



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (027861) ปรค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 2 ก.ศ. 2534



ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2533

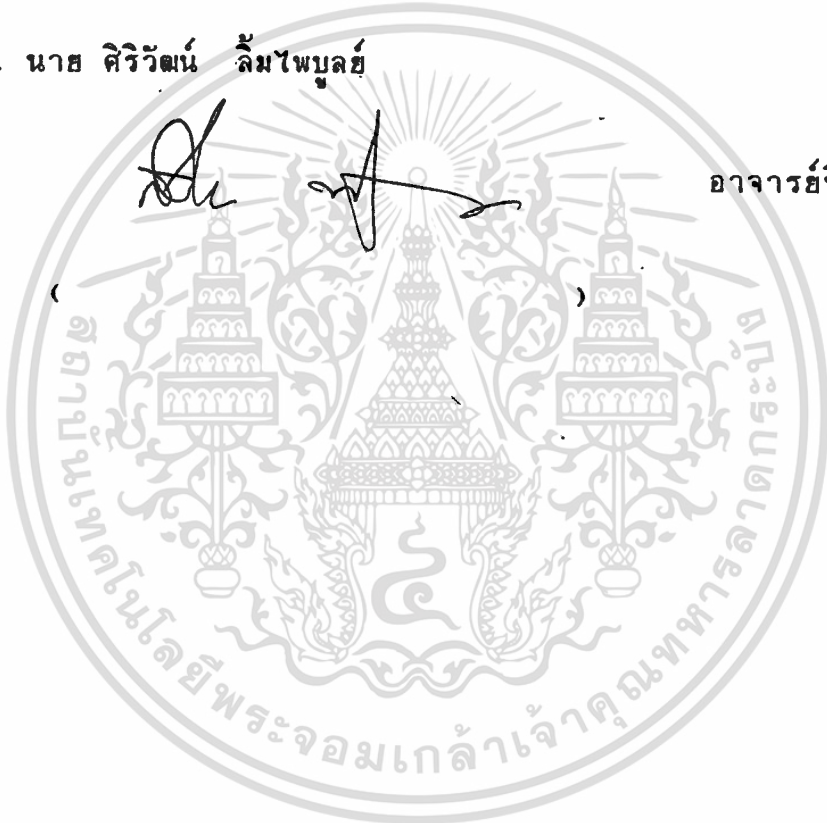
เรื่อง เครื่องชุปผิวแข็งเหล็ก

ผู้จัดทำ

1. นาย สำราญ คงวัฒนา

2. นาย ศิริวัฒน์ ลิ้มไพบูลย์

อาจารย์ที่ปรึกษา



เลขที่ T 33028 ส ๖
เลขทะเบียน 027861
วัน, เดือน, ปี ๗๒.๓.๐.๓๔

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง
027861

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำความร้อนโดยสนามแม่เหล็ก	3
บทที่ 3 โครงสร้างของเครื่องทูปนิวทริ่งเหล็ก	14
บทที่ 4 Class E เพ้าเวอร์แอมพลิไฟเออร์	17
บทที่ 5 รายละเอียดการทำงานและการออกแบบเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก	35
บทที่ 6 การสร้างส่วนประกอบและผลการทดลอง	41
บทที่ 7 บทสรุป	46
เอกสารอ้างอิง	49
กิตติกรรมประกาศ	50
ภาคผนวก	51
ผ.1 การวิเคราะห์สมการของ class E	59
ผ.2 ตารางสรุปคุณสมบัติของ Power class ต่าง ๆ	61
ผ.3 ตารางสรุปคุณสมบัติของวงจรที่แบบต่าง ๆ	65
ผ.4 IRF. 840	67
ผ.5 LM 311	76
ผ.6 TL 494	

เครื่องชุบผิวแข็งเหล็กโดยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก

นาย สำราญ คงวัฒนา

นาย ศิริวัฒน์ ลัมไพบุลย์

อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

บทคัดย่อ

ปัญหานี้ กล่าวถึงเครื่องชุบผิวแข็งเหล็กโดยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก ความถี่สูง ซึ่งอาศัยหลักการจากเมื่อสนามแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้าในเนื้อเหล็กและเกิดกระแสไหลทำให้เกิดความร้อนขึ้นในเนื้อเหล็กและกระแสไหลวนที่เคลื่อนตัวในเนื้อเหล็กจะหนาแน่นที่บริเวณใกล้ผิวเหล็ก ซึ่งผลดังกล่าวเรียกว่า "สกินเอฟเฟค" (Skin-Effect) ความลึกของสกินเอฟเฟค ขึ้นอยู่กับความถี่ของสนามแม่เหล็ก

โดยเครื่องชุบผิวแข็งเหล็ก (Induction Hardening Machine) ทำงานโดยใช้วงจรคลาสอีเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ (Class E Power Amplifier) เป็นตัวสวิตซ์ (Switching) และมีหม้อแปลงจ่ายพลังงานความถี่สูงโดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ ซึ่งเครื่องมีขนาด 0.7 KVA 85.9 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION HARDENING MACHINE

Mr.Samran Kongwatana

Mr.Siriwat Limpai boon

Advisor Singtong Patanaseatanon

Abstract

This thesis is induction hardening machine. It is based on the principle when magnetic field varies with time, resulting in induced emf. in steel. This causes the eddy current to flow in the steel, which makes the steel heated. The eddy current movement in the steel is concentrated at the region near the surface and hence produces so called "Skin-Effect". The depth of skin effect, or skin depth, depends on the vary of frequency of magnetic field.

The induction hardening machine, is operated by class E Power amplifier connected in switching with a high-frequency power transformer using a ferrite core. The rating of machine is 0.7 KVA, 85.9 KHz .

บทที่ 1

บทนำ

เครื่องชุบผิวแข็งเหล็กโดยอาศัยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก (Surface Hardening by Induction Heating) จะทำผิวแข็งของเหล็กที่มีคาร์บอนผสมอยู่ โดยคุณสมบัติของเหล็กที่มีส่วนผสมคาร์บอน ที่อุณหภูมิห้องเหล็กจะจับตัวแบบ BCC (Body Centered Cubic) เรียกว่า α - iron หรือเฟอร์ไรต์ เมื่ออุณหภูมิสูงเกิน upper critical point จะทำให้เริ่มเปลี่ยนจาก BCC ไปเป็น FCC (Face Centered Cubic) เรียกว่า γ - iron หรือออสเทนไนท์ (Austenite) โดยสามารถดูได้จาก iron carbon phase diagram และเมื่อทำให้เย็นลงอย่างรวดเร็ว (quenching) จากออสเทนไนท์ จะได้เป็น มาร์เทนไซต์ (Martensite) ซึ่งโครงสร้างจะเป็นแบบ BCT (Body Centered Tetragonal) ซึ่งมีคุณสมบัติทางด้านความแข็ง (Hardness)

อุณหภูมิที่สูงขึ้นในเนื้อเหล็กนั้น ได้จากการเหนี่ยวนำโดยสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงและเนื่องจากสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงทำให้เกิด skin effect ซึ่งสามารถคำนวณค่า skin depth ได้จากผลของ skin effect ทำให้ความร้อนเกิดขึ้นเฉพาะที่ผิวของเหล็ก

เมื่อทำให้เหล็กที่ผ่านเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก (Induction Heating) เย็นลงอย่างรวดเร็วจะทำให้เหล็กแข็งเฉพาะที่ผิว โดยที่ภายในเนื้อเหล็กยังคงเป็นเหล็กเหนียวเหมือนเดิมซึ่งจะทำให้เหล็กทนต่อการขัดสีและไม่เปราะเนื่องจากภายในยังคงเหนียว

ประโยชน์ของเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก ไม่เพียงแต่ใช้ทำให้ผิวของเหล็กแข็งเท่านั้นยังสามารถใช้หลักการของเครื่องในการสร้างเตาหลอมไฟฟ้าโดยการลดความถี่ให้ต่ำลง หรือทำเป็นเครื่องให้ความร้อนโลหะก่อนที่จะนำไปตัดหรือป้อนขึ้นรูปโลหะ หรือนำไปใช้เชื่อมท่อในแนวยาวของแบบอัตโนมัติต่อเนื่อง

ข้อได้เปรียบของเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก เมื่อเปรียบเทียบกับ การให้ความร้อนเหล็กโดยการใช้อุปกรณ์เผา มีดังนี้

- ใช้เวลาในการเริ่มเดินเครื่องน้อย
- ใช้เวลาในการให้ความร้อนเหล็กน้อย
- ประสิทธิภาพสูง
- สามารถควบคุมให้ความร้อนเฉพาะตำแหน่งได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สามารถนำมาปรับปรุงให้เป็นระบบอัตโนมัติได้ง่าย
- ลดมลภาวะ

จากการที่มองเห็นประโยชน์และความจำเป็นในงานอุตสาหกรรม จึงได้มีการทดลองและพัฒนาเครื่องใช้ขึ้นเองภายในประเทศโดยส่วนประกอบต่าง ๆ สามารถหาซื้อได้ในท้องตลาดโดยทั่วไป

ในการให้ความร้อนเหล็กด้วยการเหนี่ยวนำนั้น มีด้วยกันหลายอย่างซึ่งสามารถจำแนกออกได้เป็น 4 ระบบคือ

1. ระบบแหล่งจ่าย (Supply System) โดยมีความถี่ในการทำงานช่วง 50 - 60 Hz และ 150 - 540 Hz
2. ระบบมอเตอร์-เจนเนอเรเตอร์ (Motor Alternator System) โดยมีความถี่ในการทำงานอยู่ช่วง 500 Hz - 10 KHz
3. ระบบโซลิดสเตท คอนเวอร์เตอร์ (Solid State Converter System) โดยมีความถี่ในการทำงานอยู่ช่วง 500 Hz - 50 KHz
4. ระบบความถี่วิทยุ (Radio Frequency System) โดยมีความถี่ในการทำงานอยู่ช่วง 50 KHz - 10 MHz

สำหรับในโครงการนี้จะเลือกเอาระบบที่ 4 มาใช้ โดยความถี่ในการใช้งานจะไม่เกิน 100 KHz และจะใช้สวิทชิงแอมพลิไฟเออร์แบบคลาสอี เพื่อให้ในการทำงาน ซึ่งจะให้ประสิทธิภาพที่สูง

บทที่ 2

ทฤษฎีการเหนี่ยวนำความร้อนโดยสนามแม่เหล็ก

สนามแม่เหล็กซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงกับเวลาเมื่ออยู่ภายในเนื้อเหล็กจะเกิดปรากฏการณ์ในลักษณะที่ว่า สนามแม่เหล็กที่ผิวมีการเปลี่ยนแปลงตามความลึกจากผิวของเหล็ก ซึ่งเราเรียกลักษณะนี้ว่า skin effect นี้ทำให้มีกระแสไหลเฉพาะที่ผิวของเหล็กเท่านั้น ดังนั้นพลังงานที่ป้อนเข้าไปให้กับเหล็กจะอยู่เฉพาะที่ผิว

2.1 การกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็ก

ในการหาการกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็กนั้น กำหนดให้ displacement current นั้นน้อยมากไม่นำมาคิด

จากสมการของสนามแม่เหล็ก (Ref.1)

$$\nabla \times H = J \quad (1)$$

$$\nabla \times E = -\partial B / \partial t \quad (2)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (3)$$

ถ้าในเนื้อเหล็กมีค่า conductivity (σ) และจากกฎของ

$$\text{โอห์ม} \quad J = \sigma E \quad (4)$$

แทนค่า J ในสมการ (1)

$$\nabla \times H = \sigma E$$

$$\nabla \times \nabla \times H = \nabla \times (\sigma E)$$

$$\nabla(\nabla \cdot H) - \nabla^2 H = \nabla(\sigma) \times E + \nabla \times \sigma E \quad (5)$$

$$\text{จากสมการ (3)} \quad \nabla \cdot B = \nabla \cdot \mu H$$

$$= H \cdot \nabla \mu + \mu \nabla \cdot H = 0$$

$$\nabla \cdot H = -H \cdot (\nabla / \mu) \quad (6)$$

แทนค่าจากสมการ (2) , (6) ในสมการ (5)

$$\nabla^2 H = \nabla(H \cdot (\nabla / \mu) - \nabla(\sigma) \times E - \sigma(\partial B / \partial t))$$

กำหนดให้เหล็กที่ใช้เป็น isotropic media มีค่า permeability (μ) กับค่า conductivity (σ) นั้น คงที่ตลอดเนื้อสาร ดังนั้น $\nabla \mu = 0$; $\nabla \sigma = 0$;

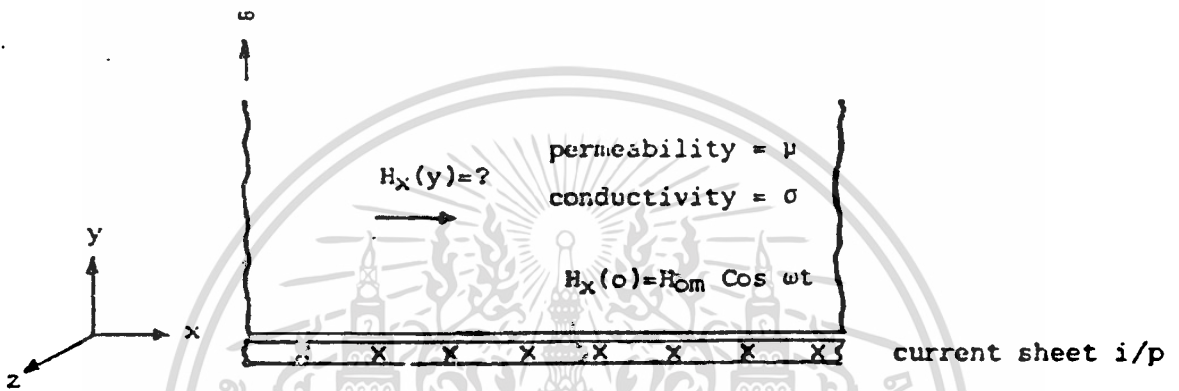
$$dB/dH = \mu$$

$$\nabla^2 H = \sigma(dB/dt) \cdot (\partial H / \partial t)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \nabla^2 H = \sigma \mu (\partial H / \partial t) \quad (7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า หากการกระจายของ H ภายในเนื้อเหล็ก โดยเริ่มกำหนดจากค่าความเข้มไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสนามแม่เหล็ก (H_x) ที่ผิวเหล็กมีทิศทางในแนวแกน x เท่านั้น และคิดว่าแท่งเหล็กมีขนาดยาวในแกนต่างๆ มากโดยมี current sheet ที่ทำให้เกิด H_x อยู่ในตำแหน่ง $x = 0$ โดยมีค่าสูงสุดคือ H_{0m} และมีทิศทางของ current sheet อยู่ในแนวแกน z ดังแสดงในรูปที่ 2.1 และเนื่องจาก current sheet ขนานกับแกน z ตลอด ดังนั้นขนาดของ H จะขึ้นอยู่กับค่าของ y โดยไม่แปรตาม x และ z



รูปที่ 2.1 ขดลวดตัวนำและเหล็กที่หนามาก

กำหนดให้ $y = 0$ (ที่ผิวของเหล็ก)

$$H_x(0) = H_{0m} \cos \omega t$$

เราสามารถแทนสมการตรีโกณมิติอยู่ในรูปของ exponential ได้ โดยจาก Euler's Identities (Ref.2)

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$$

ซึ่งเราสามารถเขียนสมการของความเข้มสนามแม่เหล็ก ที่ตำแหน่ง $y = 0$ ได้ดังนี้คือ

$$H_x(0) = \text{Re}(H_{0m} \cdot e^{j\omega t})$$

หรืออาจไม่เขียน Re ไว้ แต่เมื่อได้คำตอบก็หาค่า Real part จากสมการ(7)

$$\nabla^2 H = \sigma \mu (\partial H / \partial t)$$

$$\begin{aligned} \nabla^2 H &= (\partial^2 H_x) / (\partial x^2) + (\partial^2 H_x) / (\partial y^2) + (\partial^2 H_x) / (\partial z^2) \\ &= \sigma \mu (\partial H_x / \partial t) \end{aligned}$$

แต่เนื่องจากว่าค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก มีทิศทางในแนวแกน x และแปร
 เลกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ตามระยะทาง y เท่านั้น
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(d^2 H_x)/(dy^2) = \mu(dH_x)/dt$$

กำหนดให้ $H_x = H_x(y)e^{j\omega t}$ โดยที่ $H_x(y)$ เป็นค่าของความเข้มสนามแม่เหล็กที่แปรตามระยะ y

$$\text{ดังนั้น} \quad (d^2 H_x)/(dy^2) - \sigma\mu j\omega H_x = 0$$

จาก $\sigma = 1/\rho$ เมื่อ ρ : เป็นค่า Resistivity

$$\text{ดังนั้น} \quad (d^2 H_x)/(dy^2) - (\mu/\rho)j\omega H_x = 0$$

$$\text{กำหนดให้} \quad \alpha^2 = \mu\omega/2\rho$$

$$\text{ดังนั้น} \quad (d^2 H_x)/(dy^2) - 2j\alpha^2 H_x = 0$$

ซึ่งสามารถจัดอยู่ในรูปของ differential equation ได้คือ

$$(d^2 H_x)/dy^2 - K^2 H_x = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad K^2 = 2j\alpha^2$$

และ solution of differential ได้ดังนี้

$$H_x = A_1 \exp(Ky) + A_2 \exp(-Ky)$$

ซึ่งสามารถหาค่า A_1 และ A_2 ได้จาก boundary condition (Rif.2)

$$\text{ที่ตำแหน่ง } Y = \alpha \quad H_x = 0 \quad \text{ดังนั้น} \quad A_1 = 0$$

$$Y = 0 \quad H_x(0) = H_{om} \exp(j\omega t)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad A_2 = H_{om} \exp(j\omega t)$$

ดังนั้น

$$H_x = H_{om} \cdot \exp(-ky) \exp(j\omega t)$$

$$\text{จาก} \quad K = \sqrt{2j \cdot \alpha^2} = \sqrt{(1+j)^2} \cdot \alpha = (1+j) \alpha$$

$$H_x = H_{om} \cdot \exp(-(1+j) \alpha y) \cdot \exp(j\omega t)$$

$$H_x = H_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \exp(j(\omega t - \alpha y)) \quad (8)$$

ซึ่งค่าของ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก จะเป็น real part

$$H_x(y) = H_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (9)$$

จะเห็นว่า ความเข้มของสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความลึกจากผิวตามค่าที่นำมาคูณคือ $\exp(-\alpha y)$ และที่ความลึกต่างๆ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก จะ lag สนามที่ผิวเป็นมุม αy

2.2 Skin effect

จากหัวข้อ 2.1 จะเห็นได้ว่าค่าของสนามแม่เหล็กนั้นกระจายตามความลึกของ y โดย

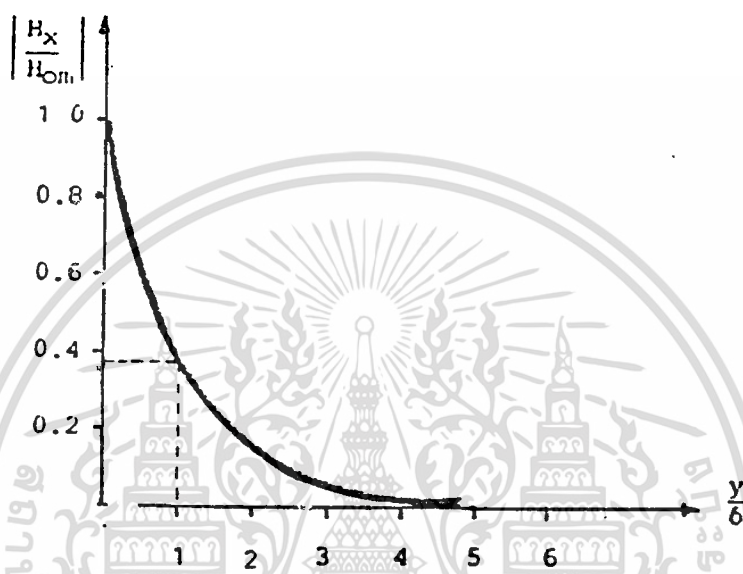
$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดย เกอมนของ $\exp(-\alpha y)$ เป็นตัวกำหนดขนาดของ magnitude ของ H_x ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ระดับความลึกจากผิวต่างๆ

ที่ $y = 1/\alpha$ ซึ่งมีผลทำให้เทอม $\exp(-\alpha y) = e^{-1} = 0.368$

เรียกค่า y นี้ว่า skin depth หรือ depth of penetration ใช้สัญลักษณ์



รูปที่ 2.2 การกระจายของ ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึก

ดังนั้น

$$\delta = \frac{1}{\alpha}$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{2p/\mu\omega}} \quad (10)$$

โดยที่

- p : resistivity โอห์ม-เมตร
- μ : permeability เวบเบอร์/แอมป์-เทิร์น-เมตร
- ω : ความเร็วเชิงมุม เรเดียน/วินาที

ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ออกมาดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2

2.3 ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก, ความหนาแน่นของกระแสและความเข้มของสนามไฟฟ้า

เมื่อทราบถึงการกระจายของ ความเข้มของสนามแม่เหล็กในเหล็ก ซึ่งมีค่า permeability คงที่ จึงสามารถหาความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กได้ โดย จากสมการ (9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$H_x(y) = H_{0m} \exp(-\alpha y) \cdot \cos(\omega t - \alpha y)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจาก $B = \mu H$

$$\text{ดังนั้น } B_x(y) = \mu H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (11)$$

นอกจากนั้นยังสามารถหา ความหนาแน่นของกระแสในเนื้อเหล็กที่จุดต่างๆได้

โดยจากที่ทราบว่า $\nabla \times H = J$

โดยที่ ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กนั้น มีทิศทางในแนวแกน X เท่านั้น และแปรค่าตามระยะทางในแกน y

เมื่อ i, j, k เป็น unit vector ในแนวแกน x, y, และ z ตามลำดับ

$$\nabla \times H = \begin{vmatrix} i & j & k \\ 0 & \alpha/y & 0 \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$$\text{ดังนั้น } J_z(y) = -(\alpha H_x) / (\alpha y)$$

จากสมการ (8)

$$\begin{aligned} H_x(y) &= H_{om} \exp(-\alpha y) \cdot \exp(j\omega t - \alpha y) \\ &= H_{om} \exp(j\omega t) \cdot \exp(-\sqrt{2}j \cdot \alpha y) \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้

$$J_z(y) = H_{om} \sqrt{2}j \cdot \alpha \cdot \exp(-\sqrt{2}j \cdot \alpha y) \cdot \exp(j\omega t)$$

$$\text{จาก } \sqrt{2}j = 1 + j = \sqrt{2} \cdot \exp(j\pi/4)$$

$$J_z(y) = \sqrt{2} H_{om} \cdot \alpha \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \exp(j(\omega t - \alpha y + \pi/4))$$

ซึ่งค่าของ ความหนาแน่นกระแส จะเป็นค่า real part

$$J_z(y) = \sqrt{2} \alpha H_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \cos(\omega t - \alpha y + \pi/4) \quad (12)$$

หาค่า ความหนาแน่นกระแส ที่ตำแหน่ง $y = 0$

$$J_z(0) = \sqrt{2} \alpha \cdot H_{om} \cdot \exp(j(\omega t + \pi/4))$$

กำหนดให้

$$J_{om} = \sqrt{2} \alpha H_{om} \exp(j\pi/4)$$

ซึ่งค่า J_{om} จะเป็นขนาด magnitude ที่ตำแหน่ง $y = 0$ หรือที่ผิวของโลหะและเฟสของ J จะ Lead H ที่จุดต่างๆ เป็นมุม $\pi/4$ หรือ 45°

$$J_z(y) = J_{om} \exp(-\alpha y) \cdot \exp(j(\omega t - \alpha y))$$

ดังนั้นจะสามารถหาค่า ความหนาแน่นกระแสที่ความลึกต่างๆ จาก

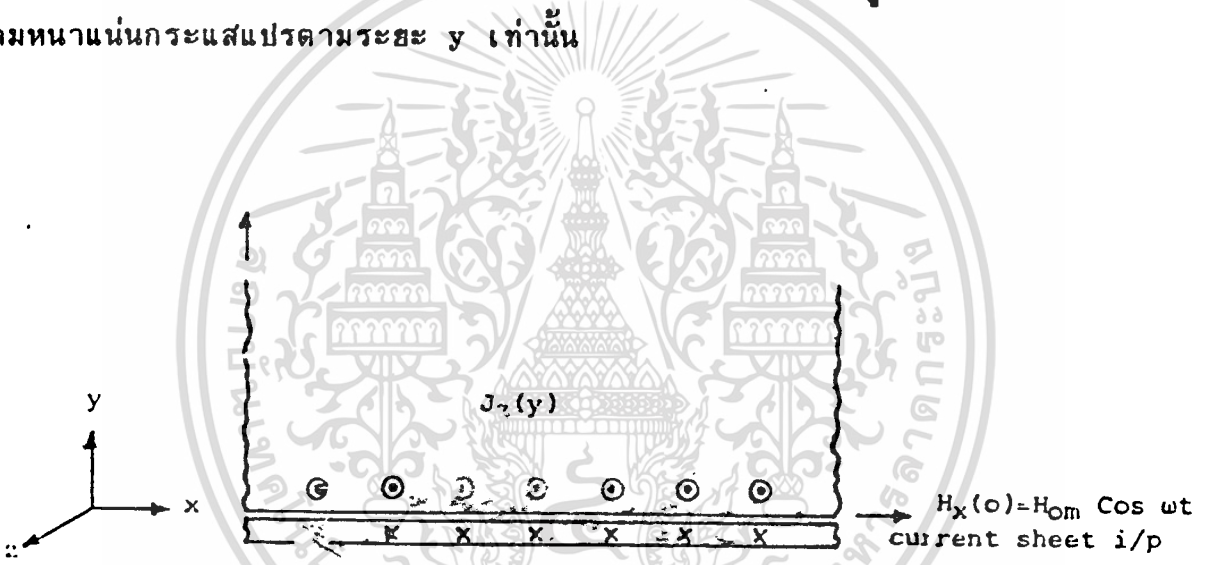
เอกสารนี้เป็นเอกสาร J_z(y) ไว้สำหรับ J_z(y) = J_{om} exp(-αy) cos(ωt - αy) นำไปใช้ประโยชน์ได้ (13) คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการหา ความหนาแน่นกระแส จะพบว่า J จะมีทิศอยู่ในแนวแกน z และจะสามารถหาค่าความเข้มของสนามไฟฟ้าที่เกิดในเหล็ก

จาก $E = J/\phi = \rho j$
 ดังนั้น $E_z(y) = \rho j_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \cos(\omega t - \alpha y)$ (14)

2.4 กระแสทั้งหมด

จากในหัวข้อ 2.3 เมื่อทราบค่า ความหนาแน่นของกระแสที่จุดต่างๆ ในเนื้อเหล็กโดยรู้ว่าทิศทางของกระแสอยู่ในแนวแกน z ดังนั้นเมื่อจะหากระแสไฟฟ้าทั้งหมดจะต้อง integrate j ในแนวระนาบ x และ y จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าค่าความหนาแน่นกระแสแปรตามระยะ y เท่านั้น



รูปที่ 2.3 แสดงทิศทางของความเข้มของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นกระแส

เมื่อ ค่าความหนาแน่นกระแสไม่แปรตามระยะทาง x จึงสามารถหา ค่ากระแสไฟฟ้า ต่อเมตร ในแนวแกน x

ค่ากระแสไฟฟ้า ต่อ เมตร $= \int_0^{\infty} J_z dy$
 $= \int_0^{\infty} J_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \cos(\omega t - \alpha y) dy$
 $= J_{om} \cdot \text{Re}(\int_0^{\infty} \exp [j\omega t - (1+j) \alpha y] dy)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $J_{om} \cdot \text{Re}[\exp(j\omega t - (1+j)\alpha y) / -(1+j)\alpha]$ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\begin{aligned}
 &= J_{om} \cdot \text{Re}[\exp(j\omega t) / (1 + j)\alpha] \\
 \text{จาก } J_{om} &= \sqrt{2} \cdot \alpha H_{om} \exp(j\omega t/4) \\
 \text{ค่ากระแส ต่อ เมตร} &= \text{Re}[H_{om} \cdot \exp(j\omega t)] \\
 &= H_{om} \cdot \cos \omega t \tag{15}
 \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่ากระแสที่ไหลในเนื้อเหล็ก จะมีค่าเท่ากับ ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ผิวของเหล็ก และ inphase กัน

$$\text{ดังนั้น } I_m = H_{om} \tag{16}$$

2.5 กำลังที่เกิดขึ้นในเหล็ก

จากที่สามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสที่จุดต่างๆ ในเหล็กเมื่อทราบค่า resistivity ของเหล็กแล้ว ก็จะหาค่าของกำลังที่สูญเสียในเหล็กต่อ ล.บ. เมตร เท่ากับ ρJ^2 เมื่อต้องการรู้กำลังที่สูญเสียทั้งหมดโดยอาจ integrate ตลอดปริมาตร

แต่เนื่องจาก J ไม่แปรตามแกน x และ z ดังนั้นจึงสามารถหาค่ากำลังที่สูญเสียต่อพื้นที่ผิวในแกน x และ z โดย

กำหนดให้ P : กำลังที่สูญเสียต่อพื้นที่ผิว วัตต์/เมตร²

$$\begin{aligned}
 P &= \int_0^\infty \rho J_z^2 dy \\
 &= \rho J_{om}^2 \int_0^\infty \exp(-2\alpha y) \cos^2(\omega t - \alpha y) dy
 \end{aligned}$$

จะเห็นว่า เทอม $\cos^2(\omega t - \alpha y)$ เมื่อเรา integrate ในช่วงคาบของคลื่น จะได้เท่ากับ $1/2$ โดยที่ αy ไม่มีผลต่อค่าของ integrate เนื่องจากค่า $(-\alpha y)$ เป็นผลทำให้ phase shift ไปเท่านั้นเอง

$$\begin{aligned}
 P &= \rho J_{om}^2 / 2 \int_0^\infty \exp(-2\alpha y) dy \\
 &= \rho J_{om}^2 / 4\alpha \left[\exp(-2\alpha y) \right]_0^\infty \\
 P &= \rho J_{om}^2 / 4\alpha = \rho J_{om}^2 / 4
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } |J_{om}| &= \sqrt{2} \cdot \alpha \cdot |H_{om}| = \sqrt{2} \cdot |H_{om}| / \delta \\
 \text{ดังนั้น } P_{av} &= \rho H_{om}^2 / 2 \tag{17}
 \end{aligned}$$

ค่ากำลังที่สูญเสียที่คำนวณได้เป็นค่าเฉลี่ยซึ่งคิดกำลังรวมทั้งหมด ตั้งแต่ที่ผิว $y = 0$ จนถึง $y = \alpha$ เมื่อค่าเปรียบเทียบกับความสูญเสียตั้งแต่ผิวถึงจุด y ใดๆ กับความสูญเสียที่ผิวถึง $y = \alpha$ ซึ่งจะออกมาเป็น per-unit loss

$$\begin{aligned}
 P_y / P &= \left[\exp(-2\alpha y) \right]_0^y / \left[\exp(-2\alpha y) \right]_0^\infty \\
 &= \exp(-2\alpha y) - 1 / -1
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี (0)27861

$$\text{ที่ } y = 1/\alpha = \delta$$

$$P_y/P = 1 - e^{-2} = 1 - 0.135 = 0.865$$

$$y = 2/\alpha = 2$$

$$P_y/P = 1 - e^{-4} = 1 - 0.018 = 0.982$$

2.6 เส้นแรงแม่เหล็ก

เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดหาได้โดยการ integrate ตลอดพื้นที่หน้าตัดของสนามแม่เหล็กที่ผ่าน เนื่องจากทิศทางของความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กขนานกับแกน x ดังนั้นจะตั้งฉากกับระนาบ $y-z$ ซึ่งค่า B จะเปลี่ยนตามระยะ y เท่านั้น ดังนั้นเราสามารถหาเส้นแรงแม่เหล็กต่อหน่วยความยาวในแกน x

$$\begin{aligned}\phi &= \mu H_{om} \int_0^{\alpha} \exp[j\omega t - (1+j)\alpha y] (x1) \\ &= \mu H_{om} / \sqrt{2}\alpha \exp[j(\omega t - \pi/4)]\end{aligned}$$

ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กเป็นค่า real part

$$\phi = \mu H_{om} / \sqrt{2}\alpha \cdot \cos(\omega t - \pi/4) \quad (18)$$

2.7 การเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้า

เมื่อทราบถึงเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดในเนื้อเหล็ก ก็จะสามารถหาการเหนี่ยวนำศักดาที่เกิดขึ้นในขดลวดจ่ายพลังงาน โดยกำหนดว่าขดลวดจ่ายพลังงานมีอยู่ N รอบ จาก $\text{emf.} = N d\phi/dt$

$$= -(\mu N \omega H_{om}) / (\sqrt{2}\alpha \cdot \sin(\omega t - \pi/4))$$

$$\text{emf.} = (\mu N \omega H_{om}) / (\sqrt{2}\alpha \cdot \cos(\omega t + \pi/4)) \quad (19)$$

2.8 การคำนวณหาค่าโดยประมาณ

จากทฤษฎี ในการหาค่าของ skin effect นั้นเรากำหนดให้เป็นแผ่นเหล็กที่มีความยาวในแกนต่างๆ ยาวจนถึงอนันต์ แต่ในความเป็นจริงแล้วไม่เป็นเช่นนั้นจริงๆ เป็นการสร้างสูตรอย่างง่ายๆ แล้วเปรียบเทียบกับการใช้งานจริงๆ ว่าผิดไปไม่มากนัก

temperature (°C)	ρ (Ω -m)	μ_r	$\delta = \sqrt{2\rho/\mu\omega}$ (mm)
20	0.160×10^{-6}	60	0.164
200	0.290×10^{-6}	60	0.221
400	0.483×10^{-6}	60	0.286
600	0.755×10^{-6}	60	0.357
800	1.095×10^{-6}	1	3.33
1000	1.165×10^{-6}	1	3.44
1200	1.22×10^{-6}	1	3.52

ตาราง 2.1 ตัวอย่างการคำนวณหา skin depth (δ)

จาก skin depth = $\sqrt{2\rho/\mu\omega}$

เมื่อไฟที่จ่ายให้กับขดลวด มีความถี่ = 85.9 กิโลเฮิรตซ์

ดังนั้น จะได้ $\omega = 2\pi * 85.9 * 10^3 = 5.4 * 10^5$ เรเดียน /วินาที

ค่า resistivity กับค่า permeability เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของเหล็ก

กำหนดให้ค่า relative permeability ของเหล็ก ที่อุณหภูมิต่ำกว่า curie

point $\mu_r = 60$ และเมื่ออุณหภูมิสูงกว่า curie point ($760^\circ C$) $\mu_r = 1$

skin depth (δ) ของเหล็กจากตาราง 2.1

ส่วน skin depth ของทองแดง โดยค่า μ_r ของทองแดงที่ใช้เป็นลวดตัวนำ มีค่าเท่ากับ 1

resistivity ที่ $50^\circ C$ $2 * 10^{-8}$ โอห์ม-เมตร

$$\begin{aligned} \text{skin depth} &= \sqrt{2 * 2 * 10^{-8} / 4 \pi * 10^{-7} * 5.4 * 10^5} \\ &= 0.003 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น ลวดตัวนำที่ใช้จะต้องเป็นแบบแบน

ส่วนขดลวดจ่ายพลังงานที่ใช้ในการเหนี่ยวนำเหล็กนั้น เมื่อเป็นขดลวดรัศมี R มีจำนวนรอบเท่ากับ N รอบ ความกว้างของลวดที่ใช้ทำขดลวดเท่ากับ D ระยะห่างระหว่างขดลวดเท่ากับ s ดังรูปที่ 2.4

เมื่อจับขดลวดมาตัดแล้วลวดออกจะได้

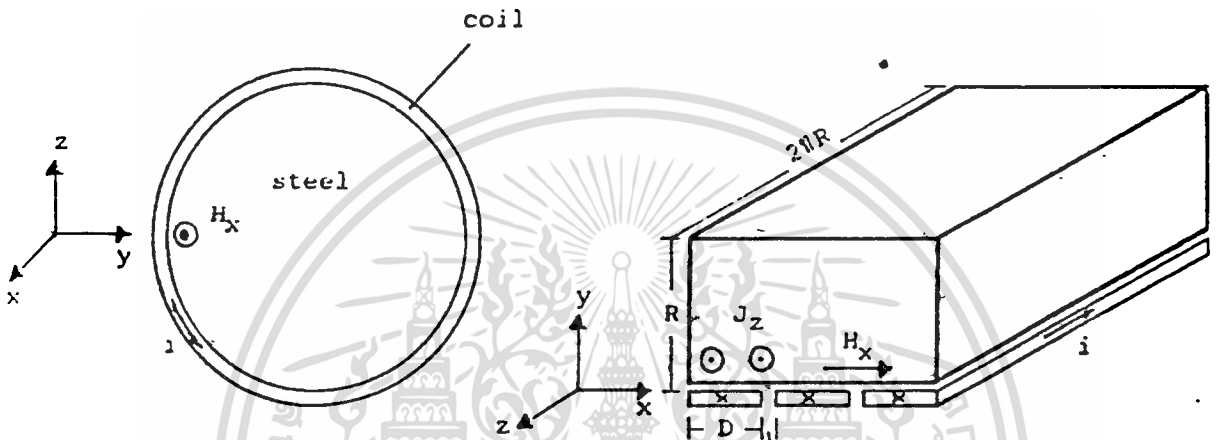
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y = R \quad \text{เมตร}$$

$$Z = 2 \pi R \quad \text{เมตร}$$

$$V_{\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mu N w H_{om} Z \quad (20)$$



รูปที่ 2.4 เปรียบเทียบเมื่อคลื่นขดลวดออกมาเป็นแบบ linear ตามแกน x,y และ z

ดังนั้น ถ้ารู้ค่าศักดาไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดจ่ายพลังงานจะทำให้สามารถหาค่า H_{om} ได้
 ดังนั้นกระแสทั้งหมดในขั้วงาน $= H_{om} \cdot X$

กระแสทั้งหมดที่ไหลเข้าขดลวด $= H_{om} x / N \quad (21)$

กำลังที่สูญเสียในเหล็ก $= P \cdot (\text{พื้นที่ผิวของเหล็ก})$
 $= [\rho I^2_{om} / 2\delta] (x \cdot z)$

หรือหากำลังที่ป้อนให้กับขดลวดซึ่งจะเท่ากับกำลังที่สูญเสียในเหล็ก

กำลังที่ป้อนเข้าสู่ขดลวด $= V_{rms} \cdot I_{rms} \cos 0$
 $= 1/2 V_{\max} \cdot I_{\max} \cos \pi/4$

จาก $V_{\max} = \mu N w H_{om} Z / \sqrt{2} \alpha$

$I_{\max} = H_{om} \cdot x / N$

กำลังที่ป้อนเข้าสู่ขดลวด $= \mu w H^2_{om} \pi/4 (x \cdot z)$

จาก $\mu w = 2\rho/\delta^2$ และ $\alpha = 1/\delta$

เอกสารนี้เป็นการใช้เอกสารเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 กำลังที่ป้อนเข้าสู่ขดลวด $= [\rho H^2_{om} / 2\delta] (x \cdot z) \quad (22)$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (20) เมื่อทราบถึงศักดาไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดส่งออก จะสามารถหาความเข้มของสนามแม่เหล็ก และต่อจากนั้นก็หากระแสที่ไหลในขดลวดตั้งสมการ (21) และสามารถหาค่าลึงที่จ่ายให้กับเหล็ก

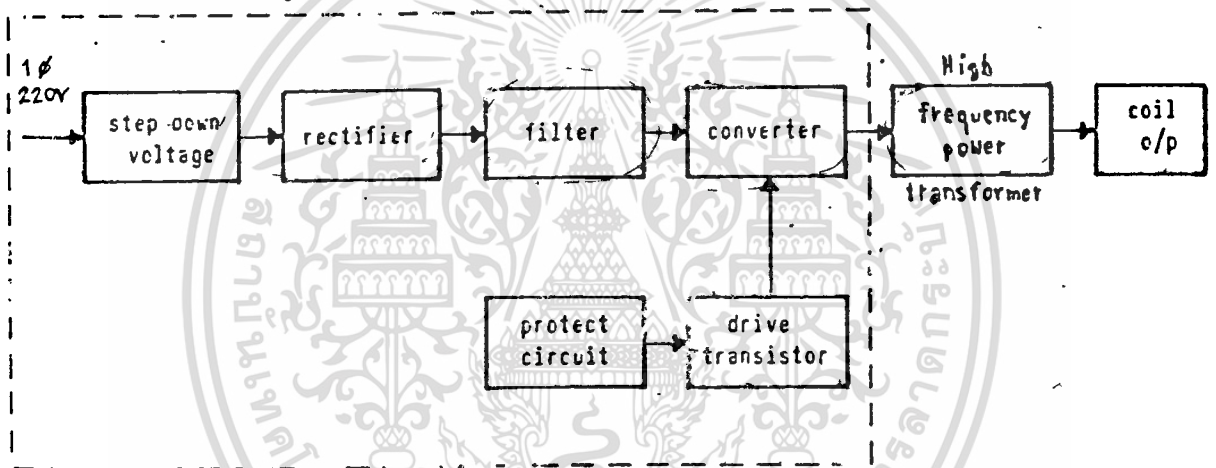


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

โครงสร้างเครื่องชุบผิวแข็งเหล็ก

ในการสร้างเครื่องนำสนามแม่เหล็กนี้เราจะต้องสร้างสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลาให้ผ่านเข้าไปในแม่เหล็ก โดยเราจะให้ความถี่สูงพอที่จะทำให้ความร้อนเข้าไปในเนื้อเหล็กอีกพอประมาณ ต่อมาเราก็จะมาพิจารณาว่า เราจะสร้างเครื่องดังกล่าวนี้ได้อย่างไร



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอแกรมของเครื่อง

โครงสร้างเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กจะมีกำลังขนาด 700 วัตต์ มีความถี่ 85.9 KHz ซึ่งจะสูงกว่าความถี่ไฟสลับที่ใช้กันทั่วไป ดังนั้นเราจะต้องแปลงจากไฟสลับ เป็นไฟตรงแล้วแปลงจากแรงดันกระแสตรงไปเป็นแรงดันกระแสสลับที่มีความถี่ 85.9 กิโลเฮิร์ต ซึ่งมีส่วนประกอบของวงจรดังรูปที่ 3.1

3.1 ส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 3.1 เป็นการแสดงส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กว่าประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้ คือ

3.1.1 การลดศักดาไฟฟ้า (stepdown voltage) ทำหน้าที่ลดศักดาไฟฟ้าลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เหลือ 60-80 โวลต์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 วงจรแปลงกระแสไฟฟ้า (Rectifier) จะเป็นตัวแปลงกระแสไฟฟ้าสลับเป็นกระแสตรง โดยจะเป็นการแปลงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มช่วงคลื่น (Full Wave Rectifier)

3.1.3 วงจรกรอง (Filter) ทำหน้าที่นำสัญญาณจากวงจรแปลงกระแสไฟฟ้ามากรองให้เรียบ โดยใช้วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (L-C Filter)

3.1.4 คอนเวอร์เตอร์ (Converter) เป็นตัวแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับโดยใช้วงจรคลาสิค เพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ (Class E Power Amplifier)

3.1.5 หม้อแปลงจ่ายพลังงานความถี่สูง (High-Frequency Power Transformer) เป็นตัวส่งผ่านพลังงานจากความถี่สูงแล้วลดศักยคาลงเพื่อที่จะจ่ายไฟให้กับขดลวด โดยต้องเป็นหม้อแปลงที่สามารถใช้กับความถี่ 85.9 กิโลเฮิร์ต ได้

3.1.6 ขดลวดจ่ายพลังงาน (Work Coil) เป็นตัวที่ต่อกับขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงจ่ายพลังงานความถี่สูงเพื่อสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อเข้าไปในเนื้อเหล็กตามที่ต้องการ

3.1.7 ออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม

3.1.8 ไอโซเลท (Isolate) ทำหน้าที่แยกส่วนของสัญญาณที่เป็นสี่เหลี่ยมที่ส่งมาจากส่วน ออสซิลเลเตอร์ กับส่วนของวงจรขับ ทิมอสเฟต

3.1.9 วงจรขับทิมอสเฟต (Drive T-mosfet) จะเป็นตัวป้อนสัญญาณเข้าที่ขาเกต (Gate) ของทิมอสเฟต

3.1.10 วงจรป้องกัน (Protection Circuit) เป็นวงจรที่สร้างขึ้นมาควบคุมการทำงานของเครื่องเพื่อป้องกันอันตรายจากความผิดปกติของการทำงานของเครื่อง โดยในที่นี้จะป้องกันไม่ให้กระแสเกิน

3.2 การควบคุมการทำงานของเครื่อง

ในการทำงานของเครื่องจำเป็นต้องมีขั้นตอนการทำงานว่าส่วนไหนทำงานก่อน เพื่อการเดินเครื่องอย่างปลอดภัย

ในการเดินเครื่องเริ่มจากเปิด เซอร์กิตเบรกเกอร์ (Circuit Breaker) เพื่อให้ส่วนของวงจรคอนโทรลทำงานซึ่งจะประกอบด้วยหัวข้อ 3.1.7 , 3.1.8 3.1.9, 3.1.10 รอจนกระทั่งรีเลย์ต่อวงจรจ่ายไฟกระแสตรงให้กับ ทิมอสเฟต ขณะนี้วงจรก็พร้อมที่จะทำงานแล้ว

เมื่อวงจรกินกระแสเกินจะทำให้ส่วนของวงจรป้องกันกระแสเกินทำงาน ทำให้หลอดไฟที่หน้าปัดของเครื่องทั้งสีแดงและสีเขียวสว่างรวมทั้งมีเสียงสัญญาณเตือนด้วย รีเลย์จะทำงานตัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับมอสเฟตออก ให้ทำการตรวจสอบดูว่าเกิดจากสาเหตุอะไรทำการแก้ไขเสร็จแล้วให้ทำการรีเซ็ต (Reset) รีเลย์จะต้องวงจรตั้ง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดิมเสียงสัญญาณเตือนก็จะหายไป ถ้ากระแสวิกอื่นก็วงจรก็จะตัดอีกและมีสัญญาณเตือนเหมือนเดิม ถ้ากระแสไม่เกินแล้ววงจรก็จะทำงานอย่างปกติต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

คลาสอีเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์

ก่อนอื่นเราควรจะรู้ก่อนว่า ในสวิตช์ซึ่งแอมพลิไฟเออร์ ที่มีประสิทธิภาพ สูงได้นั้นจะต้องมีกำลังสูญเสีย ที่เกิดจากอุปกรณ์แอคทีฟ (Active Device) น้อยที่สุด คือ

1. ต้องทำให้แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์ แอคทีฟ ขณะที่มีการแสไหลผ่านตัวมันมีค่าน้อยที่สุด
2. ในสภาวะที่อุปกรณ์ แอคทีฟไม่น่ากระแส จะต้องมีการแสไหลผ่านตัวมันมีค่าน้อยที่สุด
3. ในสภาวะที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ คือ ช่วงที่แรงดันและกระแสมีช่วงคาบเกี่ยวกัน จะต้องเป็นช่วงที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

สำหรับการออกแบบเพาเวอร์ แอมพลิไฟเออร์ นั้น เราสามารถจำแนกออกตามลักษณะการทำงานของอุปกรณ์ แอคทีฟ ได้ 2 แบบ คือ

1. อุปกรณ์แอคทีฟเป็นลักษณะของแหล่งจ่ายกระแส
2. อุปกรณ์แอคทีฟเป็นลักษณะของสวิตช์

โครงการนี้เลือกใช้ คลาสอีเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ ซึ่งเป็นเพาเวอร์ แอมพลิไฟเออร์ที่ทำงานในลักษณะของสวิตช์ ซึ่งรายละเอียดจะได้กล่าวต่อไป

4.1 หลักการเบี่ยงเบนของเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์

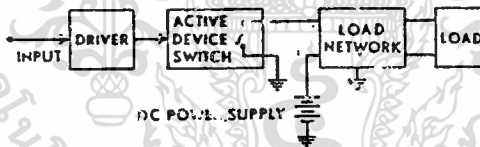


Fig. 1. Block diagram of single-ended switching-mode amplifier.

รูปที่ 1 Block Diagram ของ Single End Switching Mode Power

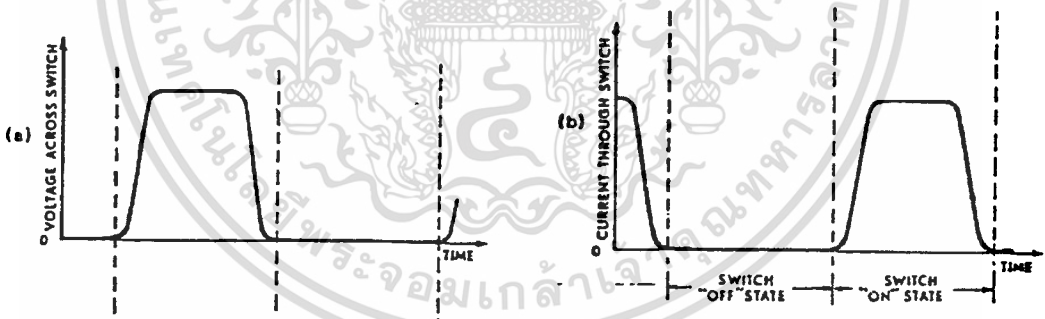
จากรูปที่ 1 อุปกรณ์แอคทีฟ จะเป็นการทำงานในลักษณะของสวิตช์ เมื่อมีสัญญาณที่เหมาะสมเข้ามาที่ส่วนของไดรเวอร์ (Driver) เอาพุทของอุปกรณ์ แอคทีฟจะแสดงตัวเป็นลักษณะของ Non-Ideal Single-Pole Single-Throw Switch คือ ในสภาวะ "ON" (DC และ/หรือ AC) ค่าความต้านทานจะมีค่าไม่เป็นศูนย์ ในสภาวะ "OFF" (DC และ/หรือ AC) ค่าความต้านทานจะมีค่าไม่เป็นอินฟินิตี้ และช่วงเวลาในการทำให้สวิตช์ "ON" และ "OFF" (Rise Time, Fall Time) จะมีค่าไม่เป็นศูนย์

เนื่องจากสวิตช์ทำงานในลักษณะของวัฏจักร (Cyclically) ก็จะทำให้รูปคลื่นทางด้าน Output ได้เป็นลักษณะของสัญญาณไฟสลับ (AC) โดยที่พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟตรง (Dc Power Supply) จะถูกเปลี่ยนไปเป็นพลังงานทางไฟกระแสสลับ (AC energy) เมื่อเกิดการสวิตช์ เพื่อให้จะได้ Fundamental Frequency ออกมา ทางด้านเอาพุท และให้พลังงานทางด้านเอาพุทสูงสุดได้โดยให้ Duty Ratio ในการสวิตช์จึงต้องมีค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็น 50% ก็คือสวิตช์ "ON" ครึ่งคาบและ "OFF" ครึ่งคาบส่วน Load network จะประกอบด้วยชุด Low pass Filter หรือ Band pass Filter เพื่อที่จะปิดกั้นไม่ให้ Harmonic ที่เกิดจากการสวิตช์ ออกมาที่ Load และชุด Network ต้องเปลี่ยนรูปเป็น Load Impedence และ/หรือ Load Reactance ที่เหมาะสม

เพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นสวิตช์นี้ จะให้ประสิทธิภาพที่สูงเพราะว่าช่วง "ON" และช่วง "OFF" อยู่ในเงื่อนไข 1), 2) ในหัวข้อที่ 2 แต่ประสิทธิภาพที่สูงสุดของสวิตช์ซึ่งโหมดเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ (Switching mode Power amplifier) ต้องขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจร Drive และการเลือกอุปกรณ์ แอคทีฟ ที่ทำเป็นสวิตช์ ช่วงเวลาของการสวิตช์ (Switching time) ของอุปกรณ์ แอคทีฟ จะถูกพิจารณาให้เป็นสัดส่วนกับช่วงคาบเวลาของแรงดันไฟสลับทางด้านเอาพุท ส่วนในช่วงการเปลี่ยนแปลงในเงื่อนไขที่ 3) จะเป็นการพิจารณาถึงกำลังสูญเสีย (Power Dissipated) ในช่วงของการสวิตช์ซึ่งหลักการของ Tuned Power Amplifier จะมีการออกแบบมาให้หลีกเลี่ยงช่วงของแรงดันและกระแส ที่คาบเกี่ยวกันในขณะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ถึงแม้ว่าจะไม่อยู่ในช่วงของการสวิตช์ การไหลของกระแสผ่าน Load network จะทำให้เกิด Transient ที่เหมาะสม รูปที่ 2 a) และ b) จะแสดงรูปคลื่นที่เหมาะสม



รูปที่ 2 รูปคลื่นที่เหมาะสมของวงจรในรูปที่ 1 ซึ่งจะให้ประสิทธิภาพสูงสุด
a) แรงดันตกคร่อมสวิตช์ b) กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

ของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ และกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ ซึ่งเราจะพบเงื่อนไขต่างๆ ได้ดังนี้

1), 2) เงื่อนไข 1) และ 2) ของหัวข้อ 2 เงื่อนไขเหล่านี้เป็นเงื่อนไขที่เราจะอยู่แล้วการเลือกอุปกรณ์ แอคทีฟ และการออกแบบวงจร Drive ที่ทำให้สภาวะ "ON" พลิกแรงดันตกคร่อมมีค่าต่ำสุด และสภาวะ "OFF" กระแสรั่วไหลมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งเงื่อนไขเหล่านี้ยังขึ้นอยู่กับการ Load network อีกด้วย

3) ช่วงเวลาการสวิตช์ (Switching time) ของสวิตช์ต้องมีค่าต่ำสุดสามารถทำได้โดยเลือกคุณสมบัติของอุปกรณ์ แอคทีฟ และการออกแบบ ไดรเวอร์ (Driver) สภาวะนี้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางที่จะขึ้นอยู่กับารออกแบบ Load network

ส่วนของ Load network จะเป็นตัวจัดการทาง Input-port transient response ในข้อ 4)8)

4) ช่วงของ Delay Voltage เมื่อสวิตช์อยู่ในสภาวะ "OFF" ในช่วงที่สวิตช์เกิดการเปลี่ยนสภาวะจาก "ON" ไป "OFF" แรงดันจากรวมสวิตช์จะมีค่าต่ำอยู่ช่วงเวลาหนึ่ง ซึ่งนานพอที่จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ลดลงเป็นศูนย์ แล้วแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ค่อยๆ เพิ่มขึ้น ผลก็คือช่วงของแรงดัน Transient ที่ตกคร่อมสวิตช์จะหายไป ในขณะที่กระแสไหลผ่านสวิตช์อยู่ ดังนั้นจึงเป็นการลดการสูญเสียกำลัง (Power Loss) ถ้าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ เพิ่มขึ้นก่อนแล้วกระแสค่อยๆ ลดลงเป็นศูนย์ ก็จะเกิดการสูญเสียทางกำลังนั้นมาทำให้การทำงานไม่สมบูรณ์

5) แรงดันตกคร่อมสวิตช์จะตกลงเป็นศูนย์ เมื่อสวิตช์อยู่ในสภาวะ "ON" ช่วง Transient ของแรงดันตกคร่อมสวิตช์ จะมีค่าเป็นศูนย์ ก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะ "ON" ซึ่งจะทำให้ความชันของแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ ($dv/dt=0$) ส่วนนี้จะทำให้แอมพลิไฟเออร์จะยังคงไม่มีการสูญเสียเมื่อเกิดการ mistune เช่นช่วงที่สวิตช์อยู่ในสภาวะ "ON" ปรากฏขึ้นในสภาวะของแรงดันตกคร่อมสวิตช์ยังคงเป็นศูนย์นอกจากนั้นการที่สวิตช์เข้าสู่สภาวะ "ON" ซึ่งจะไม่เป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการสูญเสียในช่วงระหว่างสภาวะ "ON" เพราะแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ จะไม่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในระหว่างช่วงสวิตช์อยู่ในสภาวะ "ON" รวมทั้งในสภาวะที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เท่ากับ ศูนย์และ dv/dt เท่ากับศูนย์ ก็จะเป็นจุดปลายสุดของสภาวะ "OFF" ซึ่งหมายความว่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ที่จุดสภาวะเริ่มต้น "ON" จะมีค่าเป็นศูนย์และในระหว่างที่สวิตช์อยู่ในสภาวะ "ON" กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ก็จะเพิ่มขึ้นจากศูนย์ ความสามารถในการจำกัดกระแสโดย di/dt ของอุปกรณ์แอดกัฟที่ทำเป็นสวิตช์ทำได้โดยการเริ่มต้นการไหลของกระแสที่มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งมันจะช่วยให้ช่วงเวลาสภาวะ "ON" ของสวิตช์ (Turn on time) มีค่าต่ำที่สุดและทำให้การสูญเสียกำลัง (Power Loss) ในช่วงสภาวะ "ON" ของสวิตช์ที่น้อยที่สุดการหลีกเลี่ยงช่วงของความชันที่เป็นลบของ dv/dt ทำได้โดยการหลีกเลี่ยงการบังคับให้อุปกรณ์แอดกัฟ นำกระแสแล้วเกิดการกลับทางของกระแส (Reverse direction)

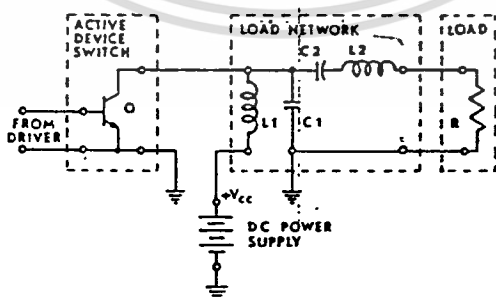
6) ความชันของแรงดัน ขณะสวิตช์อยู่ในสภาวะ "ON" จะต้องมีค่าเป็นศูนย์เมื่อแรงดันตกคร่อมสวิตช์อยู่ในช่วง transient ของสภาวะ "OFF" ตกลงมาถึงศูนย์ ความชันจะมีค่าประมาณศูนย์ ($dv/dt=0$) เมื่อความถี่ในการสวิตช์เกิดการเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยก็จะทำให้ประสิทธิภาพยังคงไม่ลดลงในช่วงเวลาที่ สวิตช์อยู่ในสภาวะ "ON" จะพบว่าแรงดันตกคร่อมตัวมันมีค่าเป็นศูนย์ทันที มากไปกว่านี้ก็คือการที่สวิตช์ turn on ช้าจะไม่มีผลทำให้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกิดจะมีผลทำให้เกิด loss (Power dissipate) เพราะว่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์จะไม่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในช่วง trun on สภาวะที่ $V = 0$ และ $dv/dt = 0$ ก็คือ ช่วงปลายสุดของสภาวะ "OFF" และในช่วงของการเริ่มต้น "ON" กระแสยังคงเป็นศูนย์จนผ่านช่วงนี้ไปกระแสก็จะเพิ่มขึ้นจากศูนย์ขึ้นไป สำหรับการจำกัดค่า di/dt ที่จะกระทำต่อแอดคัพตีไวส์ จะเป็นในช่วงที่กระแสขณะเริ่มต้นสภาวะ "ON" ก็จะอาศัยช่วงเวลา turn on ของ แอดคัพตีไวส์ และจะทำให้การสูญเสียในช่วง transient ของสภาวะ "ON" มีค่าต่ำสุดเพื่อหลีกเลี่ยงค่าที่เป็นลบของ dv/dt ในช่วงสภาวะ "ON"

7), 8) รูปคลื่นของแรงดันและกระแสในช่วงของ Transient response จะต้องมียอดแบนเราสามารถแสดงได้ว่ารูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เหมาะสมจะต้องมียอดแบนช่วง rise time และ Fall time สั้นมาก ขนาดของแรงดันสูงสุดจะต้องมีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่าค่าสูงสุดที่อุปกรณ์แอดคัพตีไวส์จะทนได้ โดยปกติแล้วค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสจะถูกจำกัดโดยการทำงานโดยการทำงานโดยตัวมันเองอยู่แล้ว

รูปคลื่นในรูปที่ 2 จะมีลักษณะรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่นำไปขับ Resistive Load แต่ที่แตกต่างออกไปก็คือมีช่วงกว้าง delay ของรูปคลื่นของรูปที่ 2 โดยเพิ่มจากศูนย์ไปถึงจุดสูงสุดและจะลดลงจนเป็นศูนย์ส่วนการออกแบบที่เหมาะสมของ nonresistive network และผลของการพิจารณาในการเพิ่มขึ้นของประสิทธิภาพจะมองไปที่ช่วงสภาวะ "ON" จะเป็นครึ่งหนึ่งของรูปคลื่นของไฟสลับ สิ่งที่เกิดขึ้นในข้อที่ 4) ถึง 8) จะไม่เป็นอิสระแต่เป็นการบังคับซึ่งกันและกัน เงื่อนไขที่ 6) จะถูกกำหนดโดยเงื่อนไขที่ 5) และทั้งหมดนี้จะถูกรวมกันเป็นหลักการของเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์

4.2 หลักการของคลาสซีเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์



รูปที่ 3 แสดงวงจรคลาสซีเพาเวอร์แอมพลิฟายเออร์

จากหลักการเบื้องต้นก็ได้กลายมาเป็นตัวอย่างในรูปที่ 3 L_1 จะต้องมีค่า reactance สูง ผลรวมของ shunt capacitance capacitance ทาง output ของอุปกรณ์แอดคัพตีไวส์

(transistor Mosfet) และ capacitance ที่เกิดจากการเดินสายไฟจะถูกรวมให้เป็นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_1 หรือบางทีเรียกว่า C_{out} ที่ความถี่สูงที่ จุดจุดหนึ่ง C_1 อาจกลายเป็น $C_{out}R$ ก็จะเป็น Actual Load หรือต้องเป็น Input-port-resistor ของ Lowpass หรือ Band pass network ซึ่งแทรกอยู่ระหว่างส่วนของ L_2-C_2 และ Load เพื่อสกัดกินฮาร์โมนิค (Harmonic) เกิดจากการสวิตช์ Reactance ของ Load หรือ Input port ของ filter จะถูกปิดกั้นโดย L_2 และ หรือ C_2 ซึ่งจะได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.1 ในวงจรรูปที่ 3 แรงดันที่ ชาติคอลเลคเตอร์ (Collector voltage) จะเป็น V_{cc} (sat) เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ "ON" เราจะได้พบเงื่อนไข 1) ในหัวข้อ 2.1 เมื่อ transistor อยู่ในสภาวะ "OFF" Load network จะตอบสนองต่อช่วง Transient response ในลักษณะของการ Damp อันดับที่ 2 ซึ่งก็คือการต่ออนุกรมของ L_2, R และ $C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)$ ช่วงนี้จะเป็นการเริ่มต้นในการเก็บพลังงานไว้ใน C_1, C_2 และ L_2 (L_1 จะต้องขนาดเพียงพอที่สามารถจ่ายกระแสแสดงที่ได้) พลังงานที่สะสมไว้ใน C_1, C_2 และ L_2 จะถูกปล่อยออกมาที่ R ระหว่างช่วงของ Ringing transient

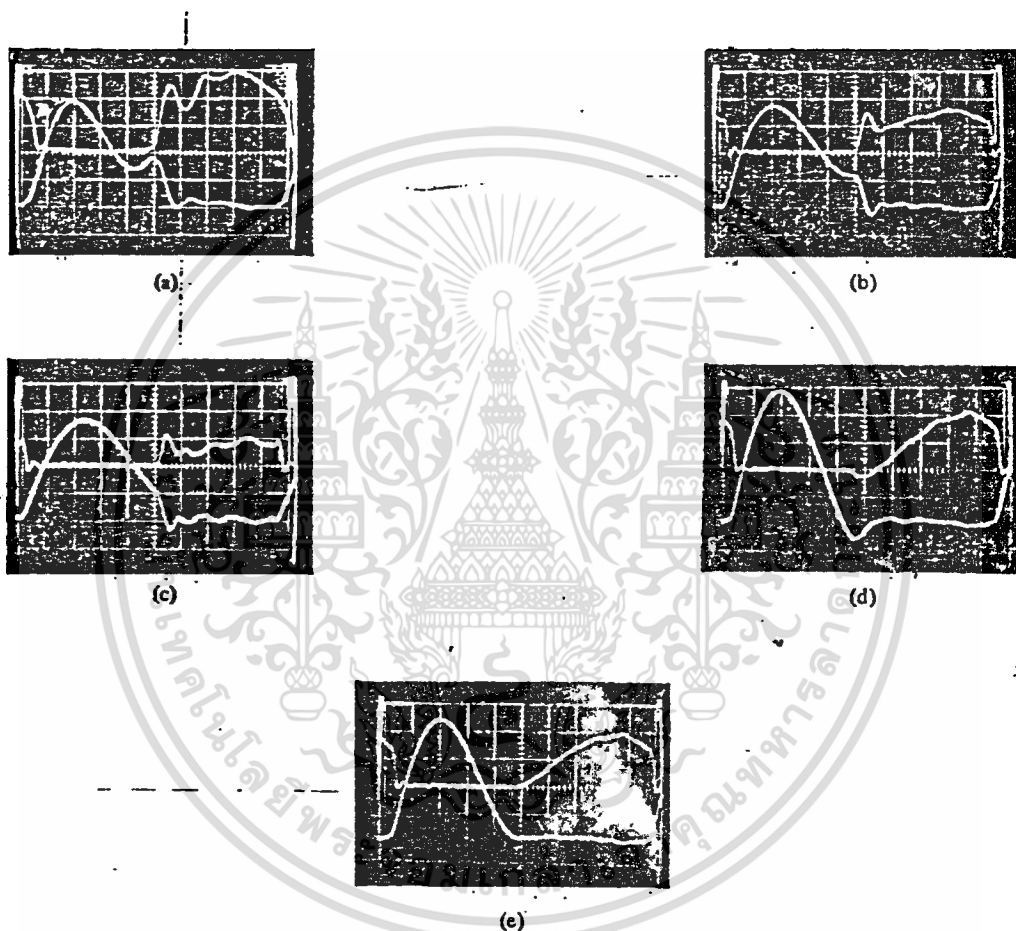
C_1 จะเป็นตัวประกันว่าในระหว่างช่วงระหว่างช่วงเวลาทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ "OFF" แรงดัน V_{cc} จะยังคงมีค่าต่ำ จนกระทั่งหลังจากที่กระแสคอลเลคเตอร์ (Collector current) ลดลงเป็นศูนย์ มีค่าประมาณเท่ากับช่วงเวลาของแรงดันที่เปลี่ยนจากศูนย์โวลต์ไปเป็น V_{cc} (Rise time Voltage) แสดงในรูปที่ 2 และได้อธิบายไว้ในเงื่อนไขที่ 4 แรงดันต่ำและเกิดการ reverse ดังนั้นขนาดของแรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์ อิมิตเตอร์ (Breakdown collect-Emiter Voltage rating, BV_{ceo}) ขณะที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ "OFF" จะต้องต่ำแรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ ขณะที่ขาเบสเปิดวงจร BV_{ceo} หรือ แรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์ อิมิตเตอร์ ขณะ reverse bias (BV_{cer}) ที่ใช้ในวงจรแอมพลิไฟเออร์ ทำให้เราสามารถหาค่า V_{cc} สูงๆ ได้เพราะฉะนั้น จึงทำให้ได้ output สูงกว่า และ ประสิทธิภาพสูงกว่า

มีช่วงของ Transient ของแรงดันที่ตกคร่อม V_{ce} อยู่ 3 ชนิดที่เป็นไปได้ดังแสดงไว้ในรูป 4 สำหรับค่า Damping ที่ต่างกัน 3 ค่าแล้วก็จะตรงกับค่า Q ของ Load network ที่ต่างกัน 3 ค่า (Q_1) ในรูปที่ 4a-4c จะให้ Damping มีค่ามาก (Q_2 มีค่าต่ำมาก) (Q_1 มีค่าต่ำมาก) แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะมีค่าไม่เป็นศูนย์ เพราะฉะนั้น Transistor

C_1 จะต้อง Discharge ตกแรงดัน V_{ce} ไปจนถึงค่าใกล้ๆ ศูนย์ โวลต์ Transistor ก็จะถูกทำให้อยู่ในสภาวะ "ON" ใหม่ ซึ่งผลก็คือเกิดการสูญเสียขึ้นต่อมา ถ้า transistor อยู่ในสภาวะ "ON" ในช่วงที่มีแรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ และมีกระแสคอลเลคเตอร์ไหลผ่าน จะทำให้เกิด transient ขึ้นมา ผลที่ตามมาก็คือ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้เกิด Secondary Breakdown และ transistor ก็จะมีการเสียหาย ดังนั้น ก่อนที่เราจะนำเอา transistor มาใช้งานควรจะดูขนาดของ Power dissipation และ Potential Destructive of transistor การออกแบบวงจรควรจะต้องหลีกเลี่ยงสภาวะดังที่กล่าวมาแล้ว



V_{CE} (lower trace) and I_C (upper trace) for circuit of Fig. 3 operating at 10.5 MHz. Incorrect element values can cause positive voltage at transistor turnon, with zero-slope condition occurring (a) too early, (b) at correct time, or (c) too late; or they can cause (d) negative voltage at turnon. Correct element values give (e) zero-voltage, zero-slope condition at turnon. Vertical: 10 V or 0.5 A/div.; horizontal: 10 ns/div. Ringing after turnon in (a)-(d) is due to inductance of current-measuring instrumentation.

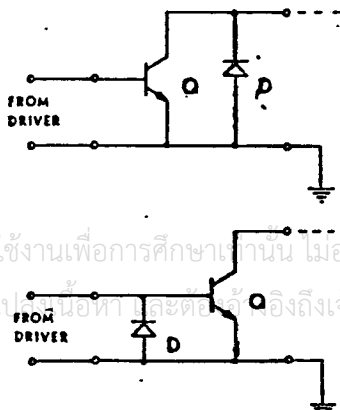
รูปที่ 4 แสดงรูปคลื่นของแรงดันและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าค่า Damping มีค่าน้อย ๆ (Q_L มีค่ามากๆ) ดังแสดงในรูปที่ 4d) V_{ce} จะลงมาสวิงต่ำกว่าศูนย์ จึงทำให้ transistor เป็นลักษณะการทำงานแบบ Invert Mode คือ ถ้า Driver จ่าย Voltage มาที่ขาเบสเป็นลักษณะของ "OFF" Voltage จะทำให้ Transistor เกิด Forward Bias ที่ขาเบส-คอลเลคเตอร์ และที่ขาเบส-อิมิตเตอร์จะเกิด revers Bias Load ทำให้ Base เป็นลบ ซึ่งขึ้นอยู่กับ Impedance แรงดันของสัญญาณที่จ่ายเข้ามาที่ขาเบส ผลตอบของช่วง Transient ของ Load network การทำงานของ Transistor ในลักษณะของ Invert Mode และความถี่คัทออฟ (Cut off Frequency) ข้อควรคำนึง 1) BV_{ceo} rating มีค่ามากเกินไปจะทำให้ Transistor เกิดการเสียหาย 2) BV_{ceo} มีค่ามากเกินไปจะทำให้ Transistor ถูกทำลาย 3) ในช่วงของ Invert Collector current ไหล (รูป 4 (d) จะเกิด Power dissipation Transistor อาจจะถูกทำลาย หรือ 4) ไม่ถูกทำลายด้วยสาเหตุนี้ก็ได้ซึ่งที่กล่าวมานี้จะพบในคลาสบีและคลาสซี แอมพลิไฟเออร์ สำหรับการป้องกันทำได้โดยการใส่ Comutating Diode ระหว่างขาอิมิตเตอร์และขาคอลเลคเตอร์ ดังในรูปที่ 5 (a) หรือต่อระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ดังในรูปที่ 5(b) หรือโดยการออกแบบวงจร Drive

ค่า Damping ที่ถูกต้อง (Q_L ที่ถูกต้อง) แสดงในรูป 4(c) ช่วงของแรงดัน V_{ce} ที่เป็นลบ จะมีค่าเป็น $V_{ce(sat)} = 0$ เพื่อหลีกเลี่ยงสภาวะของ Q_L ที่ไม่ถูกต้องทั้งสองสภาวะที่กล่าวมาแล้ว ค่า Damping ที่ถูกต้องจะทำให้ค่าความชัน ของรูปคลื่น V_{ce} เป็นศูนย์ที่ปลายสุดของสภาวะ "OFF" ในช่วงครึ่งวัฏจักร ค่าของแรงดัน V_{ce} ที่เป็นศูนย์และค่าของความชันที่เป็นศูนย์นั้นมาจาก เงื่อนไข 5) และ 6) ของข้อ 2.1 เมื่อกระแสไหลผ่าน $L_E - C_E - C$ จะทำให้ได้รูปคลื่นคล้ายๆชายน้อยออกมา (อาจจะเป็นฮาร์โมนิคที่ 2 ซึ่งขนาดของมันมีค่าเท่ากับ $0.5/Q_L$ ซึ่งอาจมีความสัมพันธ์กับฮาร์โมนิคพื้นฐานเท่ากับ 50% (-26 dB) สำหรับ $Q_L = 10$ รูปคลื่นของกระแสคอลเลคเตอร์จะมีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นชายน้อย ดังแสดงในรูป 4 (e); D จะเป็นตัวเลขซึ่งจะถูกให้รายละเอียดไว้ต่อไป ไม่ขึ้นอยู่กับ Storage time และเทคนิคที่ใช้ คือ Transistor ว่าจะให้ทำงานในช่วง saturated หรือในช่วง Active region

รูปที่ 5 แสดงการต่อ Commutating Diode a) at collector b) at base



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแต่งหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 สมการที่กำหนดค่าอุปกรณ์

เงื่อนไข 3 ข้อทางคณิตศาสตร์ ที่นำมากำหนดตัวแปร

- 1) $V_{cc} = 0$ ที่ $t = (1-D)/f$ หลังจากช่วงเวลาที่มีสวิชต์อยู่ในสถานะ "ON" f คือความถี่ที่ทำการ; D คือ Duty cycle ratio ซึ่งกำหนดให้มีค่า 50%
- 2) Q_L ที่ถูกเลือกมาจากอัตราส่วนของ C_1/C_2 (ดูสมการ (4)) ซึ่งจะทำให้ได้ค่า Q_L ที่ถูกต้องและได้รูปคลื่นดังรูป 4(e) ก็คือให้ความชื้นเท่ากับศูนย์ให้แรงดัน V_{cc} เท่ากับศูนย์ในช่วงที่ transistor อยู่ในสถานะ "ON"

การเลือกค่าของ Q_L จะทำให้ 1) ได้ฮาร์โมนิกที่ต่ำเมื่อจ่ายกำลังไปที่ R (ค่า Q_L สูงๆ) 2) ประสิทธิภาพสูง (ค่า Q_L ต่ำ) 3) เป็น filter ที่ซับซ้อนใช้สำหรับสกัดกันฮาร์โมนิก การออกแบบและเลือกค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมจะทำให้ค่าสูญเสียที่ Load network มีค่าต่ำ และสามารถปิดกันฮาร์โมนิกได้มากที่สุดสมการต่างๆ จะนำไปหาค่าของอุปกรณ์ในวงจรรูปที่ 3 ซึ่งจะเป็นดังข้างล่างนี้

$$P_o = 2 V_{cc}^2 / (1 + \pi^2/4) * R \tag{1}$$

$$= 0.577 V_{cc}^2 / R$$

$$L_1 = (RR) / (2\pi f)^2 * C_1 \tag{2}$$

$$C_1 = 2 / 2 f (1 + \pi^2/4) * R \tag{3}$$

$$= 1/2\pi f (5.4466) * R$$

$$L_2 = Q_L * R / 2\pi f \tag{4}$$

$$C_2 = (1 / (2\pi f)^2 * L_2) (1 + (1.42 / (Q_L - 2.08))) \tag{5}$$

$$= 0.21 / (2 \pi f)^2 * L_2$$

สังเกตว่า L_2 และ C_2 จะไม่มีรีโซแนนซ์ ที่ความถี่ f หรือการอนุกรมระหว่าง C_1 กับ C_2 Load reactance จะถูกชดเชยเข้าไปใน C_2 และ L_2 ค่าของ L_2 จะถูกทำให้ลดลงถ้า Load series reactance เป็น Inductive ถ้าค่า C_2 เพิ่มขึ้น Load reactance จะเป็น Capacitive หรือเป็นทั้ง 2 อย่างเลยถ้า Load ประกอบด้วย Inductance และ capacitive (เส้าอากาศวิทยุรับ-ส่ง) ค่าของกระแสและแรงดันจะเป็นดังนี้

$$I_{pk} = 2.86 I_{dc} \tag{6}$$

$$V_{pk} = 3.562 V_{cc} \tag{7}$$

$$P_1 = V_{cc} * I_{dc}$$

$$= V_{cc}^2 / R_{dc}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P_o &= V_o^2 / 2R \\
 &= V_{cc}^2 \cdot g^2 R / 2R_{dc}^2 \quad ; \quad V_o = IRg \quad , \quad V_{cc} = IR_{dc} \\
 n &= P_o / P_1 = g^2 \cdot R / 2R_{dc} \\
 R_{dc} &= g^2 \cdot R / 2 \\
 n &= 1
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

โดยที่

L_1	=	RFC
Q_2	=	ค่า Q ของ L_2 ; $Q_2 > 5$
RR	=	Reactance ratio ปกติให้มีค่าเป็น 10
R	=	Load
P_o	=	กำลังทางด้าน output ที่โหลด R
I_{pk}	=	กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์แอกทีฟสูงสุด
I_{dc}	=	กระแสไฟตรง
V_{pk}	=	แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์แอกทีฟสูงสุด
P_1	=	กำลังที่จ่ายเข้ามาในวงจร
n	=	ประสิทธิภาพ
g	=	ค่าคงที่ = $(1 + \pi^2 / 4)^{1/2}$
R_{dc}	=	ค่าความต้านทานที่มองเข้ามาในแอมพลิไฟเออร์
V_o	=	แรงดันที่ Load

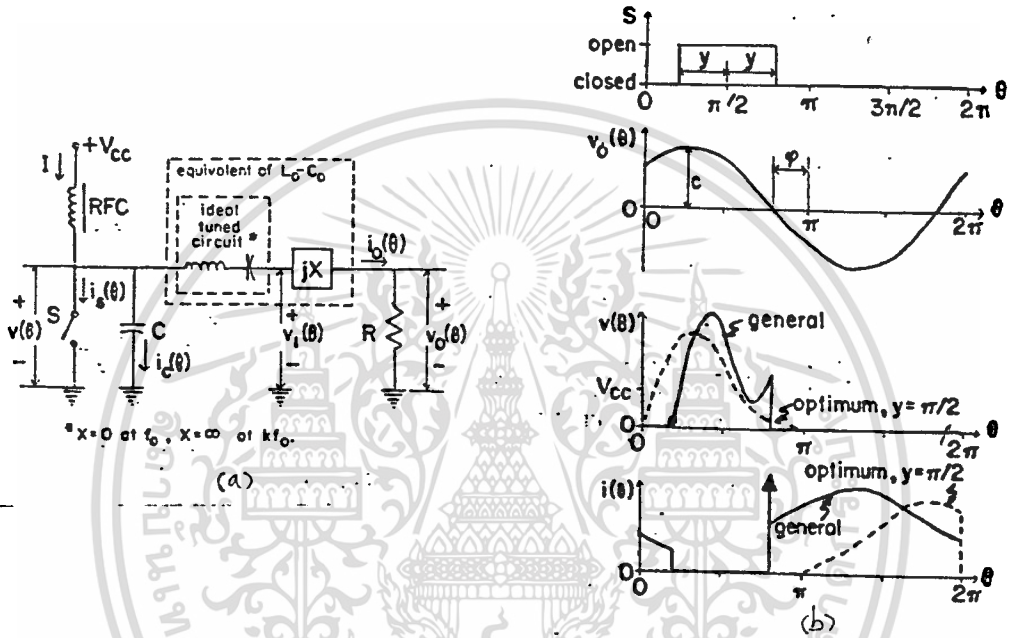
การทำงานของ class E ดังได้กล่าวมาแล้วนั้นเป็นการทำงานในลักษณะอุดมคติเท่านั้น ดังนั้นเราควรที่จะมาศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ต่างๆ ที่มีผลต่อรูปคลื่นของสัญญาณต่างๆ รวมทั้งประสิทธิภาพด้วย

ก่อนอื่นเราจะมาดูวงจรสมมูลย์ของ class E power ampliflyer ดังรูปที่ 2.3.1 โดยมีข้อสมมติต่างๆดังนี้

1. RF choke จะต้องมีความ reactance ที่สูงเพียงพอที่จะทำให้กระแสไหลผ่านได้อย่างคงที่
2. วงจร series tuned ทางด้าน output จะต้องมีความ Q สูงพอที่จะทำให้กระแสทางด้านเข้าทุกเป็นรูป sinesodial วงจรนี้จะมีค่า reactance (X) ที่ fundamental frequency และเป็น infinite impedance ที่ harmonic frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ส่วนราชการใช้บนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไปลงอนาคตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
3. transistor จะต้องเป็นลักษณะของ ideal switch คือ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.สภาวะ "ON" ,resistance = 0
- 2.สภาวะ "OFF" ,resistance = infinity
- 3.ช่วงเปลี่ยนสภาวะ จะต้องการเปลี่ยนค่าระหว่าง nonzero voltage และ nonzero current อย่างทันทีทันใด Negative voltage ของ shunt capacitance จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ RF cycle



รูปที่ 6 a) แสดงวงจรเทียบเคียง b) รูปคลื่น & เฟส

3. collector voltage ขึ้นอยู่กับ shunt capacitance เหมือนกันเมื่อสมมติให้การ analysis ของ class E power amplifier แบบอื่นๆ

การวิเคราะห์จะดูในช่วงของ $0 < \theta < 2\pi$ ที่ $\theta = \omega t$ ซึ่งก็คือ angle time driving signal จะช่วงเวลาของ $\theta_{off} = \pi - y$ และ $\theta_{on} = \pi + y$ ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 6 (b) วงจรจะมี susceptance $B = \omega C$ ค่า load reactance ที่เหลือ X , และ load resistance R output voltage จะมีค่าเป็น sinusoidal $C \cdot \sin(\theta + \phi)$ เนื่องจากมีความไม่สมมาตรกันใน collector voltage และ current ซึ่ง amplitude C และ Phase (ในรูปที่ 6 (b)) จะถูกกำหนดขึ้นสำหรับมุมของ load angle ที่เหมาะสม $\psi = \tan^{-1}(X/R)$ และ ratio $= (1 + X^2/R^2)^{1/2}$ แล้ว fundamental frequency ของ collector ของ collector voltage wave form จะมี phase $\phi_1 = \phi + \psi$ และขนาดของ C_1 ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับ C โดยจะสังเกตเห็นว่า output current จะไหลผ่าน X และ R

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะสังเกตเห็นได้ว่ารูปคลื่นของแรงดันที่ collector $V_c(t) = 0$ ขณะที่สวิตช์ อยู่ในสภาวะ "ON" และในสภาวะ "OFF" แรงดันที่ collector จะเกิดจากผลต่างของ กระแส I และ i_{c0} ที่ซาร์จเข้า capacitor

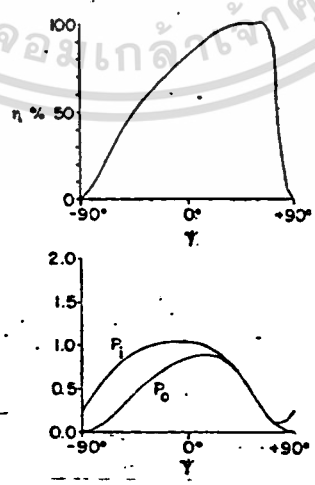
4.4 ผลของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์

ต่อไปนี้จะเป็นการอธิบายของผลของการเปลี่ยนแปลงของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง ของ shunt susceptance , ความถี่ , โหลด และ duty cycle ที่เหมาะสมของการ ออกแบบ เนื่องจากผลของ VSWR ของ load , transformer, cloupling ช่วง storage time ของอุปกรณ์ ซึ่งสามารถทำให้มีความสัมพันธ์กับตัวแปรของวงจรพื้นฐาน รวมทั้งสามารถประมาณค่าของ power amplifier ในทางปฏิบัติได้ด้วย

การอธิบายในหัวข้อข้างล่างนี้ จะกำหนดให้ $V_{cc} = 1$, $R = 1$ และความถี่ที่ออก แบบเข้ากับ 1 ค่าเหมาะสมของ class E amplifier ที่ทำให้ output มีค่าสูงสุดจะ กำหนดให้ $B = 0.186$, $\psi = 49.052$ และ $\gamma = \pi / 2$

4.4.1 การเปลี่ยนแปลงของโหลดรีแอคแตนซ์

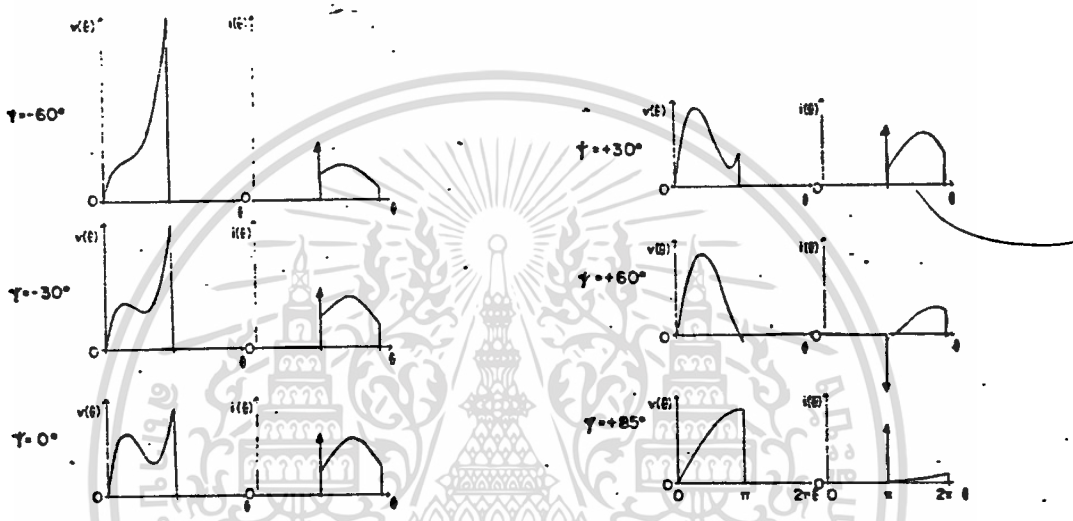
การ mistuned ของวงจร series - tuned ทางด้าน output จะทำให้เกิด การเปลี่ยนแปลงของมุม load angle (ψ) ผลของ power input และ output จะ แสดงดังรูปที่ 7 และรูปคลื่นของแรงดัน collector และกระแสจะแสดงไว้ดังรูปที่ 8 ซึ่งจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพยังคงเป็น 100% อยู่ เมื่อมุมของ load angle เปลี่ยนแปลง ระหว่าง 40 องศา และ 70 องศา เมื่อมองลงไปนรูปที่ 7 จะเรียกว่า "doubles hump" ที่มุม 49 องศา และ 65 องศา ซึ่งประสิทธิภาพ = 100%



รูปที่ 7 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชันของมุมโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนึ่งเราสามารถสังเกตเห็นได้ว่าขณะที่ power input มีค่าสูงสุดที่มุม -5 องศาและ Power output จะปรากฏที่มุม 10 องศาและการทำงานที่เหมาะสมจะปรากฏอยู่ที่มุม 49 องศา ซึ่งทำให้บอกได้ว่าประสิทธิภาพของวงจร มีค่าสูงสุดหรือเปล่าโดยอาศัย มิเตอร์ที่ใช้วัดประสิทธิภาพ



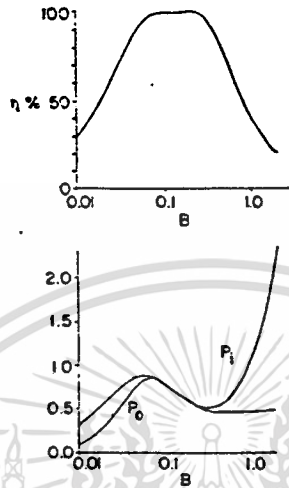
รูปที่ 8 รูปคลื่นในฟังก์ชันของมุมโหลด

ผลของการ mistuned สามารถจะสังเกตได้ที่รูปคลื่น เมื่อ inductive มีค่ามากไปจากค่าที่เหมาะสม จะทำให้แรงดันที่ collector แกว่งมาทางด้านลบ มุม ψ ก็จะไปเปลี่ยนไป สำหรับค่าของ capacitive มีค่ามากกว่า inductive แรงดันที่ collector จะมีขนาดใหญ่ ที่ช่วงสภาวะ "ON" ทำให้ประสิทธิภาพมีค่าต่ำ สำหรับ reactive load แรงดันที่ collector จะมีลักษณะ เป็นรูปคลื่นแบบ Ramp ซึ่งก็คือไม่มี load นั้นเองในกรณีนี้ จะไม่มี power ทางด้าน output และ power ทางด้าน input จะเป็น function ของ shunt susceptance อย่างเดียว เมื่อกระแสมีค่าเป็นลบแสดงว่า load มีค่า inductive มากกว่าทางอุดมคติ คือ 49.052

4.4.2 การเปลี่ยนแปลงมันซ์ชเชพแตนต์

จากรูปที่ 9 และรูปที่ 10 จะเป็นตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงของ shunt susceptance $B = \omega_0 C$ ในการออกแบบที่เหมาะสม ซึ่งจะปรากฏว่าค่าการเปลี่ยนแปลงของ shunt susceptance ที่ยังคงทำให้ประสิทธิภาพสูง คือค่าระหว่าง $0.06/R$ และ $0.3/R$ มีอยู่ 2 จุดที่ทำให้การทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพสูงสุด ที่จุดแรกเมื่อ $B = 0.1836/R$ และไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

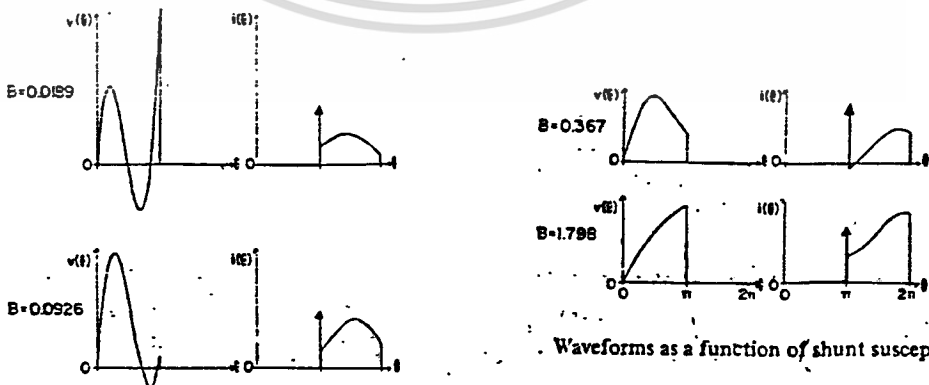
ที่ $B = 0.1144/R$



Efficiency and power as a function of shunt susceptance.

รูปที่ 9 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชัน Shunt Susceptance

ถ้าค่าของ shunt susceptance มีค่าต่ำเกินไปจะทำให้แรงดันที่ collector สวิง ทั้งทางด้านยอดและด้านล่าง แรงดันขณะที่อยู่ในสภาวะ "ON" จะไม่มีทางเป็นลบแต่กระแส อาจเป็นลบได้ในค่า B บางค่า ถ้าค่า shunt susceptance มีค่ามากมีค่ามากจะทำให้ แรงดันที่ collector มีลักษณะเป็น Ramp และกระแสที่ change เข้า capacitor ก็ จะมีลักษณะคล้าย Ramp ด้วยเช่นกัน ภายใต้อันนี้ power ทางด้าน output จะคงที่ แต่มีค่าต่ำ



Waveforms as a function of shunt susceptance.

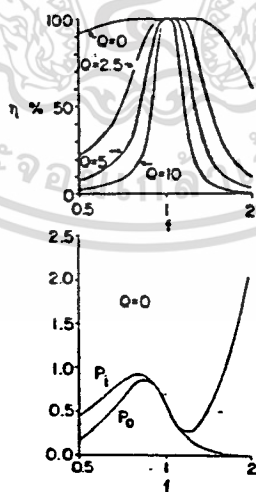
รูปที่ 10 รูปคลื่นในฟังก์ชันของ Shunt Susceptance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 การเปลี่ยนแปลงความถี่

bandwidth เป็นสิ่งสำคัญสำหรับ power amplifier การเปลี่ยนแปลงความถี่ของ คลาสอี จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงในค่า B และ X ในขณะที่ B เป็นสัดส่วนของความถี่ X จะขึ้นอยู่กับค่าของ Q ของวงจรทางด้าน output ถ้าค่า Q ของวงจร series-tuned ทางด้าน output ถูกกำหนดในเทอมของ capacitor reactance ซึ่ง reactance ของ capacitor มีค่าเป็น $-QR$ และ ของ inductor มีค่าเป็น $QR + X_c$ ที่ความถี่ศูนย์กลาง (center frequency) ดังนั้นค่า reactance สุทธิขณะ ที่จ่ายความถี่ เข้ามาคือ $X = (QR + X_c) (F/F_0) - QR (F_0/F)$

สมมติว่า harmonic ของกระแสมีค่าน้อยมากในวงจร load $L - C - R$ รูปที่ 6 และ 7 จะแสดงผลการเปลี่ยนแปลงต่อประสิทธิภาพ power และรูปคลื่นของแรงดันที่ collector ถ้าค่า Q มีค่ามากผลของ output ของวงจรจะถูกแยกออกจาก load เนื่องจากความถี่ที่ต่างไปจากความถี่ที่ design ถ้าค่า Q มีค่าต่ำจะทำให้การทำงานของ วงจรแย่งลง ซึ่งสาเหตุมาจากการเปลี่ยนแปลงของ shunt susceptance และ load reactance ที่ขึ้นอยู่กับความถี่ช่วง bandwidth ที่เกินช่วงที่เหมาะสมจะทำให้มีผลต่อประ สิทธิภาพโดยจะเป็นสัดส่วนผกผันกับค่า Q สำหรับค่า Q ที่มีค่าปานกลางและค่ามาก

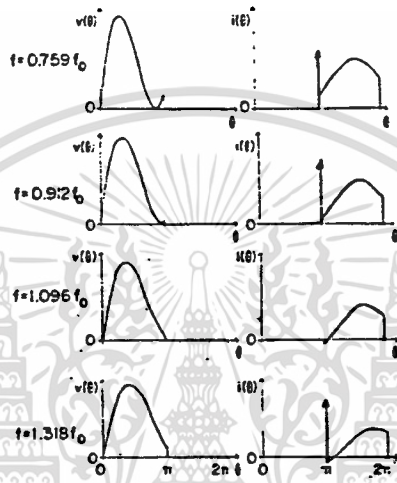


Efficiency and power as a function of frequency ($Q = 0$ unless specified).

รูปที่ 11 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชันของความถี่

สิ่งที่น่าสนใจก็คือ curve ของ $Q = 0$ วงจรจะสามารถทำงานได้เกินกว่า 1 octave bandwidth ที่ส่งผลให้ประสิทธิภาพมีค่าเป็น 95% หรือมากกว่าโดยไม่จำเป็นต้องใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

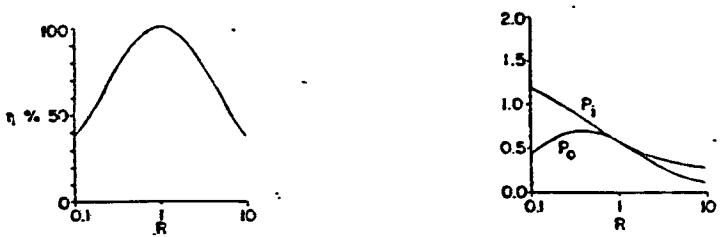
ต้องเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ ซึ่งในการทำงานจะเกิดการแทรกของ harmonic filter นี้ จะถูกต่อถัดมาจาก input และจะต่อไปกับส่วนของ load โดยไม่เกินความถี่ cut off ขณะที่ input impedance มีค่าเป็น infinite ความถี่จะมีค่าสูงกว่าความถี่ cut off octave ซึ่งลักษณะนี้จะทำให้ fundamental frequency สามารถเปลี่ยนแปลงได้เกิน 1 octave



รูปที่ 12 รูปคลื่นจากฟังก์ชันของความถี่ ($Q=0$)

ถ้าไม่มี harmonic filter วงจร series tuned จะยอมให้ harmonic ของกระแสไหลผ่านไปยังวงจรทางด้าน output ผลของการทำงานของวงจรจะต่ำกว่าที่เราคาดหวังเอาไว้และจะเป็นตัวกำหนด order ของ harmonic ที่ต่ำกว่า เพราะเนื่องมาจากผลของการ filter ของวงจร tuned และผลของการ integrate ของการ change ของ capacitor จะสังเกตเห็นได้ว่า ผลนี้ จะปรากฏที่ค่า Q มีค่าต่ำและสามารถอธิบายความแตกต่างระหว่างค่า $X = 1.15 R$ ที่มาจากเอกสารอ้างอิงหมายเลข 3 และค่า X มีค่า $= 1.78 R$ ที่มาจากเอกสารอ้างอิงหมายเลข 1 สำหรับการทำงานที่เหมาะสมเมื่อ Q มีค่าเท่ากับ 0

4.4.4 การเปลี่ยนแปลงของ load ที่เป็น Resistance

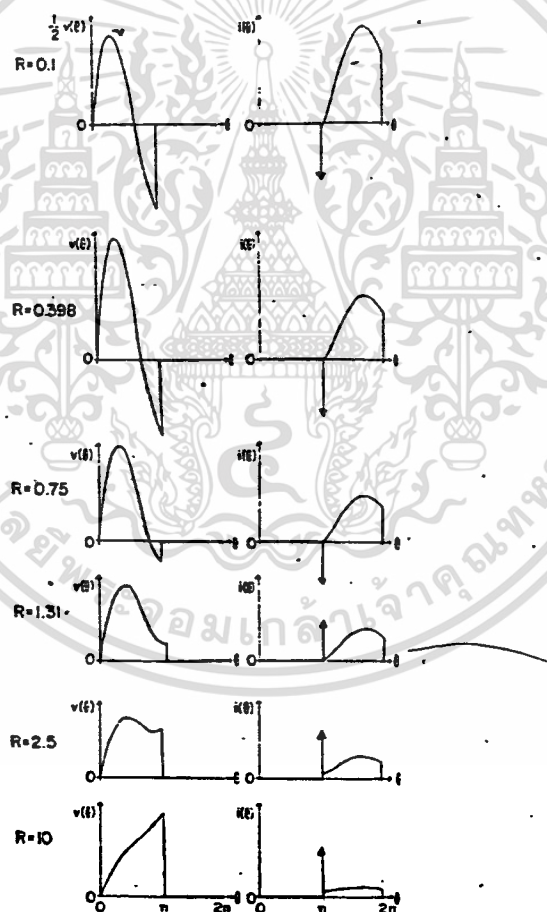


รูปที่ 13 ประสิทธิภาพและกำลังในฟังก์ชันของ Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการเปลี่ยนแปลงของ Load ที่เป็น resistance ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 8 และ 9 ที่ $X = 1.15$ ดังนั้นการทำงานที่เหมาะสมที่ $R = 1$ ประสิทธิภาพยังคงมีค่าเป็น 95% หรือมากกว่า เมื่อการเปลี่ยนแปลงของ Load ที่เป็น resistance จาก -55% ถึง -37% การเปลี่ยนแปลงของ Power ทั้ง input และ output จะค่อยๆ ลดลง

สำหรับ Load ที่เป็น resistance มีการเปลี่ยนแปลงน้อยกว่าค่าทางอุดมคติ แรงดันที่ collector จะสวิงอย่างมากทั้งทางด้านลบและบวก สำหรับ Load ที่มีค่ามากกว่าค่าทางอุดมคติ shunt susceptance จะเป็นตัวบังคับให้แรงดันที่ collector เป็นรูป Ramp ส่วนทางด้านกระแสมีค่าเป็นลบ เฉพาะเมื่อ Load มีค่าต่ำกว่าอุดมคติเท่านั้น



Waveforms as a function of load resistance.

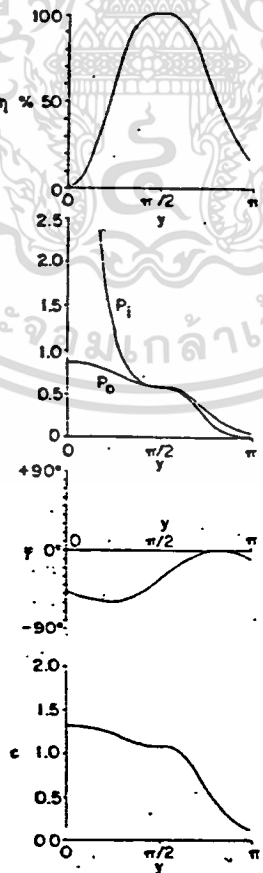
รูปที่ 14 รูปคลื่นในฟังก์ชันของ Resistor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.5 การเปลี่ยนแปลงของ Duty Cycle

ผลของการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ pulse จะถูกทดสอบ ในรูปที่ 10 โดยดูจากการเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพ, P_o , P_i , ϕ และ C เมื่อ y เปลี่ยนไป ส่วนในรูปที่ 11 รูปคลื่น สำหรับประสิทธิภาพจะยังคงมีค่ามากกว่า 95% ถ้าความกว้างของ pulse เปลี่ยนแปลงไปแค่ - 10% และ + 10% กำลังและ amplitude ทางด้าน output จะยังคงที่ แต่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมากที่แรงดัน collector และกระแสที่เป็นลบจะถูกทำให้เกิดขึ้น เมื่อความกว้างของ pulse อยู่ในช่วง "OFF" ของ y มีค่าน้อยกว่า $\pi/2$ และจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของ phase ด้วย

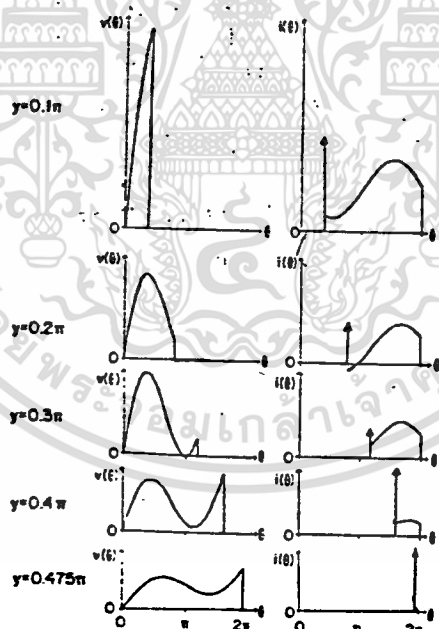
เนื่องด้วยช่วงเวลา "OFF" ของ y มีค่าเกือบเป็นศูนย์จะทำให้ transistor อยู่ในสภาวะ "ON" ตลอดเวลา ซึ่งภายใต้สภาวะนี้จะทำให้แรงดันที่ collector มีลักษณะเกือบเป็น Ramp และแรงดันทางด้าน output กระแสทางด้าน output จะไม่ขึ้นอยู่กับ y สิ่งเกิดว่า Power input จะเป็น infinity (เมื่อเกิดการไม่ต่อเนื่องที่ $y=0$ เราสามารถอธิบายได้โดยสิ่งเกิดว่า ถ้า transistor อยู่ในสภาวะ "ON" ตลอดเวลาสม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาาใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 15 ตัวแปรที่เป็นฟังก์ชันของ Duty Cycle
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเหล่านี้จะผิดพลาดไปจากผลของการทำงาน) เป็นที่น่าสังเกตว่าเมื่อช่วงเวลา OFF" มีค่าเกือบจะ 100% Power ทางด้าน output และ input จะถูกจำกัดแต่จะไม่มีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้า transistor อยู่ในสภาวะ "OFF" ตลอดเวลาแรงดันที่ collector ก็คงจะยังคงอยู่ที่ $+V_{cc}$ แน่นนอน ก็คงจะมีทั้ง Power input และ output อย่างไรก็ตาม ถ้าในรูปที่ 11 จะมีช่วงที่อยู่ในสภาวะ "ON" จึงทำให้แรงดันที่ collector ตกลงเป็น ศูนย์ที่เวลาจุดนั้นและเกิดการ recharge ของ C ผลก็คือจะเกิด fundamental-frequency voltage component

จากที่ได้กล่าวมาแล้วนี้ ทำให้เราได้ทราบถึงพฤติกรรมของการเปลี่ยนแปลง ของค่า อุปกรณ์ต่างๆ , ความถี่ รวมทั้ง Duty cycle ว่ามีผลทำให้รูปคลื่นและ Power ทางด้าน output เปลี่ยนแปลงไปอย่างไร ซึ่งทำให้เราสามารถรู้และเข้าใจ ยังผลให้ทราบถึง สาเหตุและนำไปแก้ไขได้อย่างถูกต้องต่อไป



Waveforms as a function of duty cycle.

รูปที่ 16 รูปคลื่นจากฟังก์ชันของ Duty Cycle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

รายละเอียดการทำงาน และการออกแบบเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก

จากบทที่แล้ว ได้กล่าวถึงลักษณะโครงสร้างของเครื่องว่าประกอบด้วยอะไรบ้างแต่ละส่วนทำหน้าที่อย่างไร ในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดการทำงานในแต่ละส่วนรวมถึงหลักการในการออกแบบ

โดยในตอนเริ่มสร้างได้ทดลองทำขนาดเล็ก ๆ ดูก่อน เพื่อดูผลของการทำงานของอุปกรณ์ และปัญหาต่าง ๆ จากนั้นจึงได้ขยายขนาดของกำลังออกโดย ยังใช้ค่าอุปกรณ์ ค่าใกล้เคียงกับค่าเดิมอยู่ รายละเอียดการทำงาน และการออกแบบ จะมีดังต่อไปนี้

5.1 การลดศักดาไฟฟ้า

ในการใช้ ที-มอส เป็นอุปกรณ์ในการสวิตช์ ในวงจรคลาสอีเพาเวอร์แอมป์ลิไฟเออร์ ซึ่งทำให้แรงดันที่ตกคร่อม ที-มอส มีค่าสูงขึ้น 2.86 เท่าของแหล่งจ่ายแรงดันหลัก (Main Supply) และการที่เราจะหาทีมอสที่ทนแรงดันสูง ๆ นั้นทำได้ยากจึงต้องทำการลดศักดาไฟฟ้าง โดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งเป็นแกนเหล็กแบบ Cold - Roll Grain Oriented Silicon Steel ลักษณะแกนเป็นแบบ E-I ขนาด 2.5 นิ้ว การพันหม้อแปลงจะแบ่งออกเป็นแทป (Tap) ซึ่งมีทั้งหมด 4 แทป

ขนาดของหม้อแปลง 1 เฟส 1 KVA

- ศักดาไฟฟ้าป้อนเข้า 1 เฟส 220 โวลต์ 50 Hz

- ศักดาไฟฟ้าขาออกแบ่งออกเป็น 4 ระดับ

1. 60 โวลต์ 50 Hz

2. 65 โวลต์ 50 Hz

3. 75 โวลต์ 50 Hz

4. 80 โวลต์ 50 Hz

- พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กเท่ากับ 2.5×3 ตารางเซ็นติเมตร

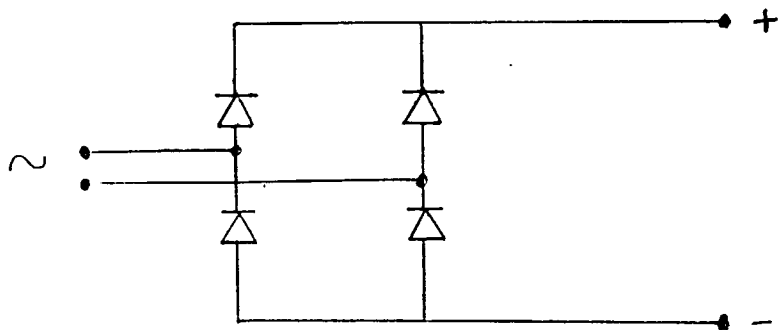
- ขนาดของลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ 2.5 ตารางมิลลิเมตร พันไว้จำนวน 143 รอบ

- ขนาดลวดทองแดงทุติยภูมิ 4 ตารางมิลลิเมตร พันไว้จำนวน 253 รอบ

5.2 วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าและวงจรกรองสัญญาณ

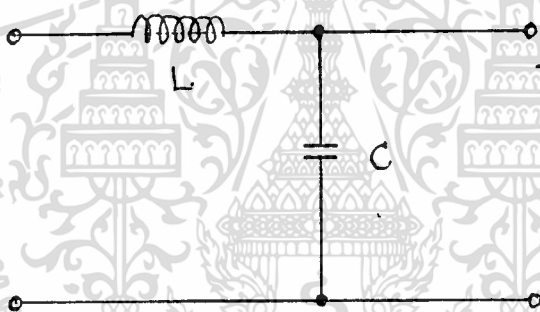
ทำหน้าที่รับไฟฟ้ากระแสสลับจากหม้อแปลง มาแปลงเป็นไฟกระแสตรง โดยใช้ไดโอดมาต่อ เป็นวงจรแปลงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มช่วงคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 5-1

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มช่วงคลื่น

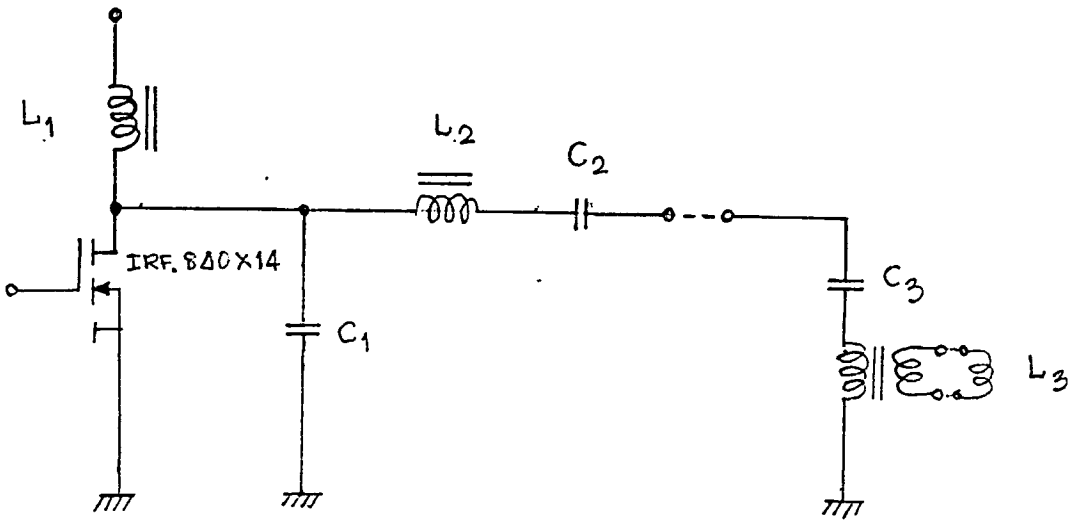
วงจรกรองสัญญาณจะใช้แบบตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุจะยึดหลักพลังงานที่ต้องการทดแทนขณะที่คิกคาไฟฟ้าตกลง จากรูปที่ 5.2 เป็นวงจรที่กรองสัญญาณ



รูปที่ 5.2 วงจรกรองสัญญาณแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

5.3 คอนเวอร์เตอร์

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่แปลงกระแสไฟตรงให้เป็นกระแสไฟสลับที่ความถี่ 85.9 KHz โดยใช้การสวิตช์ของ ที-มอสเฟต ซึ่งวงจรเป็นแบบ คลาสอีแอมพลิไฟเออร์ โดยจะแทนตัวต้านทานด้วยวงจร ซีรี่ รีโซแนนท์ (Series Resonant) ซึ่งรายละเอียดของคลาสอีแอมพลิไฟเออร์ ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จะสังเกตเห็นได้ว่าวงจรนี้ไม่มีการใช้สแน็บเบอร์ (Snubber)



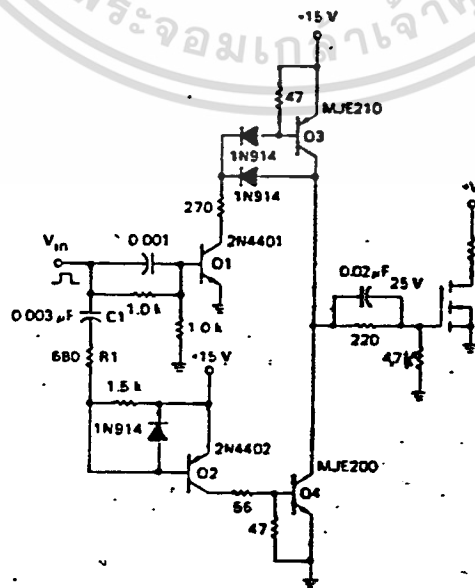
รูปที่ 5.3 แสดงการต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์

จากวงจรในรูปที่ 5.3 เราจะใช้ ที-มอสเฟต ทั้งหมด 14 ตัว มาต่อขนานกันเพื่อให้ได้กำลังเข้าพุทสูงขึ้น และให้กระแสไหลผ่าน ที-มอสเฟต แต่ละตัวมีค่าไม่มากเกินไป ซึ่งที-มอสที่เราใช้เบอร์ IRF 840 ฟรีวีลลิ่งไดโอด เบอร์ BYT 12P

L_1 จะใช้แกนเหล็กพันโดยรอบมีค่าเป็น 150 mH L_2 จะใช้ค่า 35.7 μ H L_3 ใช้ค่า 80 μ H C_1 ใช้ค่า 0.063 μ f, C_2 ใช้ค่าเท่ากับ 0.136 μ f, C_3 ใช้ค่าเท่ากับ 0.052 μ f

5.4 ระบบขับที-มอสเฟต

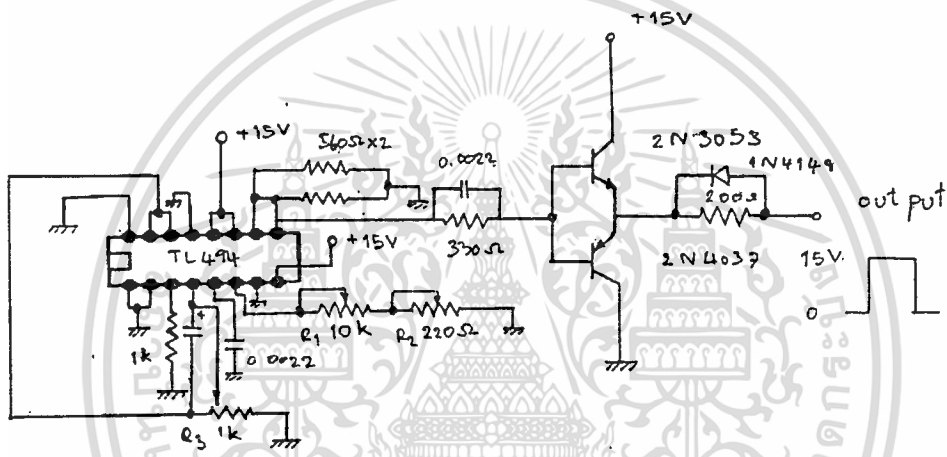
วงจรรบบขับ ที-มอสเฟต จะทำหน้าที่ส่งสัญญาณที่เหมาะสม เพื่อป้อนให้กับขาเกตของ ที-มอสเฟต โดยที่เข้าพุทของวงจร ที-มอสเฟต จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมออกไปที่ระดับ 12 โวลต์ และศูนย์โวลต์ วงจรขับที-มอสเฟต แสดงไว้ในรูปที่ 5.4



การทำงานของวงจรรูปที่ 5.4 จะเป็นการทำงานในลักษณะ พุช-พูล ซึ่งให้ความเร็วในการสวิตช์สูง

5.5 ออสซิลเลเตอร์

เป็นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยเราจะใช้ IC เบอร์ TL-494 จากวงจรในรูปที่ 5.5 R_1 และ R_2 จะเป็นตัวปรับความถี่ในการ ออสซิลเลทโดยที่ R_1 เป็นตัวปรับขยาย และ R_2 เป็นตัวปรับค่าละเอียด R_3 จะใช้ในการปรับ Duty Cycle ของสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ให้กำเนิดออกไป

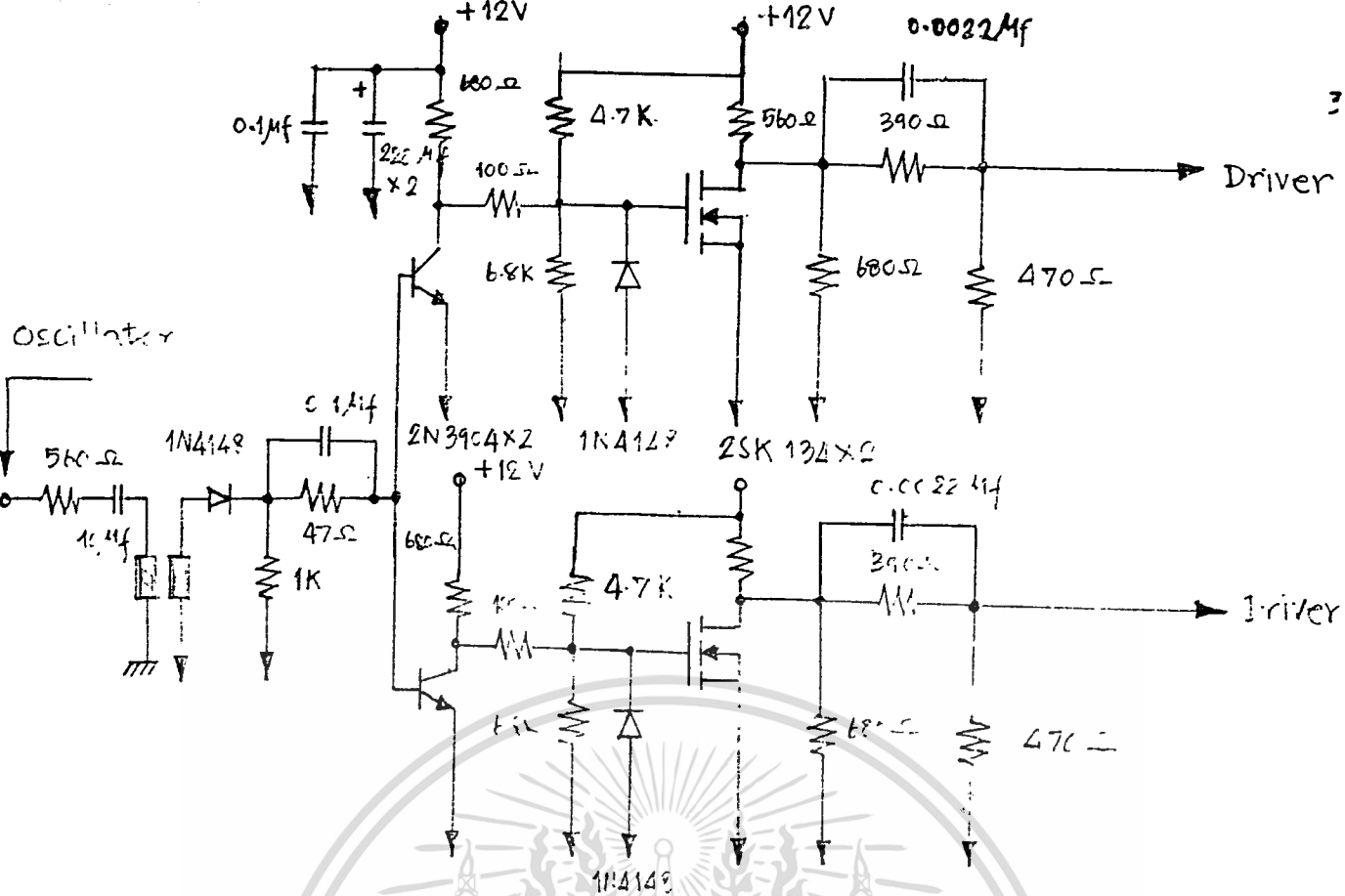


รูปที่ 5.5 วงจรออสซิลเลเตอร์

5.6 ไวโซลเลท

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ แยกส่วนของสัญญาณที่ส่งออกมาจาก ออสซิลเลเตอร์ออกจากวงจรขับ ที-มอสเฟท โดยอาศัยทรานฟอเมอร์ ที่มีแกนเป็นเฟอร์ไรท์ (T_1)

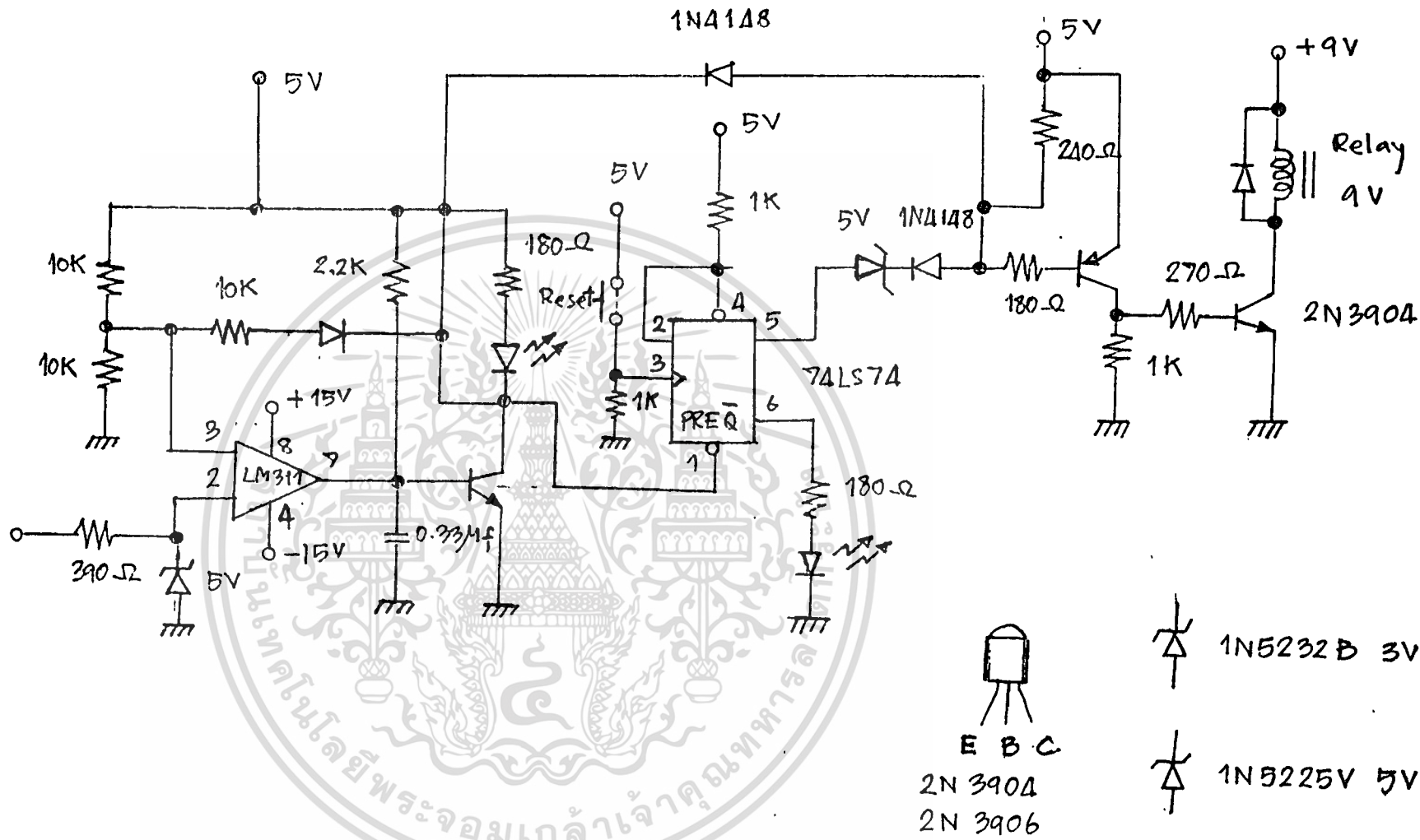
จากรูปที่ 5.6 Q_1 และ Q_2 จะทำหน้าที่เป็น Wave Shape ให้กับสัญญาณที่ออกมาจาก T_1 จากนั้นก็จะส่งสัญญาณมาให้กับมอสเฟท Q_3 และ Q_4 แล้วจึงส่งต่อไปให้วงจรขับ ที-มอสเฟท สาเหตุที่ใช้ ที-มอสเฟท ก็เพื่อป้องกันการดึงสัญญาณมากเกินไปจนทำรูปคลื่นที่เข้ามาผิดเพี้ยน



รูปที่ 5.6 วงจรไอโซเลท

5.7 วงจรป้องกัน

วงจรป้องกันความผิดปกติเนื่องมาจาก กระแสที่ป้อนเข้าเกินพิกัด โดยทางด้านอินพุท จะใช้ Current Transformer เป็นตัวตรวจจับสัญญาณกระแสเข้ามาผ่านวงจรกรองจะได้ไฟกระแสตรงออกมาแล้วทำหน้าที่เปรียบเทียบกับแรงดันที่ตั้งไว้โดยใช้ IC เบอร์ LM 311 ถ้าแรงดันที่ได้จากวงจรกรอง มีค่าสูงกว่าแรงดันที่ตั้งเอาไว้วงจรป้องกันกระแสเกินจะทำงาน ทำให้หลอดไฟสีแดงและสีแดงสว่างรวมทั้งมีเสียงเตือนด้วย ส่วน IC เบอร์ 74 LS 74 จะทำหน้าที่ Latch คือ ถ้ายังมีกระแสเกินพิกัดอยู่จะกดรีเซทไม่ได้ วงจรก็ยังทำงานไม่ได้ เมื่อไหร่ก็ตามที่กระแสกลับเข้าสู่สภาวะปกติ หลอดไฟสีแดงก็จะดับ เหลือแต่หลอดสีเขียวให้กดปุ่มรีเซทได้ เครื่องก็จะสามารถทำงานต่อไปได้ส่วนของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 วงจรป้องกันกระแสเกิน

บทที่ 6

การสร้างส่วนประกอบและผลการทดลอง

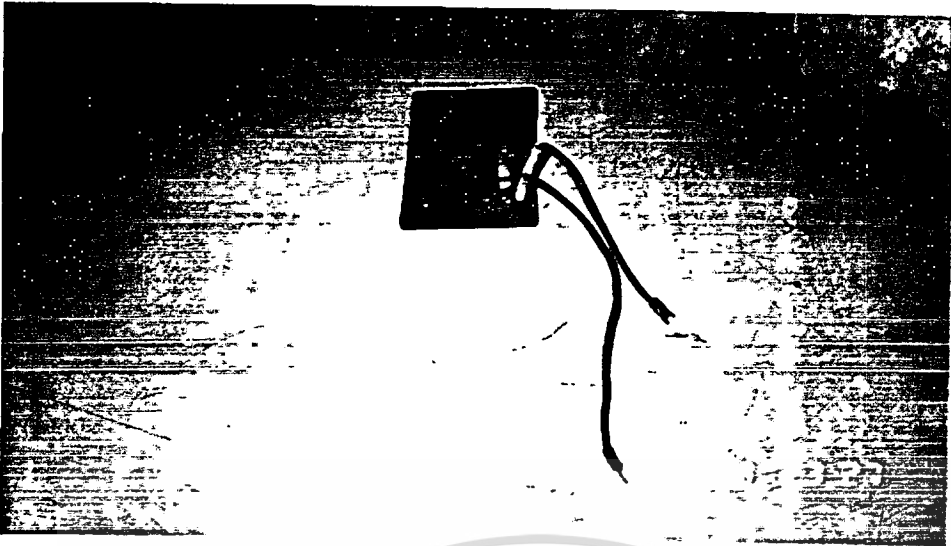
จากบทที่แล้วได้กล่าวถึงส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กและแนวความคิดในการออกแบบส่วนต่าง ๆ เป็นส่วน ๆ เพื่อสร้างเครื่องขึ้นมา จากแนวความคิดก็มาถึงเรื่องที่ว่าหาส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะนำมาใช้ในการสร้าง รวมทั้งความเหมาะสมในการใช้งาน ดังนั้นในบทนี้ จะกล่าวถึงปัญหาในการสร้าง รวมทั้งแนวความคิดในการแก้ไขให้เหมาะสม กับสภาพภายในประเทศ โดยคำนึงถึงวัสดุที่ใช้ นั้น ควรจะสามารถหาซื้อได้จากท้องตลาด รวมทั้งความเหมาะสมทางด้านราคา และสามารถสร้างขึ้นใช้งานเองได้หรือไม่ โดยจะกล่าวถึงส่วนประกอบต่าง ๆ รวมทั้งข้อจำกัดในการสร้าง

6.1 การสร้างส่วนประกอบ

6.1.1 จากการออกแบบในหัวข้อ 5.1 ได้นำมาสร้างหม้อแปลงโดยพันตามรายละเอียดในหัวข้อ 5.1 เมื่อพันเสร็จแล้วจะนำมาชুবวารีนิช เพื่อไม่ให้ขดลวดเกิดการขยับตัว และป้องกันไม่ให้เกิดความชื้นในหม้อแปลง รวมทั้งเพิ่มความเป็นฉนวนให้กับขดลวดตัวนำ เมื่อประกอบหม้อแปลงเรียบร้อยแล้ว ทดลองจ่ายไฟแล้ววัดกระแสว่าผิดปกติหรือเปล่าและเสียงของหม้อแปลงดังผิดปกติหรือไม่ ถ้าดังดูว่าเกิดจากอะไรทำการแก้ไขและลดน้ำยาวานิช เพื่อช่วยให้การเกาะกันระหว่างแกนเหล็กดีขึ้น จากนั้นทำการทดสอบหม้อแปลงโดยการจ่ายไฟตามพิกัดแล้วตั้งทิ้งไว้ สังเกตค่ากระแสและอุณหภูมิของหม้อแปลงว่าผิดปกติหรือเปล่า

6.1.2 การสร้างหม้อแปลง L_1

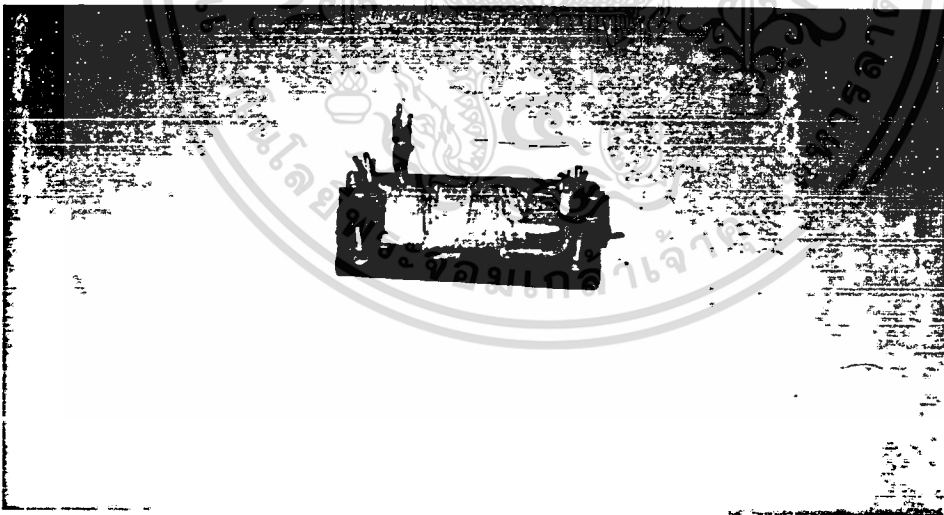
จากวงจรในหัวข้อ 5.3 L_1 จะถูกสร้างขึ้นโดยใช้แกนเหล็กแบบ E-I ขนาดนี้ โดยการพันในลักษณะของโฑค (Choke) คือพันแค่นั้น (Layer) เดียว โดยใช้ขดลวดทองแดงขนาด 2.5 ตารางมิลลิเมตร จำนวน 43 รอบ เมื่อพันเสร็จแล้วนำมาวัดค่าอินดักแตนซ์ต้องมีค่าสูงพอจากการพันได้ค่า 150 มิลลิเฮนรี่ นำไปชুবวารีนิชและนำมาอบเป็นว่าเสร็จ



รูปที่ 6.1 แสดงลักษณะของ L_1

6.1.3 การสร้างหม้อแปลง L_2

จากในหัวข้อ 5.3 หม้อแปลง L_2 จะเป็นตัวส่งผ่านพลังงานไปยัง L_3 และจะเป็นตัวที่ทำให้เกิดความถี่พื้นฐาน (Fundamental Frequency) ค่าที่เหมาะสมที่ใช้ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 36 ไมโครเฮนรี่ แกนที่ใช้จะใช้แกนเฟอไรต์โดยทำเป็นแบบ Slug Core ซึ่งแกนที่ใช้จะเป็นแกนวิทยุ เอ เอ็ม นำมาซ้อนต่อกัน 6 แท่ง และลวดด้วยกาวอีพ็อกซี (Epoxy) ลวดทองแดงที่ใช้พื้น เบอร์ 13 SWG. จำนวน 8 รอบ



รูปที่ 6.2 แสดงลักษณะของ L_2

6.1.4 การสร้างหม้อแปลง L_3

จากในหัวข้อที่ 5.3 หม้อแปลง L_3 จะเป็นตัวจ่ายพลังงานให้กับขดลวดที่จ่ายพลังงาน (Work Coil) ในวงจรจะใช้ค่า 80 ไมโครเฮนรี่ แกนที่ใช้จะใช้แกนเฟอไรต์โดยทำเป็นแบบ Close Core แกนที่ใช้จะใช้แกนวิทยุ เอ เอ็ม มาวางซ้อนกัน 4 ชั้น เป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งการพันขดลวดโดยจะแยกออกเป็น 2 ขด ทางไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

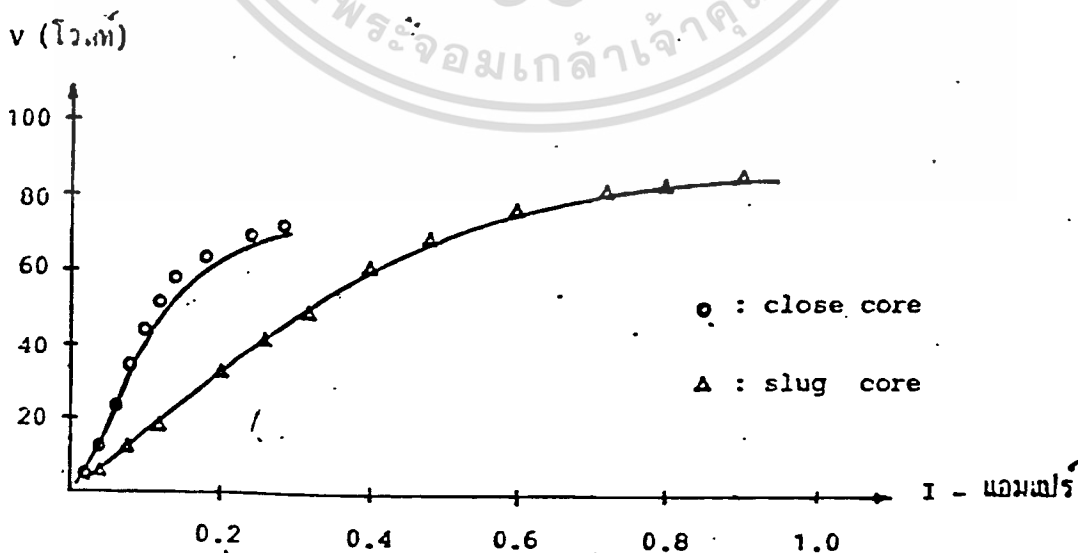


รูปที่ 6.3 แสดงลักษณะของ L_0

ด้านขดปฐมภูมิจะใช้ลวดทองแดงขนาด 2×5 ตารางมิลลิเมตร พันไว้จำนวน 30 รอบ ส่วนทางด้านทุติยภูมิจะใช้ลวดทองแดงขนาด 2.7×14 ตารางมิลลิเมตร พัน 3 รอบ อัตราส่วนจำนวนรอบปฐมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 10

การทดสอบแกนเพื่อไรท์เพื่อความแน่ใจว่านำไปใช้งานได้ตามที่ออกแบบไว้ แต่เนื่องจากไม่สามารถหาแหล่งจ่ายความถี่ 89.5 KHz โดยสามารถจ่ายพลังงานได้มากมาย ดังนั้นการทดสอบแกน จะทดสอบที่ความถี่ 50 Hz แทนเพื่อดูว่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ว่ามีค่าเพียงพอหรือไม่

เริ่มทำการทดสอบโดยป้อนไฟกระแสสลับที่ความถี่ 50 Hz วัดค่าของโวลต์เตจ และกระแสไฟฟ้าเพื่อหาความสัมพันธ์แล้วนำมาเขียนกราฟดังรูปที่ 6.4



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 6.4 กราฟความสัมพันธ์ของ V และ I ไม่เพื่อการสอบแก่นนี้ ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.5 ไฟเลี้ยงวงจรควบคุม

ในวงจรควบคุมนั้นจะแบ่งไฟเลี้ยงออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเลี้ยงวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรป้องกัน ส่วนที่ 2 จะจ่ายให้กับวงจรไอโซเลทและวงจรขับทิมอสเฟท

ในส่วนแรกจะมีแรงดันขนาด + 15 โวลต์ , -15 โวลต์ + 9 โวลต์ และ + 5 โวลต์ โดยทั้งหมดจะใช้ ไอซีเรกูเรเตอร์ ส่วนที่ 2 จะใช้ไฟเลี้ยงวงจร + 12 โวลต์ ซึ่งวงจรไฟเลี้ยงทั้งสองส่วนนี้ กราวด์จะแยกออกจากกัน เพื่อป้องกันการรบกวนของสัญญาณที่กลับมาจากด้านเพาเวอร์

6.1.6 ขดลวดจ่ายพลังงาน

เป็นตัวที่สร้างสนามแม่เหล็กเพื่อจ่ายให้กับชิ้นงานที่ต้องการทำให้ผิวแข็งดังนั้นขดลวดจ่ายพลังงานจะต้องออกแบบให้เหมาะสมกับชิ้นงาน

ในทางออกแบบคำนวณเราสามารถคำนวณหาค่าต่างๆได้โดยกำหนดเงื่อนไข แต่ในทางปฏิบัติการใช้งานจริงแล้วนั้นยังมีปัญหาอีกมากมายและยังมีค่าต่างๆ ที่ไม่สามารถคำนวณหาค่าได้ เช่น ค่าความต้านทานของหน้าสัมผัสที่จุดต่อต่างๆ ค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กรั่วไหลของสายไฟที่เดินในตู้และที่ต่อออกมาที่หม้อแปลง ค่าความเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กรั่วไหลของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ซึ่งจะเป็นตัวจำกัดค่ากระแสหรือกำลังที่จ่ายออกมาสู่ขดลวดจ่ายพลังงาน ทำให้พลังงานที่ได้ออกมาไม่ถึงพิกัดตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงต้องค่อย ๆ ปรับปรุงที่จุดต่างๆของขดลวดจ่ายพลังงานหลังจากที่คำนวณของเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดแล้ว การสร้างรูปแบบยังมีความจำเป็นมาก เนื่องจากว่าขดลวดจ่ายพลังงานจะต้องมีการระบายความร้อน คือ ภายในลวดตัวน่าจะเป็นท่อเพื่อให้น้ำไหล เป็นตัวระบายความร้อน แต่ในขั้นต้นยังไม่มีมีการระบายความร้อนที่ขดลวดจ่ายพลังงานเพราะต้องการดูผลจากการทดลองใช้งานก่อน เพื่อการออกแบบจะได้ตรงตามเป้าหมายที่ต้องการ

6.2 ผลการทดลอง

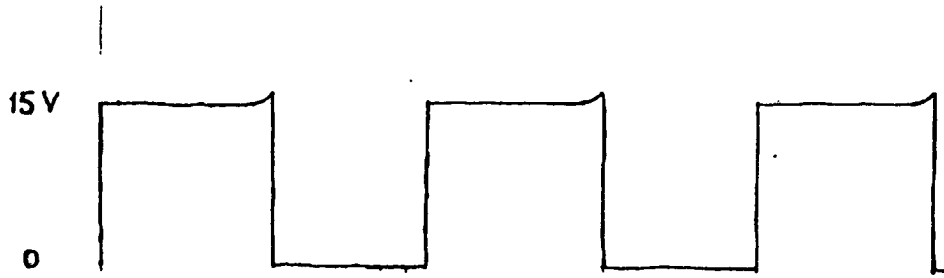
จากการทดลองจะได้รูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้า ที่จุดต่าง ๆ เพื่อทราบถึงการทำงานของระบบว่าถูกต้องหรือไม่ โดยตัวอย่างสัญญาณต่าง ๆ ที่ได้ทำการทดลองมีดังนี้ รูปที่ 6.2.1 เป็นสัญญาณที่ output ของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูปที่ 6.2.2 เป็นสัญญาณที่ out put ของวงจรขับ ทิมอสเฟท กับสัญญาณแรงดัน V_{os} รูปที่ 6.2.3 เป็นสัญญาณแรงดัน V_{DS} วัดที่ตัวทิมอสเฟท เพื่อการทำงานของ ทิมอสเฟท ว่าถูกต้องตามเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งไปไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับเอาไปใช้ประโยชน์ในการค้าทฤษฎีหรือไม่ รูปที่ 6.2.4 เป็นแรงดันที่ตกคร่อม L_s ทางด้านปฐมภูมิ รูปที่ 6.2.5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

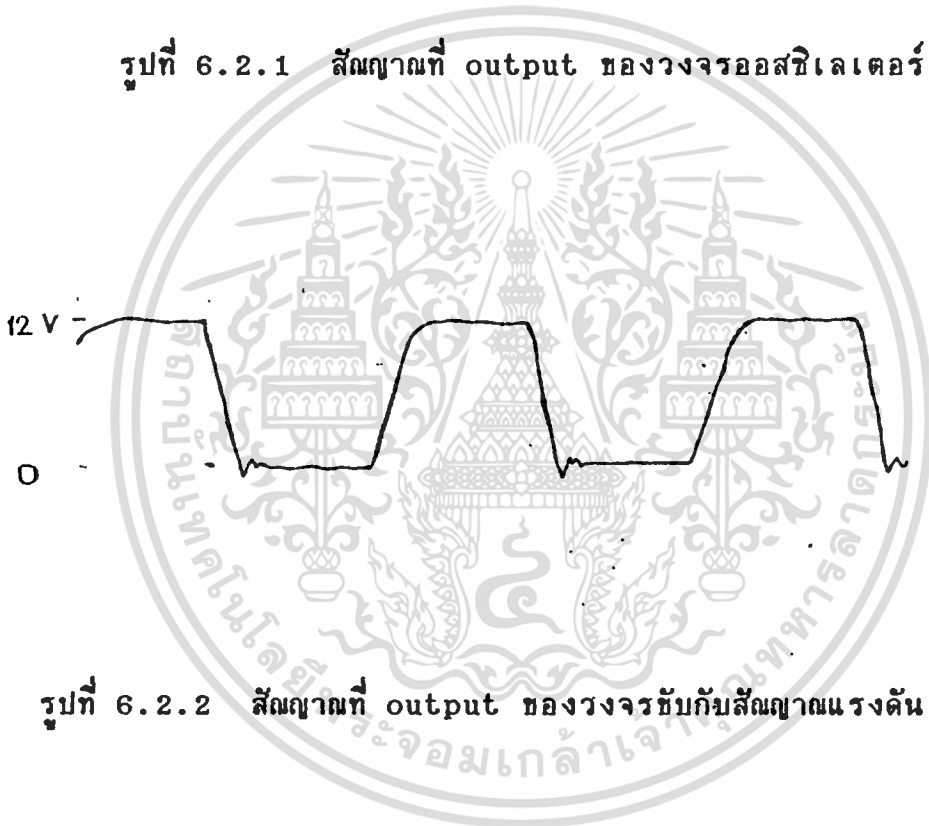
รูปแสดง สัญญาของกระแสที่ไหลทางด้านปฐมภูมิ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

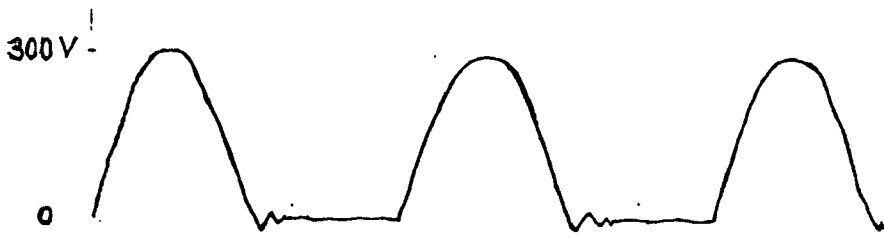


รูปที่ 6.2.1 สัญญาณที่ output ของวงจรถอสซิลเลเตอร์



รูปที่ 6.2.2 สัญญาณที่ output ของวงจรรีบกับสัญญาณแรงดัน V_{gs}

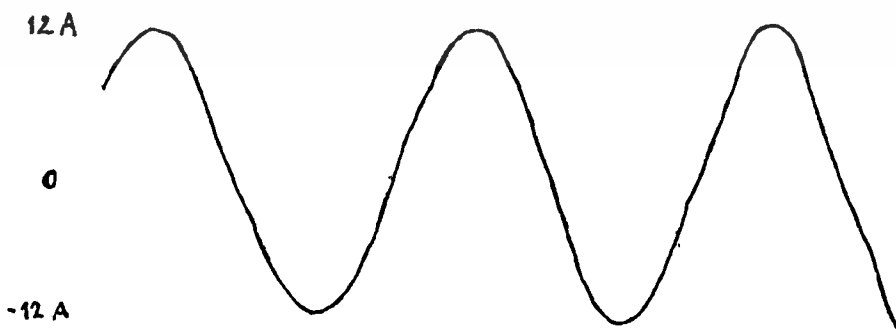
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2.3 สัญญาณแรงดัน V_{DS}

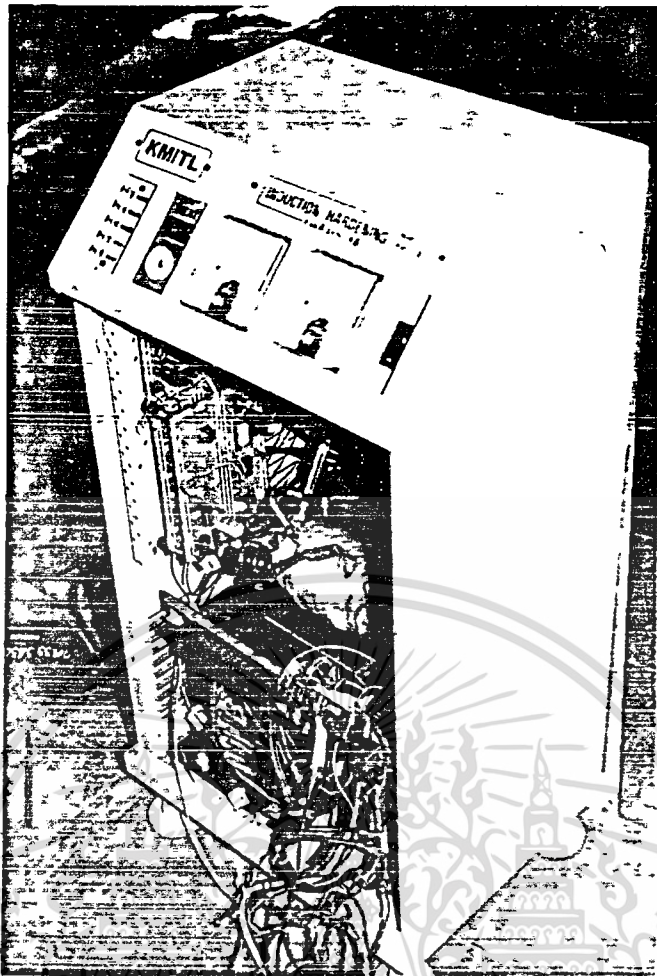


รูปที่ 6.2.4 แรงดันที่ตกคร่อม L_s ทางด้านปฐมภูมิ

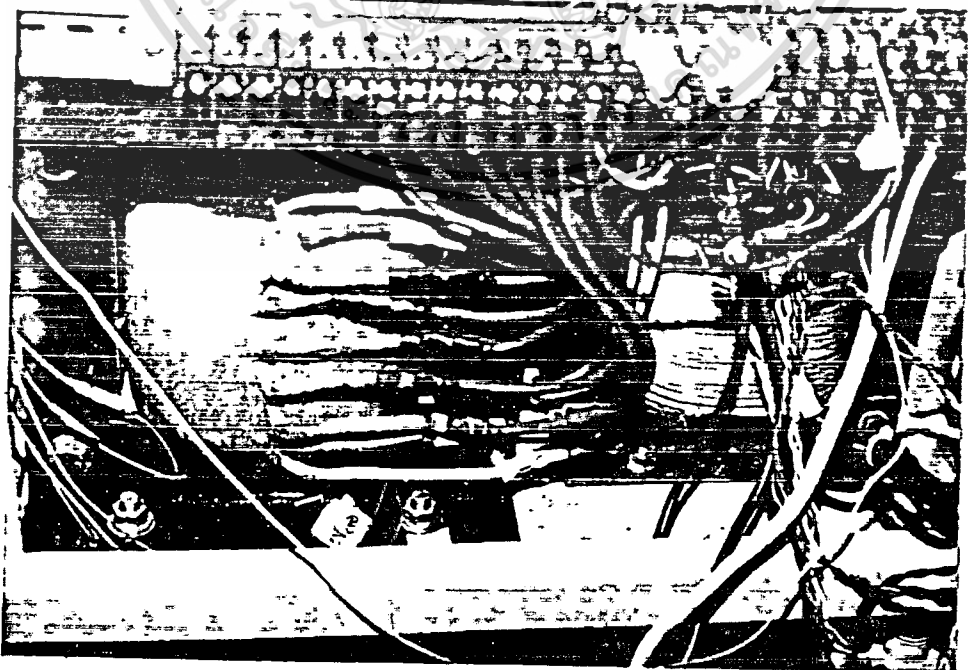


รูปที่ 6.2.5 สัญญาณของกระแสทางด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ส่งไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

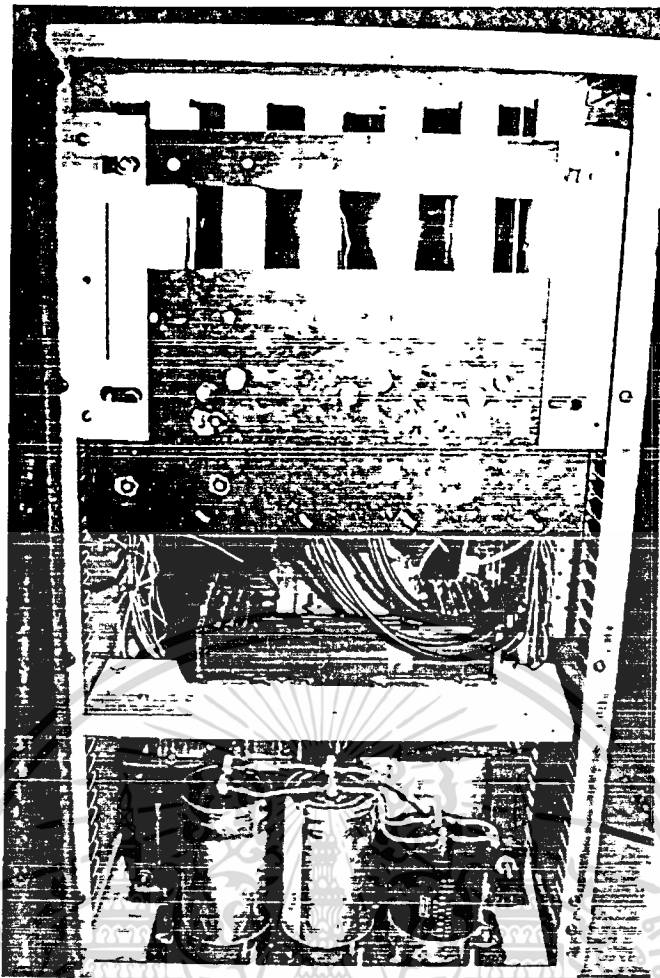


รูปที่ 6.2.6 โครงสร้างและส่วนประกอบ

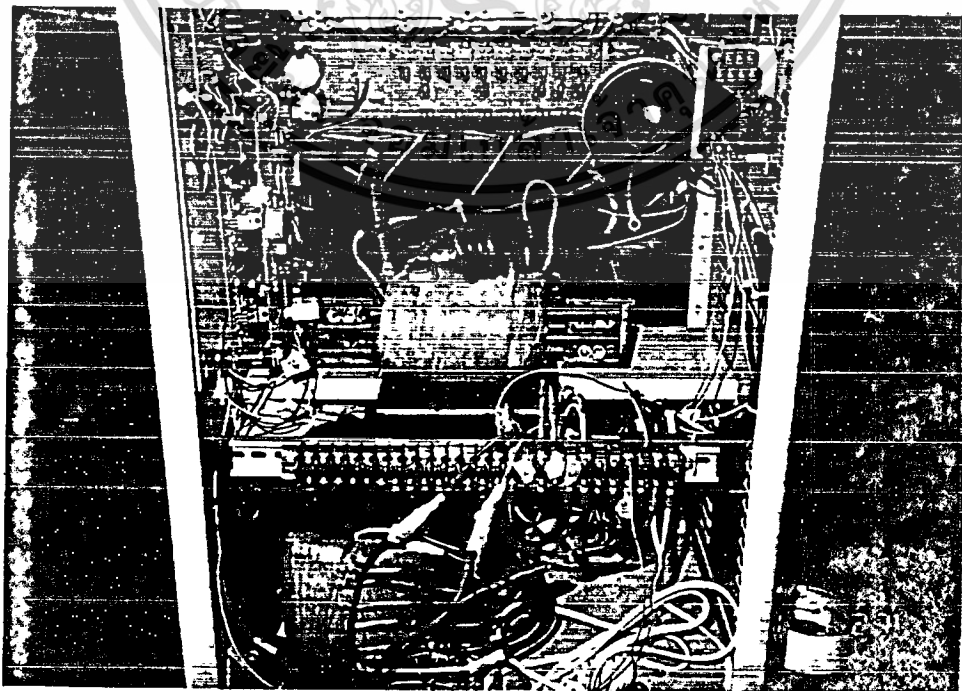


รูปที่ 6.2.7 หม้อแปลงและโซลิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น โปรดอย่าตีความไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2.8 ส่วนประกอบภายในเครื่อง(ด้านหลัง)



รูปที่ 6.2.9 แสดงส่วนประกอบภายในเครื่อง(ด้านหน้า)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ที่สนธิ อักษรห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2.10 แสดงขณะเครื่องกำลังทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

บทสรุป

เครื่องซูปพิวแม็ซิงเหล็กโดยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กหรือบางครั้งเรียกสั้น ๆ ว่า เครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก ทำงานโดยอาศัยหลักการเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กกับเวลาจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้าและเกิดกระแสไหลขึ้นในเนื้อเหล็ก ดังนั้นจะทำให้เหล็กร้อน การเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กหรือเรียกว่าความถี่ของสนามแม่เหล็ก จะมีผลต่อความลึกของสนามแม่เหล็กที่ลงไปเนื้อเหล็ก โดยความถี่ที่สูงขึ้นสนามแม่เหล็กก็จะลงไปเนื้อเหล็กได้น้อยลง ดังนั้นการกำหนดความถี่ของเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กจึงมีความสำคัญ เพราะจะได้ตรงตามความต้องการ เช่น การทำผิวแม็ซิงเครื่อง ต้องมีความถี่สูง แต่ถ้าต้องการทำให้เหล็กร้อนก่อนอัดขึ้นรูปไม่มีความจำเป็นต้องการความถี่สูงมากเพราะต้องการให้ร้อนทั้งชิ้นเหล็ก

การเลือกความถี่ให้เหมาะสมเป็นเรื่องสำคัญมาก เพราะมีความสัมพันธ์กับความหนาของผิวแม็ซิง ถ้าต้องการผิวแม็ซิงหนาแต่ใช้เครื่องความถี่สูงมากผลทำให้ผิวชั้นงานเสีย เนื่องจากว่าพลังงานความร้อน เข้าไปเกาะที่ผิวเหล็กบางมากและต้องใช้เวลาานมากในการให้ความร้อนเคลื่อนตัวลงลึกจากผิว จึงทำให้อุณหภูมิที่ผิวสูงเกินไปจะมีผลให้ผิวชั้นงานเสีย แต่ถ้าความถี่สูงไม่เพียงพอก็จะทำให้สนามแม่เหล็ก เข้าไปลึกเกินความต้องการ ดังนั้นจึงทำให้ไม่สามารถทำผิวแม็ซิงให้บางตามที่ต้องการ

ข้อสำคัญอีกข้อหนึ่ง คือ ถึงแม้จะเลือกความถี่ได้เหมาะสมแล้ว แต่ยังมีจุดที่ทำให้ความหนาผิดพลาดเนื่องจากกำลังของเครื่อง โดยถ้าเครื่องมีกำลังไม่พอก็ต้องใช้เวลาานในการทำให้เหล็กมีอุณหภูมิถึงระดับที่ต้องการ ดังนั้นก็จะทำให้อุณหภูมิภายในชิ้นงานใกล้เคียงกับที่ผิว จึงทำให้ความหนาของผิวแม็ซิงมากกว่าที่ต้องการ ถ้าลดเวลาลงอุณหภูมิของเหล็กก็จะไม่ถึงระดับจะทำให้ได้ความแม็ซิงของเหล็กต่ำกว่าจุดที่ต้องการ

ในการออกแบบเครื่องเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก โดยใช้วงจรคลาสิคพีเอเวอร์แอมพลิไฟเออร์เป็นตัวสวิชชิ่ง ซึ่งออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 85.9 KHZ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวทิมอสเฟต จะมีค่า 3.56 เก้าของแรงดันไฟเลี้ยง และกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านทิมอสเฟตจะมีค่าเป็น 2.86 เก้า ของกระแสที่ไหลเข้าวงจร

ส่วนที่ดีของวงจรคลาสิคพีเอเวอร์แอมพลิไฟเออร์ ก็คือ ไม่จำเป็นต้องมีวงจรสับเบอร์ และให้ประสิทธิภาพสูง การที่วงจรไม่ใช้สับเบอร์ก็เนื่องมาจากอาศัยการหน่วงแรงดัน และกระแสไม่ให้เห็นและตกลงมาพร้อมกัน ด้วย C_1 ส่วนประสิทธิภาพของวงจรเราจะตัดที่ทางด้านขดลวดจ่ายพลังงาน ประสิทธิภาพที่ได้จะอาศัยจากการคำนวณจากรูปคลื่นกระแสและแรงดัน ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้แล้วหม้อแปลงจ่ายพลังงานความถี่สูง ยังมีส่วนสำคัญคือทางด้านการเลือกแกนเนื่องจากความถี่สูงจึงต้องใช้แกนเฟอร์ไรท์ แต่ก็ยังมีปัญหาทางด้านความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรท์ซึ่งทำให้แกนร้อน วิธีแก้ไขถ้าจำเป็นต้องใช้แกนเฟอร์ไรท์จะทำได้โดยการลดความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กผลจะทำให้ความสูญเสียในแกนลดลง และอีกข้อหนึ่งคือทางด้านขดลวดทุติยภูมิ เพราะต่ออยู่กับขดลวดจ่ายพลังงาน และกระแสไหลสูงมาก จึงต้องมีกระบายความร้อนโดยใช้น้ำระบายความร้อน โดยการเชื่อมต่อทองแดงติดกับลวดตัวนำที่เป็นขดลวดทางด้านทุติยภูมิ เพื่อให้หน้าไหลเข้าไประบายความร้อนออก

จากการสร้างต้นแบบของเครื่องเหี่ยวนําสนามแม่เหล็ก ทำให้ทราบถึงปัญหาต่างๆของการออกแบบเครื่อง เพราะต้องออกแบบให้เหมาะสมกับการหาวัสดุที่มีในท้องตลาดในตลาดของวัสดุทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ในประเทศ ยังค่อนข้างจะจำกัดอยู่ในวงกว้างขึ้น ส่วนของเครื่องใช้ขนาดเล็กโดยขึ้นส่วนที่ใช้ทางด้านอุตสาหกรรมหาได้ยากและมีราคาแพงทางด้านคุณภาพก็ยังมีปัญหาเพราะซื้อมาแล้วต้องนำมาทดสอบก่อนว่าทำงานได้หรือไม่

เครื่องจักรในตระกูลของเครื่องเหี่ยวนําสนามแม่เหล็ก มีมากมายและมีความจำเป็นทางด้านอุตสาหกรรมซึ่งแบ่งเป็นกลุ่มได้ดังนี้คือ

- ทำผิวแข็งเหล็ก ซึ่งใช้ในการทำให้ชิ้นส่วนของเครื่องจักรที่ผลิตขึ้นมาให้มีคุณภาพที่ดีโดยทนต่อการขัดสีและมีความเหนียวไม่เปราะแตกง่าย

- ทำให้เหล็กมีอุณหภูมิสูง เพื่อที่จะทำการอัดหรือตัดขึ้นรูป โดยไม่จำเป็นต้องใช้เตาเผาซึ่งต้องใช้เวลามาก แต่ถ้าใช้วิธีการเหี่ยวนําสนามแม่เหล็ก จะสามารถใช้เวลาน้อยในการผลิตขึ้นส่วน และยังสามารถปรับปรุงระบบเป็นระบบการผลิตอัตโนมัติ

- ทำเตาหลอมเหล็กโดยลักษณะเป็นเตาหลอมขนาดเล็ก

จากการใช้หลักวิธีการเหี่ยวนําสนามแม่เหล็ก จะเห็นว่ามีข้อดีในการใช้วิธีนี้อยู่มากพอสมควรคือ

- ใช้เวลาในการปฏิบัติงานน้อย
- ใช้เวลาในการเริ่มเดินเครื่องน้อย
- ใช้เนื้อที่ในการติดตั้งน้อย
- ไม่มีผลเสียต่อสภาวะแวดล้อม
- ประสิทธิภาพของเครื่องสูง
- ทำเป็นเครื่องอัตโนมัติได้ง่าย
- คุณภาพในการผลิตดี

ในการสร้างและพัฒนาเครื่องชุบผิวแข็งเหล็กโดยอาศัยการเหี่ยวนําสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปประโยชน์ด้านการค้า เครื่องต่อไปจะสามารถสร้างได้ดียิ่งขึ้น เนื่องจากมีข้อมูลต่างๆมากพอสมควรใน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างเครื่อง หลักการสวิตช์ยังมีการต่ออีกหลายแบบและจะใช้ตัวอะไรเป็นตัวทำหน้าที่สวิตช์นั้นก็ขึ้นรอการวิจัยและพัฒนาต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

๑๐
๙๗
๑๙ ๘

1. NATHAN O.SOKAL AND ALAN D.SOKAL. "Class E A New Class of High-Effeciency Tuned Sinsle-Ended Switching Power Amplifier" IEEE J.Solid-State Circuit , Vol.SC-10 , pp.168-176 , June 1975.
2. FREDERICK H.RAAB. "Effects of Circuit Variations on the Class E Tuned Power Amplifier" IEEE J.Solid-State Circuit , Vol.SC-13 , pp.239-247 , April 1978.
3. S. HINCHLIFFE AND L.HOBSON " A Voltage Fed Transistorized Induction Heating Power Supply " INT.J. ELETRONICS , 1987 , Vol.63,No.63 , pp.443-453
4. HERBERT L.KRAUSS , CHARLESS W.BOSTAIN AND FREDERICK H.RAAB. "Solid-State Radio Engineering" JOHN WILEY&SON. , 1980.
5. T-MOS Data Book , MÓTOROLA , 1989.
6. R. YOKE "Electric Circuit Theory." PERGAMON PRESS , 2nd Ed. , 1986.
7. IRVING M.GOTTLIEB. "Power Control with Solid-state Divices." RESTON PULBLISHING COMPANY,INC. , 1975.
8. พิชิต ล้ำของ วศ.บ. , วศ.ม. "การพัฒนาเครื่องให้ความร้อนเหล็กโดยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก" , 1987

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กติกกรมประกาศ

ปริญญาโทสำเร็จได้ด้วยดี คณะผู้เขียนขอขอบพระคุณอย่างสูงต่อ อาจารย์
 สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำชี้แนะ และให้ความสนับสนุน
 มาโดยตลอด และขอขอบคุณ อ.ประภาส อุกกิมพันธ์ อ. พิชิต ล้ำของ คุณลัดวณ
 ทินราช สโตร์ รวมทั้งเพื่อน ๆ พี่ ๆ และน้อง ๆ ที่ได้ให้ความอนุเคราะห์บางประการ
 จนงานลุล่วงไปด้วยดี และที่จะลืมไม่ได้คือ ภาคเทคโนโลยีการวัดคุมฯ ศูนย์บริการ
 และพัฒนาทางวิศวกรรมที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่ อุปกรณ์ รวมทั้งเครื่องมือต่าง ๆ ในการทำ
 ไปรเจค

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ ต่อคุณพ่อ และคุณแม่ ของคณะผู้จัดทำ ที่คอยช่วย
 เหลือให้กำลังใจ และให้ความสนับสนุนในทุก ๆ ด้านมาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v(\theta) = \frac{1}{B} \int_{\pi/2}^{\theta} [I - C \sin(u + \phi)] du$$

I = dc input current

i_o = current of series tuned circuit

$$i_o(\theta) = C \sin(\omega t + \phi) = C \sin(\theta + \phi) \quad (1)$$

$$i_o \theta = \frac{C}{R} \sin(\theta + \phi) \quad (2)$$

$v(\theta)$ = collector voltage

$$\begin{aligned} \therefore v(\theta) &= \frac{1}{\omega C} \int_{\theta}^{\theta} i_c(u) du \\ &= \frac{1}{B} \int_{\theta}^{\theta} [I - i_o] du ; B = \omega C \\ (Z); &= \frac{1}{B} \int_{\theta}^{\theta} [I - \frac{C}{R} \sin(u + \phi)] du ; \theta \text{ from } \pi/2 \\ &= \frac{1}{B} [I\theta - I(\pi - y) - \frac{C}{R} (\sin u \cos \phi + \cos u \sin \phi) du] \\ &= \frac{1}{B} [I\theta + I(y - \pi) - \frac{C}{R} [\cos \phi (-\cos u) + \sin \phi \sin u]] \\ &= \frac{1}{B} [\theta I + I(y - \pi) + \frac{C}{R} \cos \phi [\cos(\pi - y) - \cos \theta] - \frac{C}{R} \sin \phi [\sin(\pi - y) - \sin \theta]] \\ &= \frac{1}{B} [\theta I + I(y - \pi) + \frac{C}{R} [\cos \phi \sin y - \cos \phi \cos \theta] - \frac{C}{R} [\sin \phi \cos y - \sin \phi \sin \theta]] \\ &= \frac{\theta I}{B} + \frac{I}{B} (y - \pi) + \frac{C}{BR} \sin(\phi - y) + \frac{C}{BR} \cos(\phi + \theta) \quad (2.10) \\ &= \frac{I}{B} (-\pi + y) + \frac{C}{BR} \sin(\phi - y) + \frac{I\theta}{B} + \frac{C}{BR} \cos(\theta + \phi) \\ &= \frac{I}{B} [(-\pi + y) + \frac{C}{IR} \sin(\phi - y) + \theta + \frac{C}{IR} \cos(\theta + \phi)] \end{aligned}$$

$$(2.15) ; C = 2R g(\phi, y)$$

$$g = \frac{C}{IR} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{I}{2\pi} [(-\pi + y) + g \sin(\varphi - y) + \theta + g \cos(\theta + \varphi)]$$

$$V_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) d\theta \quad (2.22)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [y - \pi + g \sin(\varphi - y) + \theta + g \cos(\theta + \varphi)] d\theta$$

$$= \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} [y - \pi + g \sin(\varphi - y) + \theta + g \cos(\theta + \varphi)] d\theta$$

$$= \frac{I}{2\pi} [2y^2 + 2yg \sin(\varphi - y)] - 2 \sin \varphi \sin y \quad (2.24)$$

$$= IR_{dc} \quad (2.25)$$

$$R_{dc} =$$

Power Output ;

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{C^2}{R} ; C = I$$

$$= \frac{1}{2} \frac{I^2 g^2 R}{R} ; V_{cc} = I R_{dc}$$

$$= \frac{V_{cc}^2 g^2 R}{2 R^2 R_{dc}}$$

$$\therefore \eta = \frac{P_o}{P_{cc}} = \frac{V_{cc}^2 g^2 R}{2 R^2 R_{dc}} \cdot \frac{R_{dc}}{V_{cc}^2}$$

$$= \frac{g^2 R}{2 R_{dc}} \quad (2.28)$$

$$\eta = 1$$

$$C = I R g = \frac{V_{cc}}{R_{dc}} R g \quad (2.29)$$

(2.10)

$$V(\theta) = V [(y - \pi) + \theta + g \sin(\varphi - y) + g \cos(\theta + \varphi)]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\eta = 100\%$$

$$= \pi + y$$

$$0 = (y - \pi) + (\pi + y) + g \sin(\varphi - y) + g[\cos\theta \cos\varphi - \sin\theta \sin\varphi]$$

$$0 = 2y + g \sin(\varphi - y) + g[-\sin y \cos\varphi - \cos y \sin\varphi]$$

$$0 = 2y + g[\sin\varphi \cos y - \cos\varphi \sin y] + g[-\sin y \cos\varphi - \cos y \sin\varphi]$$

$$0 = 2y - 2g \cos\varphi \sin y \quad (3.1) \quad \dots$$

$$\cos\varphi = \frac{y}{g \sin y} \quad (3.2)$$

$$(2.24) = (2.25)$$

$$I_{\pi} [2y^2 + 2yg \sin(\varphi - y)] - 2g \sin\varphi \sin y = IR_{dc}$$

$$R_{dc} B = 2y^2 + 2yg \sin(\varphi - y) - 2g \sin\varphi \sin y \quad (3.5)$$

Slope

Turn on

$$= \frac{1}{V_{cc}} \frac{d(\theta)}{d\theta}$$

$$= \frac{1}{R_{dc} B} [1 - g(\sin\theta \cos\varphi + \cos\theta \sin\varphi)]$$

$$= \frac{1}{R_{dc} B} [1 - g(\cos\varphi \cos y - \sin y \cos\varphi)]$$

$$= \frac{1}{R_{dc} B} [1 - g \cos(\varphi + y)] \quad (3.4)$$

$$(3.5) \quad (3.4)$$

$$(2y^2 + 2yg \sin(\varphi - y) - 2g \sin\varphi \sin y) = [1 - g \cos(\varphi + y)]$$

$$2y^2 + 2yg [\sin\varphi \cos y - \cos\varphi \sin y] - 2g \sin\varphi \sin y = [1 - g(\cos\varphi \cos y + \sin\varphi \sin y)]$$

$$y^2 + yg \sin\varphi \cos y - yg \cos\varphi \sin y - g \sin\varphi \sin y = \pi - g \cos\varphi \cos y + g \sin\varphi \sin y$$

$$y^2 \sin\varphi \cos y - yg \cos\varphi \sin y - \sin\varphi \sin y - \pi \cos\varphi \cos y - \pi \sin\varphi \sin y$$

$$= \frac{\pi - y^2}{g}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[\pi \cos y - y\zeta \sin y] \cos \varphi + [y\zeta \cos y - \zeta \sin y - \pi \sin y] \sin \varphi = \frac{\pi - y^2}{g}$$

$$\cos \varphi$$

$$[\pi \cos y - \zeta y \sin y] + [-\pi \sin y + \zeta y \cos y - \zeta \sin y] \tan \varphi = \frac{(\pi - \zeta y^2)}{g} \sin y$$

$$\cos \varphi = \frac{y}{g \sin y}$$

$$[-\pi \sin y + \zeta y \cos y - \zeta \sin y] \tan \varphi = \pi \sin y - \zeta y^2 \sin y - \pi \cos y + \zeta y \sin y$$

$$= \frac{\pi \sin y - \zeta y^2 \sin y - \pi y \cos \varphi + \zeta y^2 \sin y}{y}$$

$$[-\sin y + \zeta y \cos y - \zeta \sin y] \tan \varphi = \sin y - \cos y$$

$$[\zeta y \cos y - (1 + \zeta) \sin y] \tan \varphi = \sin y - \cos y$$

$$\tan \varphi = \frac{\sin y - \cos y}{\zeta y \cos y - (1 + \zeta) \sin y} \tag{3.8}$$

$$(3.2) \quad g = \frac{y}{\cos \varphi \sin y} \tag{3.9}$$

$$(2.28) \quad \eta = 1$$

$$1 = \frac{g^2 R}{2R_{dc}}$$

$$R_{dc} = \frac{g^2 R}{2} \tag{3.10}$$

$$(3.10) \quad (3.5) ;$$

$$B = \frac{2y^2 + 2yg \sin(\varphi - g) - 2g \sin \varphi \sin y}{\pi g^2 R} \tag{3.11}$$

concept $y = \pi, \zeta = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(3.5)

$$\tan \varphi = \frac{\frac{\sin \pi}{2} - \cos \pi}{\pi} \cdot \frac{1}{0 - \sin \pi}$$

$$\tan \varphi = -\frac{2}{\pi} \quad (3.20)$$

$$\varphi = -32.482 \quad (3.21)$$

$$\sin \varphi = \frac{-2}{4+\pi} = \frac{-1}{1+\pi/4} \quad (3.22)$$

(3.9)

$$g = \frac{\pi/2}{\pi 4+\pi} = \frac{1+\pi/4}{\pi 4+\pi} = 1.8521 \quad (3.23)$$

(3.10)

$$R_{dc} = (1+\pi/4) R = 1.7337 R \quad (3.24)$$

(3.11)

$$B = \frac{2(\pi/2)^2 + 2(\pi/2) - 1 + \pi/4 (-\pi) - 2 \cdot 1 + \pi/4 (-2)}{\pi (1+\pi^2/4) R} = \frac{2}{(1+\pi^2/4) R} = \frac{1}{5.4466R} \quad (3.25)$$

$$\cos \varphi = \frac{\pi}{\pi^2+4} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tan \varphi = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \frac{q_{ii}}{q_d}$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left[\frac{\pi (\pi - 2)}{8 \sqrt{2}} \right]$$

$$\varphi = 49.052 = 0.85613 \text{ rad} \quad (3.27)$$

$$\frac{X}{R} = \tan \varphi$$

$$X = R \tan \varphi = 1.5225 R \quad (3.28)$$

$$(2.29) \quad (3.20)$$

$$C = \frac{V_{cc}}{g^2 R} = R_g \cdot 2$$

$$= \frac{2 V_{cc}}{1 + \pi^2/4} = 1.074 V_{cc} \quad (3.29)$$

P_o

$$= \frac{1}{2} \frac{C^2}{R} = 2 \frac{V_{cc}^2}{(1 + \pi^2/4) R} = 0.577 \frac{V_{cc}^2}{R} \quad ***$$

$$(3.25)$$

ωC

$$= \frac{2}{\pi (1 + \pi^2/4) R}$$

C_1

$$= \frac{2}{2\pi f (1 + \pi^2/4) R} = \frac{1}{2\pi f (5.4466) R} \quad ***$$

$$\omega L_2 = \omega L_2$$

$$QR = 2\pi f L_2$$

L_2

$$= \frac{QR}{2\pi f} \quad ***$$

C_2

$$= \frac{1}{(2\pi f)^2 L_2} \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right) \quad ***$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 = \frac{RR}{(2\pi f)^2 C_1} \quad ***$$

$$RR = \text{reactance ratio} = 10$$

$$\begin{aligned} \frac{\omega L}{R_1} &= \frac{1}{\omega_c R_2} \\ &= \frac{R_1}{R_2 \omega_c^2} \\ &= \frac{RR}{\omega_c^2} \end{aligned}$$

$$I_{DC} = \frac{V_{cc}}{R_{dc}}$$

$$(3.24) ; I_{DC} = \frac{2 V_{cc}}{(1+\pi^2/4)R}$$

$$\frac{V_{cc}}{1.7337 R} \quad ***$$

$$(2.30) ; \zeta = 0$$

$$0 = \frac{dv(\theta)}{d\theta}$$

$$\frac{d}{d\theta} \frac{V_{cc}}{R_{dc} B} [(y-\pi) + \theta + g \sin(\varphi-y) + g \cos(\theta+\varphi)] = 0$$

$$= \frac{V_{cc}}{R_{dc} B} [1 - g \sin(\theta+\varphi)] \quad \theta = \theta_{max}$$

$$0 = \frac{V_{cc}}{R_{dc} B} [1 - g \sin(\theta_{max} + \varphi)] \quad (2.31)$$

$$g \sin(\theta_{max} + \varphi) = 1$$

$$\theta_{max} = [\arcsin 1] - \varphi \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

active device turn on

i_{smax}

DC + i_o

$$i_{smax} = \frac{C}{R} + I = \frac{IRg}{R} + I = I(1+g)$$

$$I = I_{DC}$$

$$\therefore I_{peak} = I_{DC} (1 + 1 + \pi^2/4)$$

$$2.86 I_{DC}$$

$$(2.32), (3.23), (3.25) \quad (2.30)$$

$$V(\theta) = V_{CC} [(\pi - \pi) + (\arcsin 1 - (-32.483)) + 1 + \pi^2/4 \sin(-32.483 - 90) + 1 + \pi^2/4 \cos(\arcsin \frac{1}{g} - +)]$$

$$V(\theta) = \pi V_{CC} (1.1338)$$

$$V(\theta) = 3.56201 V_{CC} \quad ***$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

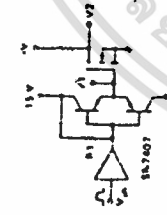
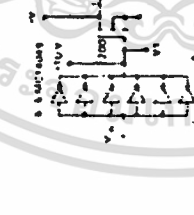

Appendix 14-1 Tabulation of PA Characteristics

Class	Number of Devices	Version	Figure or [Reference]	η %	$\frac{P_o}{V_{CC}^2/R}$	$\frac{P_i}{V_{CC}^2/R}$	$\frac{V_{C,max}}{V_{CC}}$	$\frac{I_{C,max}}{I_{C}}$	P_{max}
A	1	Single-ended	Fig. 12-3	50	1/2	1	2	2	1/8
A	2	Complementary	[12-2]	50	1/8	1/4	1	2	1/4
A	2	Push-pull	Sim. Fig. 12-6	50	1/2	1	2	1	1/4
B	1	Single-ended	Fig. 13-1	78.5	1/2	$2/\pi$	2	π	1/8
B	2	Complementary	[12-2]	78.5	1/8	$1/2\pi$	1	π	1/4
B	2	Push-pull	Fig. 12-6	78.5	1/2	$2/\pi$	2	$\pi/2$	1/4
BD*	2	$R_s = R$	[12-24]	84.1	$\pi^2/8$	$\pi^2/4-1$	π	$1/(1-4/\pi^2)$	$1/2\pi$
C	1	$\gamma = 73.5^\circ$	Fig. 13-1	85	1/2	0.588	2	3.80	0.112
C	1	$\gamma = 59.0^\circ$	Fig. 13-1	90	1/2	0.566	2	4.07	0.0965
C	2	Push-pull, $\gamma = 73.5^\circ$	Sim. Fig. 12-5	85	1/2	0.588	2	1.90	0.225
C, saturating*	1	$\gamma = 71.5^\circ, \gamma_s = 22.0^\circ$ $R_{em} = 0.1R$	Fig. 13-1	79.6	0.506	0.636	2	5.27	0.075
C, mixed-mode*	1	Approximate	Fig. 13-4	70	0.62	0.9	4	3	0.05
D	2	Complementary	Fig. 14-1	100	$2/\pi^2$	$2/\pi^2$	1	π	$1/\pi$
D	2	Push-pull, voltage switch	Fig. 14-2	100	$8/\pi^2$	$8/\pi^2$	2	$\pi/2$	$1/\pi$
D*	2	Push-pull, current switch	Fig. 14-3	100	$\pi^2/8$	$\pi^2/8$	π	1	$1/\pi$
E	1	Optimum, $\gamma = \pi/2$	Figs. 14-7, 14-8	100	$2/(1+\pi^2/4)$	$2/(1+\pi^2/4)$	3.56	2.86	0.0981
F	1	3rd harmonic resonator	Fig. 14-9	88.4	81/128	$9/4\pi$	1	π	9/64
F*	1	2nd harmonic resonator	[14-4]	84.9	8/9	$\pi/3$	8/3	2	$1/2\pi$

F	1	Transmission line	Fig. 14-10	100	$8/\pi^2$	$8/\pi^2$	2	π	$1/2\pi$
I, "hi-Io"	1	{ Resistive load for all frequencies	[14-29]	81.1	$8/\pi^2$	1	2	2	$2/\pi^2$
G ^c	4	{ Complementary $\pm V_{CC}, \pm \frac{1}{2}V_{CC}$	[14-27]	84.2	1/2	0.594	1	c	1/4
H ^d	4	{ Class S Complementary Class B	[14-28]	100	1/8	1/8	1	d	1/4
S ^{a,b}	1	Modulator	Fig. 14-12	100	1	1	1	1	1
S	2	Amplifier	Fig. 14-11	100	1/8	1/8	1	4	1/4

Note: All values are for peak output power, and assume ideal devices (except for a); see text for the effects of saturation voltage and resistance and transition time. Collector currents in all PAs except those marked (a) are pieces of biased sinusoids. All outputs are sinusoids except for (b) which is dc. In the Class G PA (c), devices operating from $\pm V_{CC}$ have $I_{C,max} = V_{CC}/R$ and devices operating from $\pm \frac{1}{2}V_{CC}$ have $I_{C,max} = V_{CC}/2R$. In the Class H PA (d), the devices in the Class S modulator have $I_{C,max} = I_{dc}$, while the devices in the Class B portion have $I_{C,max} = \pi I_{dc}$.

TABLE 3 --- Switching Speeds of Various CMOS Gate Drives (continued)

	Gate Switching Times (ns)				Drain Switching Times (ns)			
	Turn-on Delay (V_{in} vs V_{o1})	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_{o1})	Turn-off Fall Time	Turn-on Delay (V_{in} vs V_{o2})	Turn-on Fall Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_{o2})	Turn-off Rise Time
Circuit 12 SN7407 Buffer Driving a Complementary Emitter-Follower	30	140	20	20	50	20	40	10
								
Circuit 13 Six Paralleled CMOS Inverters (MC14049UB)	60	430	20	20	110	40	40	10
								
Circuit 14 Dual Peripheral Driver (MC1472)	30	920	20	130	100	160	90	30
								
*Transformer Specs Ferrocube 3019P3CB $N_1 = N_2 = N_3 = 10$ Turns $L_p = 0.6$ mH								

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 3 — Switching Speeds of Various T MOS Gate Drives

	Gate Switching Times (ns)				Drain Switching Times (ns)			
	Turn-on Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-off Fall Time	Turn-on Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-on Fall Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-off Rise Time
Circuit 1 Simple Pulse Transformer	15	85	35	230	25	25	185	20
Circuit 2 Pulse Transformer w/Feedback Zener	15	90	25	190	30	25	125	35
Circuit 3 Pulse Transformer w/Speed-up Diode	30	95	220	1250	60	35	640	230
	50	1500	280	1100	220	340	960	230
			With Diode					
			Without Diode					

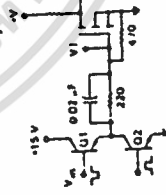
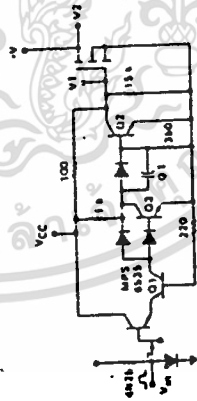
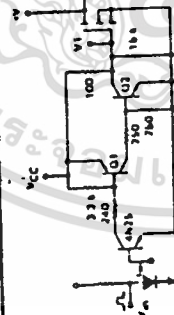
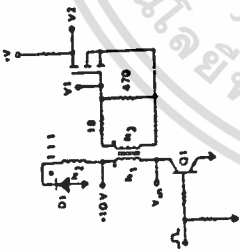
MOTOROLA T MOS POWER MOSFET DATA

1-6-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 3 — Switching Speeds of Various TMOS Gate Drives (continued)

	Gate Switching Times (ns)			Drain Switching Times (ns)		
	Turn-on Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_1)	Turn-on Delay (V_{in} vs V_2)	Turn-on Fall Time	Turn-off Delay (V_{in} vs V_2)
Circuit 4 Quasi-Push-Pull Transformer Drive	15	85	40	30	25	160
Circuit 5 Standard Opto-Coupling Circuit	3900	460	1600	4000	80	1750
Circuit 6 High S.W. Opto-Coupling Circuit	3700	420	450	3800	75	520
Circuit 7 High Performance Push-Pull Circuit	20	60	25	30	20	45
						15



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 3 — Switching Speeds of Various CMOS Gate Drives (continued)

	Gate Switching Times (ns)				Drain Switching Times (ns)			
	Turn-on Delay (V _{in} vs V _{g1})	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V _{in} vs V _{g1})	Turn-off Fall Time	Turn-on Delay (V _{in} vs V _{g2})	Turn-on Rise Time	Turn-off Delay (V _{in} vs V _{g2})	Turn-off Fall Time
Circuit 8 High Performance Push-Pull Circuit	20	60	45	70	40	25	85	15
Circuit 9 Low Power Schottky TTL	110	5000	50	600	480	1000	375	150
Circuit 10 Parallel Low Power Schottky TTL	45	1500	30	210	180	310	140	50
Circuit 11 Parallel SN7407 Buffers with Pull-Up Resistance	25	710	30	140	60	60	130	30

MOTOROLA TMS POWER MOSFET DATA

1-6-13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

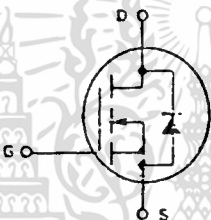
MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**IRF840
IRF841
IRF842
IRF843**

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

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

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



MAXIMUM RATINGS

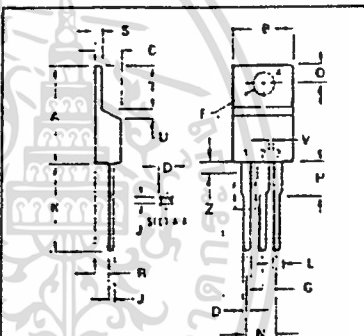
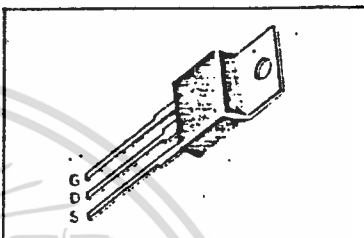
Rating	Symbol	IRF				Unh
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage ($I_{FGS} = 1.0$ mA)	V_{DGR}	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-20				Vdc
Drain Current Continuous	I_D	8.0		7.0		Adc
	I_{DM}	32		26		
Total Power Dissipation 4. $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	125 1.0				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance	Symbol	IRF	°C/W
Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.0	
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	
Maximum Lead Temp for Soldering Purpose... 1" from Case for 5 Seconds	T_L	275	°C

See the MTP8N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet. The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

Part Number	V_{DS}	$r_{DS(on)}$	I_D
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.65 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



- NOTES
- 1 DIMENSION W APPLIES TO ALL LEADS
 - 2 DIMENSION L APPLIES TO LEADS 1 AND 2
 - 3 DIMENSION Z SHOWS A TYPICAL VALUE FOR BOTH ANGLE AND LEAD CURVATURES AND IS APPROXIMATE
 - 4 DIMENSIONS AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M 1987
 - 5 ESTIMATED DIMENSION WHEN

DIMENSIONS		DIMENSIONS	
MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.10	0.75	0.875
B	0.65	1.0	0.325
C	0.45	0.82	0.150
D	0.64	0.85	0.225
E	0.61	0.73	0.47
F	0.61	0.67	0.205
G	0.70	0.93	0.115
H	0.36	0.56	0.014
I	1.27	1.47	0.560
J	1.14	1.39	0.045
K	0.83	0.93	0.180
L	2.54	3.04	0.100
M	2.04	2.78	0.080
N	1.14	1.39	0.045
O	0.57	0.47	0.235
P	0.66	1.77	0.050
Q	1.14	0.045	
R	0.70	0.045	

CASE 221A-02
TO-220AB

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFB40-843

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 = 0.25 mA)	IRFB41, IRFB43 IRFB40, IRFB42	V _{BR(DSS)}	450 500	— —	V _{dc}
Zero-Gate-Voltage Drain Current (V _{GS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{GS} = 0 & Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)		I _{DSS}	— —	0.25 100	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GS} = 20 V _{dc} , V _{DS} = 0)		I _{GSSF}	—	500	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GS} = 20 V _{dc} , V _{DS} = 0)		I _{GSSR}	—	500	nAdc

ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)		V _{GS(th)}	2.0	4.0	V _{dc}
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 V _{dc} , I _D = 4.0 Adc)	IRFB40, IRFB41 IRFB42, IRFB43	r _{DS(on)}	—	0.85 1.0	Ohm
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} ≥ 6.6 V _{dr}) (V _{DS} ≥ 7.0 V _{dc})	IRFB40, IRFB41 IRFB42, IRFB43	I _{D(on)}	8.0 7.0	— —	Adc
Forward Transconductance (V _{DS} = 6.6 V, I _D = 4.0 A) (V _{DS} = 7.0 V, I _D = 4.0 A)	IRFB40, IRFB41 IRFB42, IRFB43	g _{FS}	4.0 4.0	— —	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C _{iss}	—	1600	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	150	

SWITCHING CHARACTERISTICS*					
Turn-On Delay Time	(V _{DD} = 200 V, I _D = 4.0 A _{pl} , R _{θ(j-c)} = 4.7 Ohms)	t _{don}	—	35	ns
Rise Time		t _r	—	15	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	80	
Fall Time		t _f	—	30	
Total Gate Charge	(V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0.8 × Rated V _{DSS} , I _D = Rated I _D)	Q _g	40 (Typ)	60	nC
Gate Source Charge		C _{gs}	20 (Typ)	—	
Gate Drain Charge		Q _{gd}	20 (Typ)	—	

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	—	1.5 (1)	V _{dc}
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	600 (Typ)	—	ns

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L _d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	—	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L _s	7.5 (Typ)	—	—	nH

* Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%.
(1) Add 0.1 V for IRFB40 and IRFB41.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF111/LF211/LF311 Voltage Comparators

General Description

The LF111, LF211 and LF311 are FET input voltage comparators that virtually eliminate input current errors. Designed to operate over a 5.0V to $\pm 15V$ range the LF111 can be used in the most critical applications.

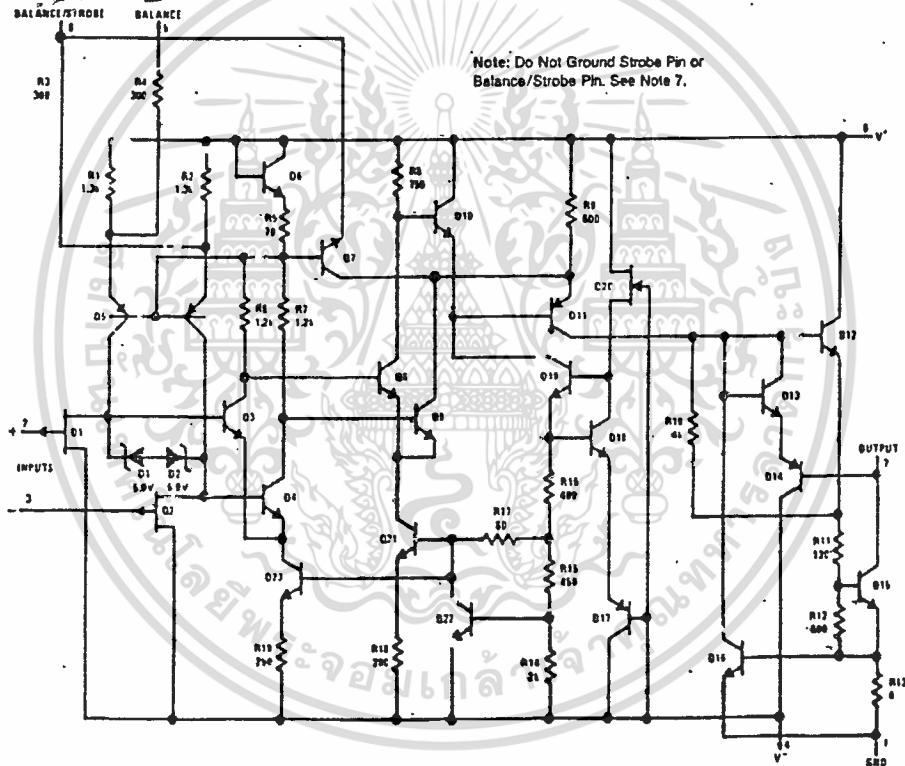
The extremely low input currents of the LF111 allows the use of a simple comparator in applications usually requiring input current buffering. Leakage testing, long time delay circuits, charge measurements, and high source impedance voltage comparisons are easily done.

Further, the LF111 can be used in place of the LM111 eliminating errors due to input currents. See the "application hints" of the LM311 for application help.

Features

- Eliminates input current errors
- Interchangeable with LM111
- No need for input current buffering

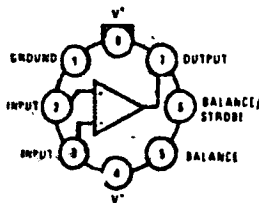
Schematic Diagram



Note: Do Not Ground Strobe Pin or Balance/Strobe Pin. See Note 7.

Connection Diagram

Metal Can Package



Top View

Order Number LF111H, LF211H or LF311H
See NS Package Number H08C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF111/LF211/LF311

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

(Note 8)

	LF111/LF211	LF311	Operating Temp. Range	LF111/LF211	LF311
Total Supply Voltage (V_{S4})	36V	36V	LF111	-55°C to +125°C	
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V	40V	LF211	-25°C to +85°C	
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V	30V	LF311		0°C to +70°C
Differential Input Voltage	±30V	±30V	Storage Temp. Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Input Voltage (Note 1)	±15V	±15V	Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Power Dissipation (Note 2)	500 mW	500 mW	ESD rating to be determined.		
Output Short Circuit Duration	10 seconds	10 seconds			

Electrical Characteristics (LF111/LF211) (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_S \leq 50\text{k}$		0.7	4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		5.0	25	pA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		20	50	pA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5.0\text{ mV}, I_{OUT} = 50\text{ mA}, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Strobe On Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \leq 5.0\text{ mV}, V_{OUT} = 35\text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50\text{k}$			6.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		2.0	3.0	nA
Input Bias Current	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		5.0	7.0	nA
Input Voltage Range		-13.5	±14	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5\text{V}, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -6.0\text{ mV}, I_{OUT} \leq 8.0\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5.0\text{ mV}, V_{OUT} = 35\text{V}$		-0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ±15V supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LF111 is +150°C, the LF211 is +110°C and the LF311 is +85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of +65°C/W junction to ambient (in 400 linear feet/min air flow), +165°C/W junction to ambient (in static air), or +20°C/W junction to case.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$, and the Ground pin at ground, and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for the LF111, unless otherwise stated. With the LF211, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ and for the LF311 $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5.0V supply up to ±15V supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1.0 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive.

Note 6: For input voltages greater than 15V above the negative supply the bias and offset currents will increase—see typical performance curves.

Note 7: This specification gives the current that must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 6 mA.

Note 8: Refer to RETSF111X for LF111H military specifications.

Electrical Characteristics (LF311) (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_S \leq 50\text{k}$		2.0	10	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		5.0	75	pA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		25	150	pA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10\text{ mV}, I_{OUT} = 50\text{ mA}, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Strobe On Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10\text{ mV}, V_{OUT} = 35\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50\text{k}$			15	mV
Input Offset Current (Note 4)	$V_S = \pm 15\text{ V}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		1.0		nA
Input Bias Current	$V_S = 15\text{ V}, V_{CM} = 0$ (Note 6)		3.0		nA
Input Voltage Range			+14 -13.5		V V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5\text{ V}, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10\text{ mV}, I_{OUT} \leq 8.0\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for $\pm 15\text{ V}$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LF111 is $+150^\circ\text{C}$, the LF211 is $+110^\circ\text{C}$ and the LF311 is $+85^\circ\text{C}$. For operating at elevated temperatures, devices in the HO6 package must be derated based on a thermal resistance of $+165^\circ\text{C/W}$, junction to ambient, or $+20^\circ\text{C/W}$, junction to case.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{ V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ for the LF111, unless otherwise stated. With the LF211, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ and for the LF311 $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5.0 mV supply up to $\pm 15\text{ V}$ supplies.

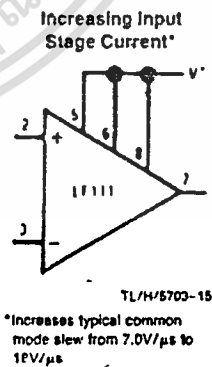
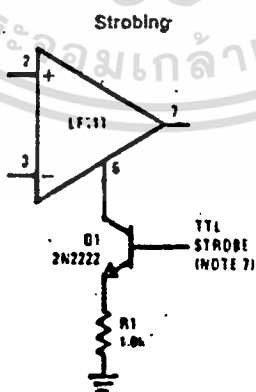
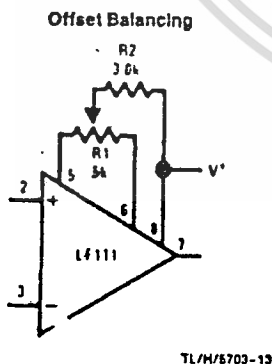
Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1.0 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive.

Note 6: For input voltages greater than 15V above the negative sup., the bias and offset currents will increase—see typical performance curves.

Note 7: This specification gives the current that must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground, it should be current driven at 3 to 5 mA.

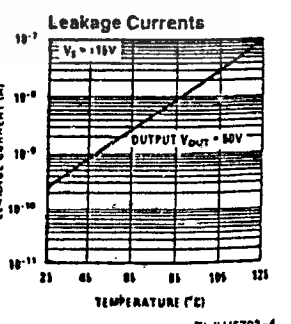
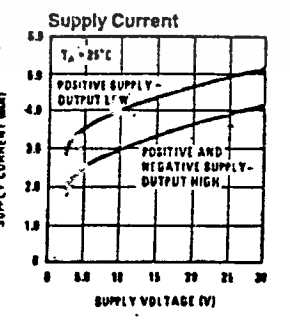
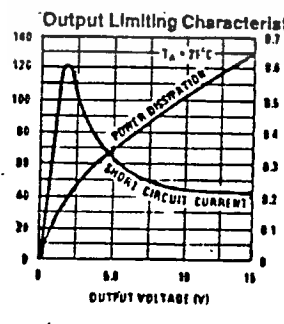
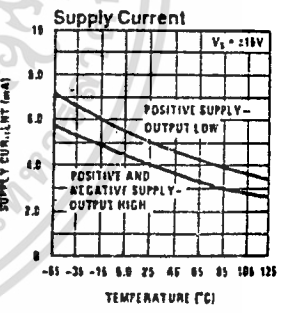
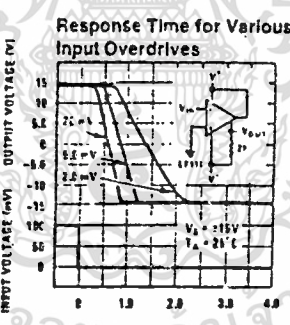
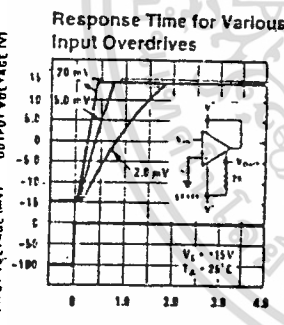
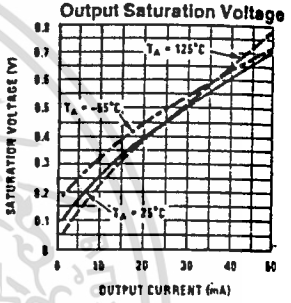
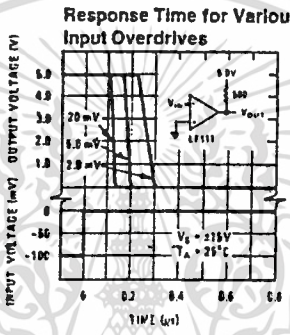
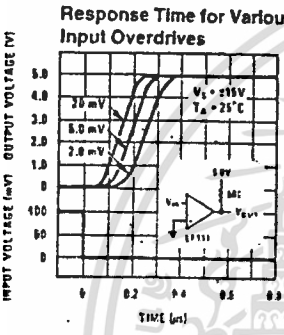
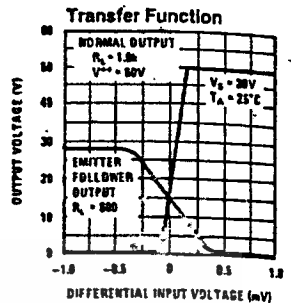
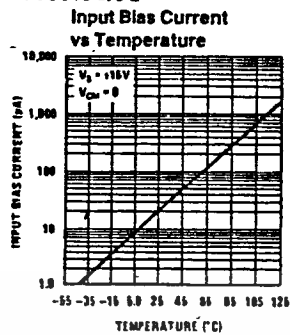
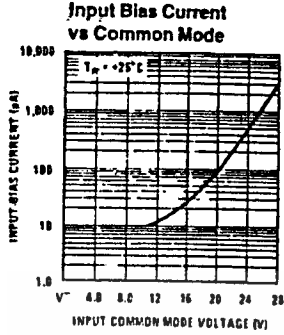
Auxiliary Circuits



Note: Do Not Ground Strobe Pin

LF111/LF211/LF311

Typical Performance Characteristics

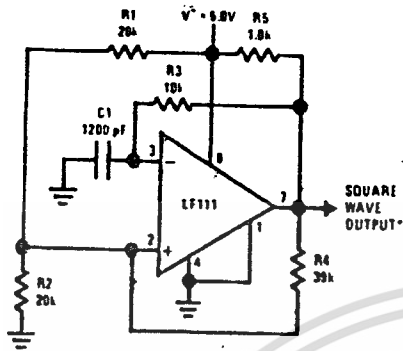


TL/H/5703-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

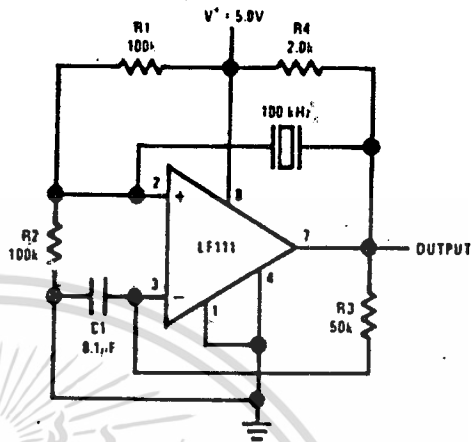
100 kHz Free Running Multivibrator



*TTL or DTL fanout of two.

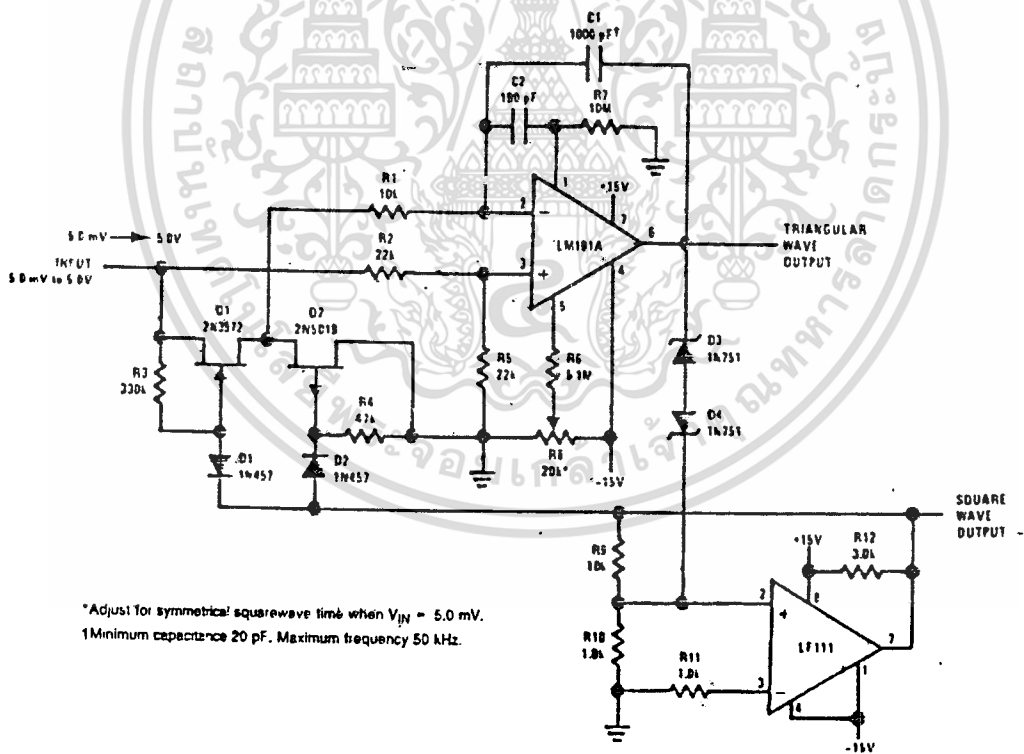
TL/H/5703-7

Crystal Oscillator



TL/H/5703-3

10 Hz to 10 kHz Voltage Controlled Oscillator



*Adjust for symmetrical squarewave time when $V_{IN} = 5.0$ mV.
 †Minimum capacitance 20 pF. Maximum frequency 50 kHz.

TL/H/5703-5

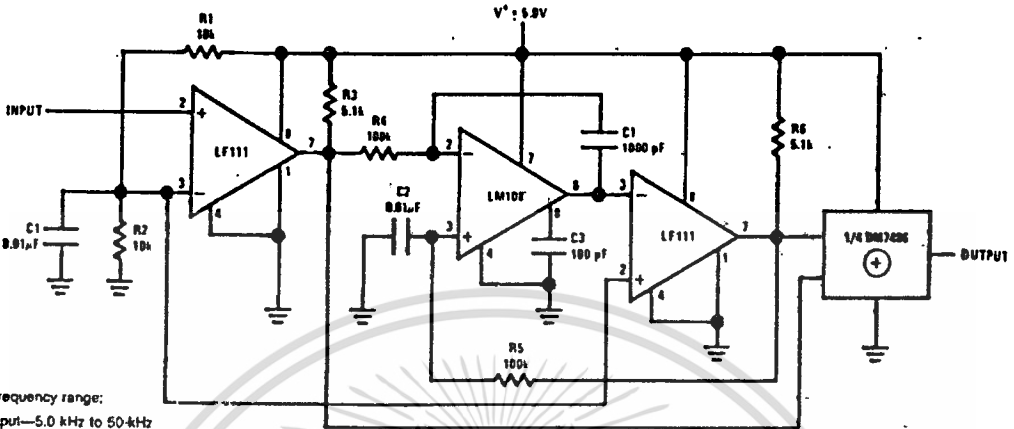
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF111/LF211/LF311

Typical Applications (Continued)

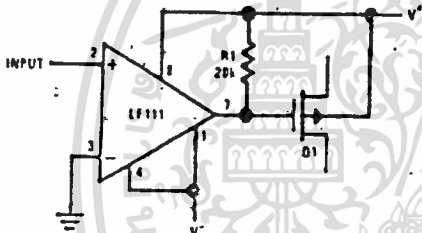
Frequency Doubler



Frequency range:
 Input—5.0 kHz to 50 kHz
 Output—10 kHz to 100 kHz

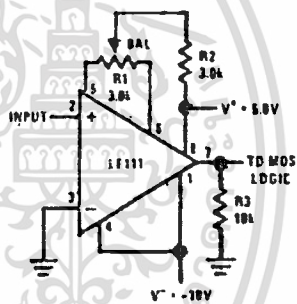
TL/H/5703-8

Zero Crossing Detector Driving MOS Switch



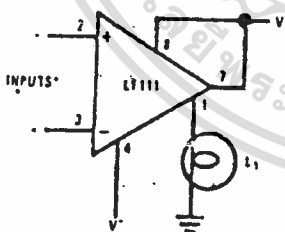
TL/H/5703-9

Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



TL/H/5703-10

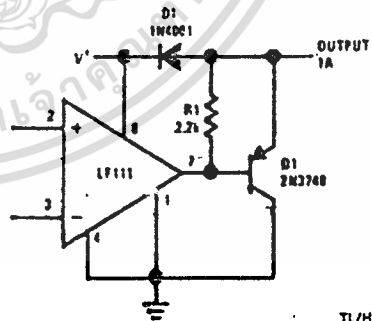
Driving Ground-Referred Load



TL/H/5703-11

*Input polarity is reversed when using pin 1 as output.

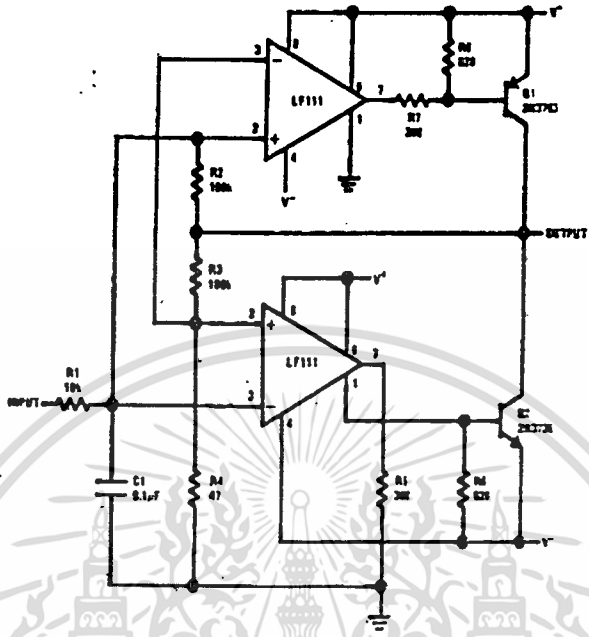
Comparator and Solenoid Driver



TL/H/5703-12

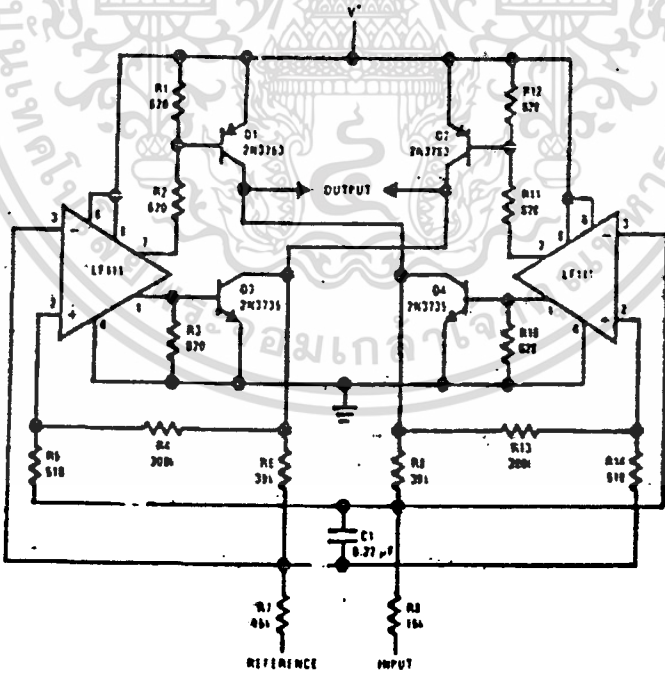
Typical Applications (Continued)

Switching Power Amplifier



TL/H/6703-16

Switching Power Amplifier



TL/H/6703-17

LF111/LF211/LF311

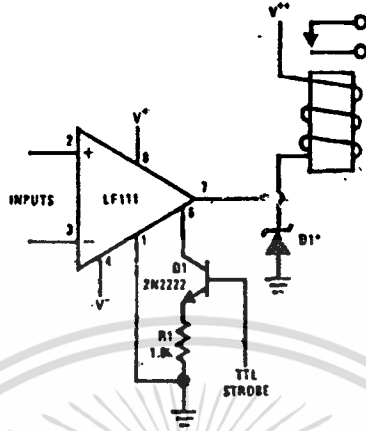


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF111/LF211/LF311

Typical Applications (Continued)

Relay Driver with Strobe

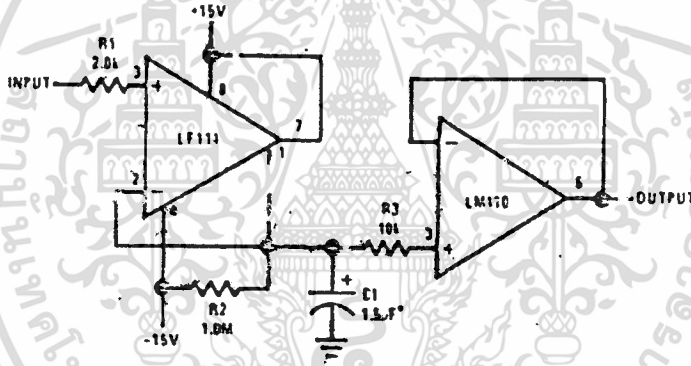


*Absorbs inductive kickback of relay and protects IC from severe voltage transients on V+ line.

TL/H/5703-18

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

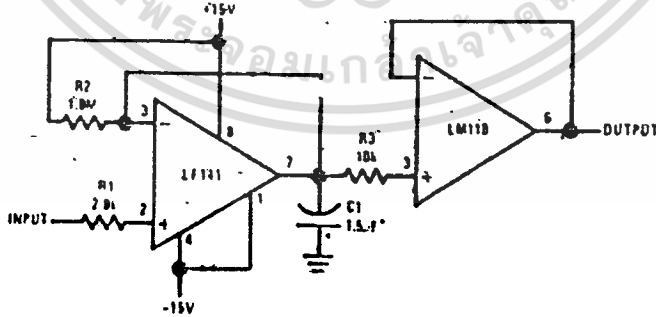
Positive Peak Detector



*Solid tantalum

TL/H/5703-19

Negative Peak Detector



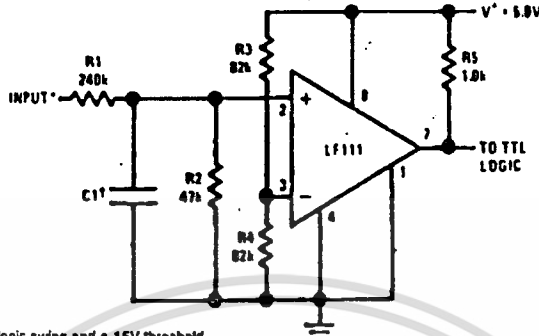
*Solid tantalum

TL/H/5703-20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

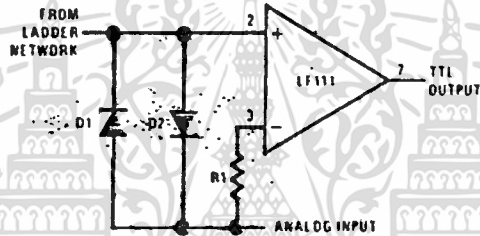
TTL Interface with High Level Logic



*Values shown are for a 0 to 30V logic swing and a 15V threshold.
 †May be added to control speed and reduce susceptibility to noise spikes

TL/H/5703-21

Using Clamp Diodes to Improve Response



TL/H/5703-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





LM494 Pulse Width Modulated Control Circuit

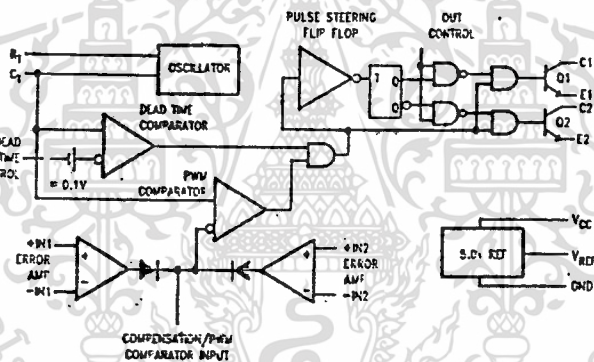
General Description

The LM494 is a monolithic integrated circuit which includes all the necessary building blocks for the design of pulse width modulated (PWM) switching power supplies, including push-pull, bridge and series configurations. The device can operate at switching frequencies between 1.0 kHz and 300 kHz and output voltages up to 40V. The operating temperature range specified for the LM494C is 0°C to 70°C and for the LM494V is -40°C to +85°C.

Features

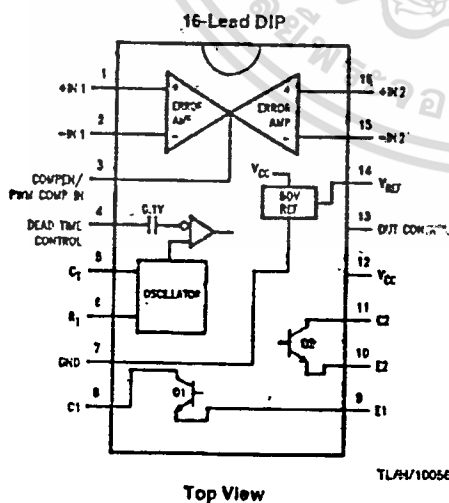
- Uncommitted output transistors capable of 200 mA source or sink
- On-chip error amplifiers
- On-chip 5.0V reference
- Internal protection from double pulsing of outputs with narrow pulse widths or with supply voltages below specified limits
- Dead time control comparator
- Output control selects single ended or push-pull operation
- Easily synchronized (slaved) to other circuits

Block Diagram



TLH/10056-2

Connection Diagram



Ordering Information

Device Code	Package Code	Package Description
LM494JN	N16A	Molded DIP
LM494CJ	J16A	Ceramic DIP
LM494CN	N16A	Molded DIP



LM494

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Storage Temperature Range		-65°C to +175°C
Ceramic DIP		-65°C to +175°C
Molded DIP		-65°C to +150°C
Operating Temperature Range		
Industrial (LM494I)		-40°C to +85°C
Commercial (LM494C)		0°C to +70°C
Lead Temperature		
Ceramic DIP (Soldering, 60 sec.)		300°C
Molded DIP (Soldering, 10 sec.)		265°C
Internal Power Dissipation (Notes 1, 2)		
16L-Ceramic DIP		1.50W
16L-Molded DIP		1.04W
Supply Voltage		42V
Voltage from Any Lead to Ground (except Lead 8 and Lead 11)		$V_{CC} + 0.3V$

Output Collector Voltage	42V
Peak Collector Current (I _{C1} and I _{C2})	250 mA
ESD Susceptibility	(to be determined)

Recommended Operating Conditions

Power Supply Voltage (V _{CC})	7.0V to 40V
Voltage on Any Lead except Leads 8 and 11 (Referenced to Ground) (V _I)	-0.3V to V _{CC} + 0.3V
Output Voltage Collector (V _{C1} , V _{C2})	-0.3V to 40V
Output Collector Current (I _{C1} , I _{C2})	200 mA
Timing Capacitor (C _T)	470 pF to 10 μF
Timing Resistor (R _T)	1.8 kΩ to 500 kΩ
Oscillator Frequency (f _{OSC})	1.0 kHz to 300 kHz

LM494

Electrical Characteristics T_A = 0°C to +70°C for the LM494C, T_A = -40°C to +85°C for the LM494I, V_{CC} = 15V, f_{OSC} = 10 kHz, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
REFERENCE SECTION						
V _{REF}	Reference Voltage (Note 3)	I _{REF} = 1.0 mA	4.75	5.0	5.25	V
Reg _{LINE}	Line Regulation of Reference Voltage	7.0V ≤ V _{CC} ≤ 40V		2.0	25	mV
TCV _{REF}	Temperature Coefficient of Reference Voltage	0°C ≤ T _A ≤ 70°C		0.01	0.03	%/°C
Reg _{LOAD}	Load Regulation of Reference Voltage	1.0 mA ≤ I _{REF} ≤ 10 mA		1.0	15	mV
I _{OS}	Output Short Circuit Current	V _{REF} = 0V				
		0°C ≤ T _A ≤ +70°C	10	35	50	mA
		-40°C ≤ T _A ≤ +85°C		35		
OSCILLATOR SECTION						
f _{OSC}	Oscillator Frequency (Figure 10)	C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ		10		kHz
Δf _{OSC}	Oscillator Frequency Change	C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ			2.0	%
		0°C ≤ T _A ≤ +70°C			2.0	
		-40°C ≤ T _A ≤ +85°C			2.0	
DEAD TIME CONTROL SECTION						
I _{B(DT)}	Input Bias Current	V _{CC} = 15V, 0V ≤ V _A ≤ 5.25V		-2.0	-10	μA
DC _(Max)	Maximum Duty Cycle, Each Output	V _{CC} = 15V, Lead 4 = 0V, Output Control = V _{REF}	45			%
V _{TH(in)}	Input Threshold Voltage	Zero Duty Cycle		3.0	3.3	V
		Maximum Duty Cycle	0			
ERROR-AMPLIFIER SECTIONS						
V _{IO}	Input Offset Voltage	V ₃ = 2.5V		2.0	10	mV
I _{IO}	Input Offset Current	V ₃ = 2.5V		25	250	nA
I _{IB}	Input Bias Current	V ₃ = 2.5V		0.2	1.0	μA
V _{ICR}	Input Common Mode Voltage Range	7.0V ≤ V _{CC} ≤ 40V	-0.3		V _{CC}	V
A _{VS}	Large Signal Voltage Gain	0.5V ≤ V ₃ ≤ 3.5V	60	74		dB
BW	Bandwidth			650		kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM494

Electrical Characteristics $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$ for the LM494C, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ for the LM494I,
 $V_{CC} = 15\text{V}$, $f_{osc} = 10\text{kHz}$, unless otherwise specified (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
PWM COMPARATOR SECTION (Figure 9)						
V_{THI}	Inhibit Threshold Voltage	Zero Duty Cycle		4.0	4.5	V
I_{O^-}	Output Sink Current (Note 4)	$0.5\text{V} \leq V_3 \leq 3.5\text{V}$	-0.2	-0.6		mA
I_{O^+}	Output Source Current (Note 4)	$0.5\text{V} \leq V_3 \leq 3.5\text{V}$	2.0			mA
OUTPUT SECTION						
$V_{CE(sat)}$	Output Saturation Voltage Common Emitter Configuration (Figure 3)	$V_E = 0\text{V}$, $I_C = 200\text{mA}$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		1.1 1.3	V
	Emitter Follower Configuration (Figure 4)	$V_C = 15\text{V}$, $I_E = 200\text{mA}$			1.5 2.5	
$I_{C(off)}$	Collector Off-State Current	$V_{CC} = 40\text{V}$, $V_{CE} = 40\text{V}$		2.0	100	μA
$I_{E(off)}$	Emitter Off-State Current	$V_{CC} = V_C = 40\text{V}$, $V_E = 0$	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		-100	μA
OUTPUT CONTROL (Figure 6)						
V_{OCL}	Output Control Voltage Required for Single Ended or Parallel Output Operation				0.4	V
V_{OCH}	Output Control Voltage Required for Push-Pull Operation		2.4			V
TOTAL DEVICE						
I_{CC}	Standby Power Supply Current			6.0	10	mA
OUTPUT AC CHARACTERISTICS Use Recommended Operating Conditions with $T_A = 25^\circ\text{C}$						
t_r	Rise Time of Output Voltage Common Emitter Configuration (Figure 3)			100	200	ns
	Emitter Follower Configuration (Figure 4)			100	200	
t_f	Fall Time of Output Voltage Common Emitter Configuration (Figure 3)			25	100	ns
	Emitter Follower Configuration (Figure 4)			40	100	

Note 1: $T_{J\text{max}} = 150^\circ\text{C}$ for the Molded DIP, and 175°C for the Ceramic DIP.

Note 2: Ratings apply to ambient temperature at 25°C . Above this temperature, derate the 16L-Ceramic DIP at $10\text{mW}/^\circ\text{C}$, and the 16L-Molded DIP at $8.3\text{mW}/^\circ\text{C}$.

Note 3: Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

Note 4: These limits apply when the voltage measured at Lead 5 is within the range specified.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

The basic oscillator (switching) frequency is controlled by an external resistor (R_T) and capacitor (C_T). The relationship between the values of R_T , C_T and frequency is shown in Figure 10.

The level of the sawtooth wave form is compared with an error voltage by the pulse width modulated comparator. The output of the PWM Comparator directs the pulse steering flip-flop and the output control logic.

The error voltage is generated by the error amplifier. The error amplifier boosts the voltage difference between the output and the 5.0V internal reference. See Figure 7 for error amp sensing techniques. The second error amp is typically used to implement current-limiting.

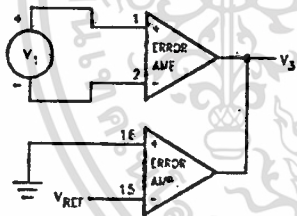
The output control logic selects either push-pull or single-ended operation of the output transistors (see Figure 6).

The dead time control prevents on-state overlap of the output transistors as can be seen in Figure 5. The dead time is approximately 3.0% or 5.0% of the total period if the dead time control is grounded. This dead time can be increased by connecting the dead time control to a voltage up to 5.0V.

The frequency response of the error amps (Figure 11) can be modified by using external resistors and capacitors. These components are typically connected between the compensation terminal and the inverting input of the error amps.

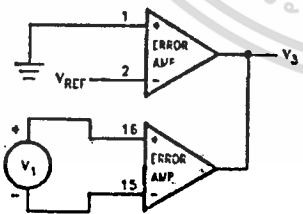
The switching frequency of two or more LM494 circuits can be synchronized. The timing capacitor, C_T , is connected as shown in Figure 8. Charging current is provided by the master circuit. Discharging is through all the circuits slaved to the master. R_T is required only for the master circuit.

Test Circuits



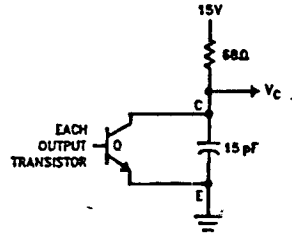
TL/H/10056-3

FIGURE 1. Error Amplifier Test Circuit

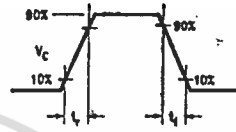


TL/H/10056-4

FIGURE 2. Current Limit Sense Amplifier Test Circuit

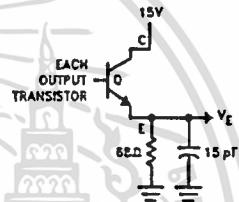


TL/H/10056-6

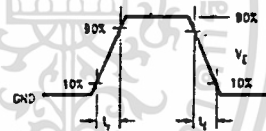


TL/H/10056-6

FIGURE 3. Common Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

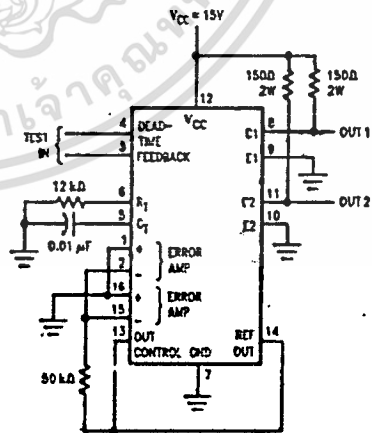


TL/H/10056-7



TL/H/10056-8

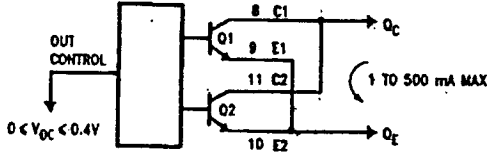
FIGURE 4. Emitter Follower Configuration Test Circuit and Waveform



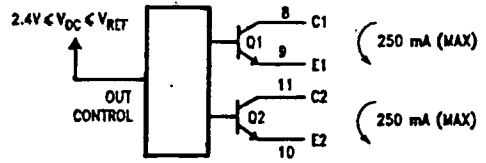
TL/H/10056-9

FIGURE 5. Dead Time and Feedback Control Test Circuit

Typical Applications

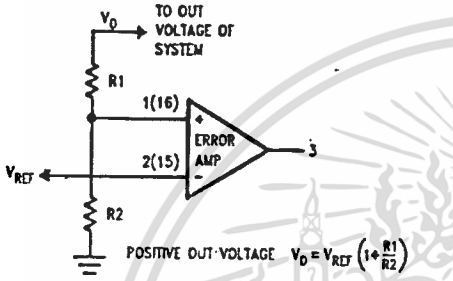


TL/H/10056-10

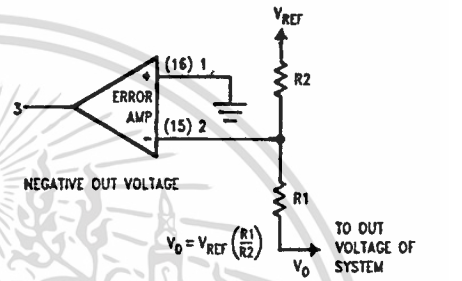


TL/H/10056-11

FIGURE 6. Output Connections for Single Ended and Push-Pull Configurations

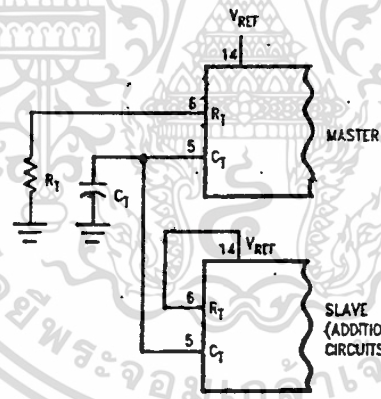


TL/H/10056-12



TL/H/10056-13

FIGURE 7. Error Amplifier Sensing Techniques



TL/H/10056-14

FIGURE 8. Slaving Two or More Control Circuits

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM494

Typical Applications (Continued)

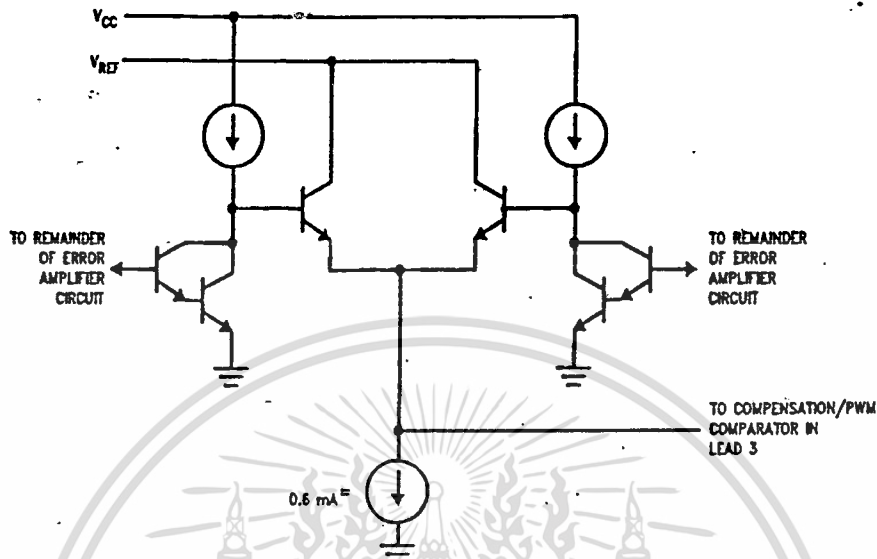


FIGURE 9. Error Amplifier and Current Limit Sense Amplifier Output Circuits

TL/H/10056-15

Typical Performance Characteristics

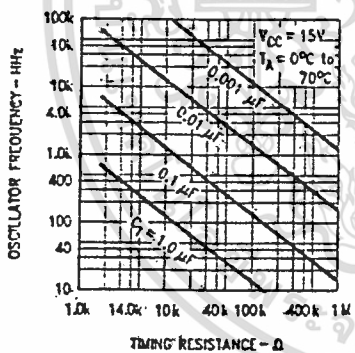


FIGURE 10. Oscillator Frequency vs Timing Resistance

TL/H/10056-16

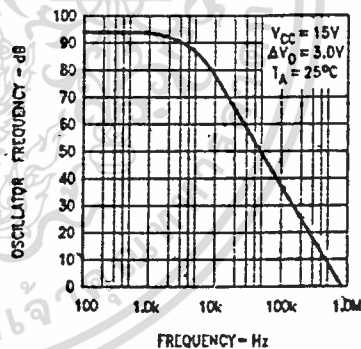
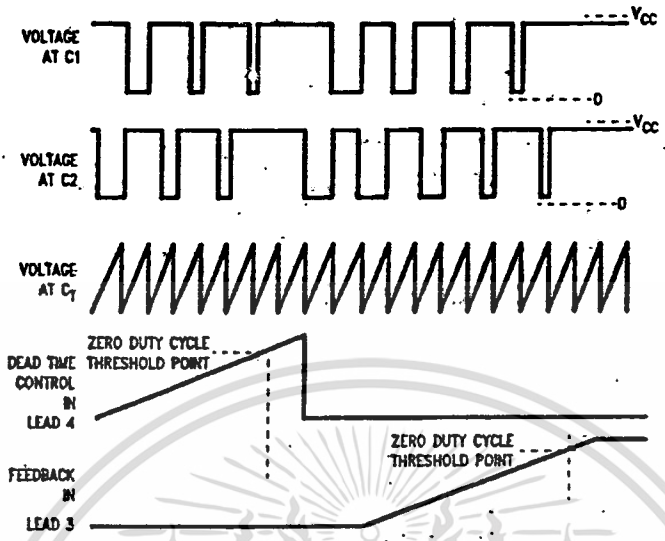


FIGURE 11. Amplifier Voltage Gain vs Frequency

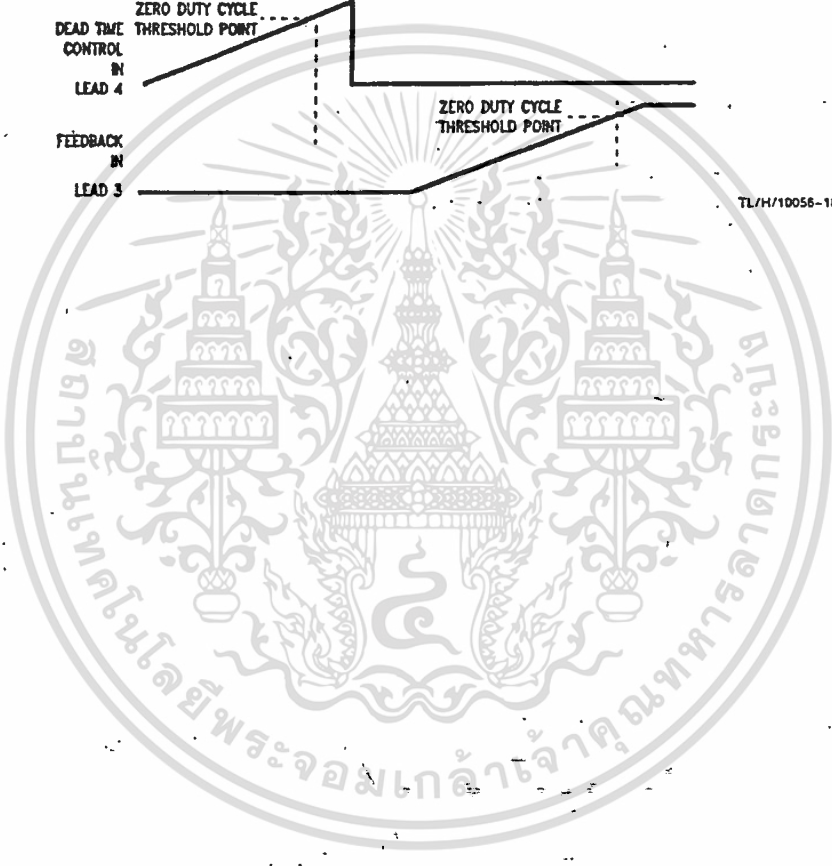
TL/H/10056-17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage Waveforms



TL/H/10056-18



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้