



ปีการศึกษา 2531
เตาหลอมแบบเหนียวน้ำ
โดย
นายสมพงษ์ พลอ้านวยสุร 281302
อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

ฉบับพิมพ์

เตาหลอมแบบเหนียวน้ำ

INDUCTION MELTING

โดย

นายสมพงษ์ พลอำนวยการ
MR. SOMPONG PHOLAMNUASUK

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาส ไพรสวรรณา วศ.บ,วศ.ม
MR. PRAPAS PRISUVANNA B. eng, M. eng

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาตรี

สาขาวิชา ไฟฟ้ากำลัง

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สาขาวิชา วิศวกรรมศาสตร์ คณะ วิศวกรรมศาสตร์

วิทยาเขตในโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ปี ๒๕๖๑ 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

023150

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2531

ภาควิชาไฟฟ้ากำลัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณเทพ วัสดุทวะบั้ง

เรื่อง เตาหลอมแบบเหนียวน้ำ

ผู้จัดทำ

นายสมพงษ์ ผลอำนวยสุข

..........อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณา)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ

สมพงษ์ ผลอำนวยสุข

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เริ่มที่จะพัฒนาเตาหลอมขึ้นเพื่อใช้ในภาวหลอมโลหะ โดยเริ่มแรกจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยผ่านวงจรเรียงกระแส และทำการแปลงเป็นกระแสไฟสลับความถี่สูง โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลังสวิตซ์ เพื่อให้ได้สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมผ่านหม้อแปลง และออกไปที่คอยล์ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กกลับตัวไปมาผ่านเข้าหลอม ซึ่งจะเหนี่ยวนำให้เกิดโวลเตจขึ้นในสารที่ต้องการหลอม โดยจะมีกระแสไหลวนอยู่ในเนื้อสารและลักษณะของกระแสจะมีความหนาแน่นที่ผิวสูง จะลดลงเมื่อลึกลงไป ในเนื้อสารแบบเอกไปเนนเซียล โดยค่าความลึกของกระแส (skin depth, δ) จะขึ้นอยู่กับความถี่สัมพัทธ์ $\delta = \sqrt{\rho / (\mu f \pi)}$ และประสิทธิภาพ (η) ของคอยล์ $\eta \approx 1 / (1 + \sqrt{\rho_e / (\rho \mu \omega)})$ ส่วนการควบคุมกำลังที่ผ่านเข้าคอยล์ โดยการปรับความถี่ของอุปกรณ์สวิตซ์หรือการปรับโวลเตจของแหล่งจ่าย โดยหวังว่าจากจุดนี้ไป จะได้รับก้ารพัฒนาขึ้นต่อไปอีก จนมีประสิทธิภาพและราคาที่เหมาะสม

INDUCTION MELTING

sompong pholamnuasuk

Prapas prisuvanna Advisor

1988

Abstract

In this thesis begin to develop the furnace for metal melting. First, by rectifying alternating current into direct current by let it pass rectifier and filter. Then return it into high frequency alternating current by power transistor. Switching it into rectangular wave. Pass it to high frequency transformer and then to coils. Alternating magnetic field will occur through the furnace and induce voltage in substance that want to melt. The current will flow in substance. Current density is high in the surface and exponentially decrease deep into the substance. Skin depth (δ) will have the relation $\delta = \sqrt{\rho / (\mu f \pi)}$ and efficiency of coil (η) is $\eta \approx 1 / (1 + \rho_e / (\rho_w \mu_w))$. Control of power that pass coils achieves by adjusting the frequency of switching apparatus or adjust the voltage of power supply. From this point, it is expected to have the excess development that provide the suitable efficiency and price.

สารบัญ

บทคัดย่อ		1
Abstract		2
สารบัญ		3
บทที่ 1	บทนำ	4
	1.1 แนะนำ Induction Melting	4
บทที่ 2	ทฤษฎี	6
	2.1 Skin effect for Semi-infinite Slab	6
	2.2 Skin depth	8
	2.3 กระแส	8
	2.4 กำลังและฟลักซ์ในทรงกระบอกตัน	9
บทที่ 3	การคำนวณและกระแส	11
	3.1 ตัวเหนี่ยวนำ	11
	3.2 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม	11
	3.3 วงจรขับ	13
	3.4 RC Snubber Circuit	15
	3.5 การออกแบบและคำนวณกำลังของชุดสวิตช์	15
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	18
	4.1 ทดลองการทำงานของ inverter	18
	4.1.1 โหลด R	18
	4.1.2 ทรานส์ฟอร์มเมอร์	18
	4.1.3 ทดลองโหลด	19
	4.2 ทดลองเปลี่ยนความถี่และโวลเตจ	20
บทที่ 5	บทสรุปและวิจารณ์	22
	5.1 ปัญหาที่เกิดขึ้นในโครงการ	22
	5.2 ข้อเสนอแนะ	22
ภาคผนวก		23
กิตติกรรมประกาศ		24

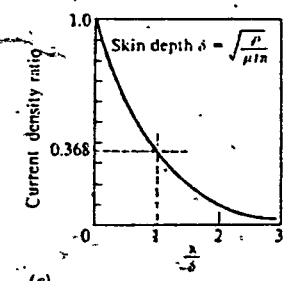
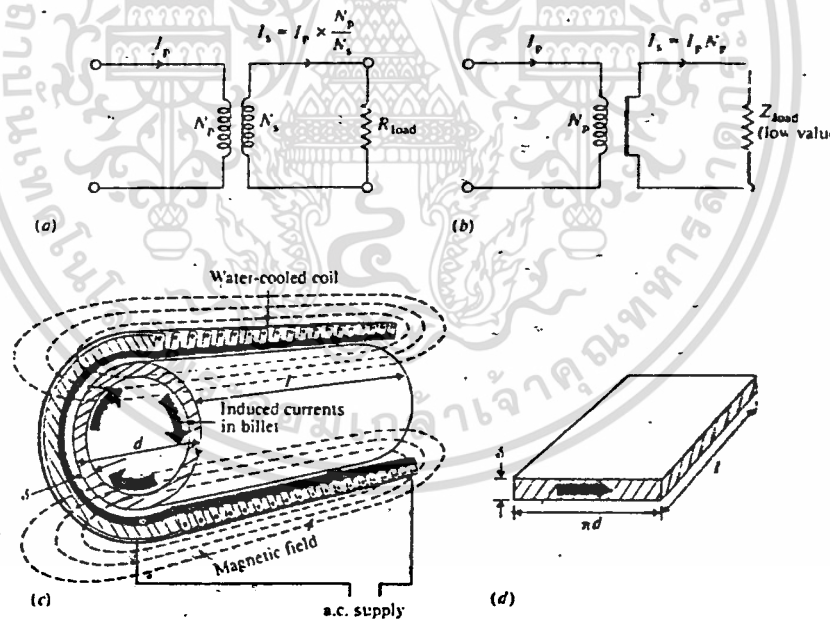
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

ในชีวิตประจำวันทั่วไป เราแทบจะหลีกเลี่ยงการใช้สอยอุปกรณ์ ที่เกิดจากการหลอมโลหะไม่ได้เลย เช่น อุปกรณ์ต่างๆ เครื่องมือ หรือแม้แต่เฟืองตัวเล็กๆ ในเครื่องจักร ดังนั้นจะ ไม่ผิดเลยถ้ากล่าวว่ การหลอมเป็นความสำคัญขั้นพื้นฐานที่จะผลิตสินค้าต่างๆขึ้นมา

1.1 แนะนำ induction melting

หลักเบื้องต้นของ induction heating ถูกค้นพบโดย Michael Faraday ในปี ค.ศ. 1831 โดยการแสดงให้เห็นว่า เมื่อกระแสที่ไหลในวงปิดมีการเปลี่ยนแปลงแล้ว จะสามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสขึ้นในเส้นลวดใกล้เคียงกันได้ และในเกือบ 100 ปีที่ผ่านมา จากหลักการเบื้องต้นอันนี้ ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้ในอุปกรณ์ต่างๆ เช่น motor, generators, transformers, radio communications อื่นๆ อีกมากมาย และได้มีการนำเอาหลักการดังกล่าวมาประยุกต์ใช้กับ induction melting โดยใช้ผลของ eddy current ในเบื้องต้นชอยกตัวอย่างของหม้อแปลง (ไม่มี flux-leakage) ในเตาหลอม นั้นจะมองเป็นหม้อแปลงที่มีขดทุติยภูมิเพียง 1 รอบ



$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\rho_c}{\rho_s} \frac{1}{\mu_s}}$$

จากรูปแสดงหลักการโดยทั่วไปของ induction heating

- (a) หม้อแปลง
- (b) ผลของการลัดวงจรทางด้านทฤษฎี
- (c) ภาพตัดแสดงคอยล์และโหลด
- (d) Equivalent load
- (e) Skin depth
- (f) ประสิทธิภาพของคอยล์

สำหรับการหลอมด้วยการเหนี่ยวนำนั้นมิชข้อได้เปรียบการหลอมแบบทั่วไปคือ

1. ไม่มีแก๊สพุ่งกระจายขณะหลอม
2. หลอมได้รวดเร็ว
3. เสียค่าใช้จ่ายขณะทำงานต่ำ
4. มีประสิทธิภาพดีกว่า (มี loss ขณะหลอมน้อยกว่า)
5. ลดการสูญเสียของโลหะ เช่น เมื่อหลอม Cu/Zn alloys, จะเสีย Zn โดยการ oxidation ประมาณ 0.5% โดยน้ำหนัก
6. เสียค่าบำรุงรักษาต่ำ
7. สามารถใช้เทคนิคใหม่ได้ เช่น หลอมแบบสุญญากาศได้

บทที่ 2

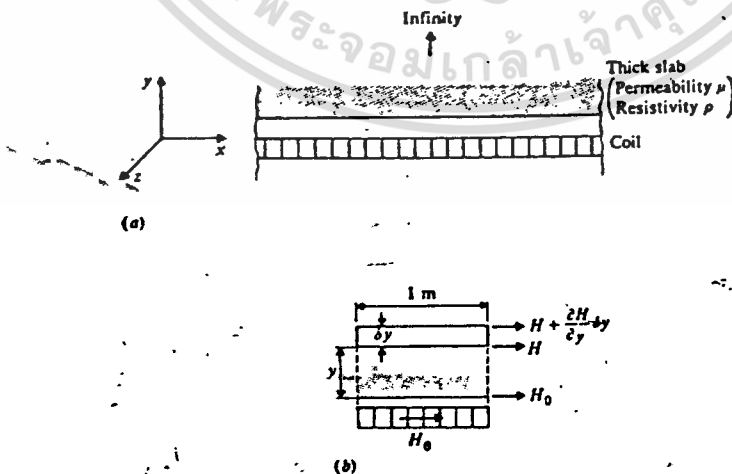
ว่าโดยรวมแล้ว ผลของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนชิ้นงานมาจากสนามแม่เหล็กรอบนอกทำให้เกิด flux กระแสและกำลัง เริ่มแรกโดยอาศัยสมการคณิตศาสตร์เพื่อแก้ปัญหาต่างๆ ของวัตถุที่เป็นแผ่นก่อน โดยผลจะอยู่ในรูปของ function sine หรือ exponential ซึ่งใช้กันแพร่หลายมากกว่า hyperbolic หรือ Bessel function เพื่อให้เกิดความเข้าใจดีขึ้น สำหรับตัวอย่างแรกๆ จะเป็นแผ่นแบนกว้าง (Semi-infinite slab) ซึ่งจำเป็นในหลายงานและยังมีสมการอื่นในการคำนวณต่อไป

2.1 Skin effect for for Semi-infinite slab

การประยุกต์ใช้งาน induction-heating ในโหลดทรงกระบอกและทรงกระบอกนั้นเป็นรูปร่างเฉพาะ เพื่อให้เกิดความเข้าใจใน Skin effect มันจะง่ายกว่าถ้าจะมองเป็นแผ่นแบนๆ (ให้รัศมีของทรงกระบอก ยาวเป็นอนันต์) และให้ผลของสมการเป็นฟังก์ชัน sine และ exponential แทนที่จะเป็น Bessel function ถ้าเรากำหนดให้เป็นแผ่นบางและมีกระแสไหลทั้ง 2 หน้า จะทำให้มองดูลำบาก ฉะนั้นจึงกำหนดให้ใช้ Semi-infinite slab ซึ่งมีความหนามากกว่า skin depth มาก จะทำให้สมการดูง่ายลง

Coil จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก H_0 บนผิวของ Slab (H อยู่ในหน่วย Amperes per metre ไม่ได้อยู่ในหน่วย Ampere-turns) และความร้อนที่เกิดขึ้นไม่ได้มีผลมาจากกระแสที่ไหลอยู่ในแต่ละตัวนำ

สำหรับ induction heating ที่ให้ขนาดของสนามแม่เหล็กกลับตัวไปมา จากความเข้าใจนี้ เราให้สนามแม่เหล็ก H_0 ในแนวแกน x เพื่อให้เกิด eddy current ในแนวแกน z



รูป 2.1 (a) Coil facing semi-infinite slab

(b) Defining dimension in the slab

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา -6- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสภาพพื้นฐาน

$$H_x(y=0) = H_{om} \cos \omega t \quad (1)$$

$$H_y = 0 \text{ everywhere}$$

$$H_z = 0 \text{ everywhere}$$

การกระจายของสนามแม่เหล็ก (H), สนามไฟฟ้า (E) และความหนาแน่นกระแส

(J) ในโลหะที่สัมพันธ์กับความถี่ อธิบายได้โดย diffusion equation

$$\nabla^2 H = \frac{\mu \sigma H}{\rho a t} ; \quad \nabla^2 E = \frac{\mu \sigma E}{\rho a t} ; \quad \nabla^2 J = \frac{\mu \sigma J}{\rho a t} \quad (2)$$

ซึ่งเราจะเรียกว่า skin effect equation

จากรูปแบบของ H

$$\nabla^2 H = \frac{\partial^2 H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} = \frac{\mu \sigma (H_x + H_y + H_z)}{\rho a t}$$

ซึ่ง H_y และ $H_z = 0$; $H = H_x$

จะได้ว่า

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu \sigma H_x}{\rho a t} \quad (3)$$

จาก $H_x = H_{x(y)} \cos \omega t$ ซึ่ง $H_{x(y)}$ จะเปลี่ยนไปตามระยะ y สามารถเขียนให้อยู่ในรูป exponential ได้จากส่วนจริงเท่ากับ $H_{x(y)} e^{j\omega t}$ แทนลงในสมการ และจะใช้ส่วนจริงเมื่อเราต้องการอีก

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - \frac{\mu j \omega H_x}{\rho} = 0$$

$$\text{ให้ } \alpha^2 = \frac{\mu \omega}{2\rho}$$

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_x = 0$$

$$\text{ให้ } K^2 = 2j\alpha^2$$

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - K^2 H_x = 0$$

$$\text{จะได้ } H_x = A_1 e^{K y} + A_2 e^{-K y}$$

หาค่า A_1 และ A_2 จากสภาพพื้นฐาน (boundary condition)

เมื่อ $y = a$; H_x จะสามารถหาค่าได้ ; $A_1 = 0$

และเมื่อ $y = 0$; $H_x = H_{om} e^{j\omega t}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ดังนั้น } H_{x(y)} = H_{om} e^{-\alpha y \sqrt{2j}} e^{j\omega t}$$

$$\text{แต่ } \sqrt{2j} = 1 + j$$

$$\begin{aligned} H_{x(y)} &= H_{om} e^{-(1+j)\alpha y} e^{j\omega t} \\ &= H_{om} e^{-\alpha y} e^{-j\alpha y} e^{j(\omega t - \alpha y)} \end{aligned}$$

เมื่อแทนกลับไปอยู่ในส่วนจริงอีกจะได้

$$H_{x(y)} = H_{om} e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y) \quad (4)$$

เป็นสมการที่สำคัญมากใน induction heating

2.2 Skin depth

$$1. \text{ ที่ผิว } Y = 0 \quad H_x = H_{om} \cos \omega t$$

2. ที่ระยะ y ขนาดของสนามแม่เหล็กจะตกลงแบบ exponentially และแปรไปตามความถี่ (ωt) ; ต่างเฟสโดย $(-\alpha y)$ ไปจากสนามที่ผิว

เมื่อ $Y = 1/\alpha$ ขนาดจะเท่ากับ e^{-1} เท่าของที่ผิวและต่างเฟสไป 1 radial (57.3°) ซึ่งขนาด $1/e = 0.368$ ของที่ผิว ให้ชื่อว่า skin depth หรือ depth of penetration, δ

$$\text{เรากำหนดให้ } \alpha^2 = \mu\omega/2\rho \quad (5)$$

$$\text{depth of penetration, } \delta = \sqrt{(2\rho/\mu\omega)}$$

$$(\mu = \mu_r \mu_o)$$

2.3 กระแส (Total current)

กระแสทั้งหมดในความกว้าง 1 m. สามารถหาได้โดยการอินทิเกรต J ใน slab depth

$$\text{current per metre width} = \int_0^\infty J_x dy$$

$$= \int_0^\infty J_{om} e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y) dy$$

$$= \frac{J_{om} \cos(\omega t - \pi/4)}{\sqrt{2}\alpha} \quad (6)$$

ดังนั้นกระแสต่อหน่วยความกว้างซึ่ง lag ไปจากความหนาแน่นของกระแสที่ผิว

ประมาณ 45°

$$\text{แต่ } J_{om} = \sqrt{2} H_{om} \alpha e^{j(\omega t + \pi/4)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา -8- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\begin{aligned} \text{current per metre width} &= \frac{H_{om} e^{-j(\omega t + \pi/4)} e^{-\alpha r/4}}{\sqrt{2\alpha}} \\ &= H_{om} e^{-j\omega t} \end{aligned}$$

2.4 กำลังและฟลักซ์ในทรงกระบอกตัน.

ในชิ้นงานที่เป็นทรงกระบอกถูกให้ความร้อนโดย solenoid ในแกนของสนามแม่เหล็ก ซึ่งจะมี eddy current ไหลเป็นวงกลมในชิ้นงาน

สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโลหะ สมมติ $H = H_{rm} \cos \omega t$

$$\frac{d^2 H}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH}{dr} - k^2 H = 0 \quad |k^2 = j\mu\omega/\rho = 2j\alpha^2 \quad (8)$$

ในทำนองเดียวกันกับ B, J, E

เป็นสมการ Bessel และได้ผลเป็น

$$H = A I_0(k_r) + B K_0(k_r) \quad (9)$$

โดย I_0 และ K_0 เป็น Bessel function order zero

สมการของทรงกระบอกจะลดไปเป็น Semi-infinite slab เมื่อรัศมีมีค่ามาก และได้รูปแบบของคำตอบคล้ายคลึงกัน ให้ k เป็น complex สำหรับ Semi-infinite slab จะได้คำตอบเป็น exponential และสำหรับ thin slab จะได้คำตอบเป็น hyperbolic และ sin

(สำหรับที่มาของสูตร Total flux และ Power loss หาได้จากหนังสือ Induction Heating Handbook หน้า 323 ถึง 327)

$$\text{Total flux } \phi_r = \mu H_{rm} A_w (q - jp) \quad (10)$$

$$\text{Power loss } P_w = \mu \sigma f H_{rm}^2 (1_w A_w p) \quad (11)$$

เมื่อเราต้องการ power โดยการเพิ่มความถี่ และเมื่อเราพิจารณาถึง loss, P_w เป็นสัดส่วนของ f, p และ p เป็น function ของ f ด้วย ถ้าจัดให้ p มีค่ามากที่สุด และเพิ่มความถี่เป็น ~ 2 เท่า p จะลดลงจาก 0.37 เป็น 0.32 แต่การเพิ่มความถี่จะทำให้ loss เพิ่มขึ้น $(2 \times 0.32/0.37)$ เท่ากับ 1.73 เท่า , ภายในขอบเขตถ้าเพิ่มความถี่, p จะแปรผกผันกับ $2/(d/\delta)$ และ P_w แปรผกผันกับ $f^{1.5}$; ภายใต้อ่างสูงสุดของ p , p แปรผกผันกับ $(d/\delta)^{1.6}$ (ประมาณ) ดังนั้น p แปรผกผันกับ $f^{0.8}$ และ P_w แปรผกผันกับ $f^{1.6}$ การเพิ่มความถี่จะต้องถูกพิจารณาในสภาวะการให้ความร้อนดังกล่าว

ได้มีการอธิบายคำถามของคำถามที่จาก view point ของการดูดซับพลังงานในทรงกระบอกเทียบกับการดูดซับของคอยล์ มันจะเป็นการดีเมื่อแทน $d/\delta > 4.5$ เมื่อไม่สามารถเพิ่มความถี่ไปจากความถี่ critical ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา -9- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

023150

$$f_c = \frac{\rho(4.5/\pi)^2}{\mu_o \mu_r d^2} = \frac{6.45\rho}{\mu d^2} \quad (12)$$

ในกรณีไม่กำหนดความถี่ ความถี่จะเท่ากับหรือไม่ก็มากกว่า f_c



บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 ตัวเหนี่ยวนำ

๗๓๑๑.แม่เหล็ก

ต้องการสร้างตัวเหนี่ยวนำเพื่อใช้กับ

$$\begin{aligned}
 f &= 100 \text{ Hz} \\
 v &= 220 \text{ V} \\
 i &= 10 \text{ A}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \phi &= 5 \text{ V} \\
 &= 200 \text{ A}
 \end{aligned}$$

ลักษณะของโวลเตจ ที่ออกจาก rectifier จะเป็นแบบ full wave ซึ่งจะมีลักษณะที่ ไฟฟ้ากระแสสลับและไฟฟ้ากระแสตรงปนกันอยู่

ฉะนั้นตัวเหนี่ยวนำที่สร้างต้องมีลักษณะทั้งของกระแสสลับและกระแสตรง

$$\begin{aligned}
 \text{เลือกพื้นที่หน้าตัดของแกน} &= 2 \text{ นิ้ว} \times 3 \text{ นิ้ว} \\
 &= 3.87 \times 10^{-3} \text{ m}^2
 \end{aligned}$$

หาค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กในด้านกระแสสลับได้โดย

$$v = 4.44 f N B A$$

หาค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กทางด้านกระแสสลับได้เท่ากับ 0.328 tesla

คำนวณค่าของตัวเหนี่ยวนำ (โดยมองจากด้านกระแสตรง)

$$\begin{aligned}
 \text{ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ} &= 60 \text{ mH} \\
 \text{จาก } L &= N^2 \frac{\mu_0 \mu_r A}{l} = \frac{N^2 \mu_0 A}{l}
 \end{aligned}$$

$$\text{ได้ค่า } l \text{ เท่ากับ } 1.2 \text{ cm}$$

บททวน โดยดูว่าค่าความหนาแน่นจากทางด้านกระแสตรงทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวหรือไม่

$$\text{จาก } NI = HI = \frac{B_{dc}}{\mu_0}$$

$$B_{dc} = 0.408$$

$$\begin{aligned}
 \text{ผลของความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กในแกนเหล็ก} &= 0.328 + 0.408 \\
 &= 0.736 \text{ tesla}
 \end{aligned}$$

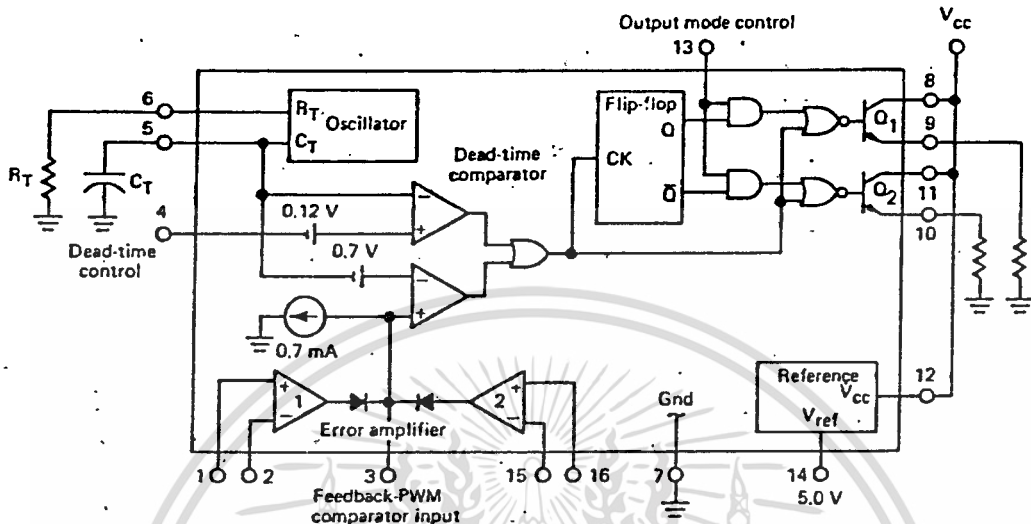
3.2 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม

วงจรสร้างสัญญาณควบคุม

โดยใช้ IC TL 494 ขา 1, 2, 15 และ 16 ของ TL 494 เป็นขา เออร์เรอร์ (error amp) ซึ่งเราไม่ใช้และภายในจะต่อกับตัวเปรียบเทียบ (comparator) ตัวเปรียบเทียบนี้ภายในต่อกับขา 3 ซึ่งต้องทำให้เอาท์พุทของตัวแปรเทียบเป็นศูนย์ (low) โดยต่อขา 1 และ 16 ซึ่งเป็นขาบวกของตัวเปรียบเทียบลงกราวด์ (ground) ส่วนขา 2 และ 15

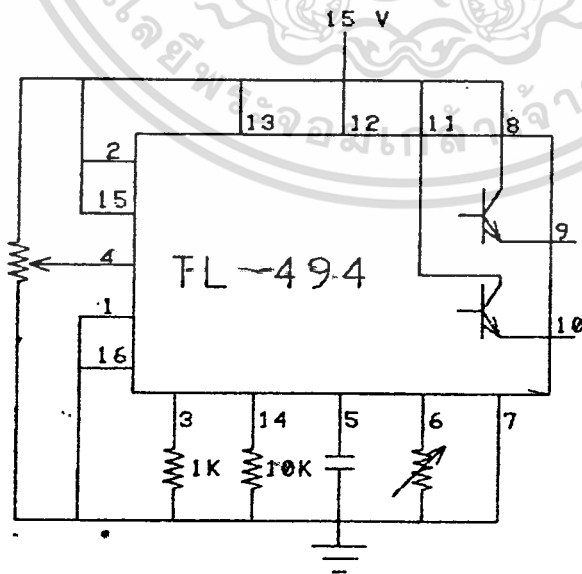
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นขาลงของตัวเบริกเซมิคอนดักเตอร์ไฟเลี้ยง (V_{cc})



รูป BLOCK DIAGRAM ของ TL 494

ขา 5 (R_T) และ ขา 6 (C_T) เป็นขาวงจรออสซิลเลเตอร์ใน TL 494 โดยที่ C สร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth) นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณเฟedback PWM comp) ที่ขาที่ 3 หรือ deal time control ที่ขา 4 เหตุที่เวลาต่อขา 3 ลงกราวน์ เพื่อต้องการใช้สัญญาณจากขา 4 มากำหนดความกว้างของพัลส์เท่านั้น ดังแสดงในรูป

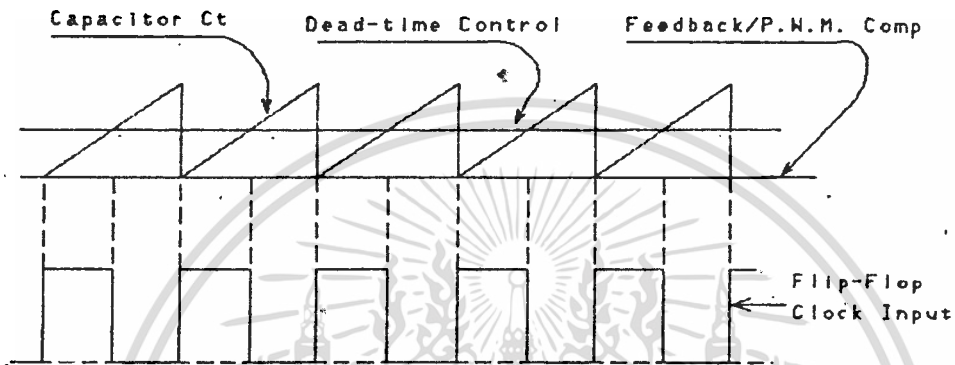


รูป การใช้งาน TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา -12- ห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณจากขา 4 จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันปลา โดยตัวเปรียบเทียบ แล้วนำมา
 มาออร์ (OR) กับสัญญาณจากขา 3 โดย ออร์ เกท (OR gate) แล้วจึงนำไปเป็นสัญญาณ
 เข้าขา คล็อกของ ดิฟลิปฟล็อป (D flip-flop) แล้วนำเข้าวงจรลอจิกเพื่อนำไปขับทรานซิส
 เทอร์ภายใน TL 494 ทำให้ได้เอาต์พุตนำไปใช้งานได้

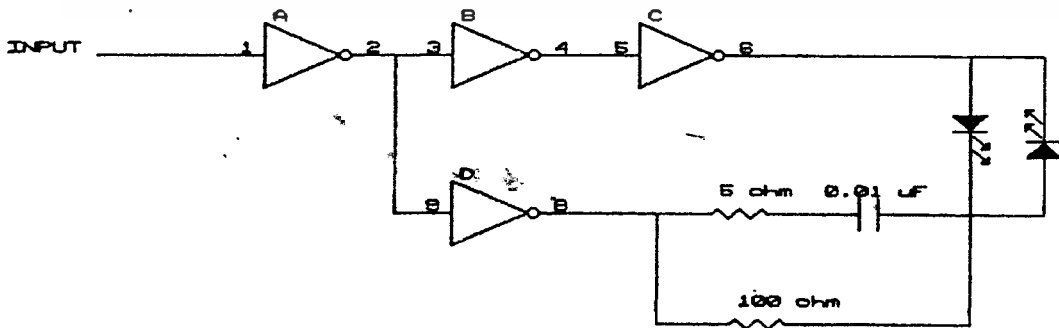


รูป TIMING DIAGRAM

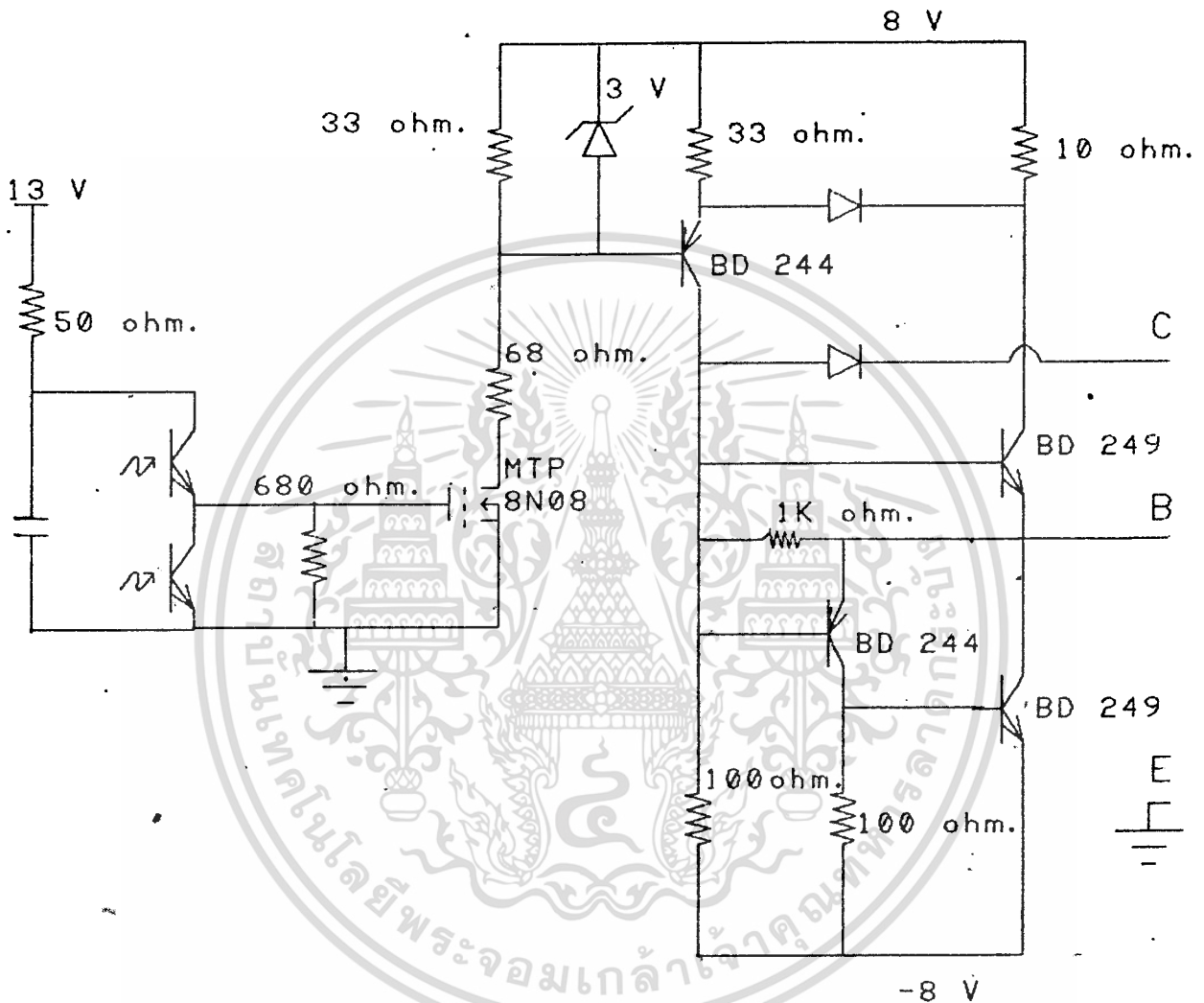
ส่วนความต้านทานปรับค่าได้ ใช้เพื่อปรับค่าระดับแรงดันที่ขา 4 (ค่า deat-time
 controlled) ซึ่งใช้ในการกำหนดค่าความกว้างของพัลส์ (pulse) หรือเป็นการปรับตัวต้
 ไซเคิล (duty cycle) นั่นเอง

3.3 วงจรขับ มอเตอร์

ในส่วนวงจรขับ จะประกอบด้วยส่วนที่ทำงานที่แยก (isolated) ชุดสร้างสัญญาณกับชุดกำลัง
 ออกจากกัน เพื่อป้องกันการเสียหายของชุดสร้างสัญญาณ เนื่องจากการลัดวงจร (short
 circuit) ของชุดกำลัง และ ตัดสัญญาณแบริกวนจากการสวิทช์ซึ่งของทรานซิสเตอร์กำลัง



รูปแสดงส่วน isolate
 ในส่วนที่ทรานซิสเตอร์กำลังซึ่งต้องการการป้องกันพัลส์บวก และ ลบ



รูปวงจรที่ ๓

ผลจากการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเข้า (input) ทำให้ทรานซิสเตอร์ใน ออฟไต้ ไอโซเลท ผลัดกันทำงาน

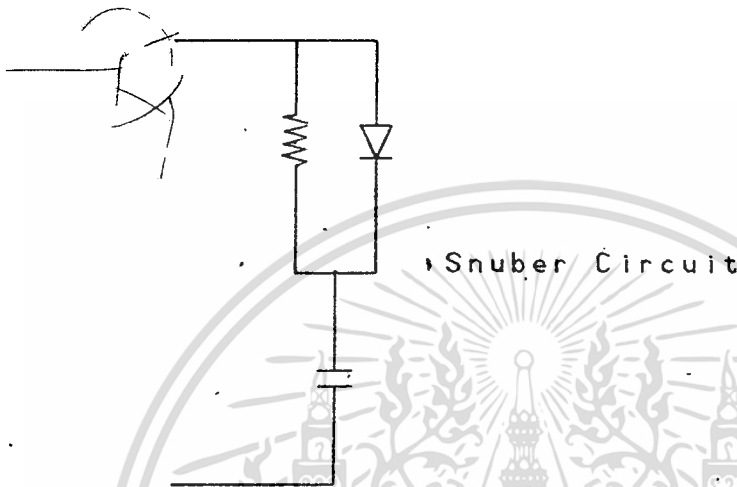
ในช่วงการบ่อนพัลส์บวก MOSFET (8N08) ทำงานทำให้ BD 244 ตัวถัดมาทำงาน และทำให้ BD 249 ตัวบนทำงาน

ในช่วงการบ่อนพัลส์ลบ 8N08 ไม่ทำงาน ทำให้ BD 244 ตัวล่างทำงานและ BD 249 ตัวล่างทำงาน (ลัดวงจร) เพื่อหลีกเลี่ยงการกระชากในฝั่งกันของทรานซิสเตอร์กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 RC Snubber Circuit.

เมื่อทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแส ขณะที่โวลเตจกำลังเพิ่มขึ้นและกระแสกำลังลดลง ทำให้เกิดการสูญเสีย (loss) บนตัวทรานซิสเตอร์และในกรณีที่กระแสไม่หยุดลงโดยทันที เช่น อย่างไม่ไหลแบบเหนียวๆ จะทำให้เกิด spike มีค่าสูงอาจทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้



รูปวงจร Snubber

พลังงานที่เกิดขึ้นเมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

$$E = I_{DM} V_{CE} (t_r + t_f) / 2$$

เมื่อต่อ RC Snubber ควบคู่กัน พลังงานส่วนดังกล่าวจะถูกนำมาเก็บไว้ที่ C

C จะมีค่าเท่ากับ $I_{DM} (t_r + t_f) / V_{CE}$

$$C = I_{DM} (t_r + t_f) / V_{CE} = 15(0.5+2) * 10^{-6} / 240 = 0.16 \mu F$$

$$R = t_{on} / 3C = 1.5 * 10^{-5} / (3 * 0.16 * 10^{-6}) = 31.25 \Omega$$

$$I_{DM} = V_{CE} / R = 240 / 31.25 = 7.68 A$$

$$P_{DM} = 0.5 C V_{CE}^2 f = 92.16 W$$

3.5 การออกแบบและคำนวณกำลังของขดลวด

ขนาดของขดลวดกำลัง

เส้นผ่าศูนย์กลาง (a) = 6.5 cm.

ยาว (l) = 8 cm.

จำนวนรอบ (n) = 12 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา -15- ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{ความยาวของชิ้นงาน } (l_w) &= 0.08 \quad \text{m} \\
 \text{พ.ท. ของชิ้นงาน } (A_w) &= 7 \times 10^{-4} \quad \text{m}^2 \\
 d/\delta &= 37.5 \\
 p &= 2/(1.23+d/\delta) \\
 &= 0.052 \quad (\text{ที่ } d/\delta > 8) \\
 P_w &= 906 \text{ W}
 \end{aligned}$$



บทที่ 4

ภาพเคลื่อนไหวและผลการทดลอง

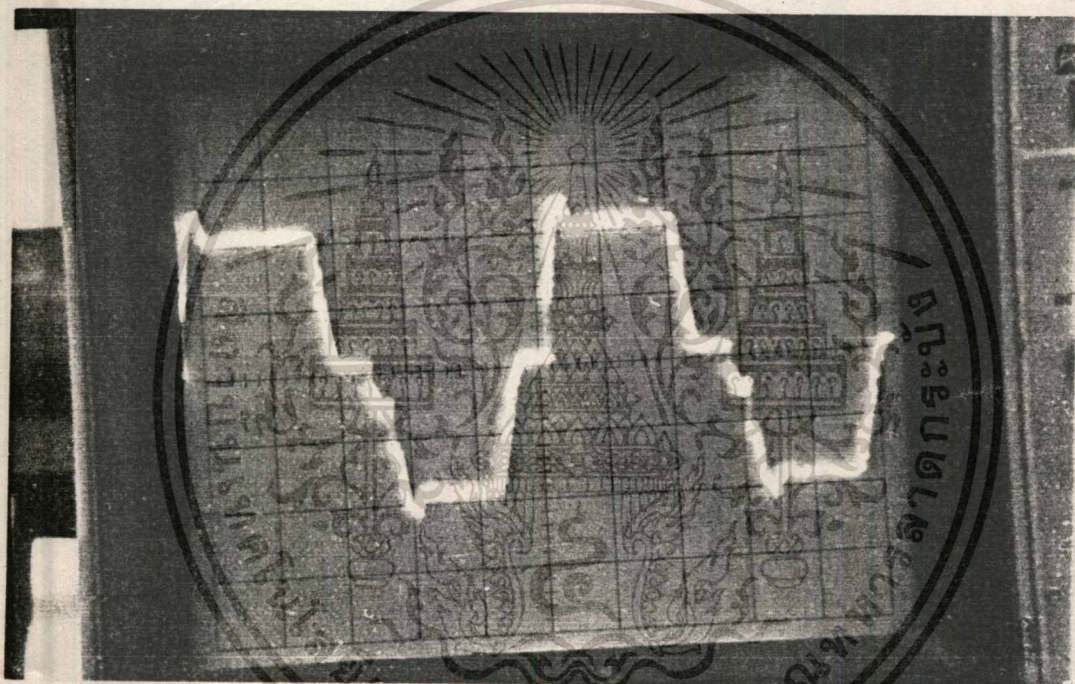
4.1 ทดลองการทำงานของ inverter

4.1.1 โหลด R

โดยให้ช่วงที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวทำงาน 40% และอีก 60% ไม่นับกระแสของเวลาทั้งหมด

โดยใช้ความถี่ประมาณ 18.5 KHz

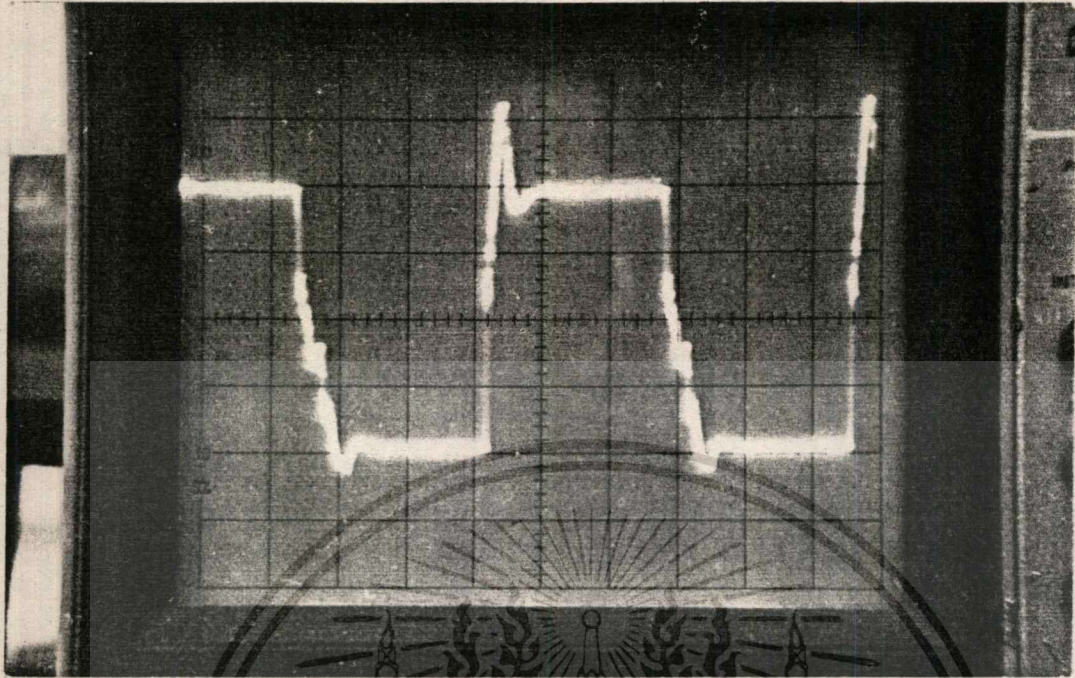
10 μ s/ช่อง 100 v/ช่อง



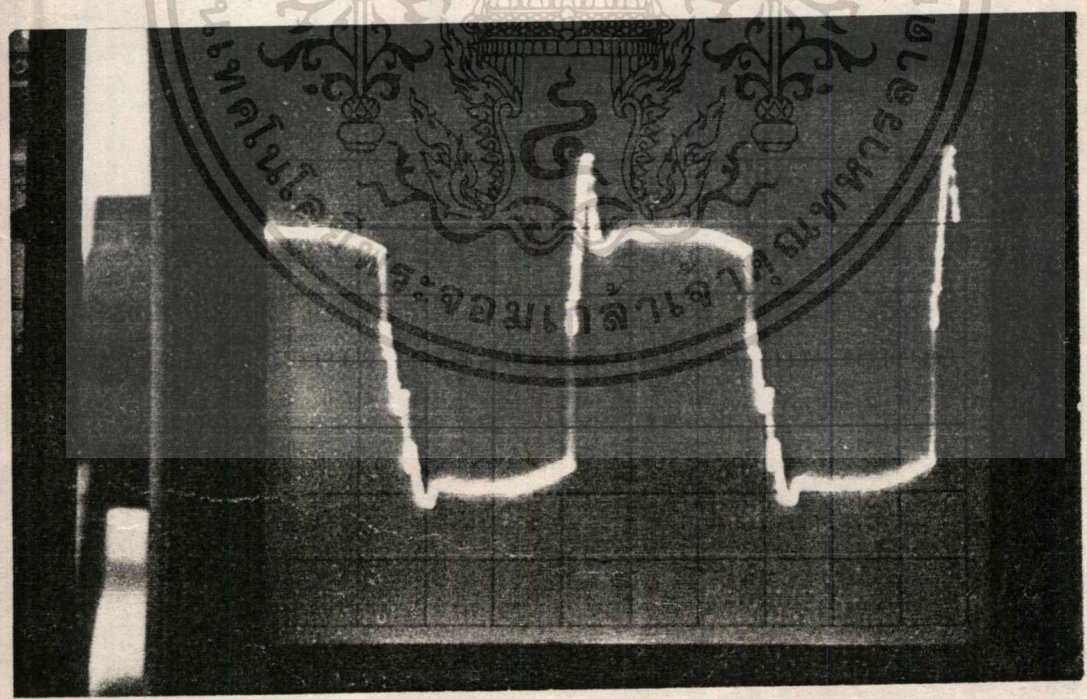
4.1.2 ทรานฟรอมเมอร์ (ไม่มีขดทุติยภูมิ)

โดยใช้ความถี่ประมาณ 18.5 KHz

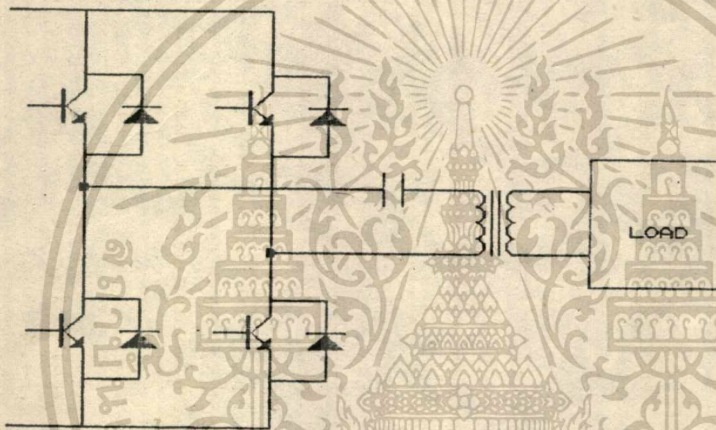
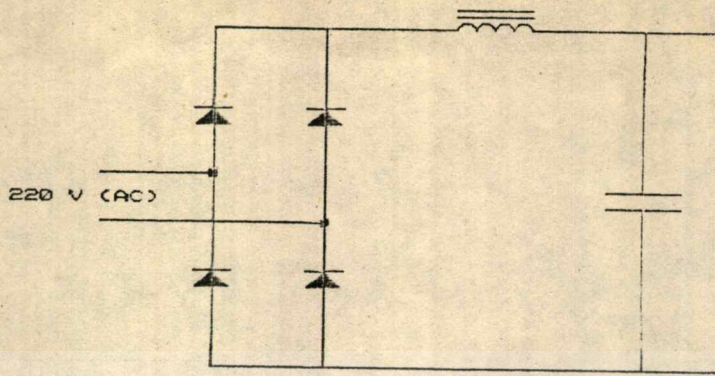
10 μ s/ช่อง 100 v/ช่อง



4.1.3 พัลส์สองต่อโพล
โดยใช้เวลาประมาณ 18.5 KHz
10 μ s/ช่อง 100 v/ช่อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ทดลอง

4.2 ทดลองเปลี่ยนความถี่และ โวลเตจ

โดยให้ช่วงที่ทรานซิสเตอร์ทำงานเท่ากับ 28% ของเวลาทั้งหมด

ตารางแสดงค่าของกระแส

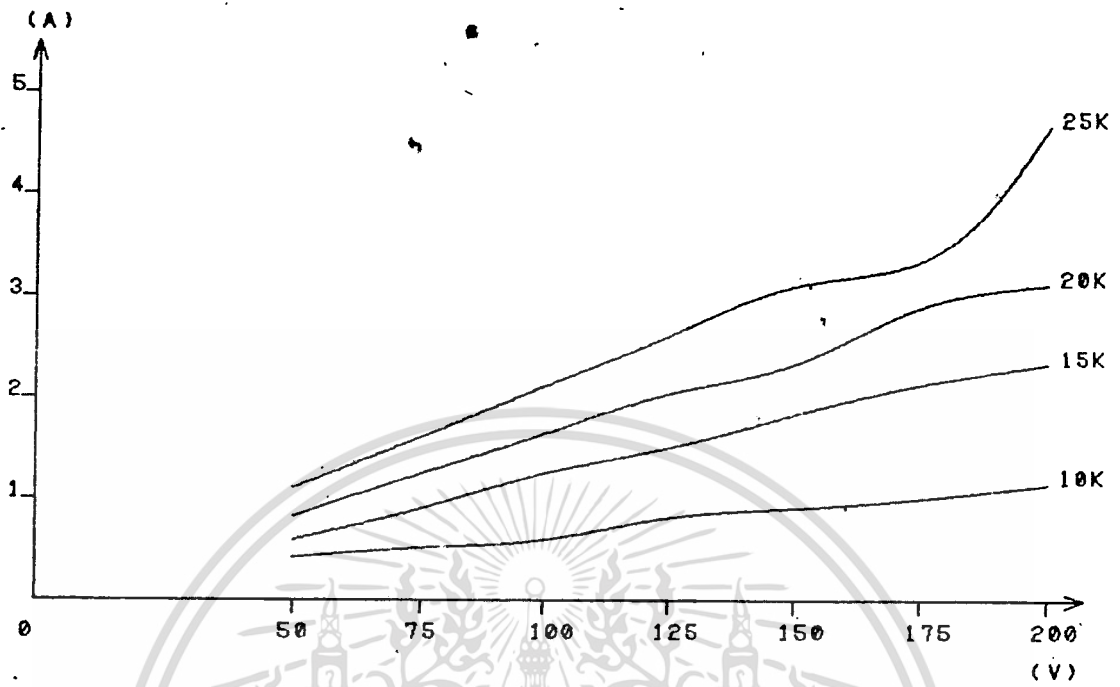
ความถี่	โวลเตจ _{in}						
	50	75	100	125	150	175	200
10K	0.4	0.5	0.6	0.8	0.9	1.0	1.15
15K	0.6	0.9	1.25	1.5	1.8	2.1	2.35
20K	0.8	1.25	1.65	2.05	2.35	2.9	3.1
25K	1.1	1.6	2.15	2.6	3.1	3.35	4.65

กระแส_{in}, กระแสเข้า INVERTER

โวลเตจ_{in}, โวลเตจเข้า INVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟของกระแสเมื่อเปลี่ยนความถี่และโวลเตจ



บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

สำหรับการเริ่มพัฒนาผลงานชิ้น ถึงแม้ว่างานที่ทำจะได้ผลออกมาไม่ตึง แต่คิดว่าถ้าได้มีการพัฒนาต่อไป ผลจะออกมาดีขึ้นจนสามารถใช้งานจริงได้

5.1 ปัญหาที่เกิดขึ้นในโครงการ

วงจรขั้วทรานซิสเตอร์มีคุณภาพไม่ดีพอ

บางส่วนของอุปกรณ์ที่มีกระแสไหลมากและมีความถี่สูงทำให้กระแสไหลแต่ที่ผิวของโลหะ จะทำให้มีปัญหาในการสร้างและไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ง่าย และในส่วนที่มีความร้อนสูงจะต้องใช้น้ำระบายความร้อน

5.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับการพัฒนาต่อไปแล้วควรจะเริ่มจากขนาดเล็ก จะทำให้เลือกอุปกรณ์ได้ง่าย และสร้างได้ง่ายกว่า



ภาคผนวก

เอกสารอ้างอิง

1. George Chryssis "HIGH-FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES"
McGraw-Hill, Inc, 1984
2. John Davies, Peter Simpson "INDUCTION HEATING HANDBOOK"
McGraw-Hill, Inc, 1979



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

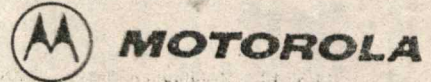
กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณ อ.ประภาส ไพรสสุวรรณ สำหรับคำแนะนำและอุปกรณ์
ต่างๆ ตลอดจน พี่ๆและเพื่อนๆ หลายคนขอบคุณมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา-24-ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTM8N08, MTP8N08
 MTM8N10, MTP8N10
 MTM10N05, MTP10N05
 MTM10N06, MTP10N06

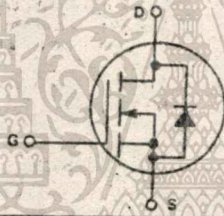


Designer's Data Sheet

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE
 TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR

These TMOS Power FETs are designed for low voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds — Switching Times Specified at 100°C
- Designer's Data — I_{DSS} , $V_{DS(on)}$, SOA and $V_{GS(th)}$ Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MTM or MTP				Unit
		10N05	10N06	8N08	8N10	
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	50	60	80	100	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1.0 \text{ M}\Omega$)	V_{DGR}	50	60	80	100	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20				Vdc
Drain Current Continuous	I_D	10		8.0		Adc
		Pulsed		28		
Gate Current — Pulsed	I_{GM}	1.5				Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	75				Watts
		0.6				
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to 150				$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	T_L	275	$^\circ\text{C}$

Designer's Data for "Worst Case" Conditions

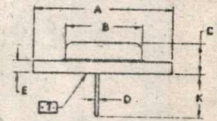
The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit data — representing device characteristics boundaries — are given to facilitate "worst case" design.

8.0 and 10 AMPERE
 N-CHANNEL TMOS
 POWER FET

$r_{DS(on)} = 0.5 \text{ OHM}$
 80 and 100 VOLTS

$r_{DS(on)} = 0.28 \text{ OHM}$
 50 and 60 VOLTS

MTM8N08
 MTM8N10
 MTM10N05
 MTM10N06

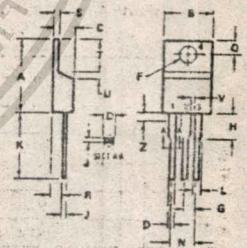


STY 13
 PIN 1 GATE
 2 SOURCE
 CASE 284AA

CASE 1-05
 TO-284AA
 (TO-3 TYPE)

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	25.27	—	1.00	—
B	—	21.04	—	0.830
C	7.35	7.62	0.290	0.300
D	6.35	7.62	0.250	0.300
E	1.16	1.75	0.045	0.070
F	20.15	25.40	0.793	1.000
G	10.15	12.70	0.400	0.500
H	5.44	6.35	0.214	0.250
J	15.24	17.78	0.600	0.700
K	11.18	12.19	0.440	0.480
L	2.31	4.15	0.091	0.165
M	—	26.67	—	1.050
N	—	4.32	—	0.170
U	4.31	4.32	0.170	0.170
V	2.31	4.19	0.091	0.165

MTP8N08
 MTP8N10
 MTP10N05
 MTP10N06



G
 D
 S

STY 13
 PIN 1 GATE
 2 SOURCE
 3 DRAIN
 CASE 220AB

CASE 221A-02
 TO-220AB

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	15.11	15.73	0.595	0.620
B	8.85	10.29	0.348	0.406
C	4.06	4.82	0.160	0.190
D	5.08	6.89	0.200	0.271
E	3.41	3.78	0.134	0.149
F	3.41	3.78	0.134	0.149
G	2.78	3.30	0.110	0.130
H	6.35	6.35	0.250	0.250
J	17.78	16.27	0.700	0.640
K	1.14	1.39	0.045	0.055
L	6.63	6.35	0.261	0.250
M	2.54	3.04	0.100	0.120
N	2.04	2.78	0.080	0.110
P	1.14	1.39	0.045	0.055
T	5.37	6.47	0.211	0.255
U	0.32	1.27	0.013	0.050
V	1.14	—	0.045	—
W	—	3.00	—	0.120

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

MTM/MTP8N08, 10/10N05, 06

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 5.0 mA)	MTM10N05/MTP10N05 MTM10N06/MTP10N06 MTM8N08/MTP8N08 MTM8N10/MTP8N10	V _{(BR)DSS}	50 60 80 100	— — — —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = 0.85 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (T _J = 100°C)		I _{DSS}	— —	0.25 2.5	mAdc
Gate-Body Leakage Current (V _{GS} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSS}	—	500	nAdc

ON CHARACTERISTICS*

Gate Threshold Voltage (I _D = 1.0 mA, V _{DS} = V _{GS}) (T _J = 100°C)		V _{GS(th)}	2.0 1.5	4.5 4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 5.0 Adc) (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 4.0 Adc)	MTM10N05/MTM10N06 MTP10N05/MTP10N06 MTM8N08/MTM8N10 MTP8N08/MTP8N10	r _{DS(on)}	— —	0.28 0.50	Ohms
Drain-Source On-Voltage (V _{GS} = 10 V) (I _D = 10 Adc) (I _D = 5.0 Adc, T _J = 100°C) (I _D = 8.0 Adc) (I _D = 4.0 Adc, T _J = 100°C)	MTM10N05/MTM10N06 MTP10N05/MTP10N06 MTM8N08/MTM8N10 MTP8N08/MTP8N10 MTM10N05, MTM10N06 MTP10N05/MTP10N06 MTM8N08/MTM8N10 MTP8N08/MTP8N10	V _{DS(on)}	— — — —	3.4 2.8 4.8 4.0	Vdc
Forward Transconductance (V _{DS} = 15 V, I _D = 5.0 A) (V _{DS} = 15 V, I _D = 4.0 A)	MTM10N05/MTM10N06 MTP10N05/MTP10N06 MTM8N08/MTM8N10 MTP8N08/MTP8N10	g _{fs}	2.5 1.6	— —	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1.0 MHz	C _{iss}	—	400	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	100	

SWITCHING CHARACTERISTICS* (T_J = 100°C)

Turn-On Delay Time	V _{DS} = 25 V, I _D = 0.5 Rated I _D , R _{gen} = 50 ohms See Figures 1 and 2)	t _{d(on)}	—	50	ns
Rise Time		t _r	—	120	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	50	
Fall Time		t _f	—	60	

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

Characteristic	Symbol	Typ	Unit
Forward On-Voltage (I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	1.8	Vdc
Forward Turn-On Time	t _{on}	200	ns
Reverse Recovery Time	t _{rr}	300	ns

*Pulse Test: Pulse Width < 300 μs, Duty Cycle < 2%.

FIGURE 1 — SWITCHING TEST CIRCUIT

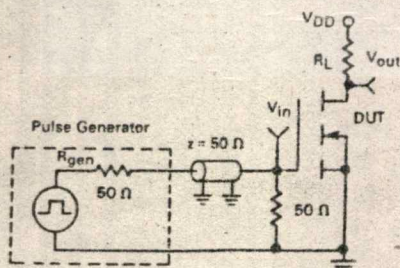
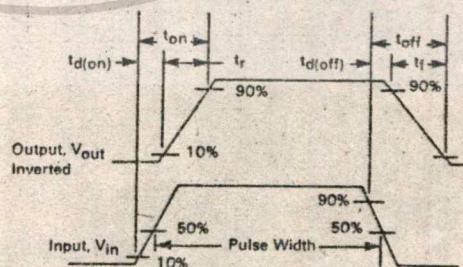


FIGURE 2 — SWITCHING WAVEFORMS



TYPICAL CHARACTERISTICS

ON-REGION CHARACTERISTICS

FIGURE 3 — MTM8N08, MTM8N10
MTP8N08, MTP8N10

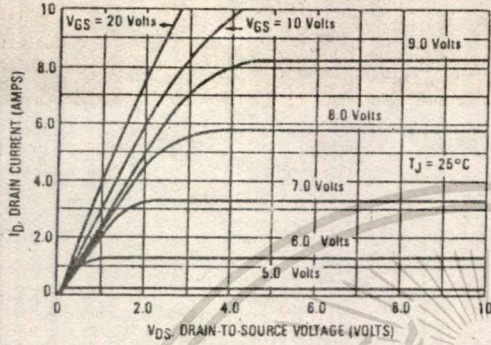
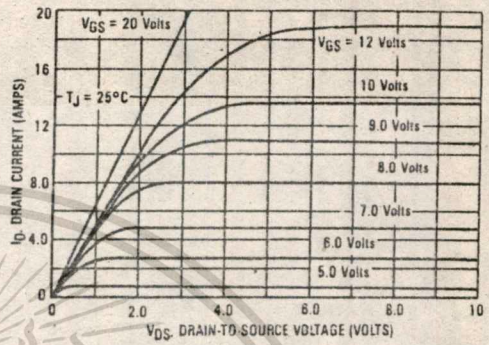


FIGURE 4 — MTM10N05, MTM10N06
MTP10N05, MTP10N06



TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 5 — MTM8N08, MTM8N10
MTP8N08, MTP8N10

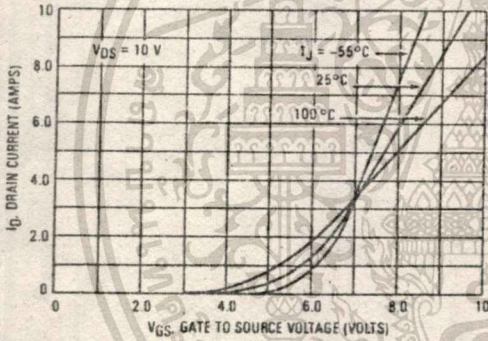
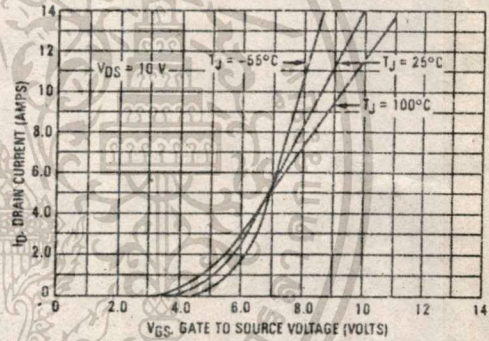


FIGURE 6 — MTM10N05, MTM10N06
MTP10N05, MTP10N06



ON-RESISTANCE versus DRAIN CURRENT

FIGURE 7 — MTM8N08, MTM8N10
MTP8N08, MTP8N10

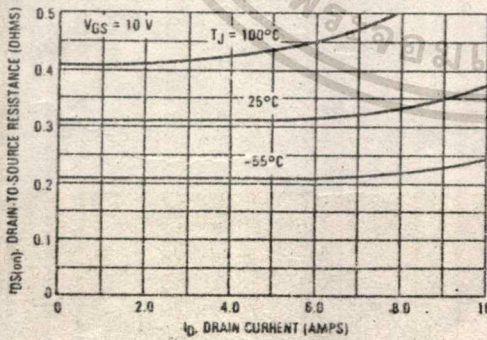
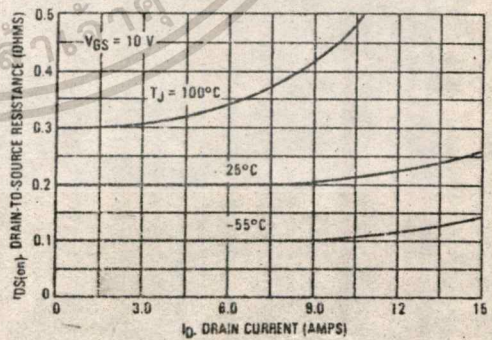


FIGURE 8 — MTM10N05, MTM10N06
MTP10N05, MTP10N06



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 9 — GATE THRESHOLD VOLTAGE VARIATION WITH TEMPERATURE

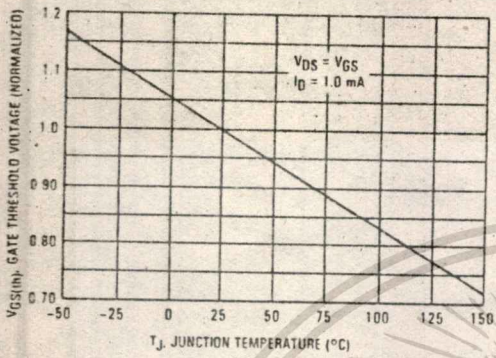
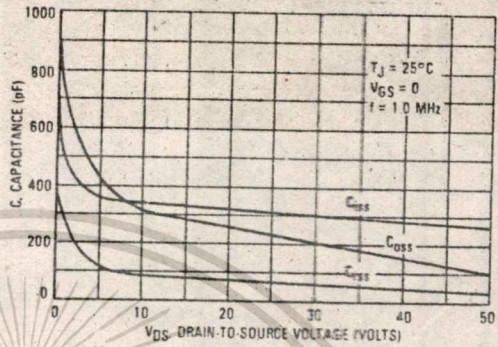


FIGURE 10 — CAPACITANCE VARIATION



THERMAL RESPONSE

FIGURE 11 — MTM8N08, MTM8N10, MTM10N05, MTM10N06

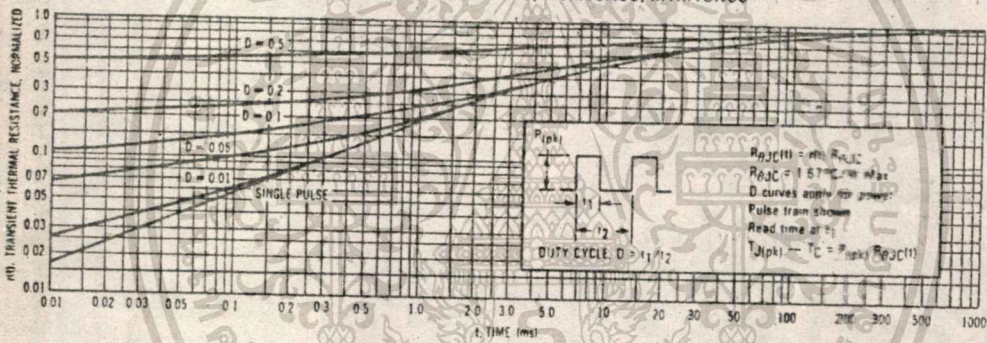
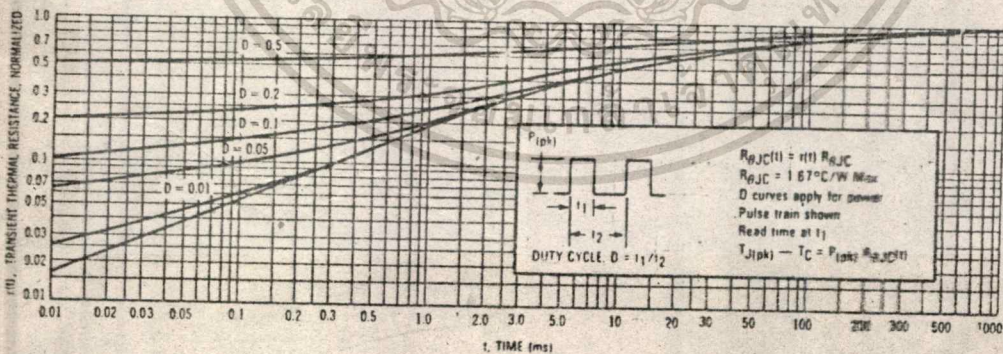


FIGURE 12 — MTM8N08, MTM8N10, MTM10N05, MTM10N06



SAFE OPERATING AREA INFORMATION

MAXIMUM RATED FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

FIGURE 13 — MTM8N08, MTM8N10
MTP8N08, MTP8N10

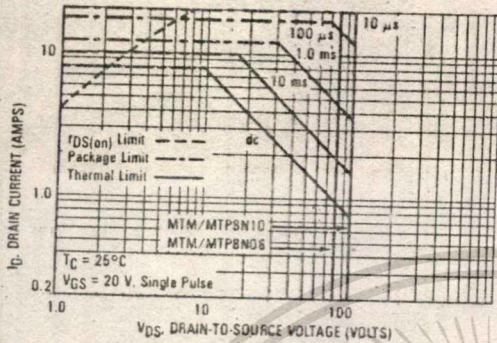
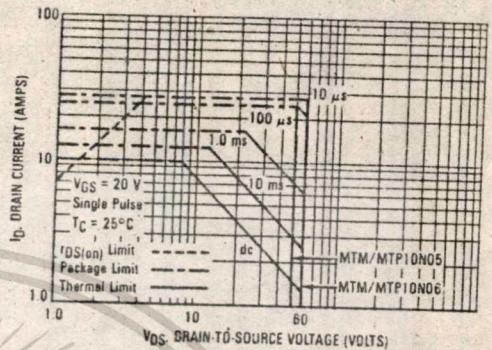


FIGURE 14 — MTM10N05, MTM10N06
MTP10N05, MTP10N06



FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The dc data of Figures 13 and 14 is based on a case temperature (T_C) of 25°C and a maximum junction temperature ($T_{J(max)}$) of 150°. The actual junction temperature depends on the power dissipated in the device and its case temperature. For various pulse widths, duty cycles, and case temperatures, the peak allowable drain current (I_{DM}) may be calculated with the aid of the following equation:

$$I_{DM} = I_D(25^\circ C) \left[\frac{T_{J(max)} - T_C}{P_D \cdot R_{\theta JC} \cdot r(t)} \right]$$

where

- $I_D(25^\circ C)$ = the dc drain current at $T_C = 25^\circ C$ from Figures 13 and 14.
- $T_{J(max)}$ = rated maximum junction temperature.
- T_C = device case temperature.

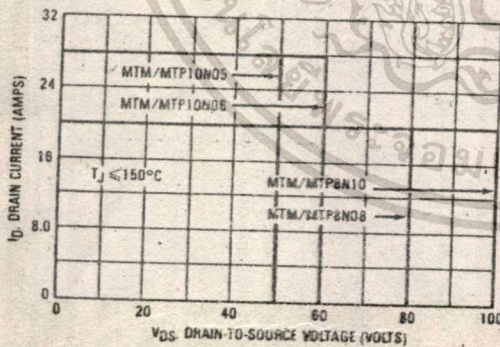
- P_D = rated power dissipation at $T_C = 25^\circ C$.
- $R_{\theta JC}$ = rated steady state thermal resistance.
- $r(t)$ = normalized thermal response from Figures 11 or 12.

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 15 is the boundary that the load line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current, I_{DM} and the breakdown voltage, $V_{(BR)DSS}$. The switching SOA shown in Figure 15 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond. The power averaged over a complete switching cycle must be less than:

$$\frac{T_{J(max)} - T_C}{R_{\theta JC}}$$

FIGURE 15 — MAXIMUM RATED SWITCHING SAFE OPERATING AREA





MOTOROLA

TL494
TL495

Specifications and Applications Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

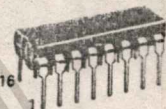
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

- 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 For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TL494



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-05



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-02

TL495

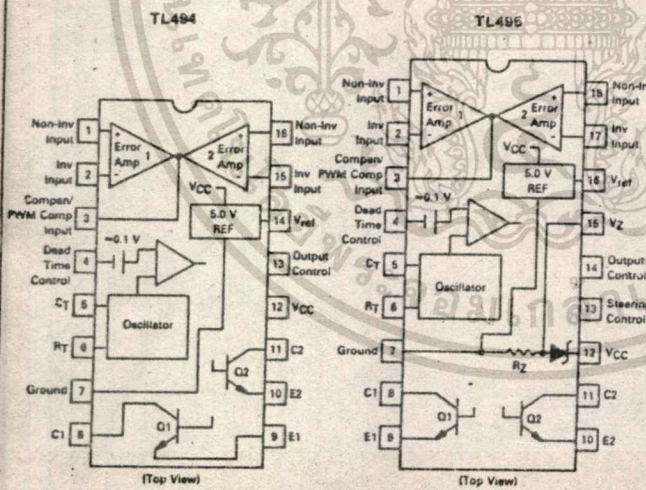


N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 707-02



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 726-01

PIN CONNECTIONS



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
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I/495I are 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.

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

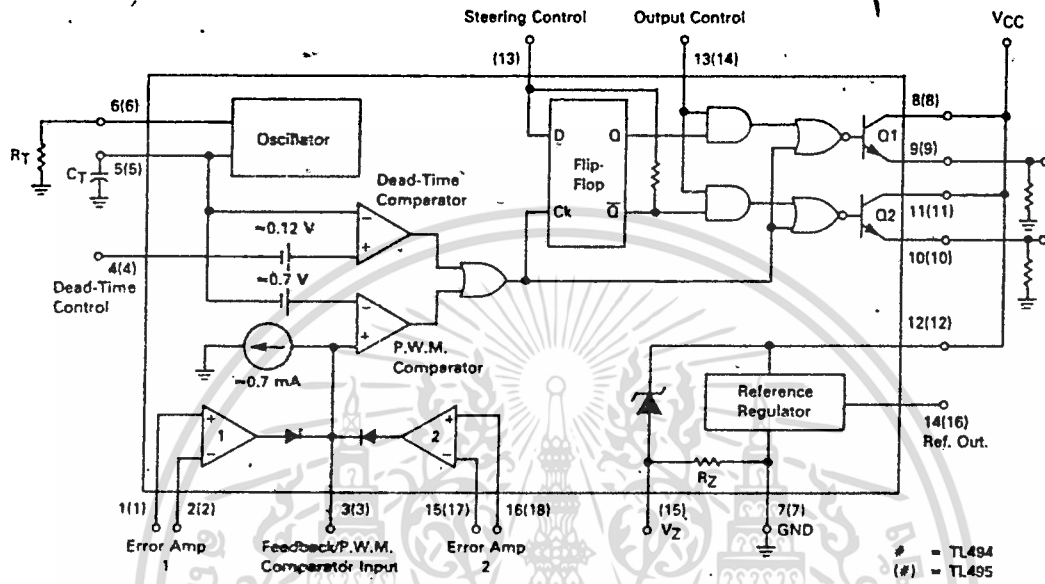
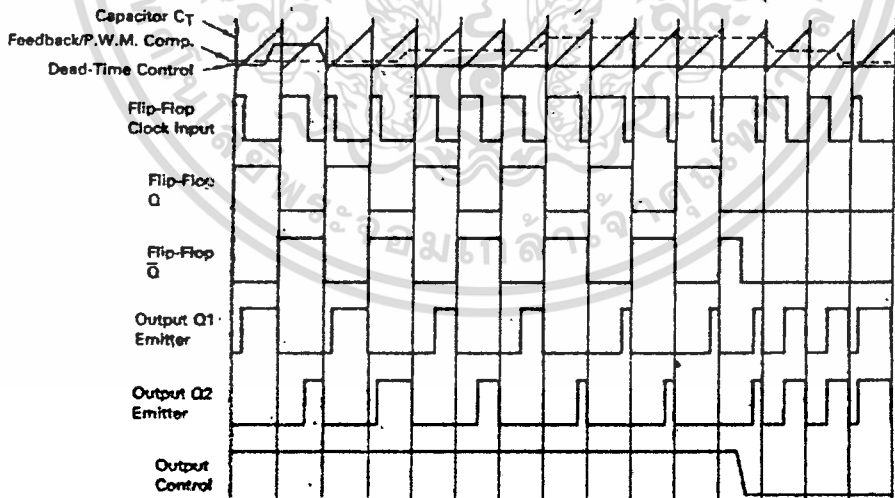


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

Description

The TL494/495 are 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 oscillator frequency is determined by:

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

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 TL494/495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of $\pm 5\%$ with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}}$
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Open	Push-pull operation	0.5
At V_{ref}	$V1 < 0.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At V_{ref}	$V1 > 2.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q2 only	1

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/R _{θJA}	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T _A	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V _{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	-0.3	—	V _{CC} - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I _{f.b.}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage (I _O = 1.0 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT _A = Min to Max)	ΔV _{ref} (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I _O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V, T _A = 25°C)	I _{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

4-217

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ 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	TL494M			TL494C, VTL495C, I			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	$10C$	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-150	—	—	$-10C$	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage 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	1.5	—	1.1	1.3	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	—	μA
	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 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 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 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/TL495			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	μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V)	V_{ICR}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	f_c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	-2.0	-4.0	—	mA

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (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 V)	I _{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) (V _{in} = 0 to 5.25 V)	I _B (DT)	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode (V _{in} = 0 V, C _T = 0.1 μF, R _T = 12 kΩ) (V _{in} = 0 V, C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	DC _{max}	45	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V _{TH}	— 0	2.8	3.3	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	f _{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	σ _{fosc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage (V _{CC} = 7.0 V to 40 V, T _A = 25°C)	Δf _{osc} (ΔV)	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature (ΔT _A = T _{low} to T _{high}) (C _T = 0.01 μF, R _T = 12 k)	Δf _{osc} (ΔT)	—	—	12	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
STEERING CONTROL					
Input Current Low (V (Pin 13) = 0.4 V)	I _{STL}	—	-25	-200	μA
Input Current High (V (Pin 13) = 2.4 V) (V (Pin 13) = V _{ref})	I _{STH}	— —	25 75	200 —	μA
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage (I _Z = 2.0 mA)	V _Z	—	39	—	V
Sink Current (V (Pin 15) = 1.0 V)	I _{RZ}	—	0.3	—	mA
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V _{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) (V _{CC} = 15 V) (V _{CC} = 40 V)	I _{CC}	— —	6.6 7.0	10 15	mA
Average Supply Current (V (Pin 4) = 2.0 V) (See Figure 12.) (C _T = 0.001, R _T = 12 kΩ, V _{CC} = 15 V)	I _{CC}	—	7.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ 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/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)

Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V(\text{Pin } 3) = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA

DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{in} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$)	$I_{IB}(\text{DT})$	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8	3.3	V

OSCILLATOR SECTION

Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$) ($T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	—	—	12	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	

STEERING CONTROL

Input Current Low ($V(\text{Pin } 13) = 0.4\text{ V}$)	I_{STL}	—	-25	-200	μA
Input Current High ($V(\text{Pin } 13) = 2.4\text{ V}$) ($V(\text{Pin } 13) = V_{ref}$)	I_{STH}	—	25 75	200	μA

ZENER CHARACTERISTICS

Zener Breakdown Voltage ($I_Z = 2.0\text{ mA}$)	V_Z	—	39	—	V
Sink Current ($V(\text{Pin } 15) = 1.0\text{ V}$)	I_{RZ}	—	0.3	—	mA

TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	—	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($V(\text{Pin } 4) = 2.0\text{ V}$) (See Figure 12.) ($C_T = 0.001$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$)	—	—	7.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY
VERSUS TIMING RESISTANCE

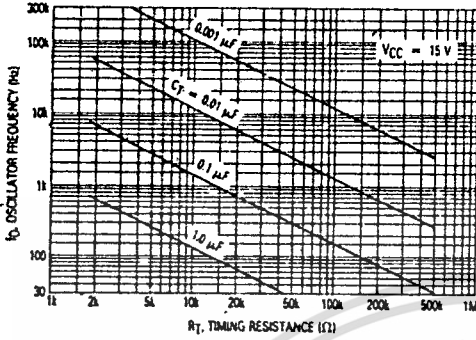


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE
VERSUS FREQUENCY

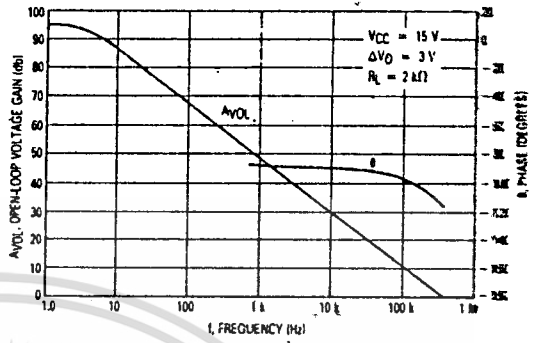


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus
OSCILLATOR FREQUENCY

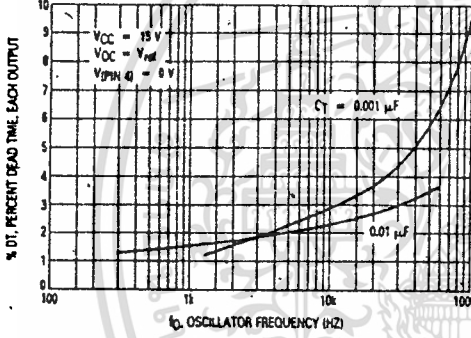


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus
DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

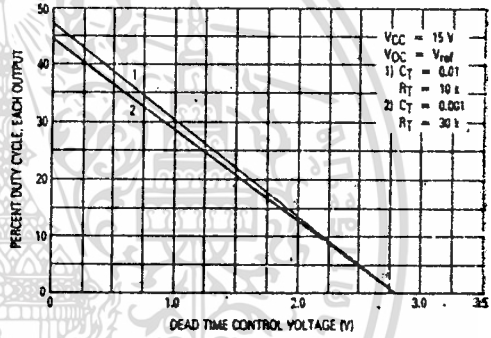


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION,
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE
VERSUS EMITTER CURRENT

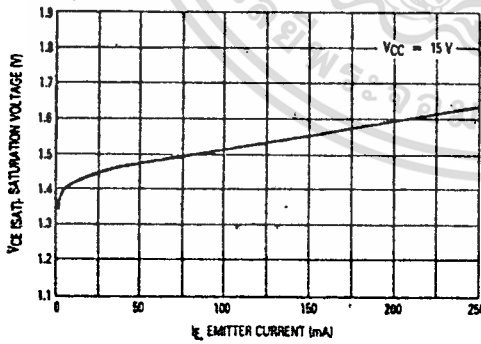
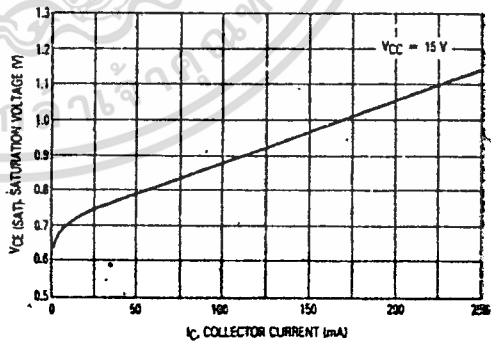


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION,
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE
VERSUS COLLECTOR CURRENT



TL494, TL495

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

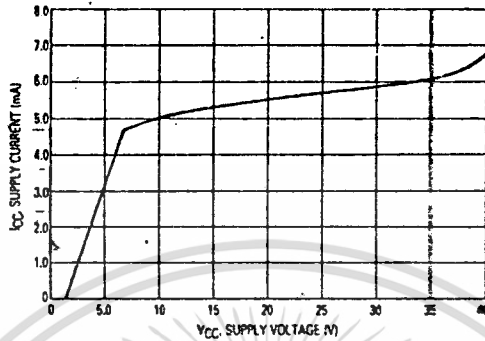


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

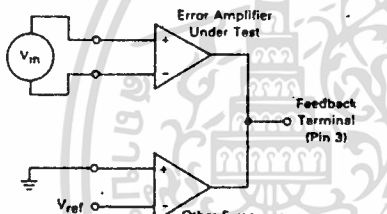


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

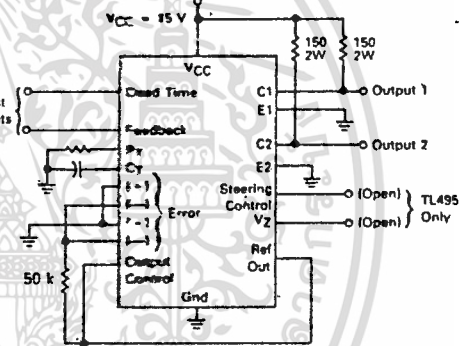


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

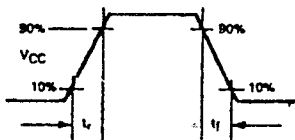
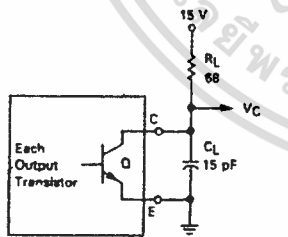
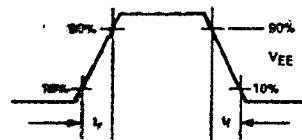
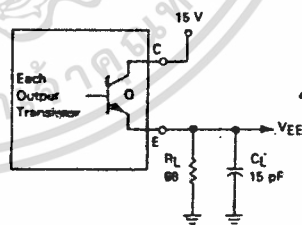


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

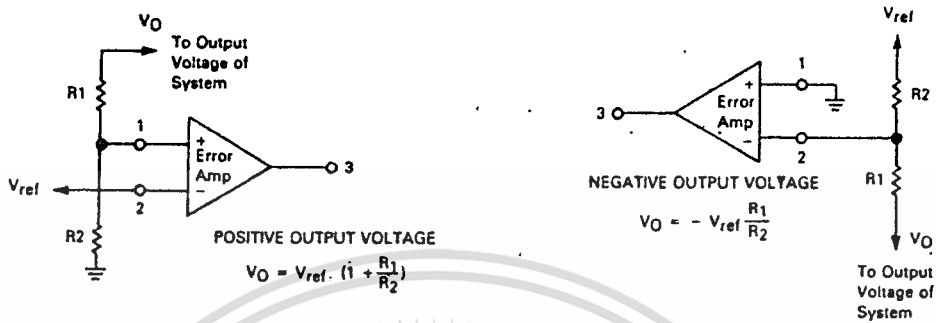


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

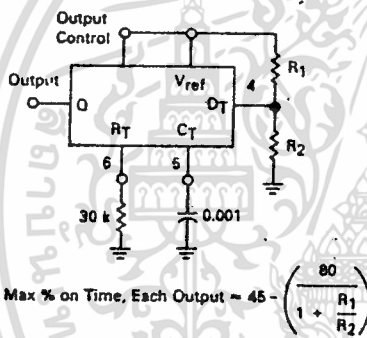


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

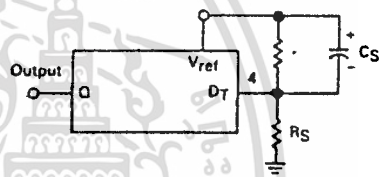
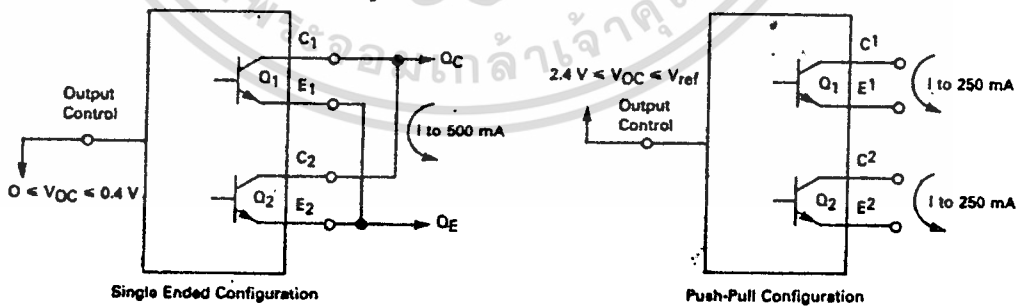


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

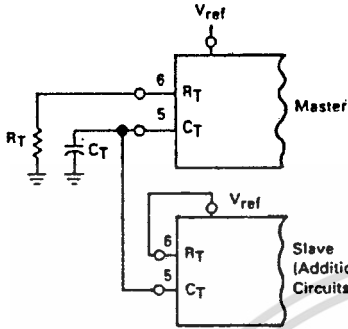


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{IN} > 40$ V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

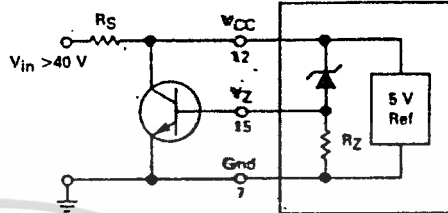
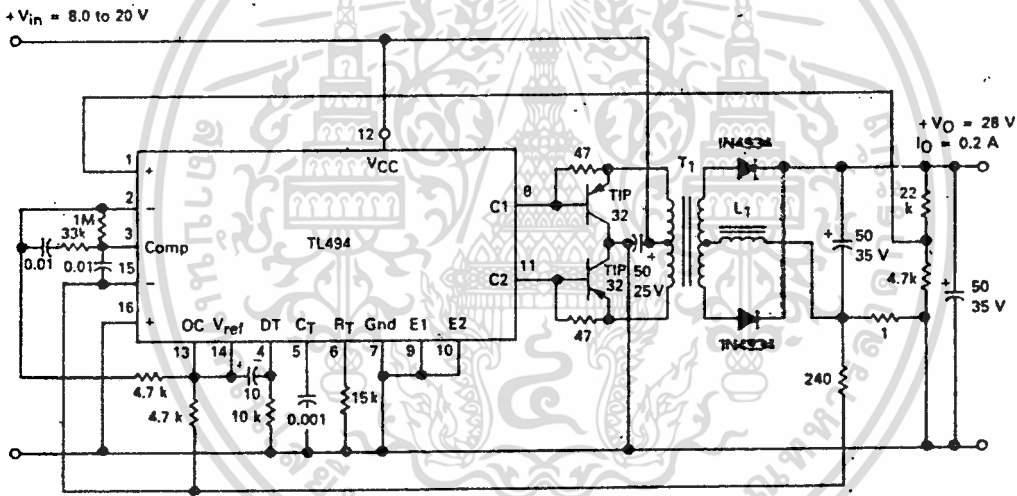


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



All capacitors in μ F
 L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG.
 Secondary: 120T C.T. #38 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0$ to 20 V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 0.2$ to 200 mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

