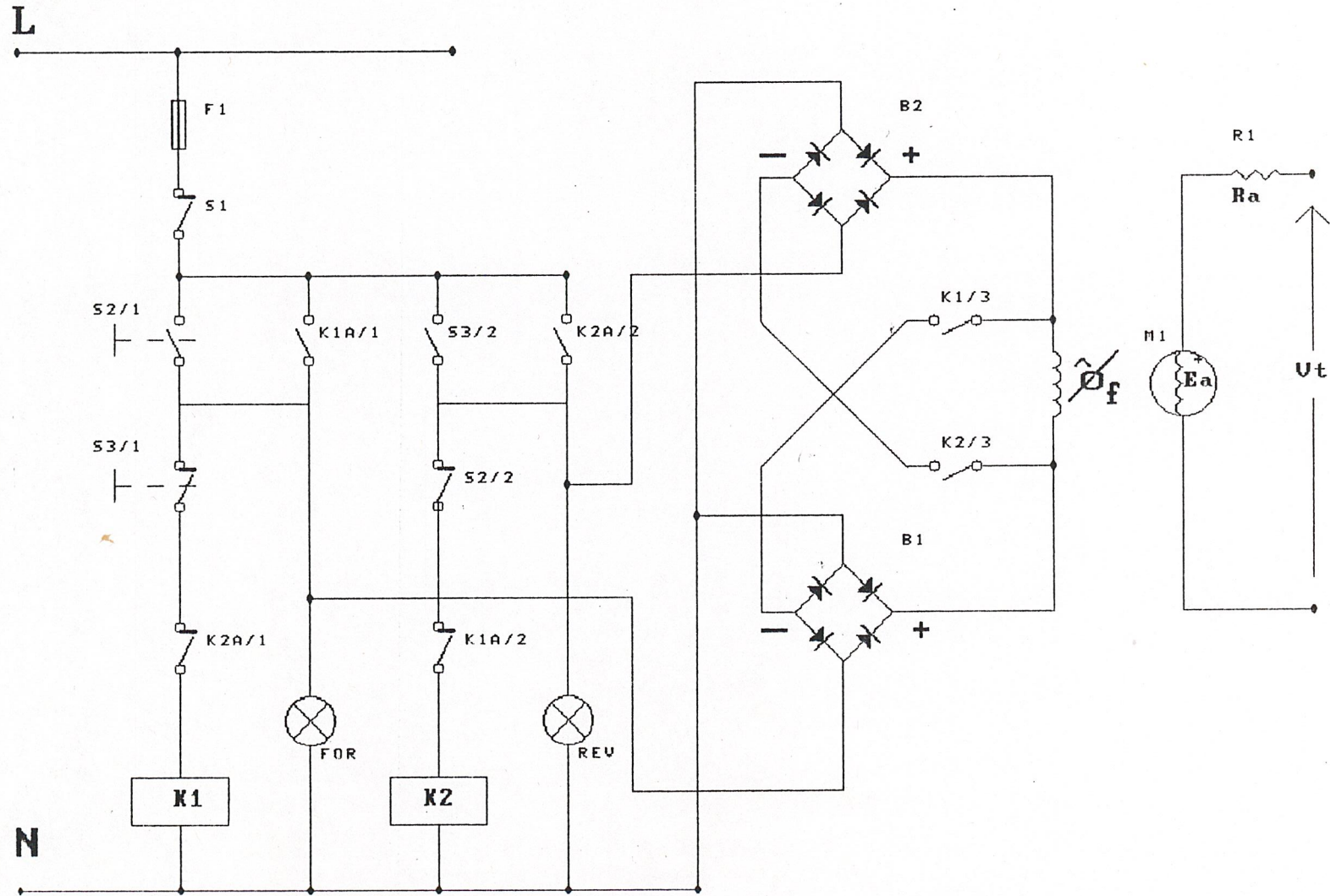
ดังนั้นจึงเลือกตัวต้านทาน  $R_s$  เท่ากับ 10 โอห์ม 250 วัตต์

#### 4.8 วงจรกลับทิศการหมุนของตัวมอเตอร์

ในตอนแรกๆ ของการทำโครงการนี้ได้ใช้ วงจรแมคเนติกคอนแทคเตอร์โดยเบิกมาจากห้อง store1 โดยใช้หลักที่ทำให้ coil ทั้งสองคือ K1 และ K2 ผลักกันทำงานเพื่อจ่ายไฟเข้า bridge rectifier จึงเป็นลักษณะจ่าย volt ให้ชุด field ได้สองทิศทางจึงทำให้ฟลักซ์ที่ชุด field กลับทิศไปด้วยมอเตอร์จึงกลับทิศการหมุนได้

ในตอนหลัง ได้คิดหาวิธีที่สะดวกกว่าวิธีแรกขึ้นได้ โดยได้ไปหาซื้อ switch ลก เบี้ยว ซึ่งมีขนาดเล็กและเหมาะมือในการควบคุมมากกว่าวิธีแรก โดยใช้หลักการที่ทำให้จ่ายไฟเข้า bridge rectifier ตัวหนึ่งจากนั้นก็จะได้ไฟตรงขึ้นมาคราวนี้ก็เป็นหน้าที่ของการต่อสายไปยังสวิตซ์ให้ถูกต้อง แล้วจากนั้นถ้าเราโยกสวิตซ์ไปข้างหนึ่งมอเตอร์ก็จะหมุนทิศหนึ่ง หากโยกอีกทิศหนึ่งมอเตอร์ก็จะหมุนไปอีกทิศหนึ่ง ซึ่งก็ใช้หลักการเดียวกับในตอนแรก แต่วิธีนี้สะดวกกว่า

# BI-DIRECTIONAL DRIVE



รูปที่ 4.8.1 วงจรขับเคลื่อนทิศทางทั้งสอง

## บทที่ 5

## ผลการทดลอง

## ผลการทดลอง

จากการทดลองทำให้ทราบว่าทรานซิสเตอร์กำลังสามารถทำการช้อป แรงดันที่ป้อนเข้าทางด้านขาคอลเลคเตอร์ได้จริง แต่ที่ระดับแรงดันสูง ๆ ในขณะที่ทำการทดลองมักจะเกิดประกายไฟที่หน้าแปรงถ่านรุนแรง แม้จะใช้การใส่อินเตอร์โพล เข้าช่วย จากการทดลองพบว่า เมื่อยังสัญญาณพัลส์มีค่า duty cycle ที่จะนำไปใช้ในการช้อปมากเท่าไรระดับของแรงดันที่ซีโรลท์เตจที่จะจ่ายให้กับตัวมอเตอร์ก็จะมีค่ามากขึ้น และส่งผลให้ความเร็วรอบของตัวมอเตอร์มีค่าสูงตามไปด้วย

ส่วนกรณีที่กำหนดค่าความกว้างของสัญญาณในการช้อปไว้ค่าหนึ่ง แล้วดูผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงโพลพบว่า ที่โพลสูงความเร็วของตัวมอเตอร์จะตกลง ในขณะที่กระแสที่จ่ายไปยังมอเตอร์กลับมีค่ามากขึ้น

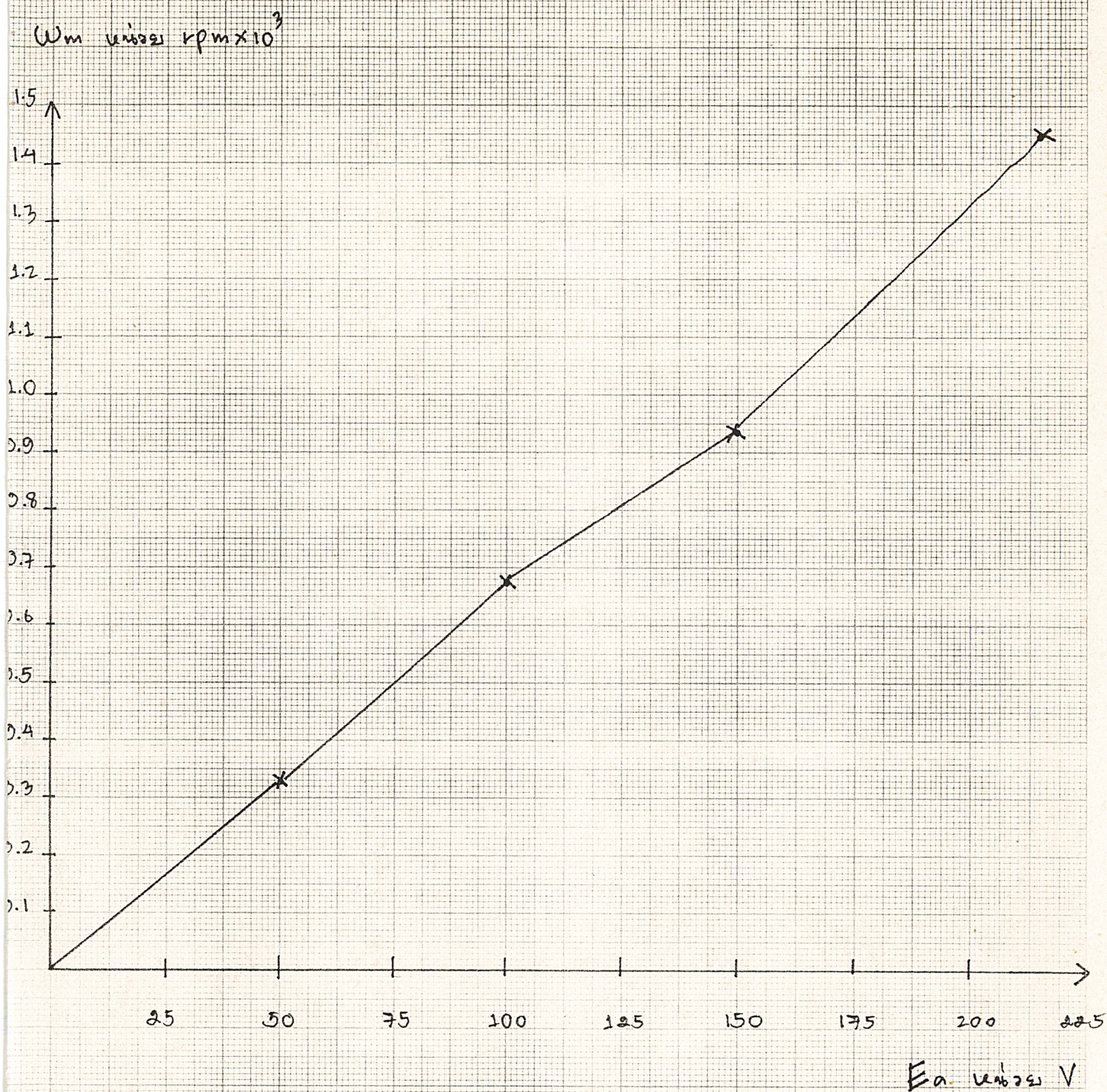
วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

สำหรับส่วนที่ยังเกือบจะเสร็จในโครงงานนี้ แต่ไม่เสร็จสมบูรณ์ คือส่วนของการควบคุมแรงดันที่จะจ่ายให้ตัวมอเตอร์มีค่าคงที่ ซึ่งเป็นการป้อนกลับ(feed back)ซึ่งจะเป็นการทำให้ speed ของตัวมอเตอร์มีเรูกละขึ้นที่ติดขึ้นซึ่งจะนำไปช้กลับงานบางลักษณะส่วนในกรณีของการนำมอเตอร์ตัวนี้ไปเป็นตัวต้นเครื่องกำลังของรถไฟฟ้า ผมคิดว่าส่วนนี้ไม่มีความจำเป็นแต่อย่างใด

โดยเมื่อสิ้นสุดโครงงานนี้ถึงแม้ ส่วน feed back ยังไม่เสร็จแต่ก็สามารถแสดงให้เห็นได้จริงถึงสถานะหากมีการfeedback ขึ้นโดยในที่นี้จะสมมติขึ้นว่า Dc supply เป็นโวลท์เตจที่ feedback โดยจะพบว่าเมื่อโวลท์เตจที่ feed กลับมีค่ามากจะทำให้สัญญาณพัลส์ในส่วนที่จะไป drive base มีค่า duty cycle ลดลง ในทางตรงกันข้ามหากโวลท์เตจที่ feed มีค่าน้อยลงค่า duty cycle ก็จะมีค่ามากขึ้น

NO LOAD		
$E_a$ (V)	$\omega_m$ (rpm)	$I_a$ (A)
50	332	0.34
100	674	0.44
150	936	0.54
200	1448	0.64

ตาราง : แสดงความสัมพันธ์ของ  $\omega_m$  = NO LOAD ที่  $E_a$  ต่างๆ.



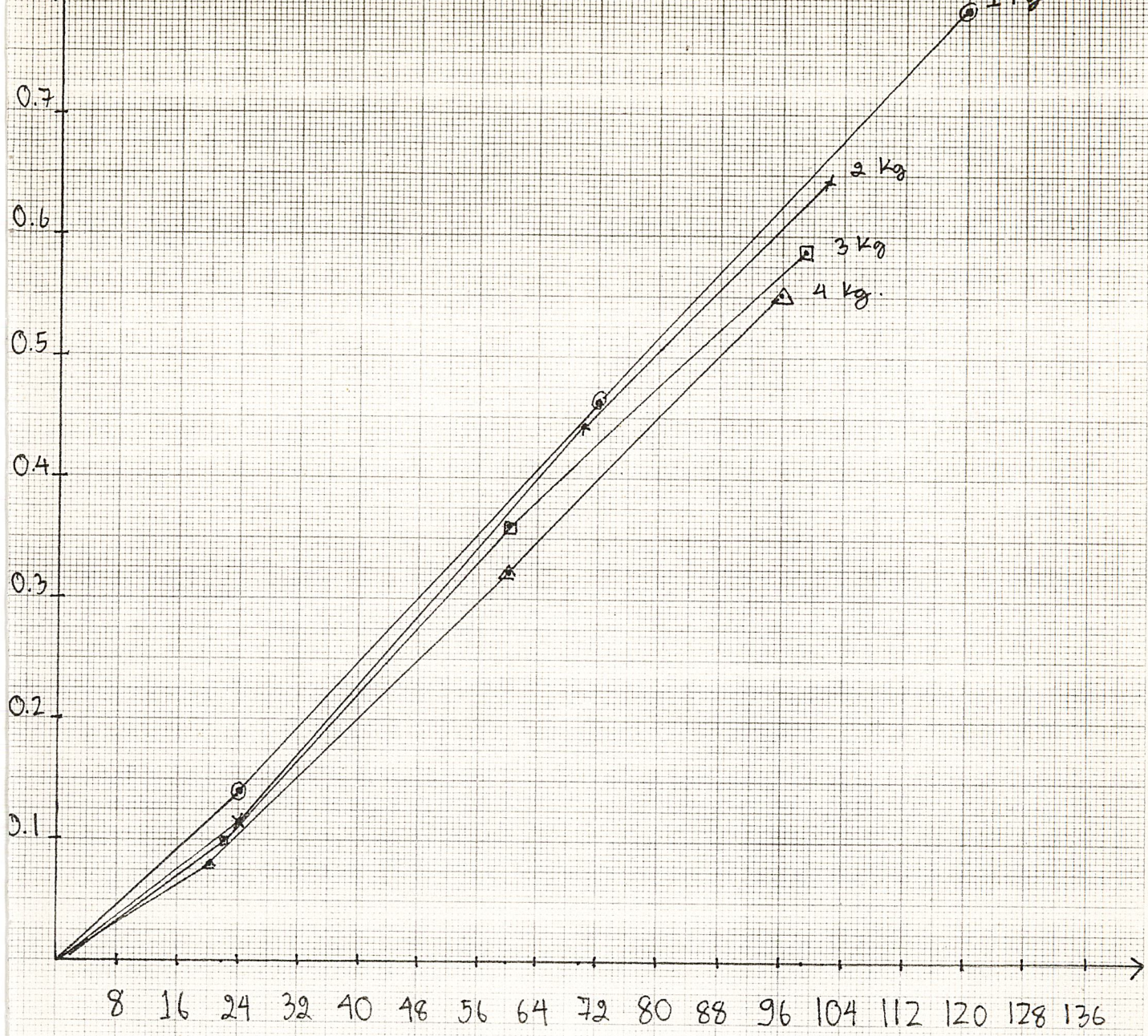
กราฟ 1 : แสดงความสัมพันธ์  $E_a$  กับ  $\omega_m$  ขณะ NO LOAD

จากกราฟได้ Slope =  $\frac{E_a}{\omega_m} = k\phi = 0.15$

120V <sub>dc</sub> = 100%				
LOAD (T <sub>L</sub> )	Duty cycle	E <sub>a</sub> (V)	I <sub>a</sub> (A)	W <sub>m</sub> (rpm)
1 Kg	20%	24	2.0	142
	60%	72	2.0	466
	100%	120	1.0	787
2 Kg	20%	24	3.44	116
	60%	70	3.5	444
	100%	102	3.6	646
3 Kg	20%	22	5.2	100
	60%	60	5.2	361
	100%	99	5.4	587
4 Kg	20%	20	7.0	81
	60%	60	7.2	323
	100%	85	7.2	552

ตาราง : ผลของการ CHOP ของสัญญาณที่ LOAD  
 และ Duty cycle ต่างๆ

$\omega_m$  ๔๗๖๖๖ RPM  $\times 10^3$



$E_a$  ๔๗๖๖๖ V

กราฟเส้น 1 kg มีความชัน  $K_1 = 6.32$

กราฟเส้น 2 kg มีความชัน  $K_2 = 5.84$

กราฟเส้น 3 kg มีความชัน  $K_3 = 5.50$

กราฟเส้น 4 kg มีความชัน  $K_4 = 5.08$

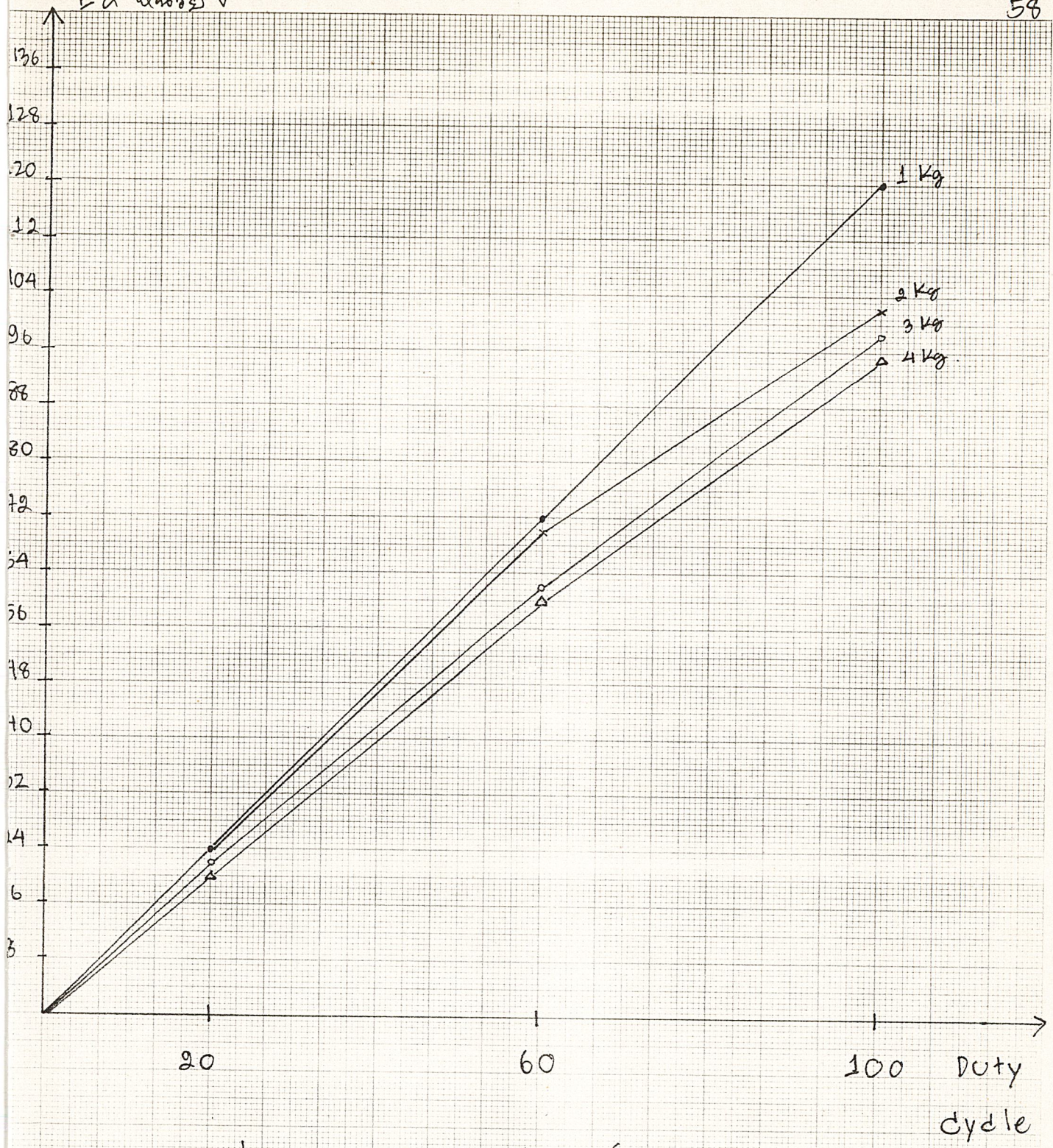
กราฟที่ ๒ :

แสดงค่า

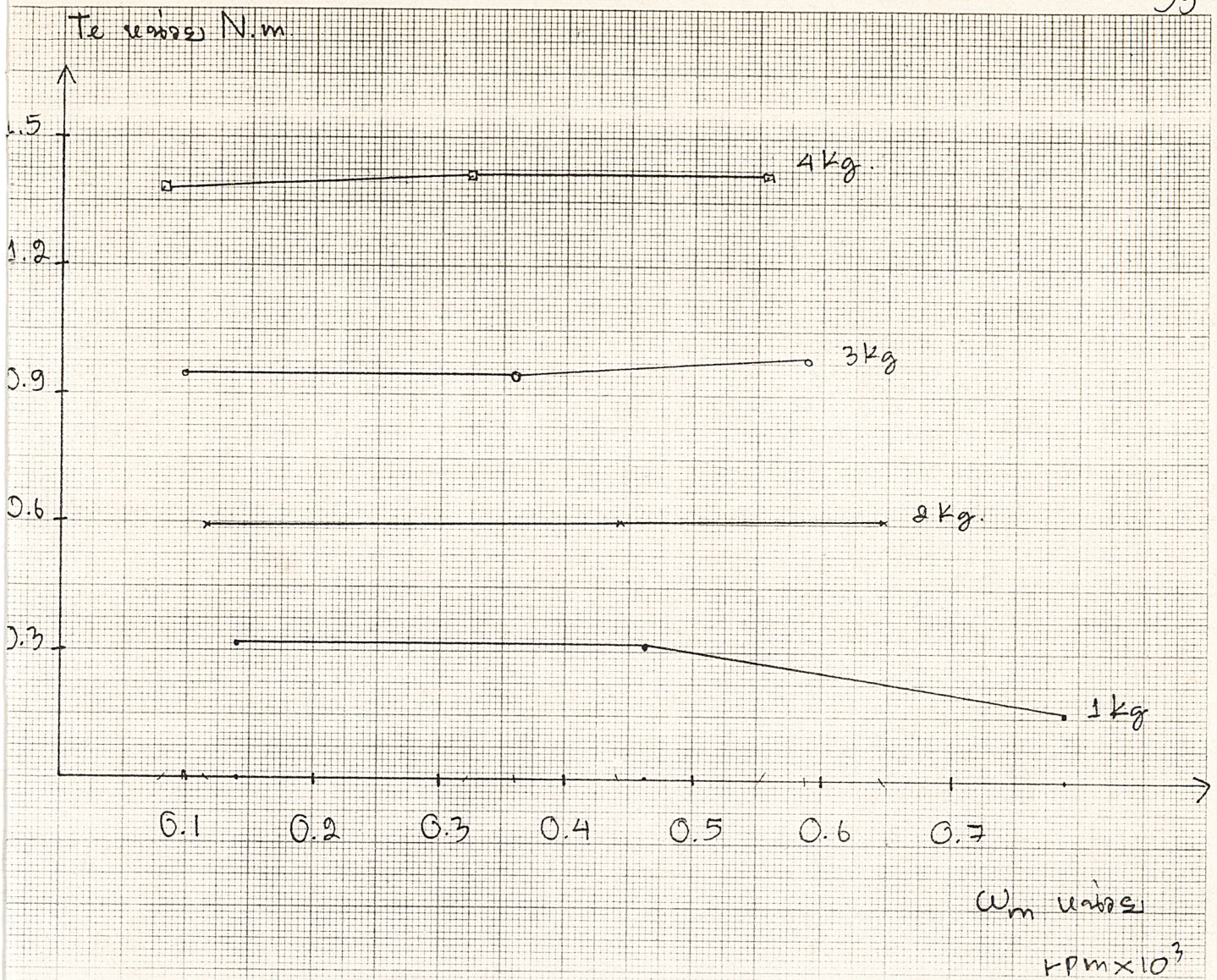
สัมประสิทธิ์  $E_a$  กับ

$\omega_m$  ที่ LOAD คง

$E_a$  ราว ๒๕ V

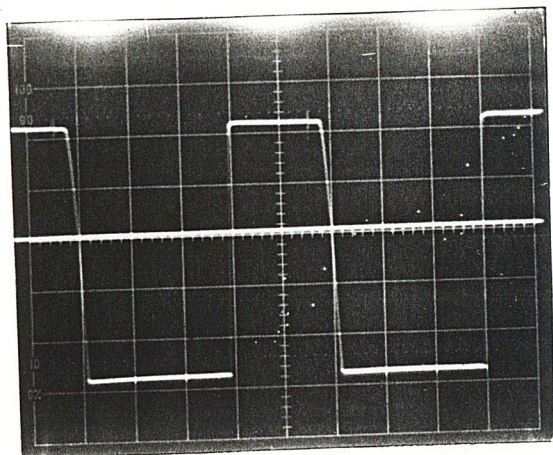


กราฟนี้: แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Duty Cycle กับ  $E_a$  ที่ LOAD ต่างๆ.

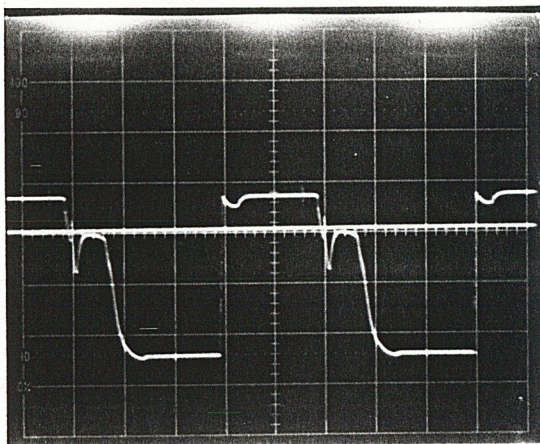


กราฟที่ 4 : แสดงความสัมพันธ์ Te กับ ωm ที่ LOAD ต่างๆ

โดย  $T_e = K\phi I_a = I_a / K_n \rightarrow$  จาก curve ที่ 2



(a)

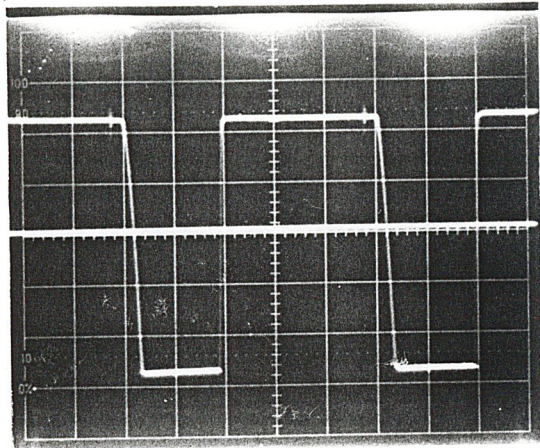


(b)

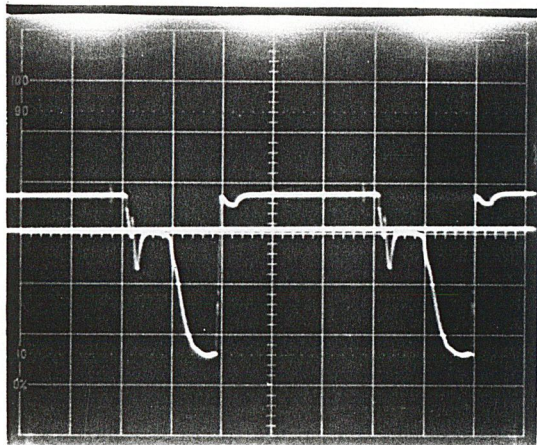


(c)

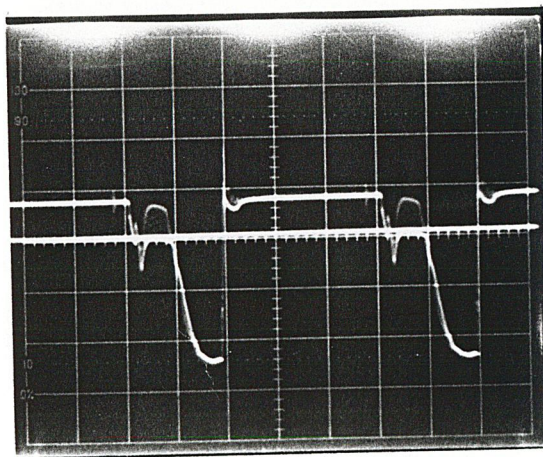
รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณขับเบสในสภาวะต่างๆ. (a) สัญญาณขณะยังไม่ต่อขาเบส (b) ขณะต่อขาเบส (c) ขณะมีโหลด  
หมายเหตุ 0.2 โวลต์ต่อช่อง, 20 ไมโครวินาทีต่อช่อง



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณขับเบสในสภาวะที่ duty cycle เพิ่มขึ้น โดยพารามิเตอร์ต่างดง  
สภาวะ เดิมทุกอย่าง

### กิตติกรรมประกาศ



ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จลงด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่งอาจารย์วิริยะ พิเศษจำเริญ และ อาจารย์สมภพ พลไม้ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา เป็นผู้ให้ความรู้ คำแนะนำ ตลอดจนแนวความคิดต่าง ๆ รวมทั้งต้องขอขอบคุณ คุณพิพงค์ (พิตัก) นักศึกษาระดับปริญญาโทที่ได้อนุเคราะห์ให้ยืมตำมอเตอรฺ์และได้ให้คำแนะนำต่าง ๆ และต้องขอขอบคุณทุกท่านที่มีส่วนช่วยเหลือที่ข้าพเจ้าไม่ได้กล่าวไว้ ณ ที่นี้

เอกสารอ้างอิง

1. George chryssis: High-Frequence Switching Power Supply, Theory and Design (McGraw-Hill, Inc 1984)
2. A.I.Pressman: Switching and Linear Power supply, Power Converter Design (Hayden Book Co.Inc,1977)
3. Ned Mohan, Tore M.Undeland, William P.Robbins. Power Electronic convertor ,Applications, and Design, (John Wiley & Son, New york ,1989)
4. EHCHI OHNO: Introduction to Power Electronic, (Oxford Science & Application, 1988)

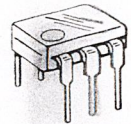
## 6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- Most Economical Optoisolator
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- UL Recognized. File Number E54915 
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204  883
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

**4N25**  
**4N25A**  
**4N26**  
**4N27**  
**4N28**

**6-PIN DIP  
 OPTOISOLATORS  
 TRANSISTOR OUTPUT**



**CASE 730A-02  
 PLASTIC**

**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

**INPUT LED**

Reverse Voltage	$V_R$	3	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
LED Power Dissipation ( $@ T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector Derate above $25^\circ\text{C}$ )	$P_D$	120	mW
		1.41	mW/ $^\circ\text{C}$

**OUTPUT TRANSISTOR**

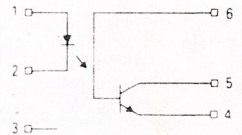
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	$V_{ECO}$	7	Volts
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	70	Volts
Collector Current — Continuous	$I_C$	150	mA
Detector Power Dissipation ( $@ T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED Derate above $25^\circ\text{C}$ )	$P_D$	150	mW
		1.76	mW/ $^\circ\text{C}$

**TOTAL DEVICE**

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	$V_{ISO}$	7500	Vac
Total Device Power Dissipation ( $@ T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$ )	$P_D$	250 2.94	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	$T_{sol}$	260	$^\circ\text{C}$

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

**SCHEMATIC**



- 1 LED ANODE
- 2 LED CATHODE
- 3 N.C.
- 4 EMITTER
- 5 COLLECTOR
- 6 BASE

# 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	—	1.15	1.5	Volts
		$T_A = -55^\circ\text{C}$	—	1.3	—	
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	—	1.05	—	
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	—	100	$\mu\text{A}$	
Capacitance ( $V = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ )	$C_J$	—	18	—	$\text{pF}$	

## OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Dark Current ( $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	4N25,25A,26,27 4N28	$I_{CEO}$	—	1	50	$\text{nA}$
( $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $T_A = 100^\circ\text{C}$ )	All Devices	$I_{CEO}$	—	1	100	$\mu\text{A}$
Collector-Base Dark Current ( $V_{CB} = 10\text{ V}$ )		$I_{CBO}$	—	0.2	—	$\text{nA}$
Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 1\text{ mA}$ )		$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 100\ \mu\text{A}$ )		$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage ( $I_E = 100\ \mu\text{A}$ )		$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain ( $I_C = 2\text{ mA}$ , $V_{CE} = 5\text{ V}$ )		$h_{FE}$	—	500	—	—
Collector-Emitter Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}$ , $V_{CE} = 0$ )		$C_{CE}$	—	7	—	$\text{pF}$
Collector-Base Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}$ , $V_{CB} = 0$ )		$C_{CB}$	—	19	—	$\text{pF}$
Emitter-Base Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}$ , $V_{EB} = 0$ )		$C_{EB}$	—	9	—	$\text{pF}$

## COUPLED

Output Collector Current ( $I_F = 10\text{ mA}$ , $V_{CE} = 10\text{ V}$ )	4N25,25A,26 4N27,28	$I_C$	2 1	7 5	—	$\text{mA}$
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 2\text{ mA}$ , $I_F = 50\text{ mA}$ )		$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.5	Volts
Turn-On Time ( $I_F = 10\text{ mA}$ , $V_{CC} = 10\text{ V}$ , $R_L = 100\ \Omega$ )		$t_{on}$	—	2.8	—	$\mu\text{s}$
Turn-Off Time ( $I_F = 10\text{ mA}$ , $V_{CC} = 10\text{ V}$ , $R_L = 100\ \Omega$ )		$t_{off}$	—	4.5	—	$\mu\text{s}$
Rise Time ( $I_F = 10\text{ mA}$ , $V_{CC} = 10\text{ V}$ , $R_L = 100\ \Omega$ )		$t_r$	—	1.2	—	$\mu\text{s}$
Fall Time ( $I_F = 10\text{ mA}$ , $V_{CC} = 10\text{ V}$ , $R_L = 100\ \Omega$ )		$t_f$	—	1.3	—	$\mu\text{s}$
Isolation Voltage ( $f = 60\text{ Hz}$ , $t = 1\text{ sec}$ )		$V_{ISO}$	7500	—	—	$\text{Vac(pk)}$
Isolation Resistance ( $V = 500\text{ V}$ )		$R_{ISO}$	$10^{11}$	—	—	$\Omega$
Isolation Capacitance ( $V = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ )		$C_{ISO}$	—	0.2	—	$\text{pF}$

6

## TYPICAL CHARACTERISTICS

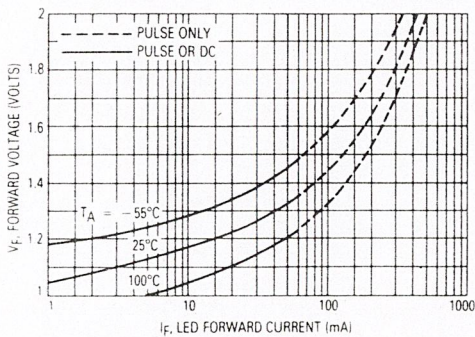


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

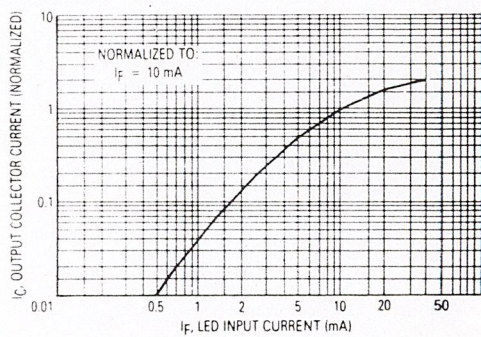


Figure 2. Output Current versus Input Current

# 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

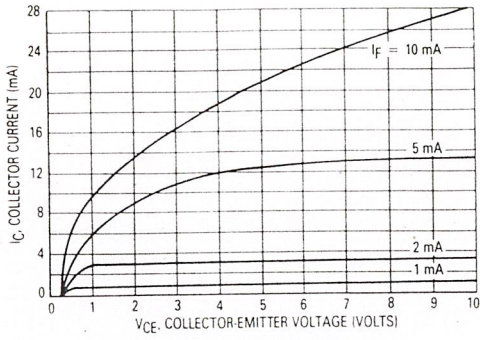


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

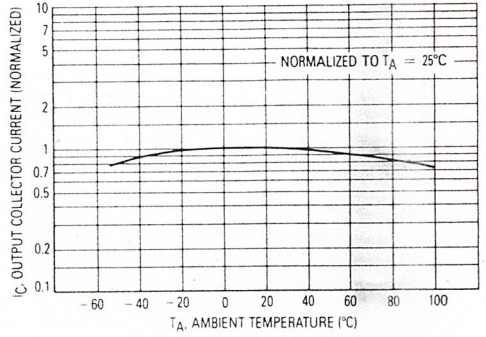


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

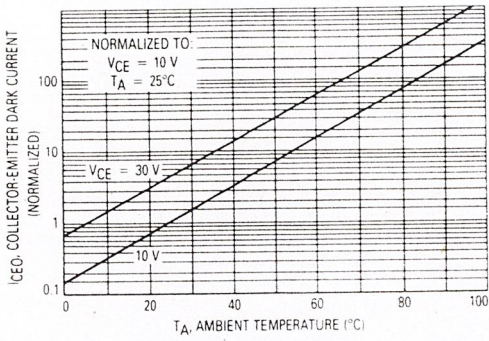


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

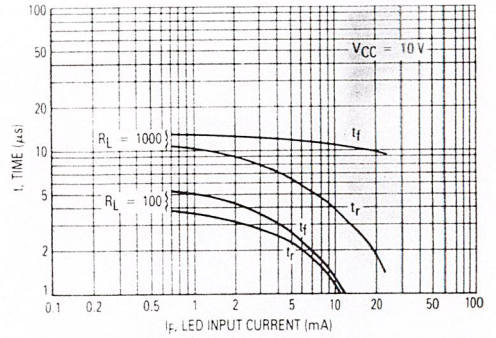


Figure 6. Rise and Fall Times

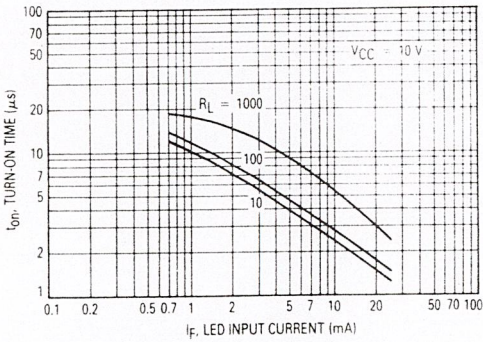


Figure 7. Turn-On Switching Times

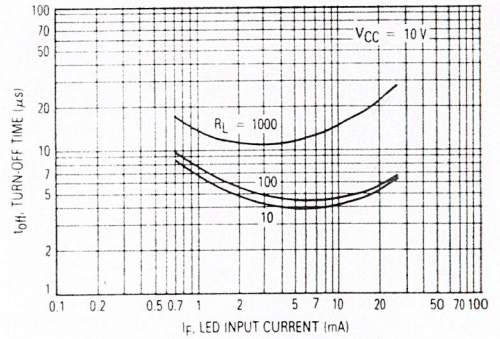


Figure 8. Turn-Off Switching Times

# 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

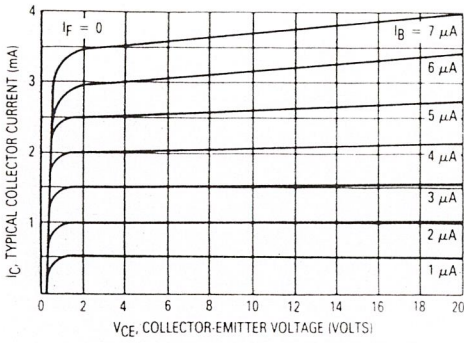


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

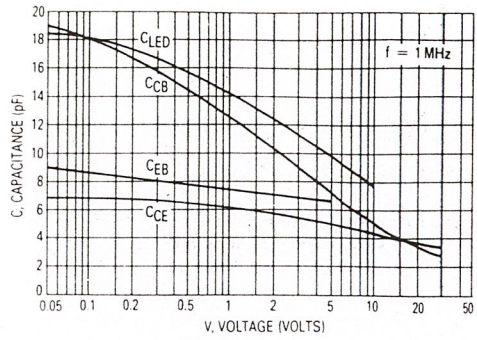


Figure 10. Capacitances versus Voltage

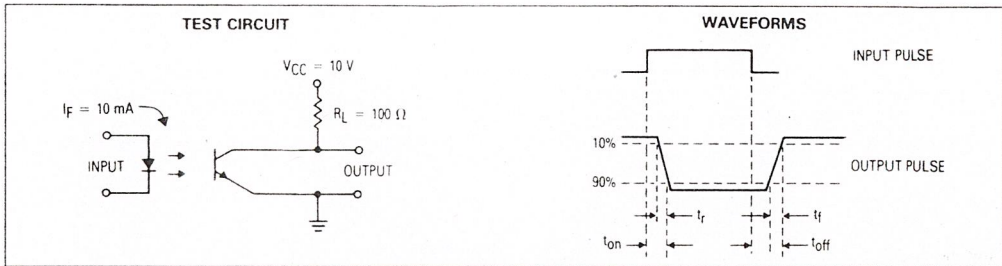
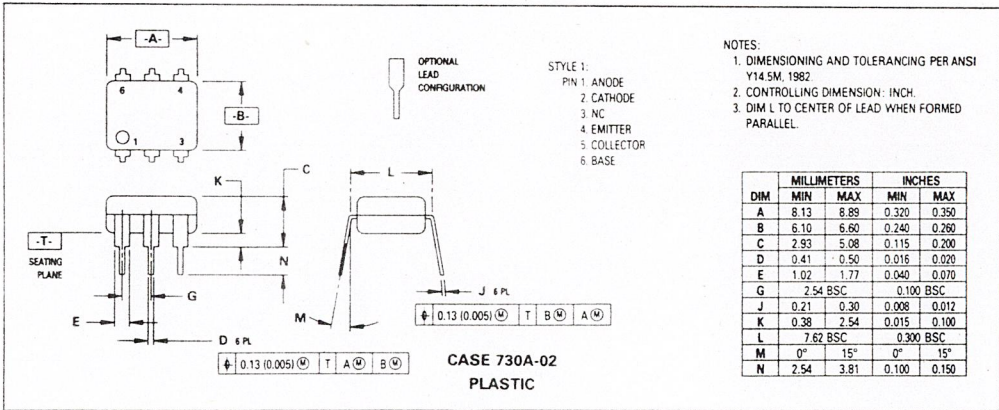


Figure 11. Switching Times

## OUTLINE DIMENSIONS





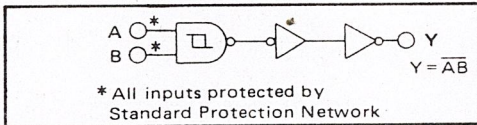
**FEATURES**

- ◆ Schmitt Trigger Action on each Input with no External Components
- ◆ Quad 2-Input NAND Configuration
- ◆ Noise Immunity Greater than 50%
- ◆ No Limit on Input Rise and Fall Times
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

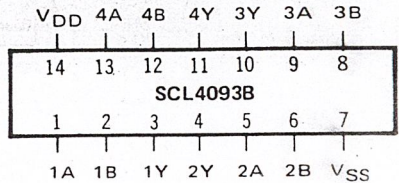
**DESCRIPTION**

The SCL4093B consists of four Schmitt trigger circuits. Each circuit functions as a 2-input NAND gate with Schmitt trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive- and negative-going signals. The difference between the positive voltage ( $V_P$ ) and the negative voltage ( $V_N$ ) is defined as the hysteresis voltage ( $V_H$ ). This device is useful in high-noise environments and in wave and pulse shapers and multivibrators.

**LOGIC DIAGRAM**



**CONNECTION DIAGRAM**  
(all packages)



**Add suffix for package:**

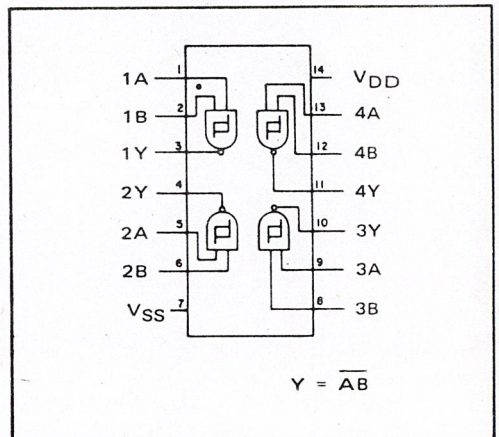
- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	V <sub>dc</sub>
Operating Temperature	$T_A$	-55 to +125	°C
C, D, F, H Device		-40 to +85	°C

**BLOCK DIAGRAM**



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### STATIC CHARACTERISTICS <sup>1,3</sup>

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>2</sup>		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	—	0.05	—	0.0005	0.05	—	1.5	μA <sub>dc</sub>
			—	0.10	—	0.001	0.10	—	3.0	
			—	0.20	—	0.002	0.20	—	6.0	
POSITIVE TRIGGER THRESHOLD VOLTAGE	V <sub>P</sub> (V <sub>IL</sub> )		3 typ		2.9 typ			2.9 typ		Vdc
			5.9 typ		5.9 typ			5.9 typ		
			8.9 typ		8.9 typ			8.9 typ		
NEGATIVE TRIGGER THRESHOLD VOLTAGE	V <sub>N</sub> (V <sub>IH</sub> )		2.6 typ		2.3 typ			2.1 typ		Vdc
			4 typ		3.9 typ			3.8 typ		
			5.5 typ		5.4 typ			5.3 typ		

NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

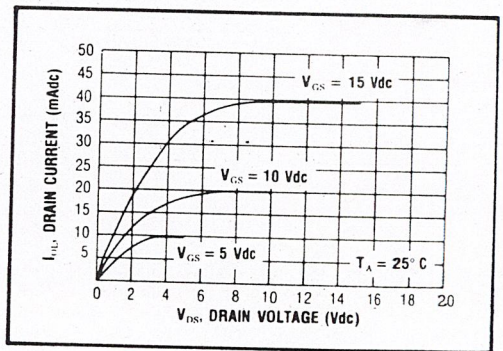
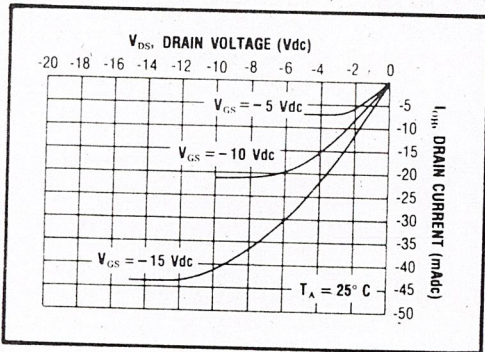
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
= -40°C for E device.

T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
= + 85°C for E device.

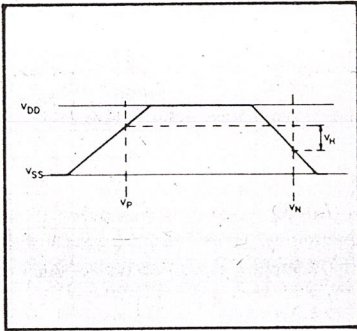
<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

### DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

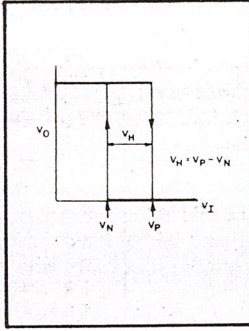
PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5	—	300	600
		10	—	150	300
		15	—	120	240
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	5	—	100	200
		10	—	50	100
		15	—	40	80



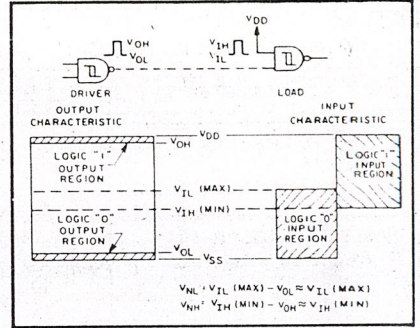
SCL4093B (Preliminary)



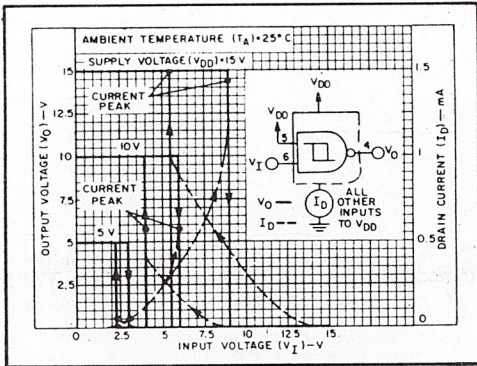
Definition of  $V_p, V_n$  and  $V_h$ .



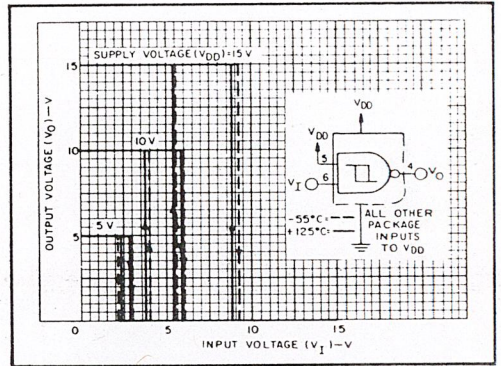
Transfer characteristic of 1 of 4 gates.



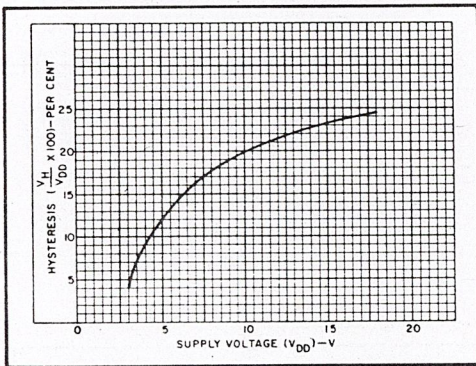
Input and output characteristics.



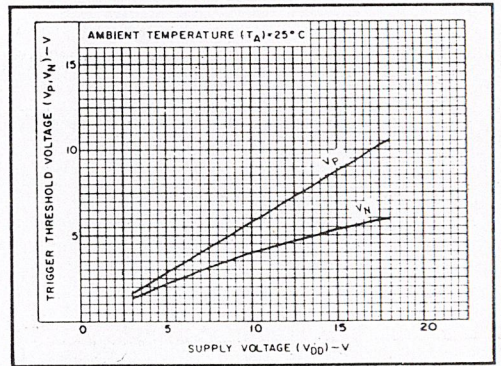
Typical current and voltage transfer characteristics.



Typical voltage transfer characteristics as a function of temperature.

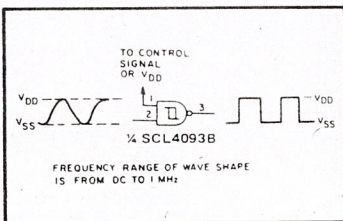


Typical trigger threshold voltage vs.  $V_{DD}$ .

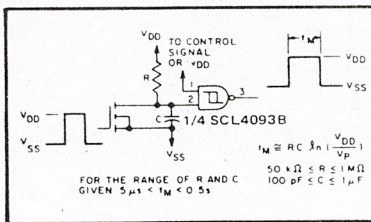


Typical per cent hysteresis vs. supply voltage.

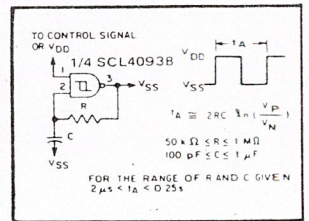
APPLICATIONS INFORMATION



Wave shaper.



Monostable multivibrator.



Astable multivibrator.



**MOTOROLA**

**TL494**

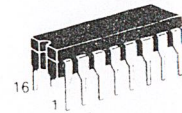
**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

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

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

**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

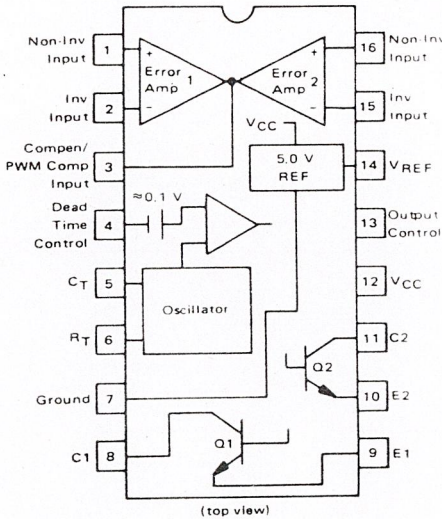
**SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUITS**



**J SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620-10**



**N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648-08**



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

**ORDERING INFORMATION**

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

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

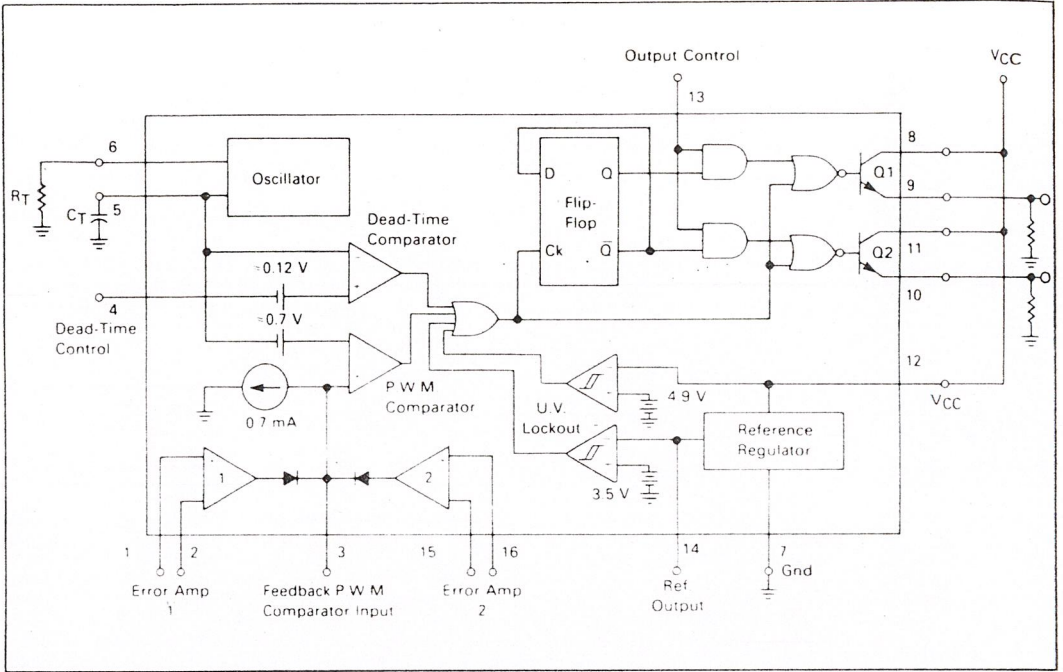
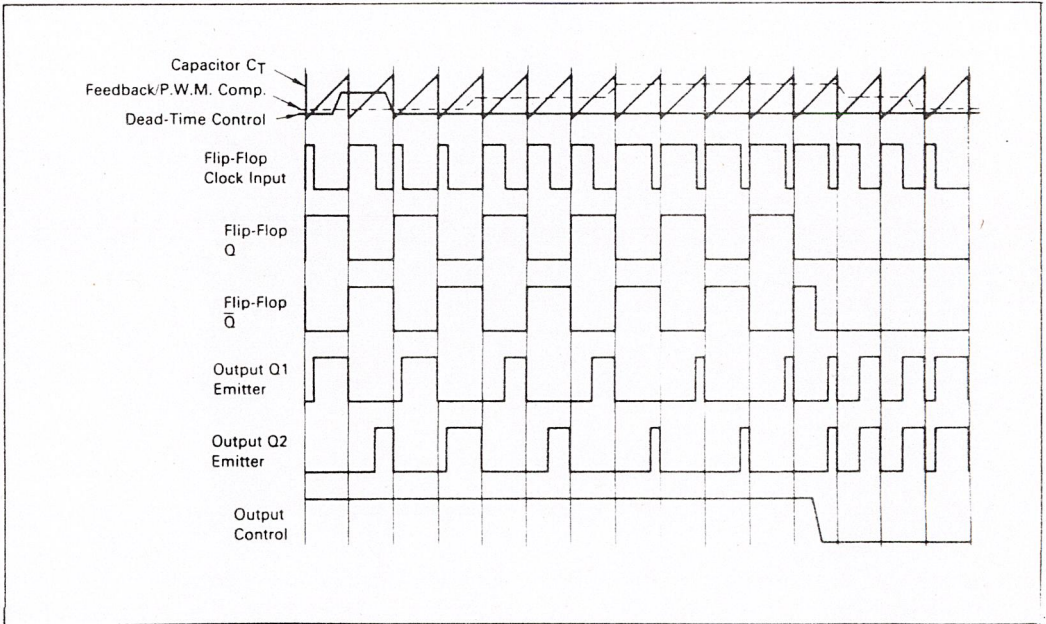


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



# TL494

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

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

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

## THERMAL CHARACTERISTICS

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

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	-0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	—	—	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

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

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

*Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

## REFERENCE SECTION

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

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

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

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

**OUTPUT SECTION**

Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

**ERROR AMPLIFIER SECTIONS**

Input Offset Voltage ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$V_{IO}$	—	2.0	10	mV
Input Offset Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IO}$	—	5.0	250	nA
Input Bias Current ( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)	$I_{IB}$	—	-0.1	-1.0	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ICR}$	-0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_C$	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5\text{ to }3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\theta_m$	—	65	—	deg
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_{O-}$	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O+}$	-2.0	4.0	—	mA

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

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

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

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION</b> (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION</b> (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{to}\ 5.25\ \text{V}$ )	$I_{IB}\ (DT)$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	— 0	2.8 —	3.3 —	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$rf_{osc}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\ \text{V}\ \text{to}\ 40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}\ \text{to}\ T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>					
Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )	$I_{CC}$	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$ ) (See Figure 12) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\ \text{V}$ )	—	—	7.0	—	mA

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

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

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

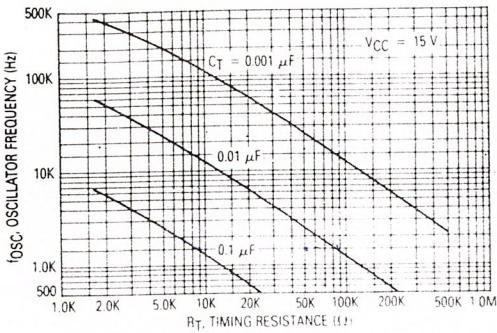


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

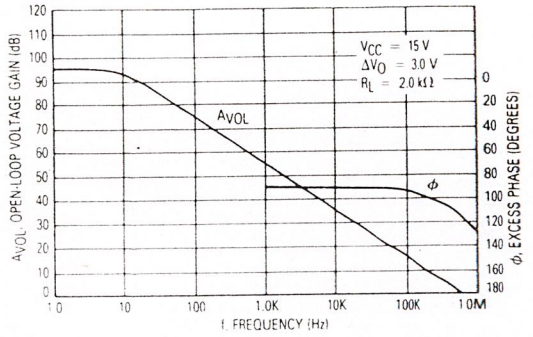


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

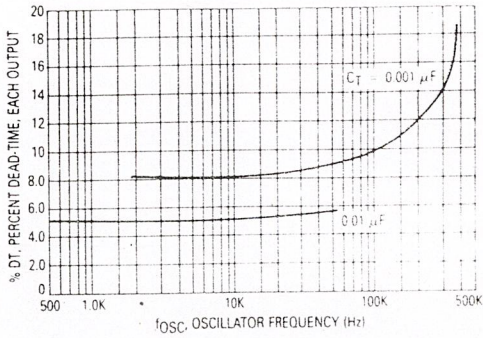


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

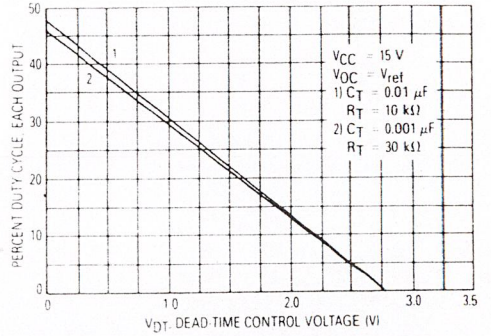


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

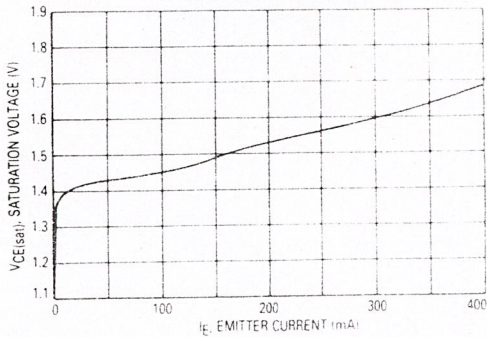


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT

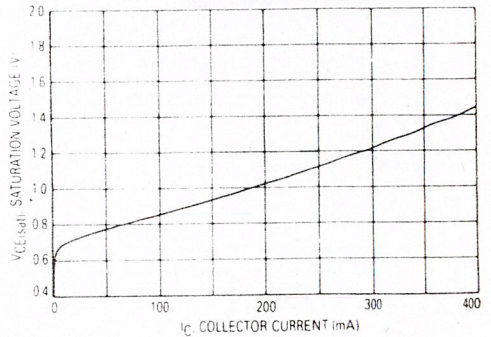


FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

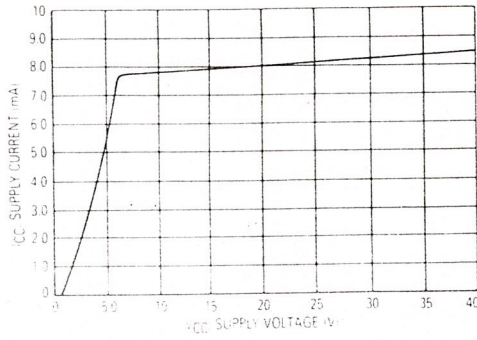


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

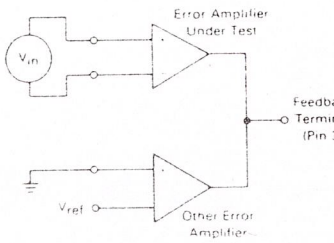


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

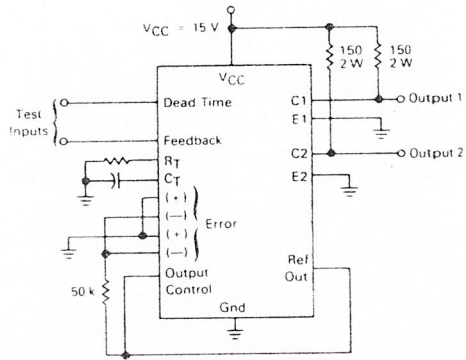


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

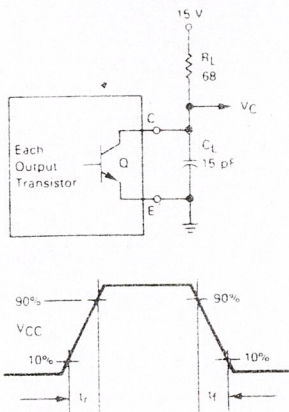


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

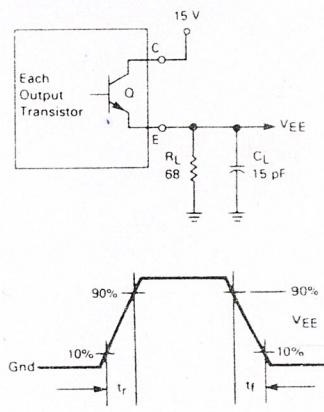


FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

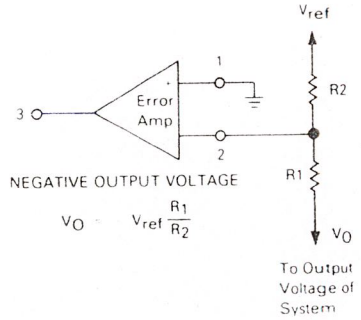
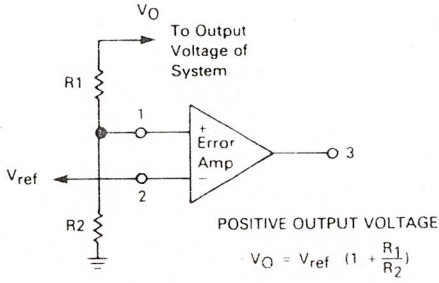


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

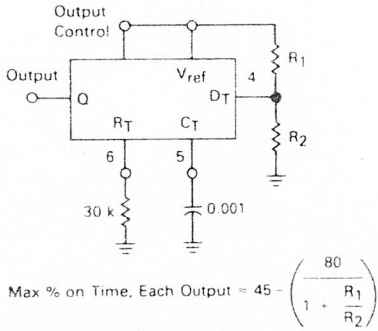


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

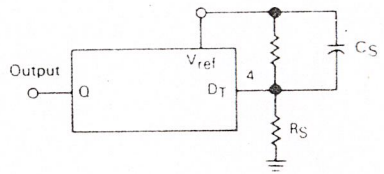
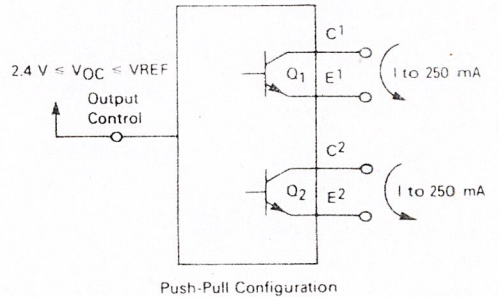
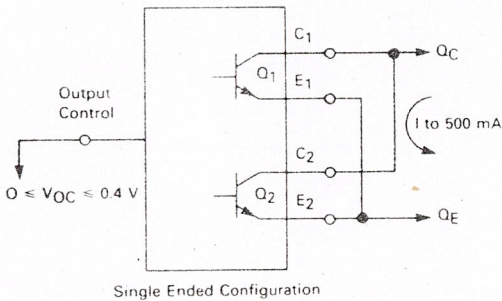
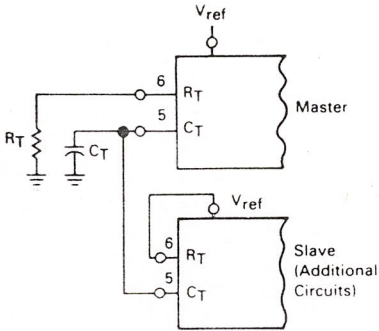


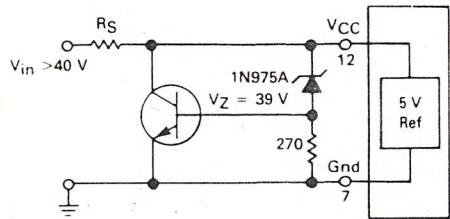
FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



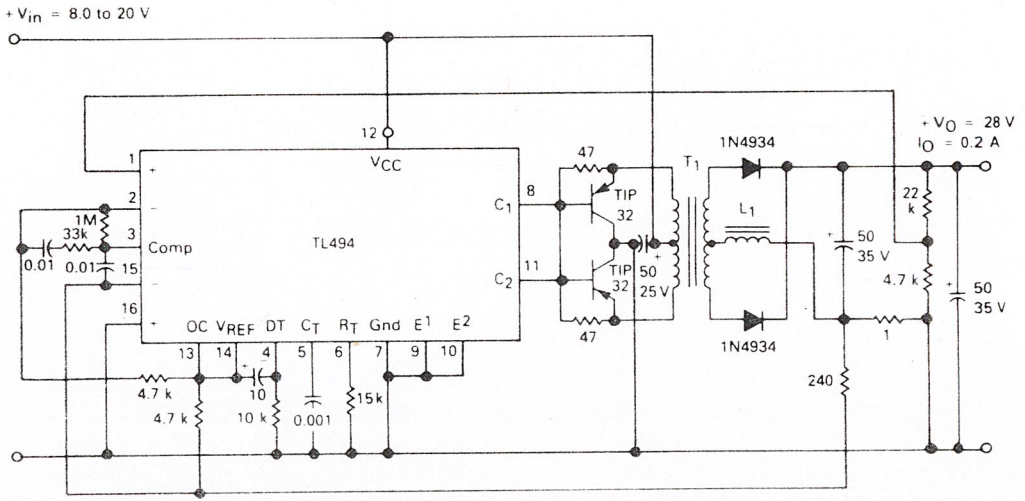
**FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS**



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



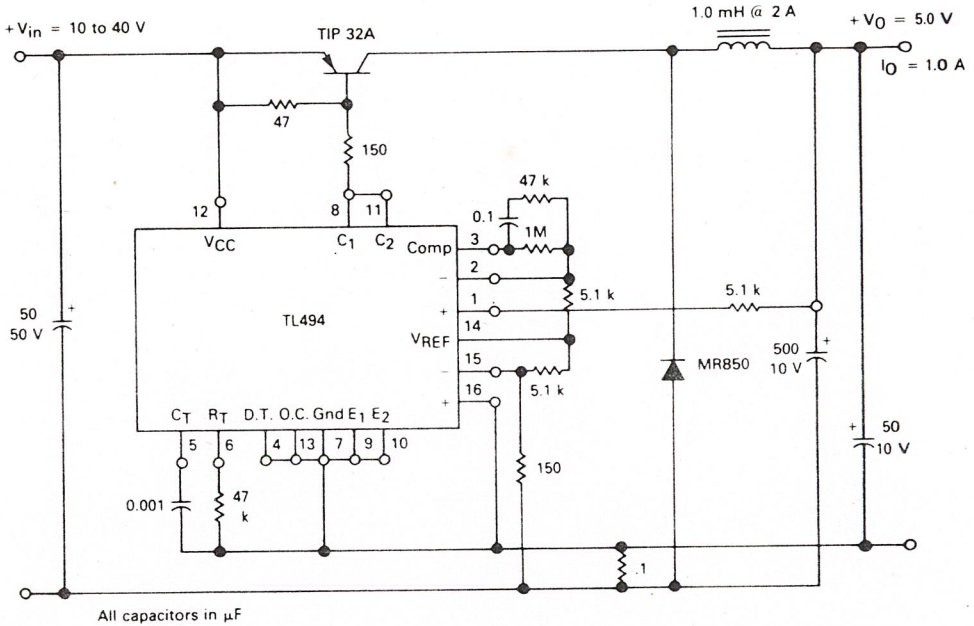
**FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER**



- L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG  
Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

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

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 0.2 \text{ to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 200 \text{ mA}$	40 mV p-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 200 \text{ mA}$	72%

**Description**

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

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

For more information refer to Figure 4.

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

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

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

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

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

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$f_{out} = f_{osc}$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Push-pull operation	0.5