



ปีการศึกษา 2530

สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย

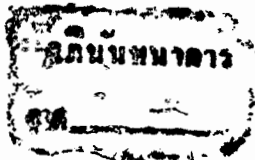
โดย

ชวิชัย ชนวิฒนสกุล 271075

พงศ์ฤทธิ วัฒนพาท 271138

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. วรศักดิ์ จิตรภักดี



ปริญญาโทปีการศึกษา 2530

ภาควิชา ระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย

ผู้จัดทำ

1... พงศ์ฤทธิ วัฒนพาหุ

2... ธวัชชัย ชนวิณะกุล



อาจารย์ที่ปรึกษา

(วรรคดี จิตรภักดี)

สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย

พงศ์ฤทธิ วัฒนพาหุ
ธวัชชัย ชนวัฒน์กุล
วรศักดิ์ จิตรภักดี อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย เป็นพาวเวอร์ซัพพลายที่ใช้หลักการสวิตชิง ด้วยความถี่สูง ควบคุมโดยชุดวงจรควบคุมขับ พัลส์วิทมอดคูลเลชัน โดยสร้างสัญญาณควบคุมความถี่สูง ไปขับทรานซิสเตอร์กำลังของวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้ไฟกระแสสลับความถี่สูง จากนั้นแปลงให้มีแรงดันต่ำลงด้วยหม้อแปลงความถี่สูง แล้วแปลงกลับเป็นไฟกระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับโหลด โดยมีการป้อนกลับไปยังวงจรควบคุมเพื่อให้ได้แรงดันที่คงที่ พาวเวอร์ซัพพลายชนิดนี้มีข้อดีกว่าแบบธรรมดา คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบากว่า ในขณะที่จ่ายกำลังเท่ากัน

SWITCHING POWER SUPPLY

Pongrit Vatanapáhu

Tawatchai Chanawattanaku]

Worasak Chittrapakdee Advisor

1987

Abstract

Switching power supply is power supply using high frequency switching principle . PWM Control circuit generates high frequency signal to drive power transistor of converter circuit . Then we obtain high frequency , high voltage AC is transferred by the step-down high frequency transformer . Low voltage AC is rectified by the output rectifier , to DC output voltage , and feedback to PWM Control circuit to control output voltage . This power supply is advantage to linear power supply in its lighter weight and smaller size at same power .

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ ภาคเรียงกระแสขาเข้า ชุดวงจรเรียงไฟกระแสสลับ หม้อแปลงความถี่สูง ภาคเรียงกระแสขาออก ส่วนผลิตสัญญาณควบคุม ส่วนป้อนกลับ ชุดวงจรแยกและขยายสัญญาณควบคุม	2
บทที่ 3	การคำนวณ การประมาณค่า และการเลือกใช้อุปกรณ์	25
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	36
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุป	44
ภาคผนวก		
กิตติกรรมประกาศ		
หนังสืออ้างอิง		



ตารางนิยามสัญลักษณ์

A_c	พื้นที่ในการพันขดลวด
A_e	พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง
B	ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก
B_{max}	ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด
C	ค่าความจุของตัวเก็บประจุ
C_j	ค่าประจุที่รอยต่อพีเอ็นของไดโอด
C_s	ค่าความจุของตัวเก็บประจุของวงจรสับเบอร์
C_T	ค่าตัวเก็บประจุกำหนดความถี่
D	ค่าความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่
e	แรงดันที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ
E_{in}	แรงดันที่ปรากฏที่หลังไดโอดเรียงกระแส
E_{out}	แรงดันที่โหลด
f	ความถี่, ความถี่ของการสวิตชิง
f_{osc}	ความถี่ที่ใช้งาน
I_c	กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์, กระแสที่ตัวเก็บประจุต้องจ่ายออก
I_{out}	กระแสเฉลี่ยที่จ่ายให้กับโหลด
I_L	กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
L	ค่าความเหนี่ยวนำ
L_T	ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance)
n	อัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างขดลวดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ
N	จำนวนรอบของขดลวด
N_p	จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ
N_s	จำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ
P_{out}	กำลังที่จ่ายออก
P_r	กำลังที่สูญเสียไปในตัวต้านทาน
R	ค่าความต้านทาน
R_s	ค่าตัวต้านทานของวงจรถนั้บเบอร์
R_T	ค่าตัวต้านทานกำหนดความถี่
t	คาบเวลาที่ตัวเก็บประจุจ่ายกระแส, เวลา
T	คาบเวลา
V	แรงดัน
V_{in}	แรงดันที่จ่ายเข้าวงจร

- $V_{in,max}$ ค่าแรงดันเข้าสูงสุดที่เกิดขึ้นได้
- V_L แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
- V_{out} แรงดันขาออก (Output voltage)
- V_p แรงดันสูงสุด (Peak voltage)
- V_r แรงดันต้านปฏิกิริยา
- V_{r} คักตากระเพื่อม (Ripple voltage)
- V_{r} แรงดันต้านทุติยภูมิ



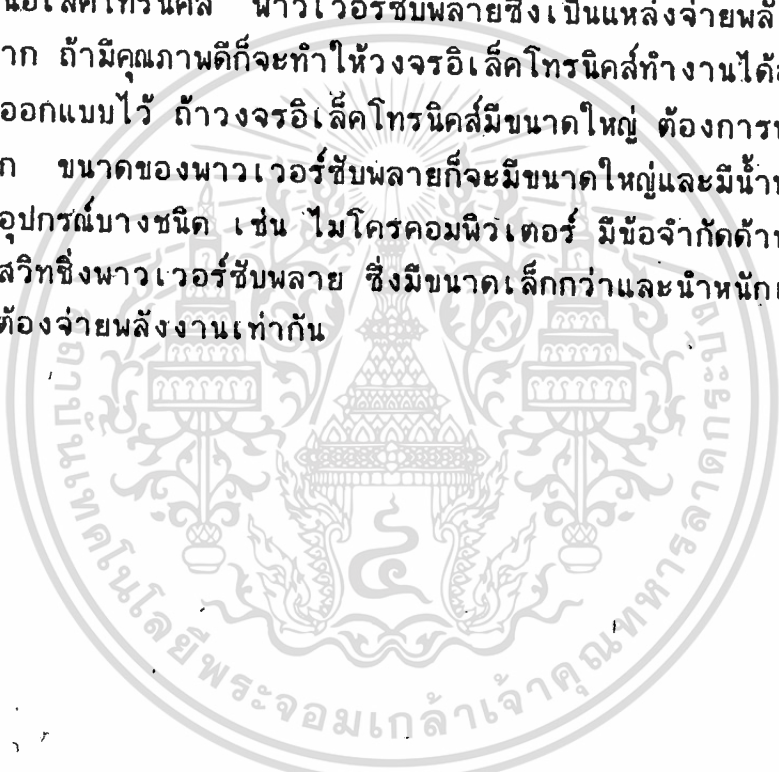
บทที่ 1

บทนำ

สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ทำหน้าที่แปลงไฟ
กระแสสลับ เป็นไฟกระแสตรง เพื่อจ่ายพลังงานให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์

หลักการทำงานคือ นำไฟกระแสสลับความถี่ต่ำ (50 เฮิรตซ์) มาแปลง
เป็นไฟกระแสตรง จากนั้นทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง (> 20
กิโลเฮิรตซ์) เพื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งการใช้หม้อแปลงความถี่สูง ทำให้
ลดขนาดและน้ำหนักลงได้มาก จากนั้นจึงนำมาแปลงเป็นไฟกระแสตรงเพื่อใช้งาน
ต่อไป

ในงานอิเล็กทรอนิกส์ พาวเวอร์ซัพพลายซึ่งเป็นแหล่งจ่ายพลังงานนับว่ามี
ความสำคัญมาก ถ้ามีคุณภาพดีก็จะทำให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ทำงานได้อย่างถูกต้อง
ตามที่เรานำได้ออกแบบไว้ ถ้าวงจรอิเล็กทรอนิกส์มีขนาดใหญ่ ต้องการพลังงานจาก
แหล่งจ่ายมาก ขนาดของพาวเวอร์ซัพพลายก็จะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากตาม
ไปด้วย แต่อุปกรณ์บางชนิด เช่น ไมโครคอมพิวเตอร์ มีข้อจำกัดด้านพื้นที่ จึงจำ
เป็นต้องใช้ สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าและน้ำหนักเบากว่าแบบ
ธรรมดาเมื่อต้องจ่ายพลังงานเท่ากัน



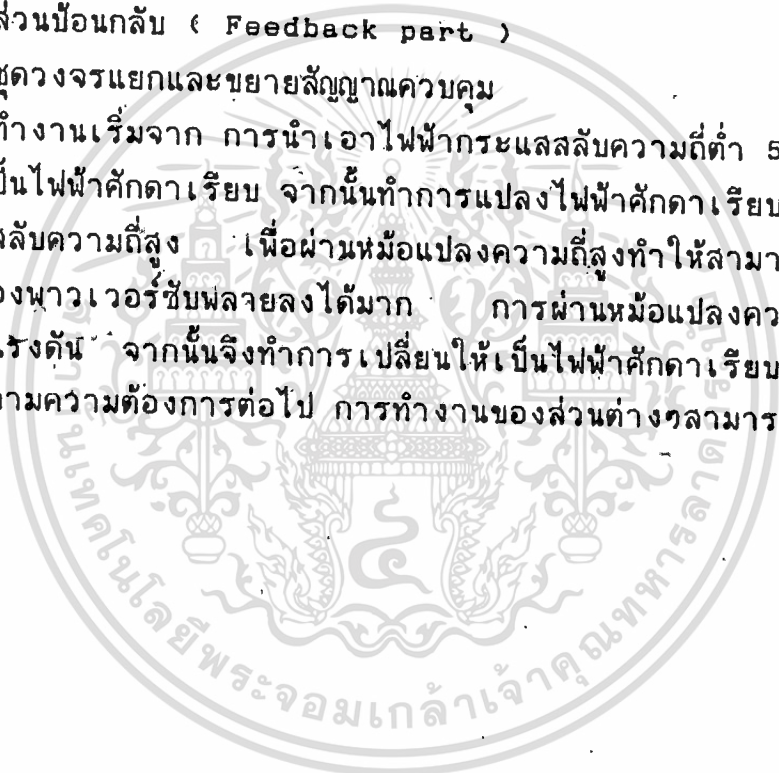
บทที่ 2

ทฤษฎี

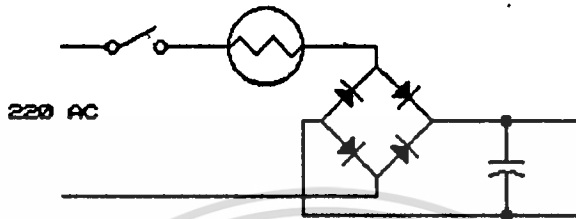
เพื่ออำนวยความสะดวกในการทำความเข้าใจ เราจะแบ่งหลักการทำงานของสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลายออกเป็นส่วนต่างๆ ดังต่อไปนี้

- 1 ภาคเรียงกระแสขาเข้า (Input section)
- 2 ชุดวงจรเรียงไฟกระแสสลับ (Switcher circuit)
- 3 หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformer)
- 4 ภาคเรียงกระแสขาออก (Output section)
- 5 ส่วนผลิตสัญญาณควบคุม (switching control circuit)
- 6 ส่วนป้อนกลับ (Feedback part)
- 7 ชุดวงจรแยกและขยายสัญญาณควบคุม

การทำงานเริ่มจาก การนำเอาไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำ 50 เฮิร์ตซ์ มาแปลงให้เป็นไฟฟ้าคิกดาเรียบ จากนั้นทำการแปลงไฟฟ้าคิกดาเรียบที่ได้ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูงทำให้สามารถลดขนาดและน้ำหนักของพาวเวอร์ซัพพลายลงได้มาก การผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อเปลี่ยนระดับแรงดัน จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนให้เป็นไฟฟ้าคิกดาเรียบอีกครั้งหนึ่ง เพื่อนำไปใช้ตามความต้องการต่อไป การทำงานของส่วนต่างๆสามารถอธิบายได้ดังนี้



1 ภาคเรียงกระแสขาเข้า (Input section)



รูป 1 ภาคเรียงกระแสขาเข้า

ในส่วนวงจรชุดนี้ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรงที่เรียบ จะแบ่งการทำงานของส่วนประกอบต่างๆ ดังนี้

1 ไดโอดเรียงกระแส (Rectifier bridge diode) ทำหน้าที่เรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full wave rectifier)

2 ตัวเก็บประจุภาคไฟเข้า (Input capacitor) เป็นตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ มีหน้าที่กรองให้คิกดาเข้าเป็นไฟกระแสตรงที่เรียบ สามารถคำนวณหาขนาดความจุของตัวเก็บประจุ โดยเป็นไปตามความสัมพันธ์ของ ค่ากระแสเพื่อมของคิกดา (Ripple voltage) ค่ากระแสที่ตัวเก็บประจุต้องจ่ายออก และ คาบเวลาของการจ่ายกระแส

จากความสัมพันธ์ของ

$$I_c = C \cdot dV/dt \quad (1)$$

และเมื่อ วงจรเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

$$C = I_c / (V_r \cdot 2f) \quad (2)$$

3 ส่วนป้องกันกระแสกระชาก และ ป้องกันคิกดาเกิน (Input protection) จากสมการ (1) เราจะเห็นได้ว่ากระแสกระชากมีความสัมพันธ์โดยตรงกับ dV/dt และ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ ช่วงเวลาที่จะเกิดกระแส

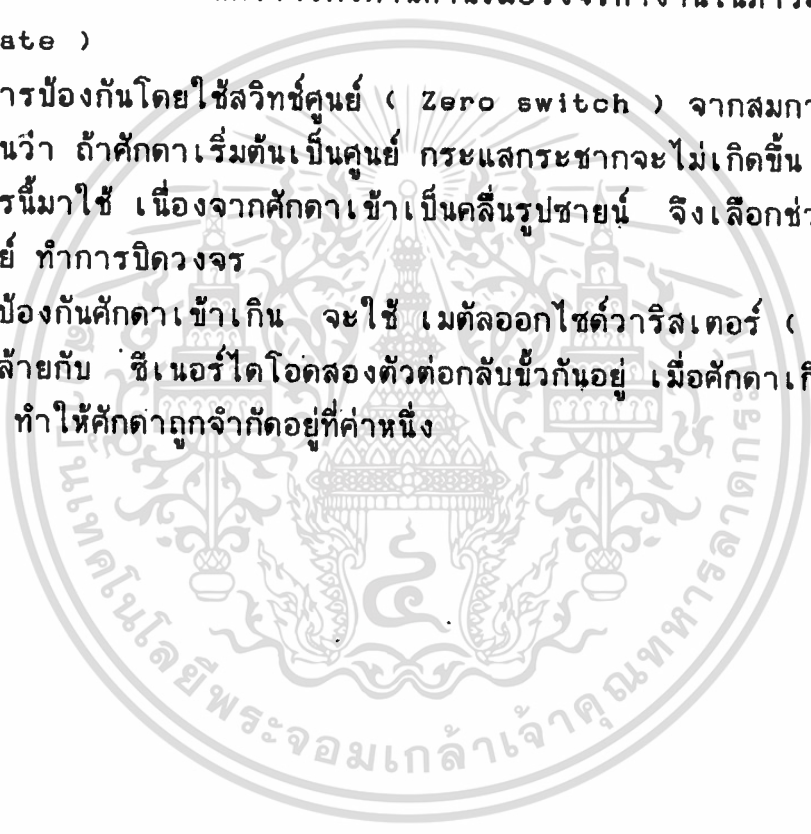
แกลกระชากรสูงสุดคือ ช่วงเริ่มต้นของการทำงาน ซึ่งค่าของกระแสกระชากอาจทำ ความเสียหายให้กับวงจรได้ มีหลักป้องกันใหญ่ๆ ดังนี้

- การป้องกันโดยใช้ตัวต้านทานที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ (Thermistor) ซึ่งเป็นแบบความต้านทานผกผันกับอุณหภูมิ (NTC Thermistor) เพื่อจำกัดกระแสเริ่มต้น และค่าความต้านทานจะลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จึงทำให้เวลาวงจรทำงานปกติมีการสูญเสีย (loss) ต่ำ

- การป้องกันโดยใช้ชุดวงจรหน่วงเวลา เมื่อเริ่มต้นให้กระแสไหลผ่าน ความต้านทานค่าหนึ่ง แล้วลัดวงจรตัวต้านทานเมื่อวงจรทำงานในภาวะปกติ (Steady state)

- การป้องกันโดยใช้สวิตช์ศูนย์ (Zero switch) จากสมการ (1) เราจะเห็นว่า ถ้าคัทตาเริ่มต้นเป็นศูนย์ กระแสกระชากจะไม่เกิดขึ้น เราจึงอาศัยหลักการนี้มาใช้ เนื่องจากคัทตาเข้าเป็นคลื่นรูปซายน์ จึงเลือกช่วงเวลาที่ คัทตาเป็นศูนย์ ทำการปิดวงจร

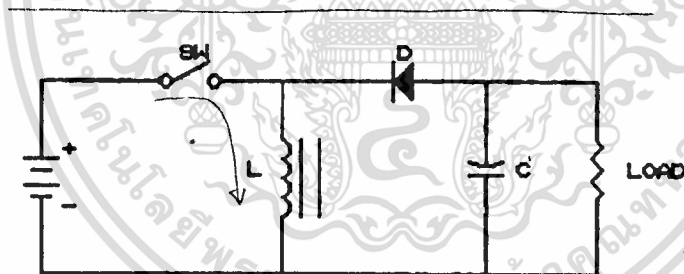
การป้องกันคัทตาเข้าเกิน จะใช้ เมทัลออกไซด์วาไรสเตอร์ (MOV) ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับ ซีเนอร์ไดโอดสองตัวต่อกลับขั้วกันอยู่ เมื่อคัทตาเกิน MOV จะนำกระแส ทำให้คัทตาถูกจำกัดอยู่ที่ค่าหนึ่ง



2 ชุดวงจรเรียงไฟกระแสสลับ (Switcher or Power converter circuit)

เป็นวงจรที่แปลงไฟฟ้าค้ดคาเรียบ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformer) ซึ่งมีวงจรหลายแบบ ตัวอย่างเช่น

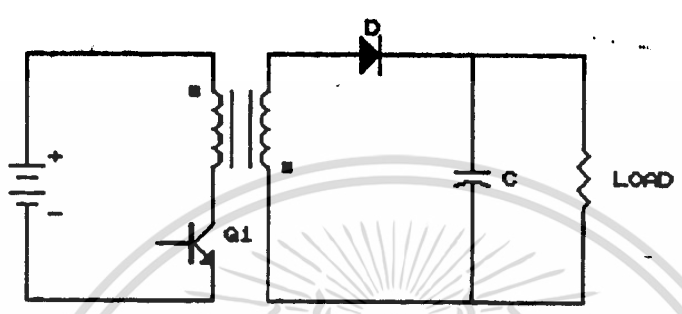
2.1 วงจรฟลายแบค (Flyback converter) เมื่อปิดวงจร กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) L ไดโอดจะถูกรีเวอร์สไบแอส ทำให้ไม่มี แรงดันตกคร่อมโหลด (Load) R_L และเมื่ วงจรเปิด การเหนี่ยวนำกระแสของตัวเหนี่ยวนำ จะทำให้ไดโอดอยู่ในภาวะฟอเวอร์สไบแอส ค่าแรงดันที่ตกคร่อมโหลด R_L จะเท่ากับแรงดันที่จ่ายให้วงจร



รูป 2.1 วงจรฟลายแบค

วงจรฟลายแบคแบบนี้ยังไม่ค่อยปลอดภัย เนื่องจากไม่มีการแบ่งแยก (Isolated) ส่วนของแหล่งจ่าย ออกจากโหลด จึงทำการตัดแปลงโดยการใส่หม้อแปลง (Transformer) เข้าไปเพื่อแยกทั้งสองส่วนออกจากกัน ซึ่งมีข้อดีคือ เพิ่มความปลอดภัย และสามารถเลือกระดับแรงดันที่จะจ่ายให้กับโหลดได้

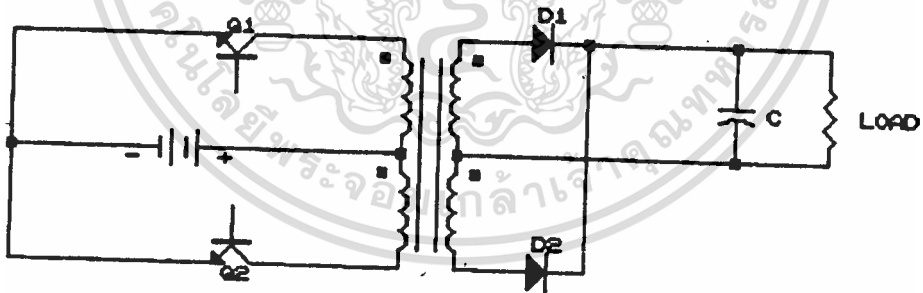
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.2 วงจรฟลายแบคแบบแบ่งแยก (Isolated Flyback)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรพชพูล (Push pull converter) ทำงานโดยให้ทรานซิสเตอร์ ผลัดกันนำกระแส ผลของการเหนี่ยวนำที่ด้านปฐมภูมิ (Primary) จะไปปรากฏที่ด้านทุติยภูมิ (Secondary) ของหม้อแปลง ข้อดีของวงจรแบบนี้คือ สามารถทำการควบคุมได้โดยง่าย แต่ก็มีข้อเสียหลายประการคือ การใช้ทรานซิสเตอร์ที่ไม่เต็มพิกัด เนื่องจากวงจรแบบนี้ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์เป็นสองเท่าของแรงดันที่ปรากฏที่หม้อแปลง และที่สำคัญคือ การไม่เท่ากันของขดลวดด้านปฐมภูมิ ทำให้เกิด ฟลักซ์รั่ว (Leakage flux) ซึ่งผลทำให้เกิดการอ้อมตัวของแกนหม้อแปลงเกิดความร้อน และยังทำให้เกิด แรงดันรบกวน (Spike voltage) จึงจำเป็นต้องมีวงจรป้องกันทรานซิสเตอร์ (Snubber)



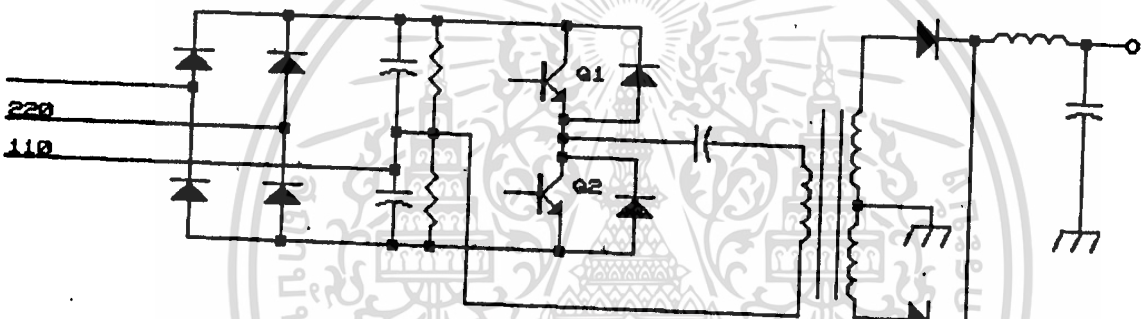
รูป 2.3 แสดงวงจรพชพูล (push pull converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Halfbridge converter) วงจรแบบนี้มีข้อดีหลายอย่าง เช่น ไม่มีปัญหาของฟลักซ์รีว สามารถใช้แรงดันเข้าได้สองระดับ แต่การควบคุมจะยุ่งยากมากขึ้น และใช้ทรานซิสเตอร์ไม่เต็มพิกัด ลักษณะของวงจร จะมีปลายข้างหนึ่งของหม้อแปลงต่ออยู่ระหว่างตัวเก็บประจุสองตัว ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว จะผลัดกันนำกระแส เราสามารถคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้

$$I_c = 3 \cdot P_{out} / V_{in}$$

(2.1)



รูป 2.4 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Halfbridge converter)

อุปกรณ์อีกชนิดที่จะกล่าวถึงต่อไปคือ ตัวเก็บประจุนาน (Series coupling capacitor) ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับ หม้อแปลงความถี่สูง ทำหน้าที่เฉลี่ยแรงดันทางซิกขวก และทางซิกกลับของ หม้อแปลงให้มีขนาดพื้นที่เท่ากัน เป็นการป้องกันการอ้อมตัวของแกนหม้อแปลงความถี่สูง

คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating diode) เป็นไดโอดที่ต่อคร่อมคอลเลคเตอร์ (Collector) กับ อีมิเตอร์ (Emitter) เพื่อประโยชน์สองประการ คือ

1 เมื่อทรานซิสเตอร์ออฟ คอมมิวเตตติ้งไดโอด จะนำพลังงานที่เกิดจากลิกเกจอินคักแตนซ์ของหม้อแปลงกลับสู่ดีซีบัส (D.C.Bus) ซึ่งเป็นการลดทอนแรงดันรบกวน (Spike voltage)

2 คอมมิวเตตติ้งไดโอด ทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้แรงดันตกคร่อม คอลเลคเตอร์ อีมิเตอร์ เป็นลบ ซึ่งจะทำให้ความเสียหายให้กับทรานซิสเตอร์ได้ คอมมิวเตตติ้งไดโอดจะต้องเป็นชนิดไดโอดนำกระแสเร็ว (Fast

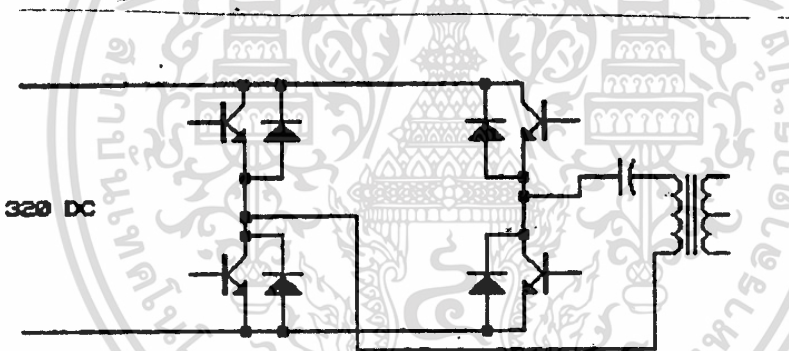


recovery diode) และทนแรงดันได้อย่างน้อยสองเท่าของแรงดัน คอลเลคเตอร์ อิมิตเตอร์ เมื่อทรานซิสเตอร์ ออฟ

2.4 วงจรฟูลบริดจ์ (Full bridge circuit)

จากวงจรอาร์ลฟบริดจ์ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ต้องใช้ชนิดกระแสที่สูงขึ้น ซึ่งทำให้ราคาแพง การใช้วงจรฟูลบริดจ์ทำให้กระแสที่ผ่านทรานซิสเตอร์น้อยกว่า วงจรอาร์ลฟบริดจ์ครึ่งหนึ่ง นอกจากนี้ยังนำข้อดีด้านแรงดันที่มีแรงดันรบกวนน้อย และข้อดีของวงจรพหุผลทางด้านกระแสมารวมกัน สามารถคำนวณกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้

$$I_c = 1.6P_{out}/V_{in} \quad (2.2)$$



รูป 2.5 วงจรฟูลบริดจ์ (Full bridge circuit)

การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar) มีขีดจำกัดด้านความถี่คือ สามารถใช้ความถี่สูงสุดในการสวิตช์ซึ่งประมาณ 50 kHz และมีการสูญเสียในการสวิตช์ (Switching loss) มากกว่าแบบ มอสเฟต (MOSFET) ซึ่งสามารถใช้ได้ในย่านความถี่สูงสุดประมาณ 200 kHz แต่มีราคาแพงกว่า นอกจากนี้ โครงสร้างของมอสเฟตที่มีใช้ในท้องตลาดได้บรรจุ คอมมิวเตตติ้งไดโอดไว้ร่วมกันด้วย การใช้ความถี่ที่สูงขึ้นจะทำให้ขนาดของพาวเวอร์เซมิคอนดักเตอร์มีขนาดเล็กลง

3 หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency power transformer)

กล่าวถึงความสัมพันธ์เบื้องต้นของหม้อแปลงคือ

$$N_p/N_s = V_p/V_s \quad (3.1)$$

และความสัมพันธ์ของสนามแม่เหล็ก

$$e = 10^{-8} N \cdot A_e \cdot dB/dt \quad (3.2)$$

ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กหน่วยเป็น เกาส์ (Gauss)

$$1 \text{ Gauss} = 10^{-4} \text{ Wb/m}^2$$

และค่าของพื้นที่อยู่ในหน่วย ตารางเซนติเมตร

และจากสมการที่ได้จากการประมาณค่า

$$B_{max} = 10^4 (V_p \cdot T) / (N \cdot A_e) \quad (3.3)$$

ในกรณีของคลื่นรูปสี่เหลี่ยม มีช่วงคาบ 50%

$$B_{max} = 10^4 V_p / (4 \cdot N \cdot f \cdot A_e) \quad (3.4)$$

โดยที่ B_{max} หน่วยเป็น เกาส์ และ A_e หน่วยเป็น ซม²

วัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงความถี่สูง

มีวัสดุหลายชนิดที่สามารถใช้ทำแกนหม้อแปลงความถี่สูง แต่ที่นิยมใช้ใน ปัจจุบันได้แก่ เฟอร์ไรท์ (Ferrite) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นฟลักซ์ ประมาณ 3000 - 5000 เกาส์ และมีการสูญเสียในแกน (core loss) ต่ำ เมื่อความถี่สูง และยังง่ายต่อการพันลวด และการประกอบ ลักษณะรูปร่างของแกนที่นิยมใช้ ได้แก่ แกนรูป E-E , E-I , E-C , พอตคอร์ (Pot core) สำหรับแกนพอตคอร์ นิยมใช้กับระดับการจ่ายกำลังต่ำ 20 - 200 วัตต์ เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วต่ำ แต่มีการระบายความร้อนที่ไม่ค่อยดีนัก ส่วนแกนรูปอื่นจะใช้ใน ระดับกำลังที่สูงกว่านี้ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง นอกจากการเลือกแกน ยังต้องออกแบบการพันลวดด้วย การออกแบบอาจแบ่งเป็นขั้นตอนย่อยเพื่ออำนวยความสะดวกเข้าใจดังนี้

- 1 เลือกชนิดของแกนและขนาดของแกนที่จะใช้
- 2 เลือกระดับความหนาแน่นฟลักซ์ (Flux density) ที่จะใช้งาน โดยที่ไม่ทำให้แกนอิ่มตัว สำหรับเฟอร์ไรท์ อยู่ที่ B_{max} ต่ำกว่า 3000 เกาส์
- 3 คำนวณกระแสด้านปฐมภูมิสูงสุด
- 4 คำนวณขนาดแกนพันลวด (Bobbin) ว่ามีขนาดเพียงพอหรือไม่ จากสูตรคำนวณ

$$A_e \cdot A_c = 0.68 P_{out} \cdot D \cdot 10^3 / (f \cdot B_{max}) \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนที่โครงการฝึกอบรมเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยเป็น เกาส์ ค่า D เป็นค่าความหนาแน่นของกระแส หน่วยเป็น เซอคูลาร์ - มิลต่อแอมป์ (circular mils / Amp.) ซึ่งค่าที่ปลอดภัยควรสูงกว่า 200 c.m./A

ค่า D นี้ เราเป็นผู้เลือกเองใส่ในสูตร ซึ่งค่าทางซ้ายของสมการควรสูงกว่าค่าทางขวาอย่างน้อย 50% จึงจะถือว่าพอเพียง

5 คำนวนจำนวนรอบของขดลวดค้ำานปฐมภูมิ ก่อนอื่นจะต้องหาขนาดของลวดก่อน ตัวอย่างเช่น กำหนดค่า D = 400 c.m./A กระแส 1.19 A ดังนั้นต้องการลวดขนาด 1.19(400) = 476 c.m./A ซึ่งดูจากตารางขนาดขดลวดมาตรฐาน เป็นลวดเบอร์ AWG 23 จากนั้นคำนวณจำนวนรอบจากสมการ

$$N_p = 10^3 V_p / (4f \cdot B_{max} \cdot Ae) \quad (3.6)$$

6 ตรวจสอบค่า Bmax และ Vin.max เพื่อไม่ให้เกิดการอิ่มตัวของแกนจากสมการ (3.4)

$$B_{max} = 10^3 V_{in,max} / (4N_p \cdot f \cdot Ae)$$

7 คำนวนชั้นของการพันขดลวด ตัวอย่างเช่น ความกว้างของแกนพันลวด = 0.509 นิ้ว ขนาดลวดเบอร์ AWG 23 เฉลี่ย 0.025 นิ้ว จะพันได้ชั้นละ 0.509/0.025 = 20 รอบ ถ้าจำนวนรอบเท่ากับ 40 รอบ จะพันเท่ากับ 2 ชั้น

8 คำนวนจำนวนรอบของขดลวดค้ำานทุติยภูมิ จากความสัมพันธ์

$$N_s = N_p \cdot V_s / V_p$$

9 คำนวนขนาดลวดค้ำานทุติยภูมิ และจำนวนชั้นของการพัน

10 ตรวจสอบว่าแกนพันลวด สามารถพันขดลวดทั้งหมดได้หรือไม่

4 ส่วนประกอบภาคไฟออก (Output section)

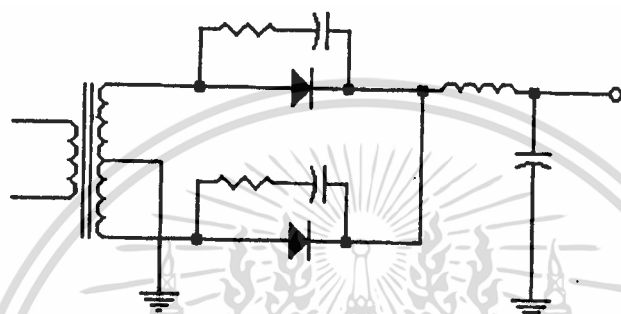
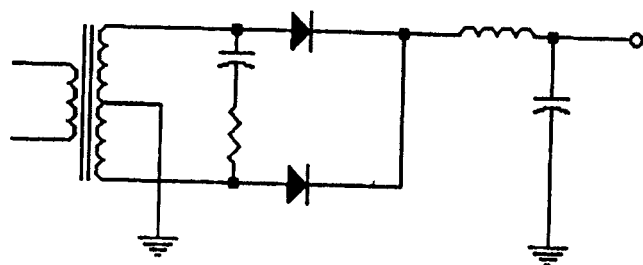
หน้าที่การทำงานของส่วนนี้คือ การแปลงไฟกระแสสลับที่ได้จากขดลวดทฤษฎีของหม้อแปลงความถี่สูง ให้เป็นไฟกระแสตรง เพื่อจ่ายให้แก่โหลดต่อไป เพื่อจ่ายต่อความเข้าใจ จะแบ่งออกเป็นส่วนต่างๆ ดังนี้

1 ไดโอดเรียงกระแส ทำหน้าที่เรียงกระแส จะต้องมียุ่ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Recovery time) ต่ำ และมีแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวอร์สไบแอลต่ำ ทำให้ไดโอดธรรมดาไม่สามารถนำมาใช้ได้ ไดโอดที่ใช้เป็นไดโอดพวกไดโอดนำกระแสเร็ว ไดโอดนำกระแสเร็วมาก (Fast and Very fast recovery diode) และ ซอตตี้ไดโอด (Schottky diode)

- ไดโอดนำกระแสเร็วและเร็วมาก ไดโอดชนิดนี้มีแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวอร์สไบแอลประมาณ 0.8 - 1.2 โวลต์ มักใช้ในงานที่ระดับแรงดันสูงกว่า 12 โวลต์ และกระแสต่ำ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสอยู่ในช่วง นาโนวินาที การใช้ จะเลือกไดโอดให้มีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสต่ำกว่าของทรานซิสเตอร์จ่ายกำลัง (Power transistor) ประมาณ 3 เท่า ไดโอดชนิดนี้สามารถทนอุณหภูมิที่รอยต่อพีเอ็น (PN junction) ได้สูงถึง 175 องศาเซลเซียส

- ซอตตี้ไดโอด ค่าแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวอร์สไบแอลต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสต่ำจนละเลยเสียได้ เหมาะสมที่จะใช้ในงานที่ใช้กระแสสูง แรงดันต่ำ ตัวของมันเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวอร์สไบแอลจะลดลง ข้อเสียของไดโอดชนิดนี้คือ ไม่สามารถทนแรงดันรีเวอร์สไบแอลได้สูง เท่าที่ทำได้ในปัจจุบันประมาณ 100 โวลต์ และมีกระแสรั่ว (Leakage current) มาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่ออุณหภูมิรอยต่อสูงขึ้น จึงเกิดภาวะพังเพราะอุณหภูมิ (Thermal runaway) ได้ง่าย

เนื่องจากการนำกระแสอย่างรวดเร็ว ของไดโอดทั้งสองชนิดดังที่กล่าวมาแล้ว ทำให้เกิดภาวะทรานส์เซียน (Transient voltage) ของแรงดันเมื่อไดโอดหยุดนำกระแส สามารถแก้ไขได้โดยการใส่ snubber circuit) เพื่อป้องกันภาวะนี้ในวงจร สำหรับกระแสต่ำจะใส่คร่อมขดลวดทฤษฎี ส่วนกระแสสูงจะใส่คร่อมตัวไดโอด ดังรูป



รูป 4.1 สนับเบอร์ (Snubber circuit) ป้องกันไดโอด

เราสามารถคำนวณค่าของตัวต้านทาน และ ตัวเก็บประจุ ของวงจร
สับเบอร์ได้ดังนี้

$$R_s^2 = L_T / (C_j \cdot n^2) \quad (4.1)$$

ส่วนค่าของตัวเก็บประจุ จะเลือกอยู่ระหว่าง $.01 - .1 \mu F$ ค่ากำลัง
ที่สูญเสียในตัวต้านทาน (Power dissipated) สามารถหาได้จาก

$$P_r = C_s (V_{in}/n)^2 f / 2 \quad (4.2)$$

การเลือกค่าตัวเก็บประจุ เป็นตัวแปรสำคัญที่จะบ่งบอกถึงกำลังที่สูญเสีย
ในวงจรสับเบอร์

2 ตัวเหนี่ยวนำ ทำหน้าที่สองประการคือ หน้าที่หนึ่งกระแสให้กระแส
ไหลอย่างต่อเนื่อง และ หน้าที่ในการช่วยให้แรงดันที่ได้เรียบขึ้น มีวัสดุหลาย
ชนิดที่สามารถใช้ทำตัวเหนี่ยวนำได้ ที่ใช้มากได้แก่ แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite
core) แกนผงเหล็ก (Iron powder) และแกนโมลิเพอมาลอย (Molypermalloy) MPP แกนผงเหล็ก และ MPP มักทำอยู่ในรูปทอรอยด์ (Toroid) และสามารถใช้งานได้ดีเนื่องจาก

- มีค่าความอิ่มตัวของแกนสูง B_{sat} . มากถึง 8000 เกาส์
- สามารถกักเก็บพลังงานได้มาก
- ไม่จำเป็นต้องมีช่องว่างอากาศ (Air gap)
- มีขนาดให้เลือกมากมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สำหรับแกนเฟอร์ไรท์ จำเป็นต้องมีช่องว่างอากาศ เนื่องจากมีค่าความ
ไม่วุ่นวายในตัวเองสูง อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมิตัวของแกนต่ำ (Bsat. ประมาณ 3000 - 5000 เกาส์) และยังไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แต่ก็ยังคงนิยมใช้โดยเฉพาะ พอทคอร์ (Pot core) ซึ่งมีการป้องกันการรบกวนของสนามแม่เหล็กได้ดี และง่ายต่อการพันขดลวด

จากความสัมพันธ์

$$V_L = L di/dt \quad (4.3)$$

$$V_L = E_{in} - E_{out} \quad (4.4)$$

โดยการประมาณค่า $di = \Delta I_L$ ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ใหม่ได้ดังนี้

$$L = [(E_{in} - E_{out}) \Delta t] / \Delta I_L \quad (4.5)$$

ในวงจรที่มีหม้อแปลงแบบ มีจุดต่อกลาง (Center tap) E_{in} จะเป็นสองเท่าของ E_{out} ค่า Δt คือช่วงเวลาที่ไม่มีแรงดัน ΔI_L คือผลต่างของกระแสไหลลง และสามารถเขียน Δt ในรูปของ E_{in} และ E_{out} ได้ดังนี้

$$\Delta t = t_{off} = (1 - E_{out}/E_{in}) / 2f \quad (4.6)$$

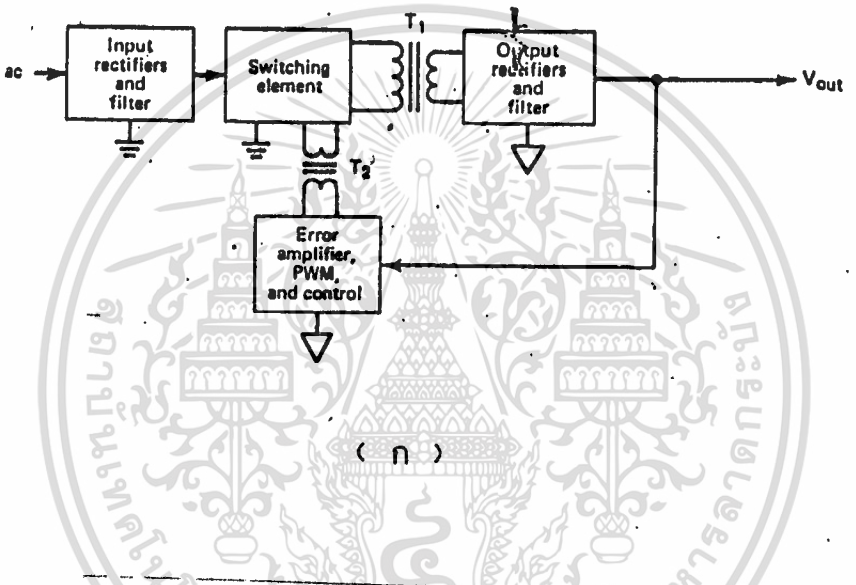
ค่ากระแสโดยประมาณสามารถแทนได้ด้วย $\Delta I_L = 0.25 I_{out}$

$$\text{ดังนั้น } L = E_{out} \cdot t_{off} / 0.25 I_{out} \quad (4.7)$$

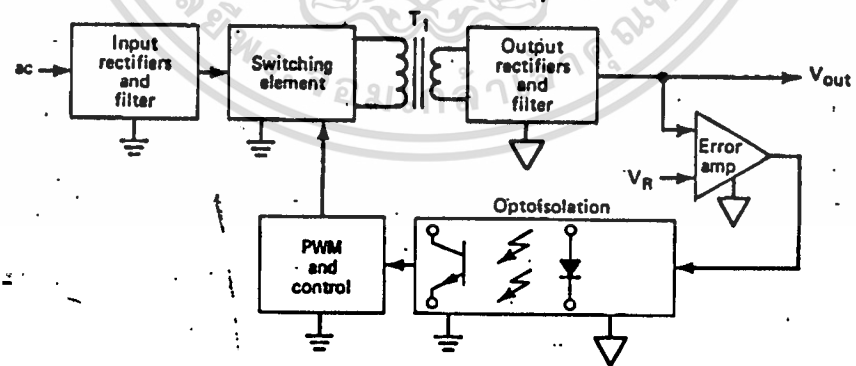
3 ตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่ทำให้แรงดันเรียบ การเลือกตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับวงจรสวิทชิง ขนาดของกระแสที่ต้องจ่ายออก ซึ่งโดยมากจะเป็นตัวเก็บประจุชนิด อิเล็กโทรไลติก (Electrolytic) ที่มีค่าความต้านทานเสมือน ESR (Equivalent Series Resistance) ต่ำ ค่า ESR มีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าแรงดันกระเพื่อม และค่า ESR นี้เป็นตัวบ่งบอกถึงอายุใช้งานของตัวเก็บประจุ เนื่องจากเป็นตัวบ่งถึงค่าความสูญเสียภายในตัวเก็บประจุ ถ้าค่า ESR สูง ในการใช้งานจะเกิดการสูญเสีย (loss) มาก ทำให้เกิดความร้อน ทำให้อายุการใช้งานสั้นลง

5 ส่วนสร้างสัญญาณควบคุม (Switching regulator control circuit)

ปัจจุบันส่วนสร้างสัญญาณควบคุมมักจะใช้เทคนิคของ พัลส์ วิต มอดูเลชัน (Pulse-Width Modulation) และเทคโนโลยีการผลิต ไอซีได้พัฒนาไปมากสามารถผลิตไอซีสร้างสัญญาณควบคุมได้ในอุปกรณ์ชิ้นเดียว เราสามารถเขียนบล็อกได้อาแกรม ของส่วนต่างๆของวงจรสวิทชิงพาวเวอร์ซัพพลายได้ดังนี้



(ก)



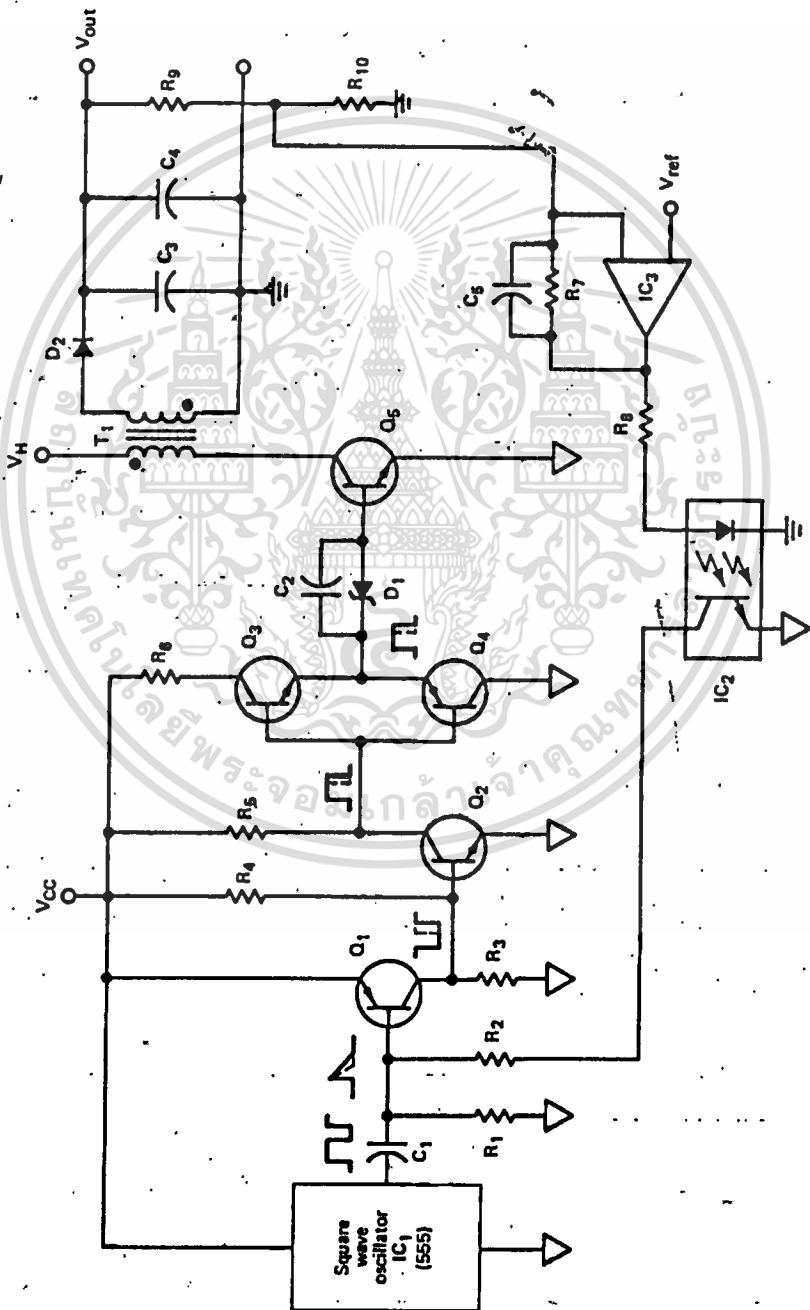
(ข)

รูป 5.1 แสดงบล็อกได้อาแกรมของสวิทชิงพาวเวอร์ซัพพลาย
 ก. แบบใช้หม้อแปลงแยกส่วน
 ข. แบบใช้อุปกรณ์แบ่งแยกอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 การควบคุมอย่างง่ายโดยใช้ไอซี LM 555

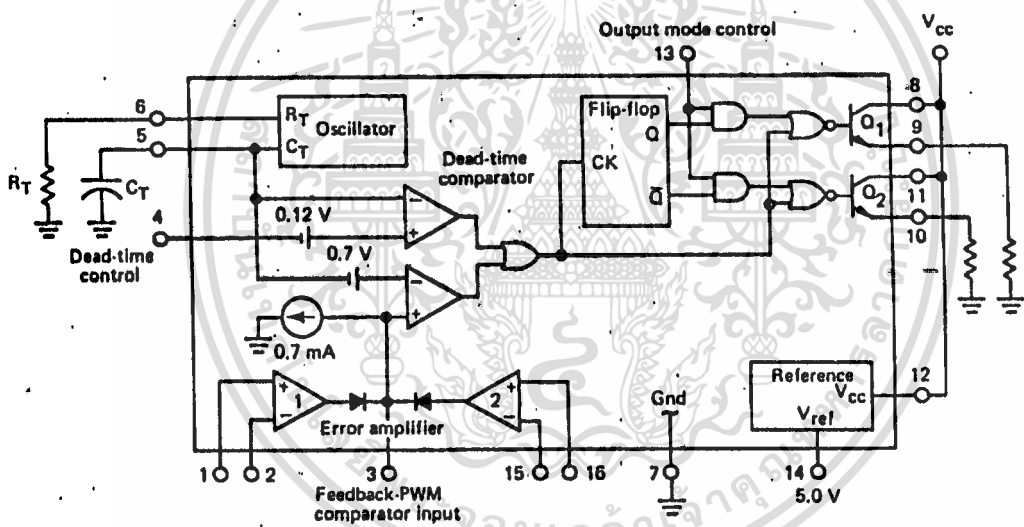
ใช้ควบคุมพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว เมื่อทำการตั้งความถี่ใช้งานโดยไม่มีการเปลี่ยนแปลง โดยทำการขยายสัญญาณควบคุมเป็นช่วง จาก Q_1 , Q_2 , Q_3 - Q_4 เพื่อควบคุม Q_5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูป 5.2 วงจรที่ใช้ LM 555 สร้างสัญญาณควบคุม

5.2 สวิตชิงเรกูเลเตอร์ ทีแอล 494 (TL 494)

ใช้ควบคุมโดยมีสัญญาณควบคุมออกจากตัวมันสองชุด การควบคุมและส่วนประกอบต่างๆ เป็นดังรูป



รูป 5.3 สวิตชิงเรกูเลเตอร์ TL 494

การควบคุมความถี่ใช้งานสามารถกำหนดได้จากการจัดค่า R_T C_T ดังนี้

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

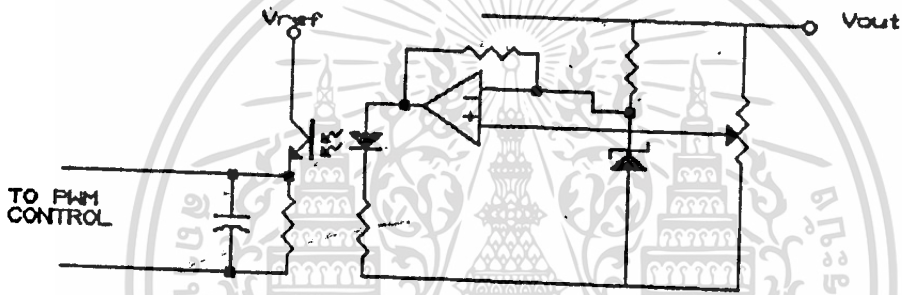
(5.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6 ส่วนป้อนกลับ (Feedback part)

การป้อนกลับเพื่อทำการควบคุมความกว้างของสัญญาณควบคุม ซึ่งเป็นตัวกำหนดแรงดันขาออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโพลด เมื่อมีการดึงกระแสเพิ่มขึ้นส่วนป้อนกลับจะส่งสัญญาณกลับไปขยายความกว้างของสัญญาณควบคุม หรือเมื่อโพลดดึงกระแสลดลง ความกว้างของสัญญาณควบคุมจะแคบลง อาจแยกวัตถุประสงค์ของการป้อนกลับออกเป็นสองอย่าง คือ

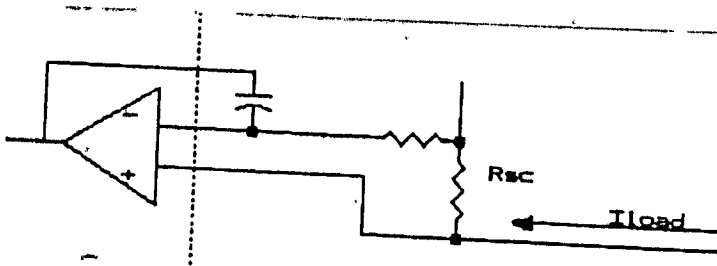
- 1 การป้อนกลับเพื่อวัตถุประสงค์ในการควบคุมแรงดัน



รูป 6.1 แสดงตัวอย่างวงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมแรงดัน

เมื่อแรงดันเปลี่ยนแปลง จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันผลต่างที่ออปแอมป์ (OP Amp) ส่งผลให้ระดับแรงดันที่ป้อนสู่ส่วนกำเนิดสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลงไป ทำให้ความกว้างของสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลง

6.2 การป้อนกลับเพื่อป้องกันการใช้กระแสเกิน และลัดวงจร



รูป 6.2 ตัวอย่างวงจรป้องกันการใช้กระแสเกิน และลัดวงจร

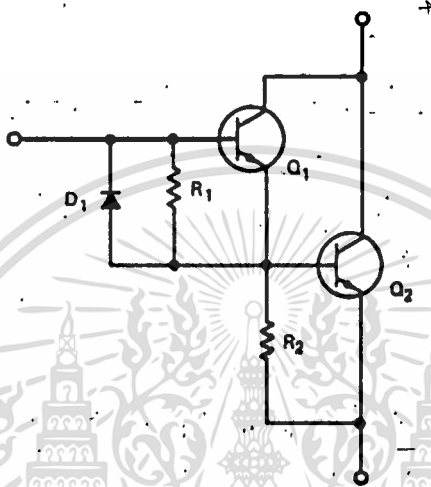
เมื่อกระแสไหลเกินค่าที่กำหนด จะทำให้วงจรควบคุมตรวจสอบสร้างสัญญาณด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7 ส่วนขยายสัญญาณควบคุม

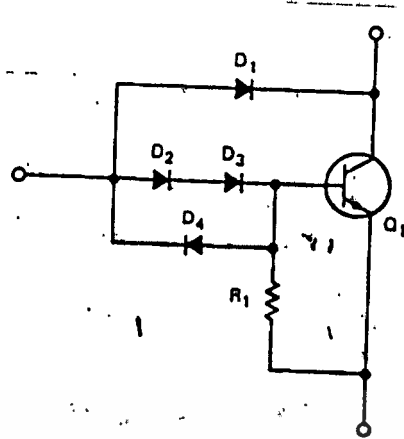
เนื่องจากสัญญาณควบคุมที่ได้จากส่วนสร้างสัญญาณควบคุม อาจมีกำลังไม่เพียงพอที่จะขับให้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ จึงอาจต้องขยายสัญญาณควบคุมให้มีกำลังที่สูงขึ้น

7.1 การต่อทรานซิสเตอร์แบบดาร์ลิงตัน (Darlington)



การต่อทรานซิสเตอร์แบบดาร์ลิงตัน มักจะใช้กับพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นการเพิ่มเกน (gain) หรืออัตราขยายกระแส $I_c : I_b$ ของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังสูงมักมีอัตราขยายต่ำ ในอุปกรณ์พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์บางตัว จะมีการต่อแบบดาร์ลิงตันสำเร็จรูปมาแล้ว

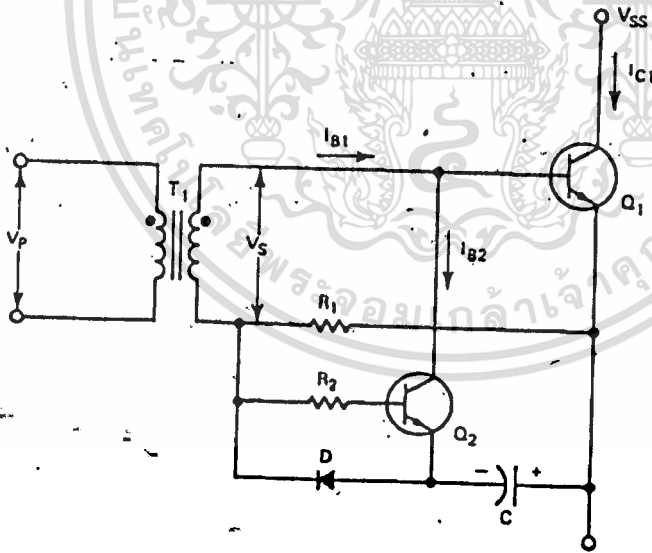
เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังเมื่อนำกระแส และมีการอิมตัวอย่างเต็มที่ (Deep saturation) การทำให้หยุดนำกระแสสามารถทำได้โดยการดึงกระแสเบสออก แต่การอิมตัวอย่างเต็มที่ที่ทำให้การหยุดนำกระแสทำได้ช้า การแก้ไขโดยการทำให้ทรานซิสเตอร์อิมตัวแต่น้อย (Quasi-saturation) โดยใช้วงจรเบคเกอร์แคลมป์ (Baker clamp) สามารถทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้เร็วขึ้น โดยไดโอดที่ต่อเข้าไปทำให้แรงดันขณะอิมตัวมีค่าเท่าที่ตกคร่อมไดโอด ซึ่งทรานซิสเตอร์จะอิมตัวไม่เต็มที่



รูป 7.2 วงจรเบคเกอร์แคลมป์ (Baker clamp)

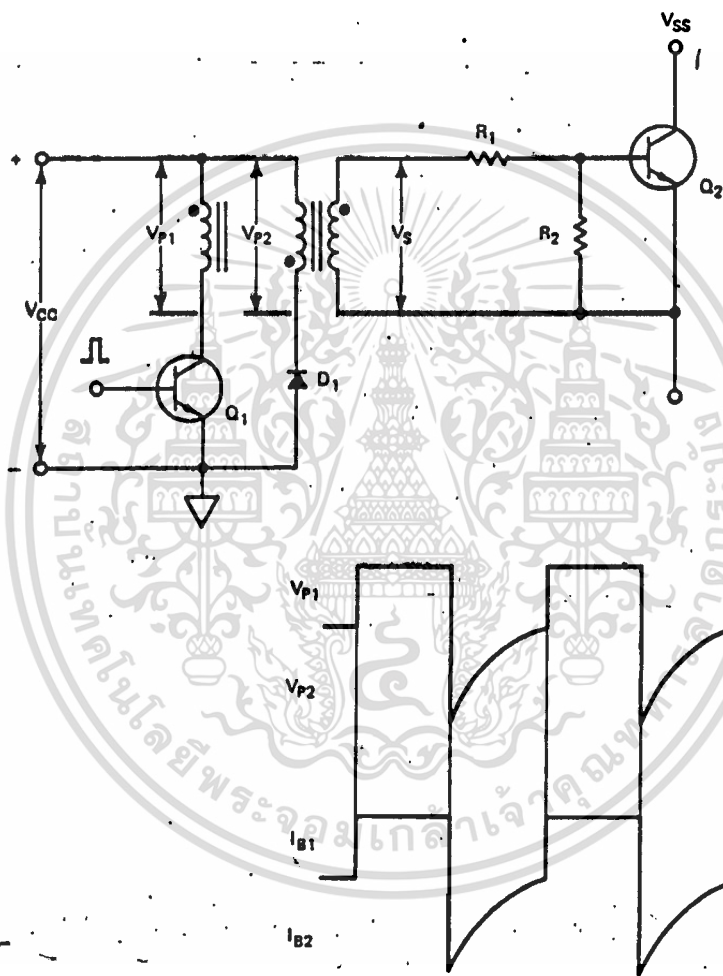
7.2 ตัวอย่างการขยายสัญญาณความคมสำหรับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

ลาร์



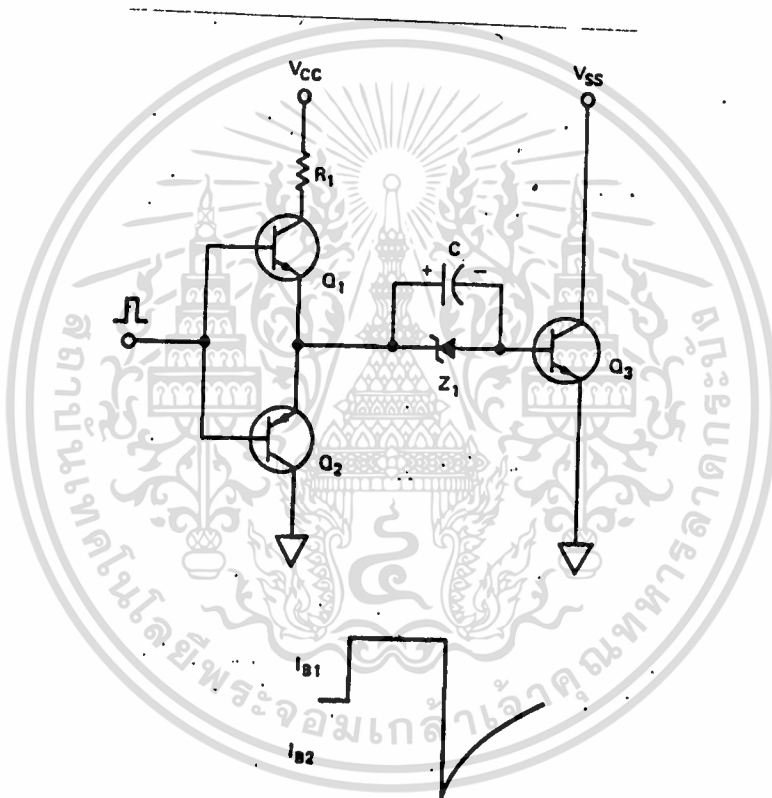
รูป 7.3 แสดงวงจรขับเคลื่อนกระแสโดยการใช้หม้อแปลงแยกส่วนแบบหนึ่ง ตัวเก็บประจุที่ต่อเข้าไปเพื่อให้ถึงกระแสเบสออกมาเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 7.4 แสดงวงจรควบคุมโดยใช้ ชุดหม้อแปลงขดลวดเหนี่ยวนำ (couple transformer) หลังงานผสมในขดลวด ทำให้ดึงกระแสเบสออกมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



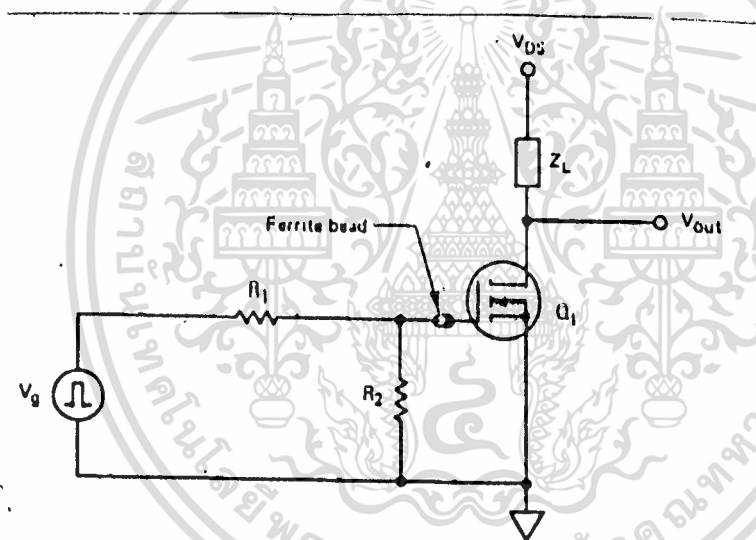
รูป 7.5 แสดงวงจรขั้วกระแสเบล โดยใช้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่ช่วยดึงกระแสกลับมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 การควบคุมทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต (MOSFET)

ทรานซิสเตอร์ชนิดนี้สามารถทำการควบคุมได้ด้วย แรงดันที่ตกคร่อมระหว่าง เกต (gate) และ ซอร์ส (source) หรือ V_{gs} จึงง่ายต่อการควบคุมกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ การควบคุม MOSFET จะต้องคำนึงถึงข้อสำคัญสองประการคือ

1 เพื่อป้องกันการออสซิลเลชัน (oscillation) เมื่อใช้งานที่ความถี่สูง จะต้องทำให้สายที่ต่อมาจากส่วนควบคุม มายังขาเกตของมอสเฟตสั้นที่สุด ถ้าไม่สามารถทำได้ ให้ใช้ เฟอร์ไรท์บีด (Ferrite bead) หรือใช้ค่า R_1 ที่ต่ออนุกรมอยู่กับเกตให้มีค่าต่ำ

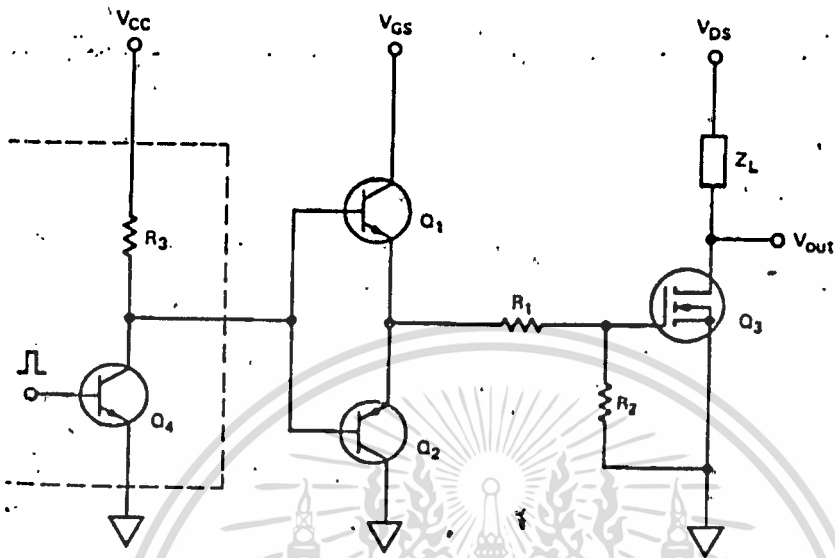


รูป 7.6 การใช้เฟอร์ไรท์บีดเพื่อลดสัญญาณรบกวน

2 เนื่องจากทรานซิสเตอร์ชนิดนี้มี อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input impedance) สูง ค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนขับ (driving source impedance) จะต้องมีค่าต่ำ เพื่อป้องกันการเกิดการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ซึ่งจะทำให้เกิดออสซิลเลชัน ค่าดีซีอินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟตมีค่าสูงมาก แต่ค่า เอซีอินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ นั่นคือ ค่าเวลาไต่ขึ้น (Rise time) ค่าเวลาไต่ลง (Fall time) ขึ้นอยู่กับค่าอินพุทอิมพีแดนซ์

7.3.1 การขับ มอสเฟต ด้วยไอซี ทีทีแอล (TTL)

การขับมอสเฟตด้วยไอซีตระกูล ทีทีแอล โดยตรงไม่เป็นที่แนะนำให้ใช้ แต่ให้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นบัฟเฟอร์ (Buffer) เสียก่อน
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 7.7 การขับด้วยไอซีตระกูล ทีทีแอล (TTL)

7.3.2 การขับมอสเฟตด้วยไอซี ชีมอส (CMOS)

มอสเฟตมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถขับด้วยไอซีตระกูลชีมอสได้โดยตรง โดยมีช่วงเวลาไต่ขึ้น ช่วงเวลาไต่ลง ประมาณ 60 นาโนวินาที แต่ถ้าต้องการความเร็วสูงกว่านี้ สามารถใช้เอมิเตอร์ฟอลโลเวอร์บัฟเฟอร์ (Emitter follower buffer) ได้ การใช้ ชีมอสหลายตัวต่อขนานกันก็สามารถทำได้เมื่อต้องการกระแสในการขับสูงขึ้น

7.3.3 การขับมอสเฟตด้วยไอซีตระกูลลิเนียร์ (Linear)

ไอซีตระกูลลิเนียร์ เช่น ไอซีจังก์ชันออปแอมป์ (OP Amp) สามารถทำการขับได้โดยตรง แต่มีข้อจำกัดทางด้านความถี่ คือสามารถใช้ได้ในย่านความถี่ไม่เกิน 25 kHz การต่อผ่านบัฟเฟอร์ก็สามารถทำได้

7.3.4 การขับมอสเฟตในวงจรฟูลบริดจ์และฮาล์ฟบริดจ์

เนื่องจากวงจรเหล่านี้ ขาเกทของมอสเฟตอยู่ในระดับแรงดันที่ต่างกัน การขับมอสเฟตในวงจรเหล่านี้จึงจำเป็นต้องต่อ หม้อแปลงแยกส่วน (Isolated transformer or pulse transformer)

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

ก่อนอื่นเราจะตั้งจุดมุ่งหมายในการสร้าง โดยต้องการสร้างสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย ขนาดความถี่ 100 kHz ให้จ่ายกำลังประมาณ 150 วัตต์ โดยเลือกการจ่ายกำลังเต็มที่ 30 โวลท์แบบแรงดันคงที่ กระแส 5 แอมป์ โดยเลือกวงจรแบบฮาล์ฟบริดจ์ เพื่อลดจำนวนทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟตซึ่งมีราคาแพง

1 ภาคเรียงกระแสขาเข้า

- การเลือกขนาดไดโอดเรียงกระแส เนื่องจากกำลังที่จ่ายออกประมาณ 150 วัตต์ ถ้าให้ประสิทธิภาพรวมประมาณ 0.75 ดังนั้นขนาดกระแสเข้าสูงสุด เมื่อแรงดันขาเข้า 220 โวลท์

$$P_{out} = 1. V$$

$$I = 150/220 = 0.68 \text{ แอมป์}$$

เมื่อคำนึงถึงประสิทธิภาพ 0.75

$$I = 0.68/0.75 = 0.90 \text{ แอมป์}$$

การเลือกไดโอดจะต้องสามารถทนแรงดันรีเวอร์สไบออลได้ เมื่อแรงดันขาเข้าคือไฟฟ้าที่จ่ายตามบ้าน มีค่า 220 โวลท์ แต่การออกแบบต้องคำนึงถึงแรงดันสูงสุด (peak voltage) นั่นคือจะต้องทนแรงดันได้ $220(1.4)$ ซึ่งเท่ากับ 308 โวลท์

นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงกระแสกระชากเมื่อเริ่มเปิดใช้งานด้วย และเพื่อความปลอดภัยและการใช้งานที่คงทน จึงเลือกขนาดของไดโอดเรียงกระแสให้มีความทนทานมากกว่าปกติใช้งาน คือเลือกเป็นสองเท่าเป็นอย่างน้อยสำหรับกระแส และมากกว่าแรงดันใช้งาน จึงเลือกขนาด 4 A 400 V

- ตัวเก็บประจุ ขึ้นอยู่กับค่าแรงดันกระเพื่อม (ripple voltage) โดยที่แรงดันกระเพื่อมสูงสุดเราเป็นผู้กำหนดเอง ในที่นี้เลือกแรงดันกระเพื่อมสูงสุดเท่ากับ 30 โวลท์ จากสมการ (1.2)

$$C = I_c / (2V_r \cdot f)$$

$$= 1 / (30 \cdot 2 \cdot 50) = 333 \mu F$$

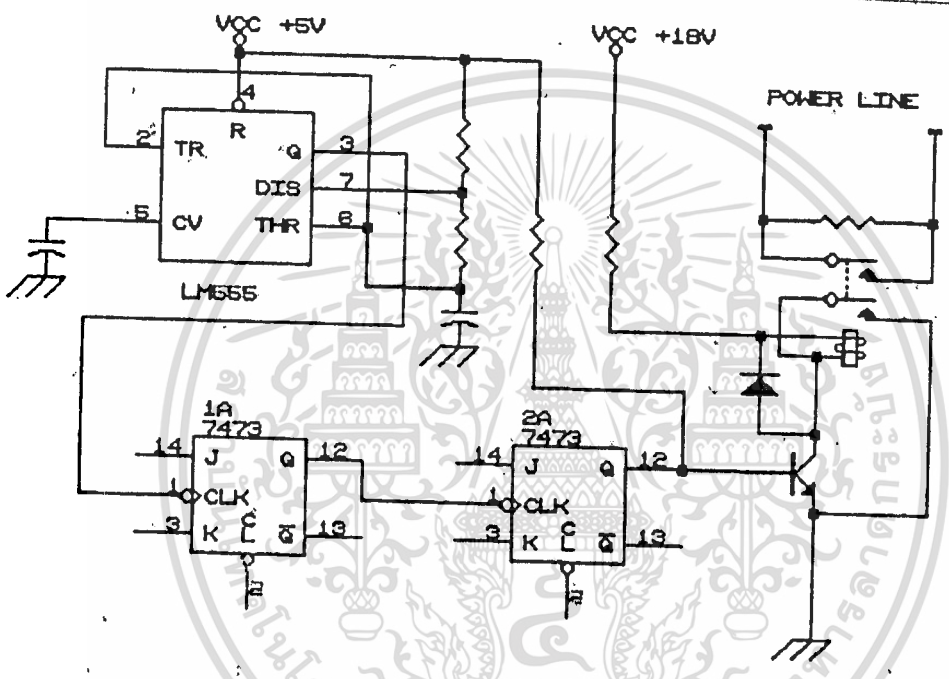
ตัวเก็บประจุจะต้องทนแรงดันได้ด้วย ดังนั้นตัวเก็บประจุจะต้องทนแรงดันอย่างน้อย 320 โวลท์ เพื่อความปลอดภัยจึงเลือกตัวเก็บประจุที่ทนแรงดันได้ 400 โวลท์ สำหรับวงจรฮาล์ฟบริดจ์ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การดูแลของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรคัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณ 160 โวลท์ จึงเลือกตัวเก็บประจุที่ทนแรงดันได้ 350 โวลท์ โดยมีค่าความจุ $333(2) = 666 \mu F$ เป็นอย่างน้อย ซึ่งมีค่า 700 μF เป็นค่าที่ใกล้เคียงที่มีขายในตลาด

- การออกแบบวงจรป้องกันกระแสกระชาก การเลือกสามารถเลือกได้หลายวิธีดังได้กล่าวในภาคทฤษฎี ในที่นี้เลือกแบบวงจรหน่วงเวลาตามที่แสดงในรูป



รูปแสดงวงจรหน่วงเวลา

เมื่อเริ่มเปิดไฟเลี้ยงให้แก่วงจร LM 555 ซึ่งถูกต่อวงจรแบบวงจรไม่เสถียร (Astable multi-vibrator) จะทำการสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อกระตุ้นให้ฟลิปฟลอป (Flip Flop) เริ่มทำการนับเมื่อสัญญาณพัลส์มาได้ 4 ลูก รีเลย์ (Relay) จะบิดวงจรทำการลัดวงจรตัดตัวต้านทานหน่วงกระแสออกไปและต่อวงจรนำกระแสให้ตัวเอง การหน่วงเวลาแบบนี้ให้ความเวลาการหน่วงกระแสที่ไม่คงที่นักแต่ก็สามารถใช้ได้เมื่อให้ LM 555 ผลิตสัญญาณความถี่ต่ำ สามารถคำนวณความถี่ได้ดังนี้

$$f = 1.43 / [C (Ra + 2Rb)]$$

เมื่อกำหนดค่า $Ra = 10k$, $Rb = .180k$, $C = 1\mu F$ จะได้ความถี่ 0:529 วินาที เมื่อผ่านฟลิปฟลอปแล้วจะได้คาบการหน่วงเวลาประมาณ 2 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ ซึ่งเพียงพอ

การกำหนดค่าตัวต้านทานกำหนดจากค่ากระแสระบายสูงสุดที่อุปกรณ์สามารถทนได้ ในที่นี้ใช้ไดโอดทนกระแส 4 แอมป์ ทนกระแสระบายประมาณ 5 เท่า ตัวต้านทานที่ใช้จะมีความต้านทานอย่างต่ำ $320/20 = 16$ โอห์ม เนื่องจากการนำกระแสในช่วงสั้น ตัวต้านทานจึงไม่จำเป็นต้องมีขนาดใหญ่ จึงเลือกใช้ขนาด 75 โอห์ม 5 วัตต์

2 ชุดวงจรเรียงไฟกระแสสลับ

เนื่องจากการออกแบบให้ใช้ความถี่ 100kHz ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะมีค่าการสูญเสียจากการสวิตช์ (Switching loss) สูงไม่เหมาะกับการใช้งาน จึงเลือกใช้ซิลิโคน MOSFET เนื่องจากมีช่วงเวลาไต่ขึ้น และไต่ลงต่ำ ทำให้มีค่าความสูญเสียต่ำตามไปด้วย MOSFET จะต้องมีแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 320 โวลต์ จึงเลือกใช้ IRF 830 หรือ IRF 840 ซึ่งมีพิกัดใช้งาน 4.5 และ 8 แอมป์ ตามลำดับ พิกัดแรงดัน 500 โวลต์ ซึ่งขนาดกระแสสามารถคำนวณจากสมการ (2.1)

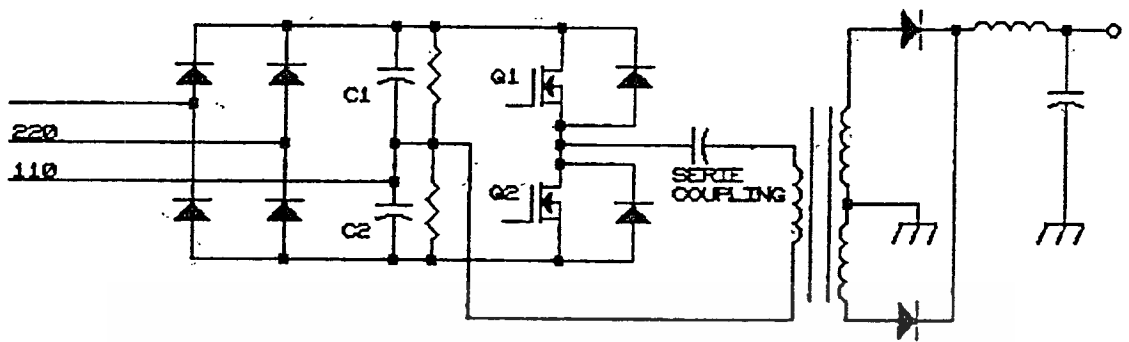
$$I_c = 3 P_{out} / V_{in}$$
$$= 3(150) / 320 = 1.5 \text{ แอมป์}$$

ซึ่งเมื่อเผื่อค่าความปลอดภัยในการใช้งานแล้ว สามารถใช้ MOSFET ทั้งสองเบอร์ได้

การเลือกขนาดตัวเก็บประจุได้จากภาคไฟเข้า คือ 700µF 350 โวลต์ โดยต่อแบบอนุกรมกัน ค่าความต้านทานต่อเพื่อช่วยให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าใกล้เคียงกัน จากการศึกษาพบว่าถ้าตัวต้านทานมีค่าต่ำลงจะทำให้แรงดันมีค่าเข้าใกล้เคียงกันมากขึ้น ที่ใช้ในวงจรมีค่า 7.5 kΩ

การเลือกค่าตัวเก็บประจุอนุกรม (Serie coupling capacitor) จะขึ้นอยู่กับแรงดันที่แตกต่าง และค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำภาคเรียงกระแสขาออก แต่เนื่องจากไม่สามารถวัดค่าที่แน่นอนได้เพราะต้องขึ้นกับการเหนี่ยวนำข้ามมายังด้านปฐมภูมิ จึงทำการทดลองเปลี่ยนค่า จากการทดลอง เมื่อค่าตัวเก็บประจุมีค่าต่ำ พื้นที่แรงดันทั้งสองข้างจะไม่ค่อยเท่ากัน เมื่อเพิ่มค่าจะเท่ากันมากขึ้น ที่ใช้ในวงจรค่า 0.2 µF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



$$R1 = 7.5K = R2$$

$$C1 = C2$$

รูปแสดงวงจรส่วนของแรงดันสูง โดยไม่รวมการป้องกันต่างๆ

3 หม้อแปลงความถี่สูง

การพันหม้อแปลงความถี่สูงที่ต้องคำนึงถึงคือ ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) การพันลวดให้มีค่าฟลักซ์รั่วน้อยที่สุด โดยการพันลวดด้านทุติยภูมิพร้อมกันสองเส้นแล้วจับต่อกันให้ถูกทิศทาง จะได้ขดลวดทุติยภูมิแบบมีจุดต่อกลางที่มีความสมดุลของเส้นแรงแม่เหล็กทำให้เกิดฟลักซ์รั่วน้อย

การพันขดลวดแบ่งเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

3.1 การเลือกชนิดของวัสดุที่นำมาทำแกน เป็นแกนเฟอร์ไรท์ และวงจรที่ใช้คือ วงจรฮาล์ฟบริดจ์ แรงดันเข้าต่ำสุด 180 โวลต์ สูงสุด 260 โวลต์

3.2 เลือกค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด ในที่นี้เลือก $B_{max} = 1600$ เกาส์ ที่แรงดันต่ำสุด 90 โวลต์ แรงดันสูงสุด 130 โวลต์ ค่า B_{max} ก็ยังไม่เกิน 3300 เกาส์ ซึ่งเป็นค่าอิมิตัวของหม้อแปลง

3.3 คำนวณค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ที่ 90 โวลต์ แรงดันยอด (peak voltage) เท่ากับ $90(1.4) = 252$ โวลต์ ค่าแรงดันสูงสุดหาจากสมการ (2.1)

$$I_c = 3P_{out}/V_{in}$$

$$= 3(150)/252 = 1.78 \text{ แอมป์}$$

3.4 คำนวณหาขนาดแกนพันลวด (bobbin) จากสมการ (3.5) โดยเลือกค่าความหนาแน่นกระแส 300 c.m./A

$$A_e \cdot A_c = 0.68(150)(300)10^3 / 10^5 (1600) \\ = 0.19125 \text{ cm}^4$$

เปรียบเทียบกับขนาดผลคูณของแกนที่มีค่า $A_e = (1.4)(1.4) = 1.96$, $A_c = (1.4)(1.8) = 2.52$, $A_e \cdot A_c = 1.96(2.52) = 4.93 \text{ cm}^4$ ซึ่งสามารถพันลงบนแกนได้อย่างสบาย

3.5 คำนวณจำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิและขนาดของลวดทองแดงอาบน้ำยา จากขนาดกระแส 1.78 แอมป์ ดังนั้นพื้นที่นำกระแสที่ต้องการ $1.78(300) = 534 \text{ c.m./A}$ ซึ่งต้องใช้ลวด AWG 22 1 เส้น แต่เพื่อจ่ายต่อการพัน จึงใช้ลวด AWG 29 จำนวน 5 เส้น จำนวนรอบที่พันหาได้จาก (3.6)

$$N_p = [90(1.4) - 30]10^3 / [4(10^5)(1600)(1.96)] \\ = 7.8 \text{ รอบ} = 8 \text{ รอบ}$$

3.6 ตรวจสอบค่า B_{max} เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลง โดยคิดที่แรงดันสูงสุด จากสมการ $B_{max} = V_{in,max}10^3 / 4fNA_e$

$$B_{max} = [130(1.4) + 30]10^3 / 4(8)(10^3)(1.96) \\ = 3380 \text{ เกาส์}$$

ซึ่งอาจทำให้แกนเกิดการอิ่มตัวได้ จึงเลือกจำนวนรอบให้สูงขึ้นเป็น 12 รอบ ค่า B_{max} สูงสุดจะเป็น 2250 เกาส์

3.7 คำนวณขึ้นของการพันขดลวด เนื่องจากขนาดแกนพันลวดมีพื้นที่ใหญ่มากเมื่อเทียบกับจำนวนลวดที่พันทั้งหมด จึงละลายชั้นตอนเสียได้

3.8 คำนวณจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ จากสมการ (3.1)

$$N_s = 12(30)/96 = 3.75$$

$$= 4 \text{ รอบ}$$

3.9 คำนวณขนาดลวดด้านทุติยภูมิเช่นเดียวกับชั้นตอนที่แล้วมา เมื่อจ่ายกระแส 5 แอมป์ ความหนาแน่นกระแส 300 c.m./A ต้องการพื้นที่ $5(300) = 1500 \text{ c.m./A}$ ใช้ลวด AWG 18 หรือใช้ลวดเล็กหลายเส้นเพื่อความสะดวกในการพัน ในการออกแบบใช้ลวด AWG 28 จำนวน 10 เส้น

3.10 คำนวณพื้นที่ที่ใช้พันลวดทั้งหมดรวมถึงฉนวน อาจละลายเสียได้เนื่องจากแกนพันลวดมีขนาดใหญ่กว่าจำนวนลวดและฉนวนที่อยู่บนแกนมาก

4 ภาคเรียงกระแสขาออก

ภาคเรียงกระแสขาออกเป็นการต่อวงจรเรียงกระแสแบบมีจุดต่อกลาง (Center tap) และต่อเพียงไฟบวกอย่างเดียว จึงใช้ไดโอดเพียงสองตัวเท่านั้น

- การเลือกใช้ไดโอด เนื่องจากแรดตันที่ใช้เป็นขนาด 30 โวลท์ ไดโอดจะต้องทนแรงดันได้ต่ำ $2(30) = 60$ โวลท์ การใช้ ซอตกี้ไดโอดไม่เหมาะสม เนื่องจากไดโอดชนิดนี้ทนแรงดันได้ต่ำ และวงจรก็จ่ายกระแสออกไม่มาก ไดโอดที่เหมาะสมที่สุดจึงเป็นไดโอดชนิดเริ่มนำกระแสเร็ว (Fast recovery diode) ต้องมีขนาดทนกระแสได้อย่างต่ำ 5 แอมป์ ทนแรงดันได้ต่ำ 60 โวลท์ ที่เลือกใช้ในวงจร เป็นไดโอดเริ่มนำกระแสเร็ว ขนาด 7.5 แอมป์ 200 โวลท์

วงจรสับเซอร์สำหรับไดโอด จะเป็นแบบกระแสต่ำ เนื่องจากไม่สามารถทราบค่าของประจุที่รอยต่อพีเอ็น (C_j) ได้ การหาค่าที่เหมาะสมของตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน จึงต้องหาจากการทดลองลุ่มค่ามาใช้

- การเลือกขนาดตัวเหนี่ยวนำ สามารถหาได้จากสมการ (4.5)

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

การใช้การประมาณค่าอย่างง่ายจะสะดวกกว่า จึงใช้สมการ (4.7)

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

เมื่อช่วงเวลาหยุดนำกระแสมีประมาณ 25 %

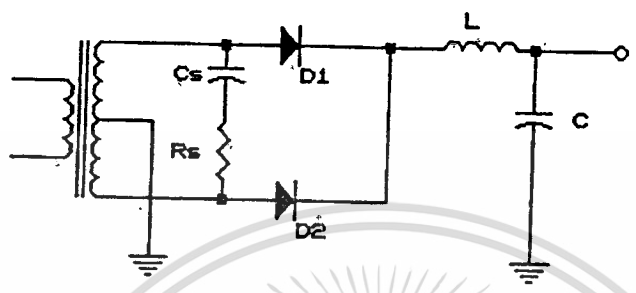
$$L = 30(0.25)(10^{-3}) / 0.25(5) = 60 \mu H$$

- การเลือกตัวเก็บประจุ จะเป็นตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม และอิเล็กทรอนิกส์ ต่อขนานกันเมื่อลดค่า ESR โดยที่ตัวเก็บประจุชนิดฟิล์มมีความจุต่ำแต่ทำงานได้ดีในย่านความถี่สูง ส่วนแบบอิเล็กทรอนิกส์ต้องเป็นแบบมีค่า ERS ต่ำ ซึ่งตัวเก็บประจุชนิดนี้มีความจุสูง การคำนวณค่าสามารถคำนวณตามสมการ (4.8)

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

เมื่อกำหนด ผลต่างกระแส เป็น 25 % ของกระแสที่จ่ายให้โหลด และกำหนดแรงดันกระแสเพิ่ม 0.1 โวลท์

$$C_{out} = 0.25(5) / [8(10^3)(0.1)] = 15.6 \mu F$$



L = 60 microhenry
 C = 16 micro Farad

รูปแสดงวงจรภาคกระแสออก

5 ส่วนสร้างสัญญาณควบคุม

ในวงจรนี้ใช้การควบคุมด้วย TL 494 ซึ่งมีการกำเนิดความถี่ตามสมการ (5.1)

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

เมื่อต้องการให้ความถี่ในการสวิตช์ของวงจร เป็น 100 kHz จะต้องให้ f_{osc} มีค่า 200 kHz เมื่อกำหนดค่า C_T = 15 pF /

$$R_T = 1.1 / (200) \cdot 10^3 \cdot (15) \cdot 10^{-12}$$

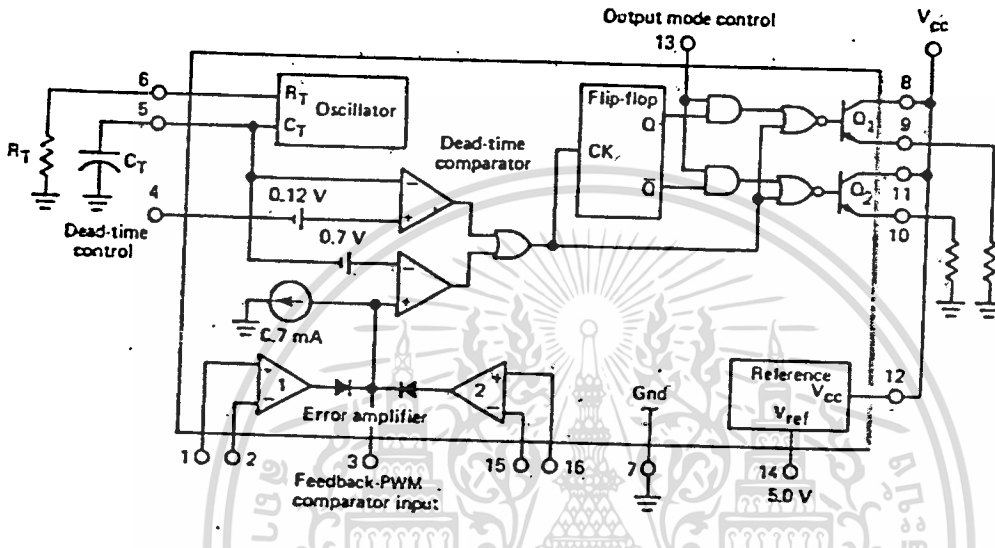
$$= 366.7 \text{ k}\Omega$$

การต่อชุดหน่วงเวลาของ TL 494 โดยต่อวงจร RC เข้าที่ขา D_T เพื่อทำการหน่วงเวลาช่วงเริ่มต้น เป็นการป้องกันสัญญาณควบคุมผิดพลาดเมื่อเริ่มใช้งาน

ชุดรับสัญญาณป้อนกลับของ TL 494 มีอยู่ 2 ชุดเป็นออปแอมป์ 2 ตัวมีขา ยื่นออกมาเพื่อใช้งาน

ชุดสัญญาณควบคุมมี 2 ชุดเป็นทรานซิสเตอร์ 2 ตัว สามารถปรับความกว้างของพัลส์ โดยอาศัยการควบคุมจากส่วนป้อนกลับ

S
E
P



รูปแสดง TL 494 PWM control

6 ส่วนป้อนกลับ

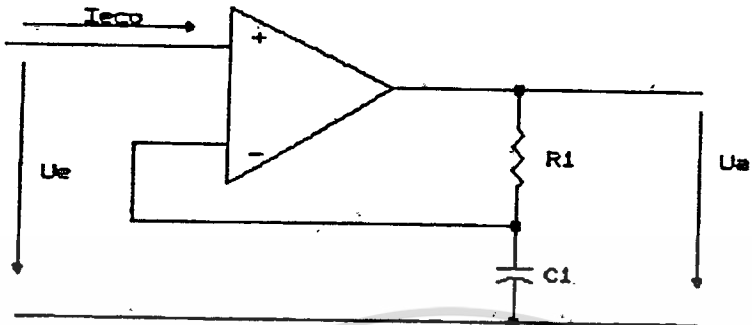
การป้อนกลับสำหรับควบคุมแรงดันให้คงที่ เป็นวงจร พีดิต (PD controller) ซึ่งใช้แก้มการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ดี ในส่วนของวงจรจะต่อแบบ ไล่กลับขั้ว (non-inverting) ในส่วนของวงจรป้อนกลับแบบนี้ อธิบายได้ดังนี้

$$U_a = \frac{1}{SC_1 + R_1}$$

$$U_e = \frac{1}{SC_1} = \frac{1}{1 + SR_1C_1}$$

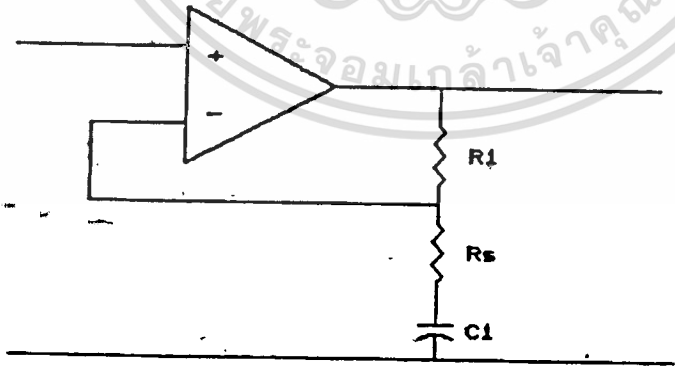
ดังนั้น $F(s) = 1 + sTv$
 $Tv = R_1C_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป PD controller

เมื่อ ความถี่สูงๆ อัตราขยายจะเข้าสู่นันต์ ซึ่งในทางปฏิบัติ จะไม่สามารถทำได้เนื่องจาก ออปแอมป์จะเกิดการอิ่มตัวจึงต้องใส่ตัวต้านทานเพิ่มเข้าไปอีกตัวหนึ่ง คือ R_s



รูปแสดงวงจร PD controller เมื่อได้รับการปรับปรุง

$$F(s) = U_a/U_e$$

$$= (1+sT_v) / (1+sT_s)$$

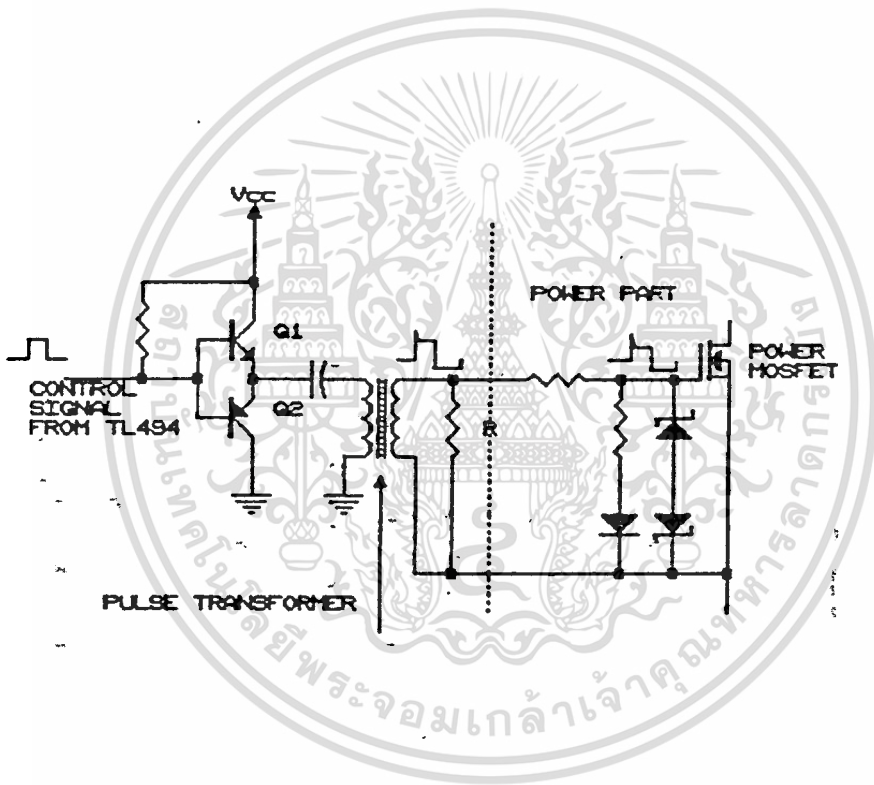
$$T_s = C_1 \cdot R_s$$

$$T_v = C_1 (R_1 + R_s)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7 ส่วนแยกและขยายสัญญาณควบคุม

เมื่อสัญญาณควบคุมออกจาก TL 494 ไม่สามารถขับวงจรฮอลล์บริดจ์ได้โดยตรง เนื่องจากเกิดแรงดันต่างระดับ และกำลังขับไม่เพียงพอ จึงจำเป็นต้องใช้ หม้อแปลงแบ่งแยก (pulse transformer) และส่วนขยายสัญญาณควบคุมดังรูป



รูปแสดงส่วนแยกและขยายสัญญาณควบคุม

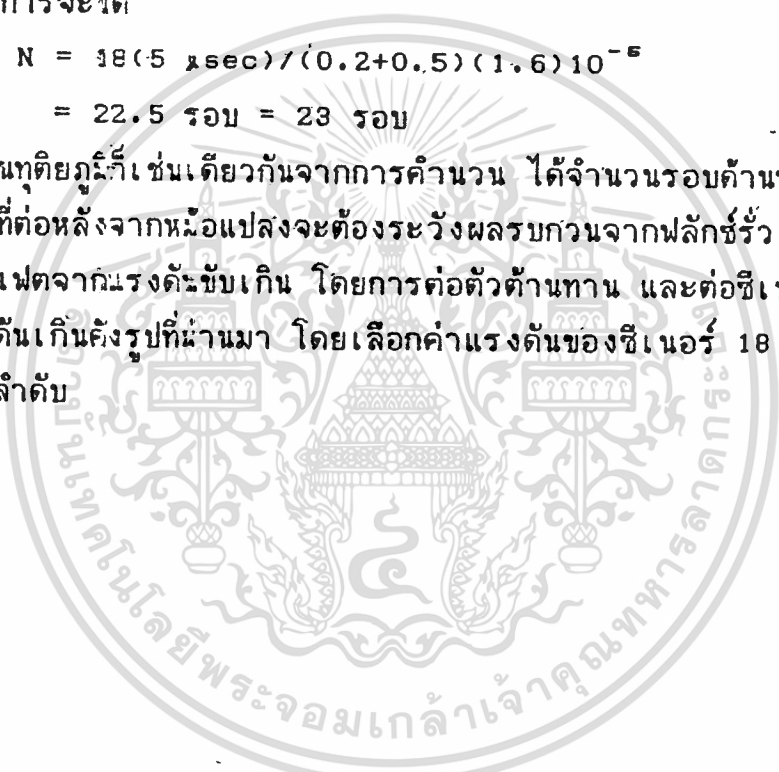
สัญญาณควบคุมจาก TL 494 จะถูกขยายโดยทรานซิสเตอร์ Q_1 , Q_2 โดยช่วงเวลาสัญญาณเป็นบวก Q_1 ทำงาน แรงดันจะผ่านไปยังขาเกตของมอสเฟต ทำให้มอสเฟตนำกระแส ในช่วงเวลาที่สัญญาณจาก TL 494 เป็นศูนย์ Q_2 จะทำงานและดึงกระแสจากขาเกตของมอสเฟตไปสู่มอสเฟต

จะทำงาน แรงดันที่ปรากฏที่ขาเกทของมอสเฟตจะเป็นลบมอสเฟตจะหยุดนำกระแส มอสเฟตทั้งสองตัวจะผลิตกันนำกระแสโดยที่จะต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน โดยมีอยู่เวลาหนึ่งที่มีมอสเฟตจะหยุดนำกระแสทั้งคู่ เรียกว่า เวลาตาย (dead time) ซึ่งแรงดันและกระแสที่จ่ายให้ไหลในชวงนี้ ได้จากพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำด้านไฟออก (LC filter)

การผันหม้อแปลงแบ่งแยก (pulse transformer) สามารถคำนวณจำนวนรอบจากสมการ (3.8) แรงดันที่ปรากฏที่ด้านปฐมภูมิ จาก +18 ถึง -5 โวลต์ ค่า B_{max} เปลี่ยนแปลงจาก 0.2 ไปถึง -0.5 Wb/m^2 แทนค่าลงในสมการจะได้

$$N = 18(5 \text{ } \mu\text{sec}) / (0.2+0.5)(1.6) 10^{-5} \\ = 22.5 \text{ รอบ} = 23 \text{ รอบ}$$

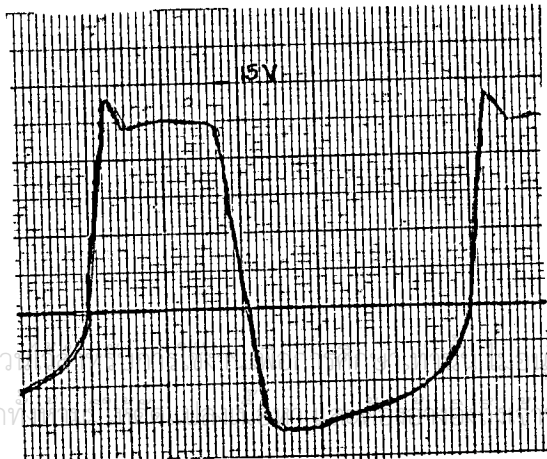
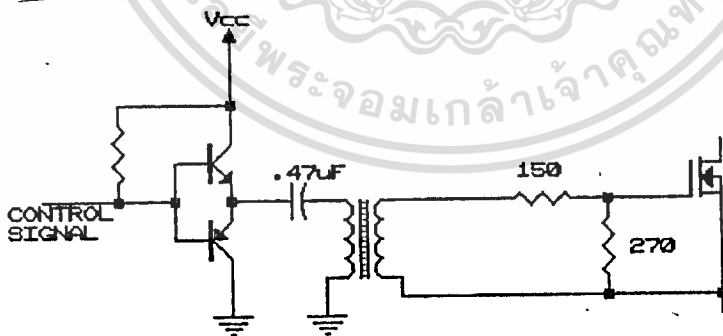
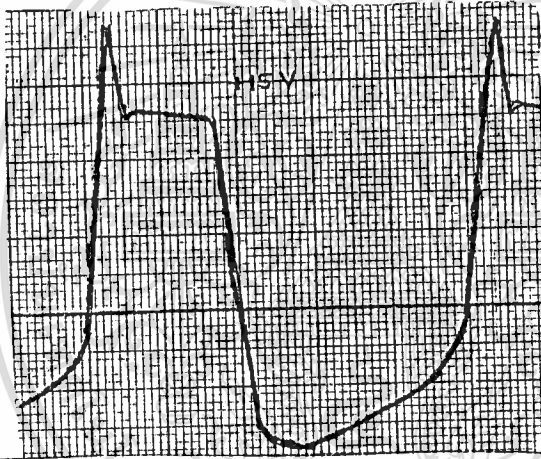
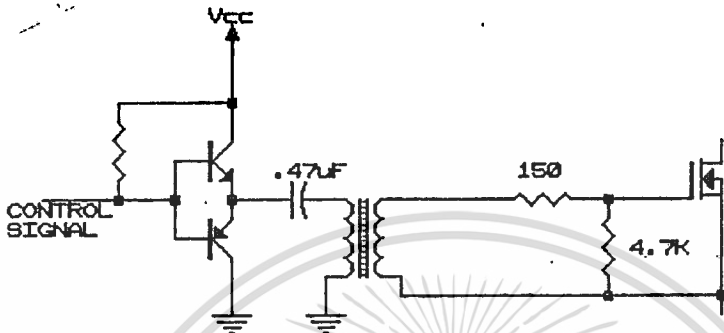
ด้านทุติยภูมิก็เช่นเดียวกันจากการคำนวณ ได้จำนวนรอบด้านทุติยภูมิ 23 รอบ ส่วนที่ต่อหลังจากหม้อแปลงจะต้องระวังผลรบกวนจากฟลักซ์รั่ว และต้องป้องกันมอสเฟตจากแรงดันขั้วเกิน โดยการต่อตัวต้านทาน และต่อซีเนอร์ไดโอดป้องกันแรงดันเกินคิงรูปที่ผ่านมา โดยเลือกค่าแรงดันของซีเนอร์ 18 และ 12 โวลต์ ตามลำดับ

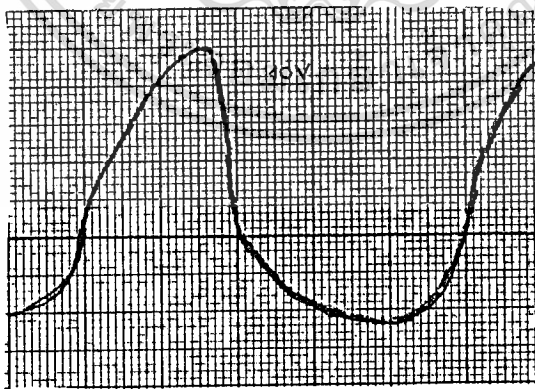
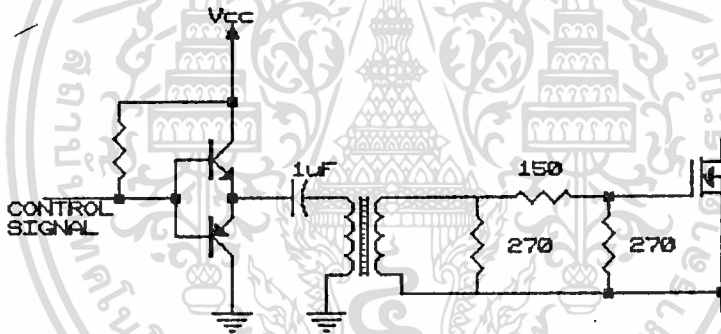
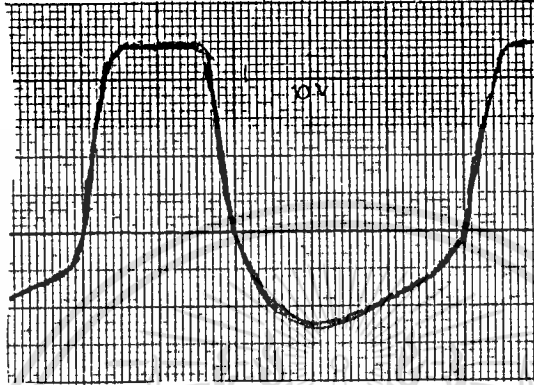
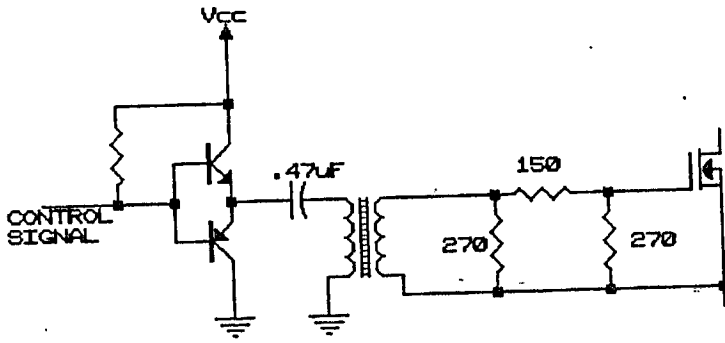


บทที่ 4

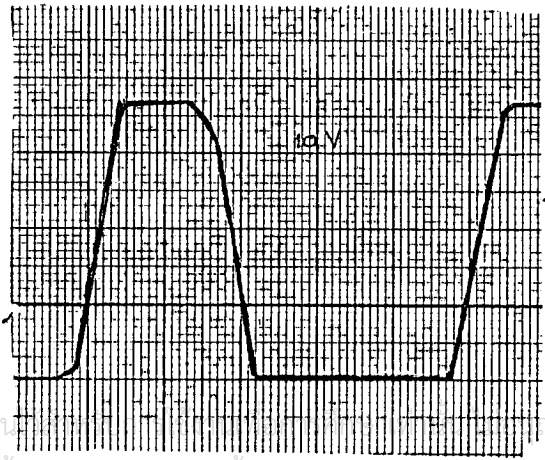
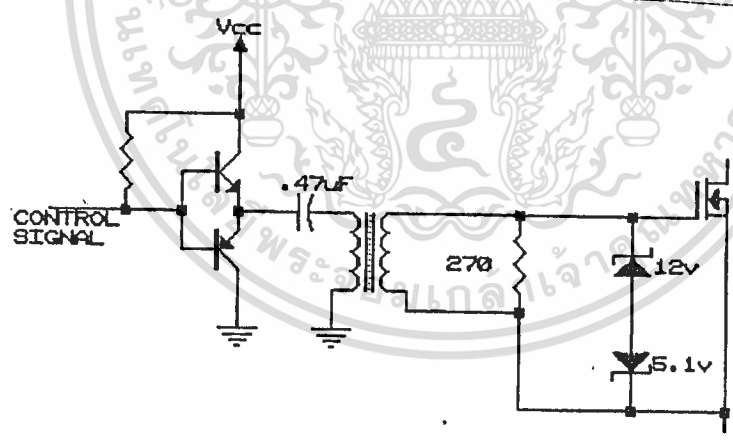
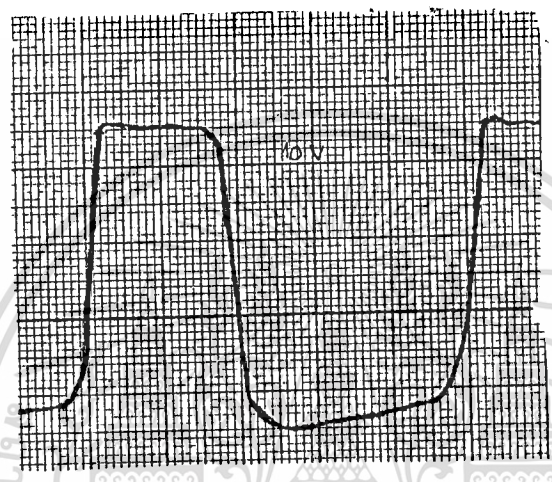
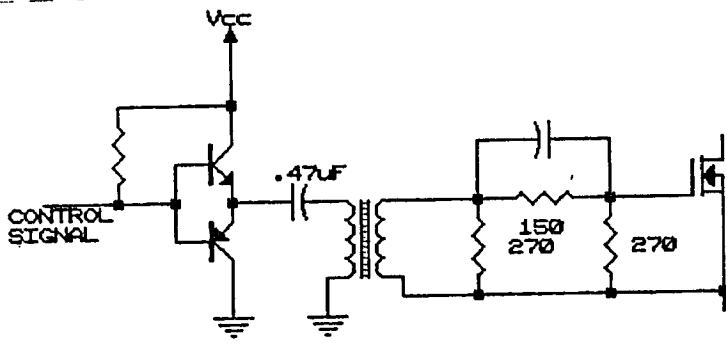
การทดลอง

4.1 สัญญาณควบคุมที่เกตเมื่อใช้วงจรมายาสัญญาณควบคุมแบบต่างๆ



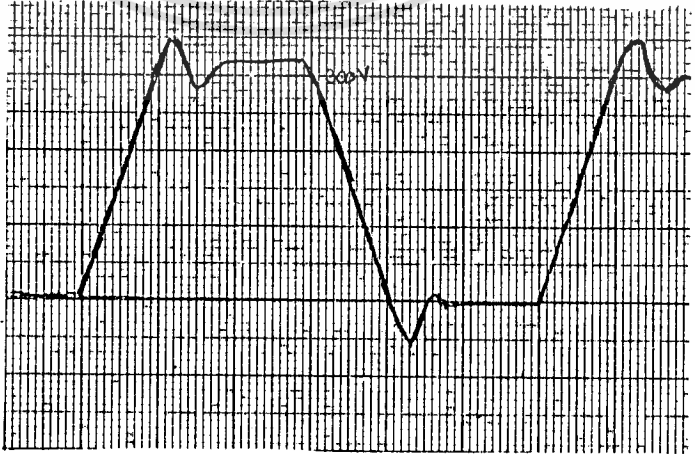
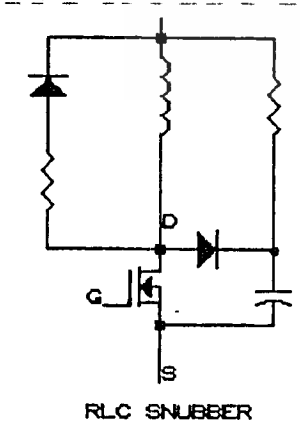
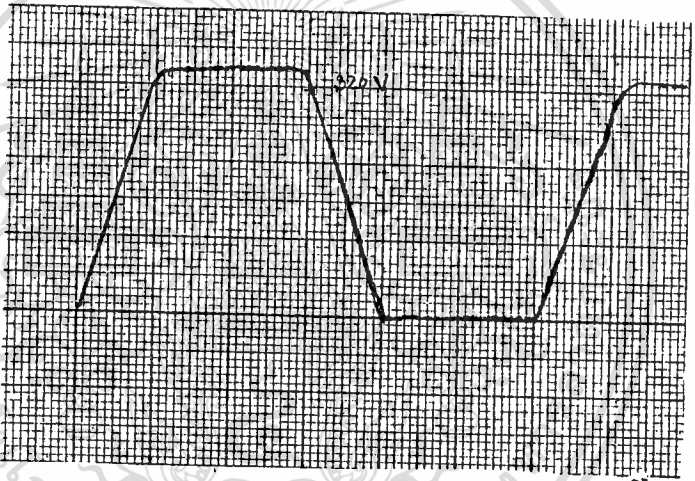
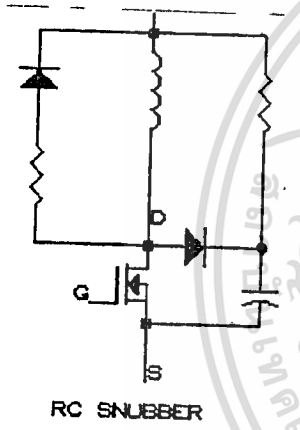
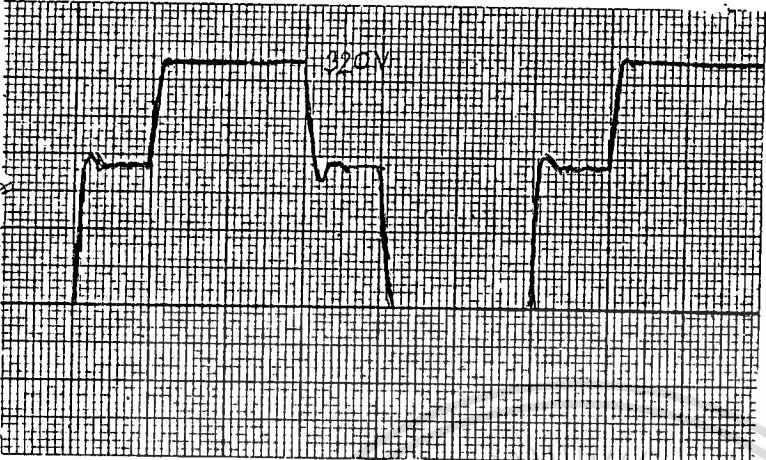


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

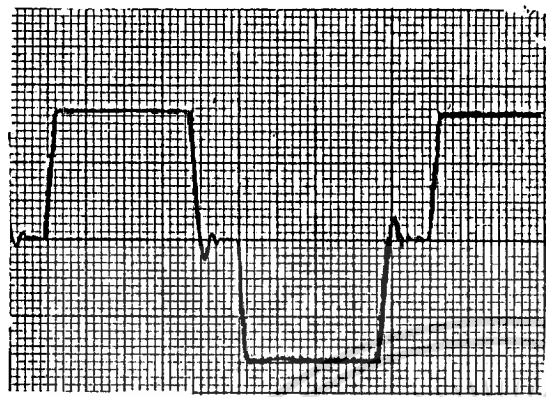
4.2 แรงดันที่ไดรอน (V_{DS})



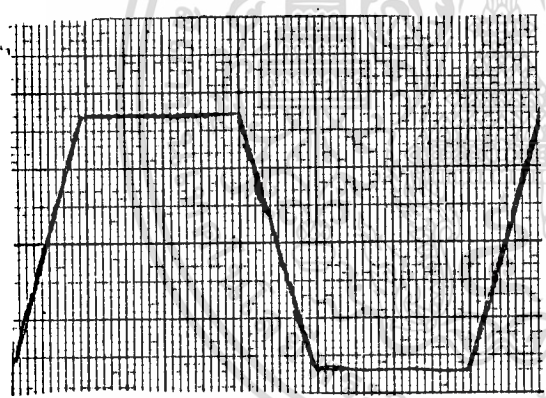
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

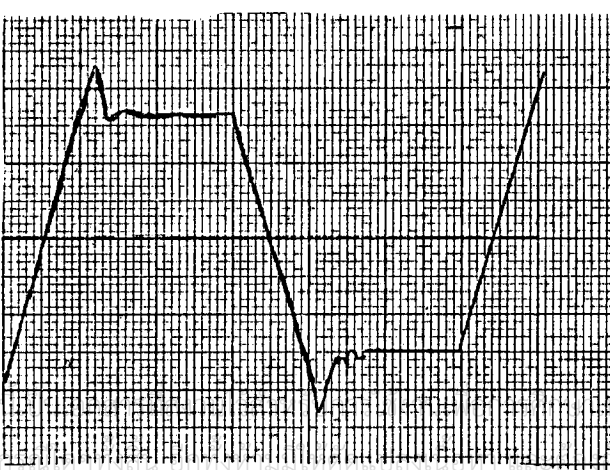
4.3.1 เมื่อไม่มีวงจรถนั้บเบอร์



4.3.2 เมื่อใช้ล้น้บเบอร์แบบ RC

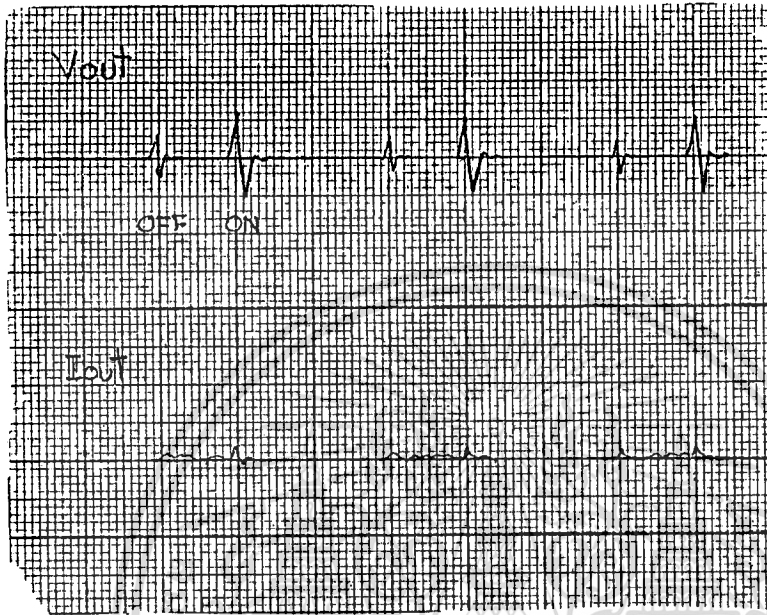


4.3.2 เมื่อใช้ล้น้บเบอร์แบบ RLC



เอกสารนี้นั้น ไม่นุญตาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม
 โปรดติดต่อขอข้อมูลจากศูนย์บริการลูกค้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 แรงดันที่โหลดและกระแสที่โหลด

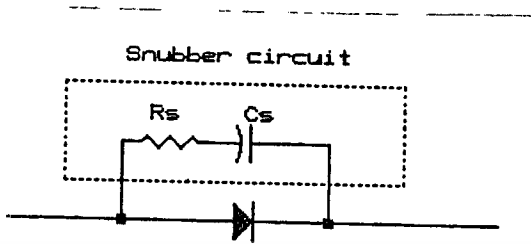


ผลการทดลอง ปรากฏว่าแรงดันโหลดไม่เรียบมีสัญญาณรบกวน

4.6 การเปลี่ยนแปลงตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำภาคกระแสออก

ผลการทดลองสรุปได้ว่า การเปลี่ยนแปลงตัวเก็บประจุให้ผลกับแรงดันกระแสเฟือง แต่ไม่ส่งผลเปลี่ยนแปลงกับแรงดันรบกวนที่เกิดขึ้น ถ้าค่าตัวเก็บประจุมีค่ามาก แรงดันกระแสเฟืองจะลดลง ส่วนการเปลี่ยนแปลงตัวเหนี่ยวนำจะให้ผลกับกระแสเฟือง โดยถ้าค่าความเหนี่ยวนำสูงกระแสเฟืองจะลดลง แต่ไม่ส่งผลกับแรงดันรบกวน ซึ่งสรุปได้ว่าการเปลี่ยนแปลงเอาท์พุทฟิลเตอร์ ไม่ทำให้แรงดันรบกวนเปลี่ยนแปลง

4.7 การใส่สแน็บเบอ์ที่ไดโอดเรียงกระแสภาคเอาต์พุท



สรุปผลการทดลอง การใส่สแน็บเบอ์สามารถลดแรงดันรบกวนได้เล็กน้อยคือที่จังหวัดหะการออฟของมอสเฟต

4.8 การเปลี่ยนแปลงหม้อแปลงความถี่สูง

4.8.1 การพันแผ่นฟาราเดย์ชิลด์ โดยการพันกันระหว่างชั้นของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ แล้วต่อลงกราวด์ที่ภาคควบคุม ให้ผลแรงดันรบกวนลดลงเป็นอย่างมาก

4.8.2 การเปลี่ยนแปลงรูปร่างของแกน เนื่องจากทราบว่าแกนชนิดพอกเตอร์ให้ผลในการลดการรบกวนจากสนามแม่เหล็กกร่ว จึงทดลองใช้พันขดลวด ปรากฏว่าแรงดันรบกวนที่เกิดขึ้นลดลง แต่ยังไม่สามารถกำจัดให้หมดไปได้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดลองสร้าง สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย ทำให้ทราบถึงอุปสรรค และข้อควรระวังต่างๆ เป็นจำนวนมาก สิ่งที่ต้องคำนึงถึงมากที่สุดคือ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง ให้ได้ระดับแรงดันตามต้องการ โดยที่มีฟลักซ์รั่วน้อยที่สุด เพราะเป็นตัวการสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน ที่สำคัญอีกประการคือการ ระวังป้องกันมอสเฟตไม่ให้เสียหาย ซึ่งมีสาเหตุมาจากสัญญาณควบคุมที่ไม่ดี หรือ เกิดจาก di/dt , dv/dt การป้องกันสามารถทำได้โดยการใส่สแน็บเบอร์

สรุป สวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลายมีข้อได้เปรียบพาวเวอร์ซัพพลายแบบ ธรรมดาที่ ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบาว่า อันเนื่องมาจากการใช้หม้อแปลง ความถี่สูง และการควบคุมแรงดันให้คงที่สามารถทำได้เป็นอย่างดีที่โหลดหนัก แต่ก็มีข้อเสียเปรียบหลายประการ เช่น อุปกรณ์บางชนิดหายาก และมีส่วนประกอบที่ยุ่งยากซับซ้อน ทำให้มีโอกาสที่จะเสียหายได้มากถ้าการออกแบบไม่ดี

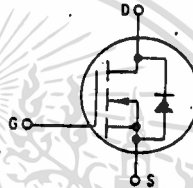
การควบคุมแรงดันให้คงที่ของสวิตชิงพาวเวอร์ซัพพลาย ทำโดยอาศัย หลักการของ การเปลี่ยนแปลงความกว้างของรูปคลื่นแรงดันที่ส่งมายังหม้อแปลง ความถี่สูง โดยควบคุมจากส่วนควบคุมที่เป็นแบบสวิตชิงเรกูลเลเตอร์

Power Field Effect Transistor

N-Channel Enhancement Mode Silicon Gate TMOS

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



IRF830
IRF831
IRF832
IRF833

TMOS POWER FETs
 4 and 4.5 AMPERES
 $r_{DS(on)} = 1.5 \text{ OHMS}$
 450 and 500 VOLTS
 $r_{DS(on)} = 2 \text{ OHMS}$
 450 and 500 VOLTS



CASE 221A-02
 (TO-220AB)

MAXIMUM RATINGS

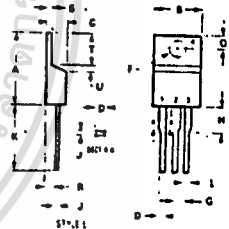
Rating	Symbol	IRF				Unit
		830	831	832	833	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$)	V_{DGR}	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	= 20				Vdc
Drain Current Continuous, $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$ Peak, $T_C = 25^\circ\text{C}$	I_D	4.5 3		4 2.5		Adc
Total Power Dissipation for $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	75 0.6				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	- 55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance — Junction to Case,	$R_{\theta JC}$	1.67	°C/W
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1" from Case for 5 Seconds	T_L	300	°C

... the MTP4N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.
 ... curves of the MTP4N45 are applicable for this series of product.

OUTLINE DIMENSIONS



NOTES

- 1 DIMENSIONS ARE GIVEN IN MILLIMETERS
- 2 DIMENSIONS ARE GIVEN IN INCHES
- 3 DIMENSIONS ARE GIVEN IN MILLIMETERS
- 4 DIMENSIONS ARE GIVEN IN INCHES
- 5 DIMENSIONS ARE GIVEN IN MILLIMETERS
- 6 DIMENSIONS ARE GIVEN IN INCHES

Symbol	Dimension	Value	Unit
A
B
C
D
E
F
G
H
I
J

IRF830-833

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)	IRF831, IRF833 IRF830, IRF832	V(BR)DSS 450 500	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)		I _{DSS}	— 0.2 1	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSF}	— 100	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSR}	— 100	nAdc

ON CHARACTERISTICS*

Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)		V _{GS(th)}	2	4	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 2.5 Adc)	IRF830, IRF831 IRF832, IRF833	r _{DS(on)}	— —	1.5 2	Ohm
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} ≥ 6.75 Vdc) (V _{DS} ≥ 8 Vdc)	IRF830, IRF831 IRF832, IRF833	I _{D(on)}	4.5 4	— —	Adc
Forward Transconductance (V _{DS} > 6.75 V, I _D = 2.5 A) (V _{DS} > 8 V, I _D = 2.5 A)	IRF830, IRF831 IRF832, IRF833	g _{FS}	2.5 2.5	— —	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Input Capacitance	V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1 MHz	C _{iss}	—	800	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	200	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	60	

SWITCHING CHARACTERISTICS*

Turn-On Delay Time	V _{DD} = 200 V, I _D = 2.5 Apk, R _{gen} = 15 Ohms	t _{d(on)}	—	30	ns
Rise Time		t _r	—	30	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	55	
Fall Time		t _f	—	30	
Total Gate Charge	V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 10 Vdc, I _D = Rated I _D	Q _g	22 (Typ)	30	nC
Gate-Source Charge		Q _{gs}	12 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	10 (Typ)	—	

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

Forward On-Voltage	I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0,	V _{SD}	1.1 (Typ)	1.5(1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	450 (Typ)	—	ns

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE

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)	—	

* Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2%.
(1) Add 0.1 V for IRF830 and IRF831.

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**IRF840
IRF841
IRF842
IRF843**

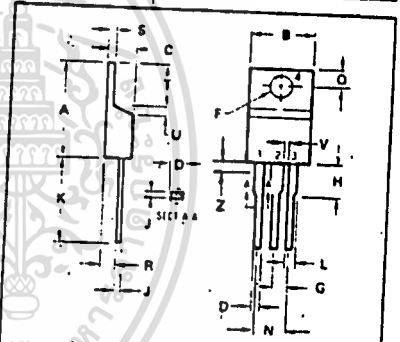
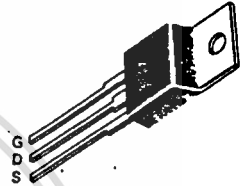
N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE SILICON GATE TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR

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



Part Number	V _{DSS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 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 H APPLIES TO ALL LEADS
 - 2 DIMENSION L APPLIES TO LEADS 1-4
 - 3 DIMENSION Z DEFINES A 20% WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED
 - 4 DIMENSIONING AND TOLERANCING PER AS/1514 SM 1987
 - 5 CONTROLLING DIMENSION INCH

STYLE 5
PIN 1 GATE
2 DRAIN
3 SOURCE
4 DRAIN

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.60	15.75	0.575	0.620
B	9.65	10.29	0.380	0.405
C	4.06	4.82	0.160	0.190
D	0.64	0.69	0.025	0.035
E	3.61	3.73	0.142	0.147
F	7.41	7.67	0.095	0.105
G	7.79	7.93	0.110	0.155
H	0.36	0.56	0.014	0.022
J	12.70	14.27	0.500	0.562
K	1.14	1.39	0.045	0.055
L	4.63	5.33	0.190	0.210
M	7.54	7.04	0.100	0.170
N	2.04	2.79	0.080	0.110
S	1.14	1.39	0.045	0.055
T	5.97	6.48	0.235	0.255
U	0.00	1.27	0.000	0.050
V	1.14	0.045		
Z		2.03		0.080

CASE 221A-02
TO-220AB

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 mΩ)	V _{DGR}	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V _{GS}	= 20				Vdc
Drain Current Continuous	I _D	8.0		7.0		A dc
		32		28		
Total Power Dissipation TC = 25°C Derate above 25°C	P _D	125				Watts
		1.0				
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	1.0	°C/W
Junction to Ambient	R _{θJA}	62.5	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1"8" 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.

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_G = 0, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	IRF841, IRF843 IRF840, IRF842	$V_{(BR)DSS}$	450 500	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_G = 0$) ($V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS}, V_G = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)		I_{DSS}	— —	0.25 1.00	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GSF} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)		I_{GSSF}	—	500	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse ($V_{GSR} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)		I_{GSSR}	—	500	nAdc
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 0.25 \text{ mA}$)		$V_{GS(th)}$	2.0	4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance ($V_G = 10 \text{ Vdc}, I_D = 4.0 \text{ Adc}$)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	$r_{DS(on)}$	— —	0.85 1.0	Ohm
On-State Drain Current ($V_G = 10 \text{ V}$) ($V_{DS} \geq 6.8 \text{ Vdc}$) ($V_{DS} \geq 7.0 \text{ Vdc}$)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	$I_{D(on)}$	8.0 7.0	— —	Adc
Forward Transconductance ($V_{DS} \geq 6.8 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}$) ($V_{DS} \geq 7.0 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}$)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	g_{FS}	4.0 4.0	— —	mhos
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	$(V_{DG} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz})$	C_{iss}	—	1800	pF
Output Capacitance		C_{oss}	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C_{res}	—	150	
SWITCHING CHARACTERISTICS*					
Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 200 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ Apk},$ $R_{gen} = 4.7 \text{ Ohms})$	$t_{d(on)}$	—	35	ns
Rise Time		t_r	—	15	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	90	
Fall Time		t_f	—	30	
Total Gate Charge	$(V_G = 10 \text{ V}, V_{DS} = 0.8 \times$ $\text{Rated } V_{DSS}, I_D = \text{Rated } I_D)$	Q_g	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q_{gs}	20 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q_{gd}	20 (Typ)	—	
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	$(I_S = \text{Rated } I_D,$ $V_G = 0)$	V_{SD}	—	1.9 (1)	Vdc
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)	—	

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

(1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841.



MOTOROLA

TL494 TL495

Specifications and Applications Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

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

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 38 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TL494



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-05



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620-02

TL495



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 707-02

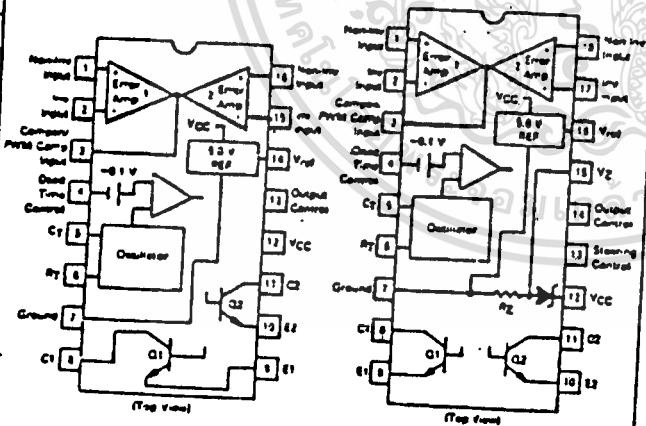


J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 725-01

PIN CONNECTIONS

TL494

TL495



The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494L/495L are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494LN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494LJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495LN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495LJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494, TL495	TL494C, TL495C	Unit
Power Supply Voltage	VCC	42	42	42	V
Collector Output Voltage	VC1, VC2	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	IC1, IC2	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	Vin	VCC - 3.0	VCC + 3.0	VCC + 3.0	V
Power Dissipation @ TA = 45°C	PD	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	TJ	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	TA	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	Tstg	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	RAJA	100	30	°C/W
Power Derating Factor	1/RAJA	10.0	12.5	mW/°C
Operating Ambient Temperature	TA	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494-TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	VCC	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	VC1, VC2	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	IC1, IC2	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	Vin	-0.3	—	VCC - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	Ifo	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	Iref	—	—	10	mA
Timing Resistor	RT	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	CT	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	fosc	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = 15 V, fosc = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage (IO = 1.0 mA)	Vref	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature, (ΔTA = Min to Max)	ΔVref (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.8	%
Input Regulation (VCC = 7.0 V to 40 V)	Regline	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (IO = 1.0 mA to 10 mA)	Regload	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (Vref = 0 V, TA = 25°C)	ISC	10	35	50	—	35	—	mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ unless otherwise noted.)
 For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for minimum values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, 1/TL495C, 1			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-150	—	—	-100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$) Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} = 0.4\text{ V}$) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494-TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	0.1	1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V)	V_{ICR}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	f_C	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	θ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O^-}	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O^+}	-2.0	-4.0	—	mA

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

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

Characteristic	Symbol	TL494-TL495			Unit
		Min	Typ	Max	

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)

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

DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{in} = 0\text{ to }3.25\text{ V}$)	$I_{IB}(OT)$	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DCmax	45	48	50	%
		—	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	—	2.8	3.3	V

OSCILLATOR SECTION

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

Characteristic	Symbol	TL496			Unit
		Min	Typ*	Max	

STEERING CONTROL

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

ZENER CHARACTERISTICS

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

TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 8 at V_{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	—	—	—	mA
		—	5.5	10	
		—	7.0	15	
Average Supply Current ($V_{Pin 4} = 2.0\text{ V}$) (See Figure 12.) ($C_T = 0.001$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$)	—	—	7.0	—	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma =$

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

FIGURE 6 — OSCILLATOR FREQUENCY
versus TIMING RESISTANCE

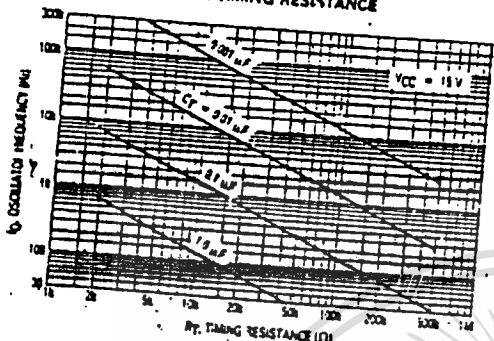


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE
versus FREQUENCY

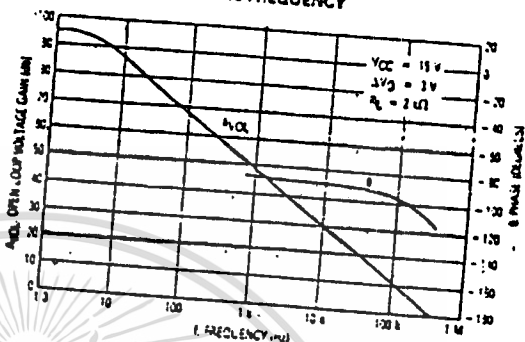


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus
OSCILLATOR FREQUENCY

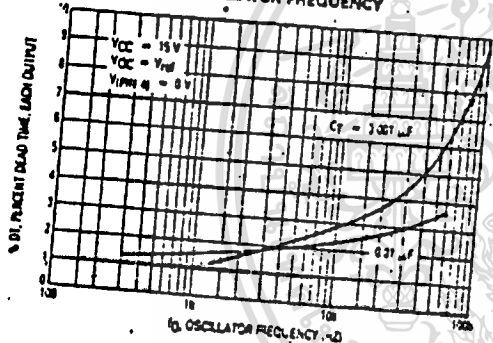


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus
DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

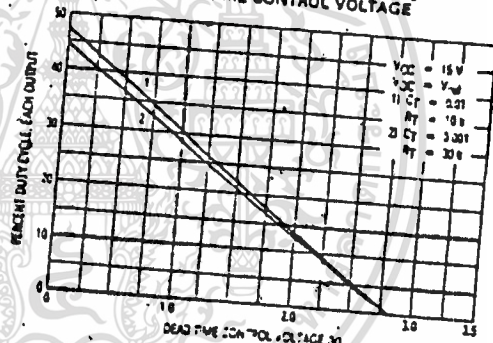


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION,
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE
versus EMITTER CURRENT

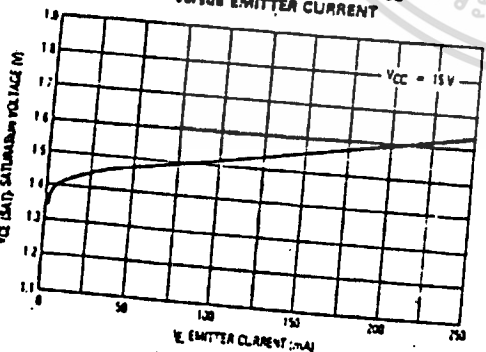
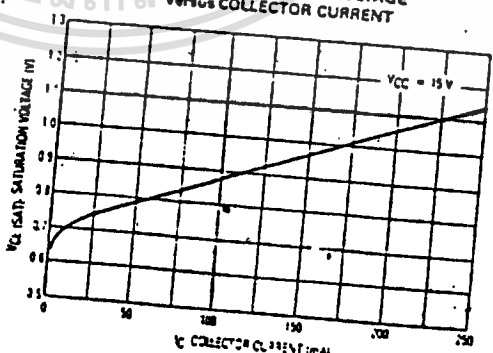


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE
versus COLLECTOR CURRENT



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ

อาจารย์ วรศักดิ์ จิตรภักดี

อาจารย์ สุวงศ์ โสมพงศ์

ที่ให้คำแนะนำปรึกษาด้านเทคนิค และให้ความช่วยเหลือด้านการจัดหา
เครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการวัดและการทดลอง จนกระทั่งชิ้นงานและ
ปริญาานิพนธ์ฉบับนี้ เสร็จสมบูรณ์ตามจุดประสงค์ที่ได้ตั้งไว้



หนังสืออ้างอิง

- 1 George Chrysis, " High-frequency switching power supply ", McGraw-Hill ; 1984
- 2 Abraham I. Pressman, " Switching and Linear Power Supply , Power Converter Design ", Hayden Book Company , 1977
- 3 Ralph E. Tarter, " Principle of Solid-State Power Conversion ", Howard W. Sams & Co. , 1985
- 4 William McMurray, " Optimum Snubber for Power Semiconductors ", IEEE Conference Record of Sixth Annual Meeting , 1971 , pp.885-893
- 5 S. B. Dewan, " Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply ", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-17, No.3, 1981, pp. 282-288
- 6 Rudolf Severns, " Moving from 20kHz to over 200kHz Operation puts more punch in Switching Performance ", Electronic Design , Jan. 18th 1980, pp. 74-78