ปีการศึกษา 2533

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิทชิ่ง

โดย

นาย สมพล ว่องเจริญ

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

028830

16 มิ.ย. 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน เทคโนโลยีพระจอม เกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิทชิ่ง

ผู้จัดทำ

นาย สมพล ว่อง เจริญ 301299

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ สิงห์ทอง พันธเศรษฐานนท์)

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

028839

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิทชิ่ง

นักศึกษา นายสมพล ว่องเจริญ
อาจารย์ที่ปรึกษา สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์
ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิทชิ่ง เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่นำหลักการสวิทชิ่งความถี่สูงมาใช้ โดยการสร้างสัญญาณควบคุมที่ความถี่สูงไปขับทรานซิสเตอร์กำลังของวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้ไฟกระแสสลับความถี่สูง จากนั้นจึงแปลงกลับเป็นไฟกระแสตรงอีกครั้งหนึ่ง เพื่อจ่ายให้กับโหลด และมีการป้อนกลับไปยังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมให้ได้แรงดันที่คงที่

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิทชิ่งมีข้อได้เปรียบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบธรรมดาตรงที่ มีขนาดเล็กกว่า น้ำหนักเบากว่า ในขณะที่จ่ายกำลังเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY

STUDENT SOMPON WONGCHARERN Mr.

ADVISOR SINGTHONG PATTANASETTANON Mr.

1990

Abstract

Switching power supply is a power supply that used switching-technic with high frequency. High frequency will be generated for driving the converter 's power transister. From these we will have the AC-line. Then convert it to DC again for serving load. Some part will be feed back to the controller circuit,for constant voltage level.

The advantage over the general power supply is lower weigh and smaller size in the same power rate.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎี	2
	ภาคเรียงกระแสขาเข้า	3
	วงจรเรียงไฟกระแสสลับ	5
	หม้อแปลงความถี่สูง	9
	ส่วนประกอบภาคไฟออก	11
	ส่วนสร้างสัญญาณควบคุม	14
	ส่วนป้อนกลับ	17
	วงจรแยกและขยายสัญญาณควบคุม	18
บทที่ 3	การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์	25
บทที่ 4	การออกแบบและการสร้าง	48
บทที่ 5	การทดลองและผลการทดลอง	54
บทที่ 6	บทวิจารณ์และสรุป	55
ภาคผนวก		
กิตติกรรมประกาศ		
หนังสืออ้างอิง		

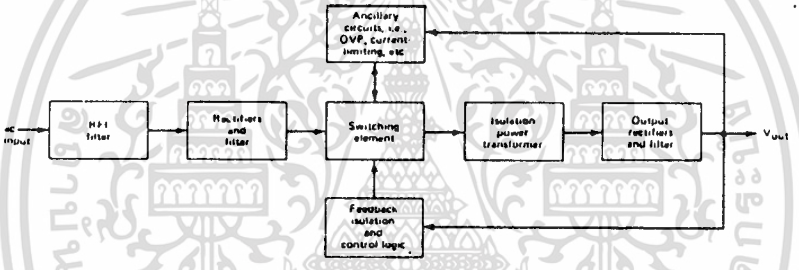
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

การแพร่หลายของ เทคโนโลยี LSI และ VLSI โดย เฉพาะการพัฒนาของไมโครโปร เซส เซอร์ และหน่วยความจำแบบสารกึ่งตัวนำ ทำให้อุปกรณ์ทางอิ เลคทรอนิคในปัจจุบันมีขนาด เล็กลง น้ำหนัก เบา ประสิทธิภาพสูง และราคาถูก แต่แหล่งจ่ายไฟตรง เพื่อป้อนให้กับอุปกรณ์ เหล่านี้มีขนาดใหญ่ ประสิทธิภาพต่ำและมีการออกแบบที่ล้าสมัย

ต่อมาในระยะหลัง การพัฒนาของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลัง (Power Semiconductor) วงจรควบคุมและอุปกรณ์ Passive ต่าง ๆ มีผลกับการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟรูปแบบใหม่ ในรูป แหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ชิ่ง ซึ่งมีขนาด เล็ก น้ำหนัก เบา ประสิทธิภาพสูง เหมาะที่จะใช้กับวงจรอิ เลคทรอนิคส์และใช้ภายใน เครื่องคอมพิว เตอร์



รูป 1.1 แสดง BLOCK ต่าง ๆ ของ Switching Power Supply

ภาค Input ไฟ AC-Line จะถูก เรียงโดย Rectifier และจัดให้ เรียบโดย Fitter จากนั้นจึงป้อนให้กับอุปกรณ์สวิทช์ชิ่ง ซึ่งอาจจะ เป็นทรานซิส เตอร์, SCR หรืออื่น ๆ และถูก เปิดปิด (chopped) ด้วยความถี่สูง จากนั้นจึงนำมาผ่านหม้อแปลง step-down ส่งออกทาง output ผ่านการ เรียงและจัด เรียบอีกครั้ง บางส่วนจะมีการป้อนกลับไปที่ Block ของอุปกรณ์สวิทช์ชิ่ง เพื่อการควบคุมแบบ feed back

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎี

หลักการทำงานของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิทชิ่ง แบ่งออกเป็นส่วนต่างๆดังต่อไปนี้

1) ภาคเรียงกระแสขาเข้า (Input section)

2) ชุดวงจรเรียงไฟกระแสสลับ (Switching circuit)

3) หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformer)

4) ภาคเรียงกระแสขาออก (Output section)

5) ส่วนผลิตสัญญาณควบคุม (Switching circuit controller)

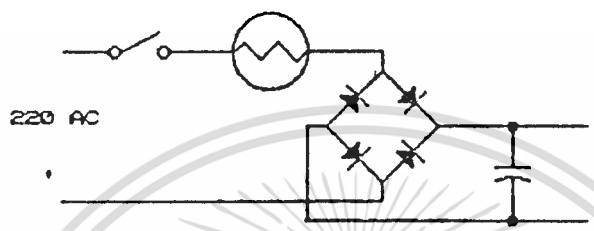
6) ส่วนป้อนกลับ (Feedback part)

7) ชุดวงจรแยกและขยายสัญญาณควบคุม

การทำงานเริ่มจาก การนำเอาไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำ 50 เฮิร์ตซ์ มาแปลงให้เป็นไฟฟ้าศักดาเรียบ จากนั้นทำการแปลงไฟฟ้าศักดาเรียบที่ได้ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูงทำให้สามารถลดขนาดและน้ำหนักของพาวเวอร์ซัพพลายลงได้มาก การผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อเปลี่ยนระดับแรงดัน จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนให้เป็นไฟฟ้าศักดาเรียบอีกครั้งหนึ่ง เพื่อนำไปใช้ตามความต้องการต่อไป การทำงานของส่วนต่าง ๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ภาคเรียงกระแสขาเข้า (Input section)



รูป 1 ภาคเรียงกระแสขาเข้า

ในส่วนวงจรชุดนี้ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรงที่เรียบ จะแบ่งการทำงานของส่วนประกอบต่าง ๆ ดังนี้

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

2) ตัวเก็บประจุภาคไฟเข้า (Input capacitor) เป็นตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ มีหน้าที่กรองให้ศักดาเข้าไปเป็นไฟกระแสตรงที่เรียบ สามารถคำนวณหาขนาดความจุของตัวเก็บประจุ โดยเป็นไปตามความสัมพันธ์ของค่ากระเพื่อมของศักดา (Ripple voltage) ค่ากระแสที่ตัวเก็บประจุที่ต้องจ่ายออก และคาบเวลาของการจ่ายกระแส

จากความสัมพันธ์ของ

$$I_c = C.dV/dt \quad \text{..... (1)}$$

และเมื่อ วงจรเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

$$C = I_c/(V_r.2f) \quad \text{..... (2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) ส่วนป้องกันกระแสกระชาก และป้องกันศักดาเกิน (Input protection) จากสมการ (1) เราจะเห็นได้ว่ากระแสกระชากมีความสัมพันธ์โดยตรงกับdV/dt และค่าความจุของตัวเก็บประจุ ช่วงเวลาที่จะเกิดกระแสกระชากสูงสุดคือ ช่วงเริ่มต้นของการทำงาน ซึ่งค่าของกระแสกระชากอาจทำความเสียหายให้กับวงจรได้ มีหลักป้องกันใหญ่ ๆ ดังนี้

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

- การป้องกันโดยใช้ชุดวงจรหน่วงเวลา เมื่อเริ่มต้นให้กระแสไหลผ่านความต้านทานค่าหนึ่ง แล้วลัดวงจรตัวต้านทานเมื่อวงจรทำงานในภาวะปกติ (Steady state)

- การป้องกันโดยใช้สวิทช์ศูนย์ (Zero switch) จากสมการ (1) เราจะเห็นว่า ถ้าศักดาเริ่มต้นเป็นศูนย์ กระแสกระชากจะไม่เกิดขึ้น เราจึงอาศัยหลักการนี้มาใช้ เนื่องจากศักดาเข้าเป็นคลื่นรูปชายน์ จึงเลือกช่วงเวลาที่ศักดาเป็นศูนย์ทำการปิดวงจร.

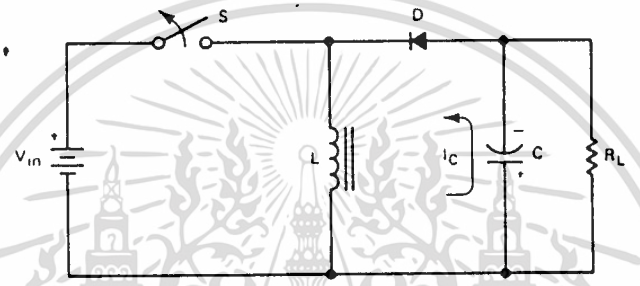
การป้องกันศักดาเข้าเกิน จะใช้เมตัลออกไซด์วาริสเตอร์ (MOV) ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับซีเนอร์ไดโอดสองตัวต่อกลับขั้วกันอยู่ เมื่อศักดาเกิน MOVจะนำกระแส ทำให้ศักดาถูกจำกัดอยู่ที่ค่าหนึ่ง

2) วงจรเรียงไฟกระแสสลับ (Switching or Power converter circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

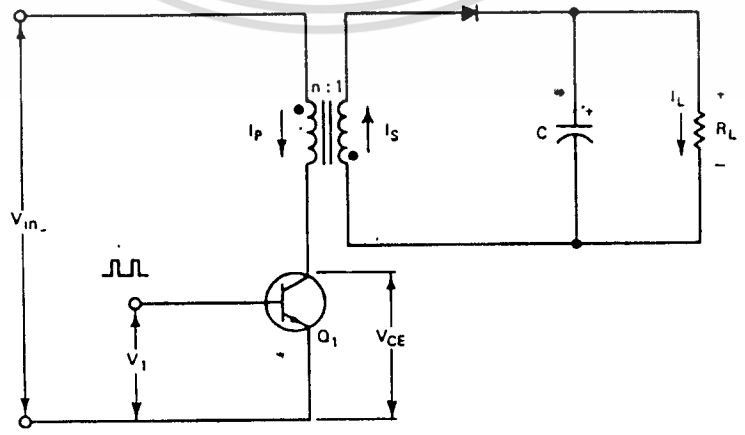
เป็นวงจรที่แปลงค่าไฟฟ้ากักดาเรียบ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformer) ซึ่งมีวงจรหลายแบบ ตัวอย่างเช่น

2.1 วงจรฟลายแบค (Flyback converter or Buck-boost converter) เมื่อปิดวงจร กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) L ไดโอดจะถูกรีเวอร์สไบแอสทำให้ไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด (Load) R_L และเมื่อวงจรเปิด การเหนี่ยวนำกระแสของตัวเหนี่ยวนำจะทำให้ไดโอดอยู่ในภาวะฟอเวอร์ดไบแอส ค่าแรงดันที่ตกคร่อมโหลด R_L จะเท่ากับแรงดันที่จ่ายให้วงจร



รูป 2.1 วงจรฟลายแบค

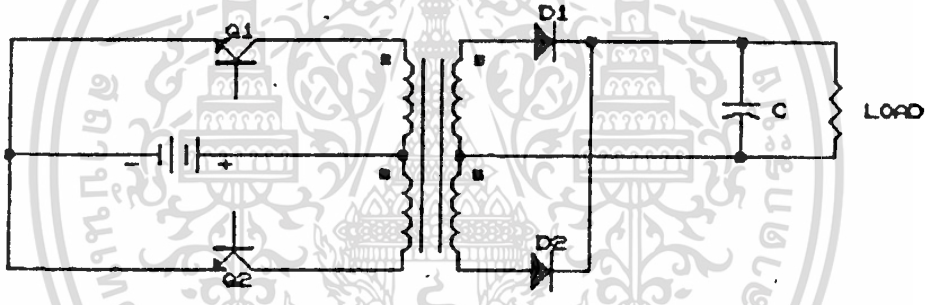
วงจรฟลายแบคแบบนี้ยังไม่ค่อยปลอดภัย เนื่องจากไม่มีการแบ่งแยก (Isolated) ส่วนของแหล่งจ่ายออกจากโหลด จึงทำการดัดแปลงโดยการใส่หม้อแปลง (Transformer) เข้าไปเพื่อแยกทั้งสองส่วนออกจากกัน ซึ่งมีข้อดีคือ เพิ่มความปลอดภัย และสามารถเลือกระดับแรงดันที่จะจ่ายให้กับโหลดได้



รูป 2.2 วงจรฟลายแบคแบบแบ่งแยก(Isolated Flyback)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรพุชพูล (Push pull converter or Buck-derived converter) ทำงานโดยให้ทรานซิสเตอร์ ผลัดกันนำกระแส ผลของการเหนี่ยวนำที่ด้านปฐมภูมิ (Pirmary) จะไปปรากฏที่ด้านทุติยภูมิ (Secondary) ของหม้อแปลง ข้อดีของวงจรแบบนี้คือ สามารถทำการควบคุมได้โดยง่าย แต่ก็มีข้อเสียหลายประการคือ การใช้ทรานซิสเตอร์ที่ไม่เต็มพิกัด เนื่องจากวงจรแบบนี้ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์เป็นสองเท่าของแรงดันที่ปรากฏที่หม้อแปลง และที่สำคัญคือ การไม่เท่ากันของขดลวดด้านปฐมภูมิ ทำให้เกิดฟลักซ์รั่ว (Leakage flux) ซึ่งผลทำให้เกิดการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงเกิดความร้อน และยังทำให้เกิดแรงดันรบกวน (Spike voltage) จึงจำเป็นต้องมีวงจรป้องกันทรานซิสเตอร์ (Snubber circuit)

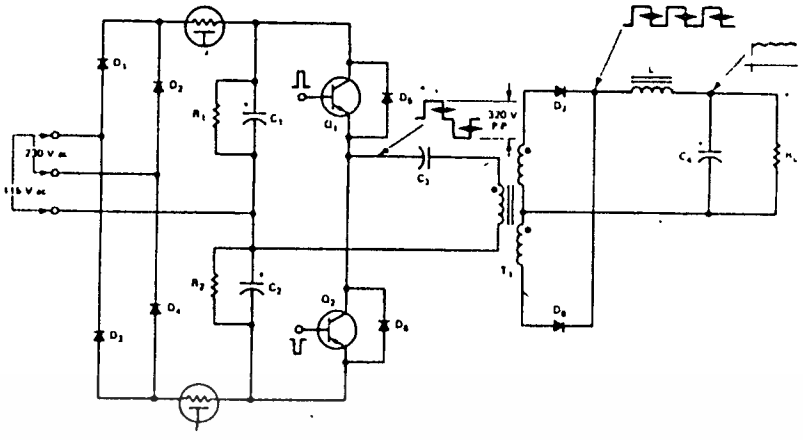


รูป 2.3 วงจรพุชพูล (Push Pull Converter)

2.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Halfbridge converter) วงจรแบบนี้มีข้อดีหลายอย่าง เช่น ไม่มีปัญหาของฟลักซ์รั่ว สามารถใช้แรงดันเข้าได้สองระดับ แต่การควบคุมจะยุ่งจากมากขึ้น และใช้ทรานซิสเตอร์ไม่เต็มพิกัด ลักษณะของวงจร จะมีปลายข้างหนึ่งของหม้อแปลงต่ออยู่ระหว่างตัวเก็บประจุสองตัว ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะผลัดกันนำกระแส เราสามารถคำนวณค่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้

$$Ic = 3.Pout/Vin \quad \text{..... (2.1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.4 วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Converter)

อุปกรณ์อีกชนิดที่จะกล่าวถึงต่อไปคือตัวเก็บประจุขนาน(Series coupling capacitor) ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับหม้อแปลงความถี่สูง ทำหน้าที่เฉลี่ยแรงดันทางขึกบวก และทางขึกลบของหม้อแปลงให้มีขนาดพื้นที่เท่ากันเป็นการป้องกันการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงความถี่สูง

คอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating diode) เป็นไดโอดที่ต่อคร่อมคอลเลคเตอร์ (Collector) กับอีมิเตอร์ (Emitter) เพื่อประโยชน์สองประการคือ

1) เมื่อทรานซิสเตอร์ออฟ คอมมิวเตติ้งไดโอด จะนำพลังงานที่เกิดจากลีคเกจอินดัคแตนซ์ของหม้อแปลงกลับสู่ดีซีบัส (D.C.Bus) ซึ่งเป็นการลดทอนแรงดันรบกวน (Spike voltage)

2) คอมมิวเตติ้งไดโอด ทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้แรงดันตกคร่อม คอลเลคเตอร์ อีมิเตอร์เป็นลบ ซึ่งจะทำความเสียหายให้กับทรานซิสเตอร์ได้

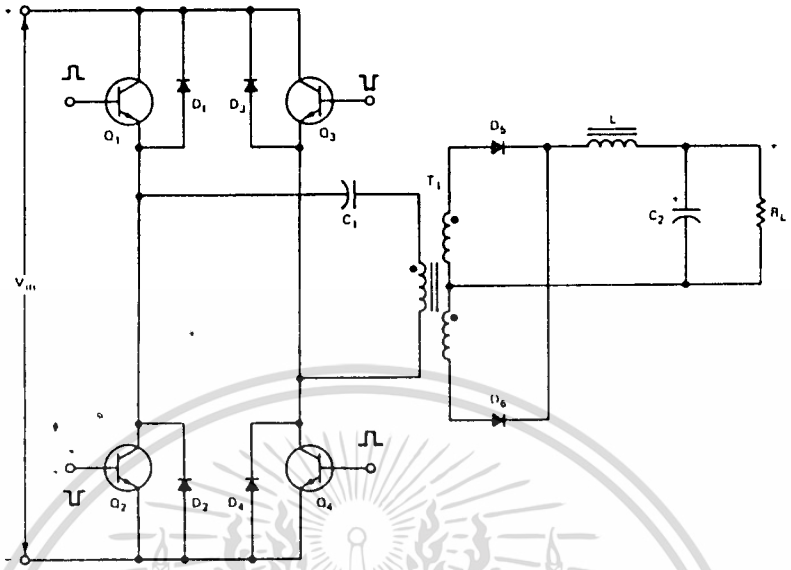
คอมมิวเตติ้งไดโอดจะต้องเป็นชนิดไดโอดนำกระแสเร็ว (Fastrecovery diode) และทนแรงดันได้อย่างน้อยสองเท่าของแรงดัน คอลเลคเตอร์ อีมิเตอร์ เมื่อทรานซิสเตอร์ ออฟ

2.4 วงจรฟูลบริดจ์ (Full bridge circuit)

จากวงจรฮาล์ฟบริดจ์ ทรานซิสเตอร์ที่จะนำมาใช้ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีพิกัดกระแสที่สูงขึ้น ซึ่งทำให้ราคาแพง การใช้วงจรฟูลบริดจ์ทำให้กระแสที่ผ่านทรานซิสเตอร์น้อยกว่าวงจรอาล์ฟบริดจ์ครึ่งหนึ่ง นอกจากนี้ยังนำข้อดีด้านแรงดันที่มีแรงดันรบกวนน้อย และข้อดีของวงจรพุชพูลทางด้านกระแสมารวมกัน สามารถคำนวณกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้

$$Ic = 1.6Pout/Vin \quad \text{.....} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.5 วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge Converter)

การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์

ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar) มีขีดจำกัดด้านความถี่คือ สามารถใช้ความถี่สูงสุดในการสวิทชิ่งประมาณ 50 kHz และมีการสูญเสียในการสวิทชิ่ง (Switching loss) มากกว่าแบบมอสเฟต (MOSFET) ซึ่งสามารถใช้ได้ในย่านความถี่สูงสุดประมาณ 200 kHz แต่มีราคาแพงกว่า นอกจากนี้โครงสร้างของมอสเฟตที่มีใช้ในท้องตลาดได้บรรจุ คอมมิวเตติ้งไดโอดไว้ร่วมกัน การใช้ความถี่ที่สูงขึ้นจะทำให้ขนาดของพาวเวอร์ซัพพลายมีขนาดเล็กลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency power transformer)

กล่าวถึงความสัมพันธ์เบื้องต้นของหม้อแปลงทั่วไป

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

และความสัมพันธ์ของสนามแม่เหล็ก

$$e = 10^{-8} N.Ae.dB/dt \quad \ldots\ldots\ldots (3.2)$$

ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กหน่วยเป็นเกาส์ (Gauss)

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

และค่าของพื้นที่อยู่ในหน่วย ตารางเซนติเมตร

และจากสมการที่ได้จากการประมาณค่า

$$Bmax = 10^{8}(Vp.T)/(N.Ae) \quad \ldots\ldots\ldots (3.3)$$

ในกรณีของคลื่นรูปสี่เหลี่ยม มีช่วงคาบ 50%

$$Bmax = 10^{8}Vp/(4.N.f.Ae) \quad \ldots\ldots\ldots (3.4)$$

โดยที่ Bmax หน่วยเป็นเกาส์ และAe หน่วยเป็นซม^2

วัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงความถี่สูง

มีวัสดุหลายชนิดที่สามารถใช้ทำแกนหม้อแปลงความถี่สูง แต่ที่นิยมใช้ในปัจจุบันได้แก่ เฟอร์ไรท์ (Ferrite) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นฟลักซ์ประมาณ 3000 - 5000 เกาส์ และมีการสูญเสียในแกน (core loss) ต่ำ เมื่อความถี่สูงและยังง่ายต่อการพันลวดและการประกอบ ลักษณะรูปร่างของแกนที่นิยมใช้ ได้แก่แกนรูป E-E, E-I, E-C, พอทคอร์ (Pot core) สำหรับแกนพอทคอร์ นิยมใช้กับระดับการจ่ายกำลังต่ำ 20 - 200 วัตต์ เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วต่ำ แต่มีการระบายความร้อนที่ไม่ค่อยดีนัก ส่วนแกนรูปอื่นจะใช้ในระดับกำลังที่สูงกว่านี้ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง นอกจากการเลือกแกนยังต้องออกแบบพันขดลวดด้วย การออกแบบอาจแบ่งเป็นขั้นตอนย่อยเพื่อง่ายต่อความเข้าใจดังนี้

1) เลือกชนิดของแกนและขนาดของแกนที่จะใช้

2) เลือกระดับความหนาแน่นฟลักซ์ (Flux density) ที่จะใช้งานโดยที่ไม่ทำให้แกนอิ่มตัว สำหรับเฟอร์ไรท์อยู่ที่ Bmax ต่ำกว่า 3000 เกาส์

3) คำนวณกระแสด้านปฐมภูมิสูงสุด

4) คำนวณขนาดแกนพันลวด (Bobbin) ว่ามีขนาดเพียงพอหรือไม่จากสูตรคำนวณ

$$Ae.Ac = 0.68Pout.D.10^{8}/(f.Bmax) \quad \ldots\ldots\ldots (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

028839

พื้นที่หน้าตัดหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กหน่วยเป็นเกาส์ ค่า D เป็นค่าความหนาแน่นของกระแส หน่วยเป็นเซอคูลาร์มิลต่อแอมป์ (circular mils / Amp.) ซึ่งค่าที่ปลอดภัยควรสูงกว่า 200 c.m./A

ค่าD นี้ เราเป็นผู้เลือกเองใส่ในสูตร ซึ่งค่าทางซ้ายของสมการควรสูงกว่าค่าทางขวาอย่างน้อย 50% จึงจะถือว่าพอเพียง

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

$$N_p = 10^8 V_p/(4f.Bmax.Ae) \quad \text{.....} \quad (3.6)$$

6) ตรวจสอบค่า Bmax และ Vin.max เพื่อไม่ให้เกิดการอิ่มตัวของแกนจากสมการ (3.4)

$$Bmax = 10^8 Vin.max/(4N.f.Ae)$$

7) คำนวณชั้นของการพันขดลวด 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) คำนวณจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ จากความสัมพันธ์

$$N_s = N_p.V_s/V_p$$

9) คำนวณขนาดลวดด้านทุติยภูมิ และจำนวนชั้นของการพัน

10) ตรวจสอบว่าแกนพันลวด สามารถพันขดลวดทั้งหมดได้หรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ส่วนประกอบภาคไฟออก (Output section)

หน้าที่การทำงานของส่วนนี้คือ การแปลงไฟกระแสสลับที่ได้จากขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง ให้เป็นไฟกระแสตรง เพื่อจ่ายให้แก่โหลดต่อไปเพื่อง่ายต่อความเข้าใจ จะแบ่งออกเป็นส่วนต่าง ๆ ดังนี้

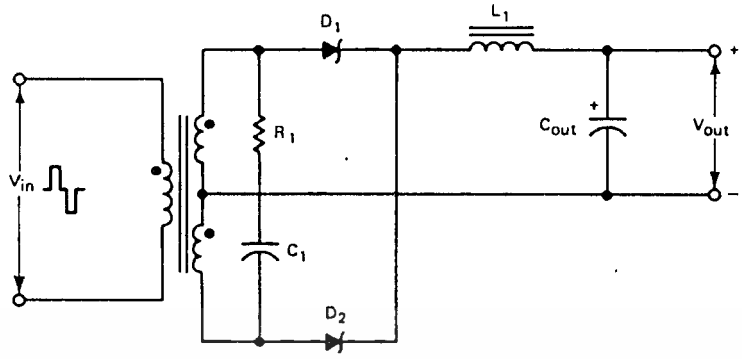
1) ไดโอดเรียงกระแส ทำหน้าที่เรียงกระแส จะต้องมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Recoverty time) ต่ำ และมีแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวอร์สไบแอสต่ำ ทำให้ไดโอดธรรมดาไม่สามารถนำมาใช้ได้ ไดโอดที่ใช้เป็นไดโอดพวกไดโอดนำกระแสเร็ว ไดโอดนำกระแสเร็วมาก (Fast and Very fast recovery diode) และชอตกี้ไดโอด (Schottky diode)

- ไดโอดนำกระแสเร็วและเร็วมาก ไดโอดชนิดนี้มีแรงดันตกคร่อม เมื่อฟอร์เวอร์สไบแอสประมาณ 0.8 - 1.2 โวลท์ มักใช้งานที่ระดับแรงดันสูงกว่า 12 FJmN และกระแสต่ำ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสอยู่ในช่วงนาโนวินาที การใช้จะเลือกไดโอดให้มีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสน้อยกว่าของทรานซิสเตอร์จ่ายกำลัง(Power transister) ประมาณ 3 เท่า ไดโอดชนิดนี้สามารถทนอุณหภูมิที่รอยต่อพีเอ็น (PN junction) ได้สูงถึง 175 องศาเซลเซียส

- ชอตกี้ไดโอด ค่าแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวอร์สไบแอสต่ำ ประมาณ 0.5 โวลท์ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสน้อยมากจนละเลยเสียได้ เหมาะสมที่จะใช้งานที่ใช้กระแสสูง แรงดันต่ำ ตัวของมันเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมเมื่อฟอร์เวอร์สไบแอสจะลดลง ข้อเสียของไดโอดชนิดนี้คือไม่สามารถทนแรงดันรีเวอร์สไบแอสได้สูง เท่าที่ทำได้ในปัจจุบันประมาณ 100 โวลท์ และมีกระแสรั่ว (Leakage current) มาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่ออุณหภูมิรอยต่อสูงขึ้น จึงเกิดภาวะพังเพราะอุณหภูมิ (Thermal runaway) ได้ง่าย

เนื่องจากการนำกระแสอย่างรวดเร็วของไดโอดทั้งสองชนิดดังที่กล่าวมาแล้ว ทำให้เกิดภาวะทรานสเซียน (Transient voltage) ของแรงดัน เมื่อไดโอดหยุดนำกระแส สามารถแก้ไขได้โดยการใส่สนับเบอร์ (Snubber circuit) เพื่อป้องกันภาวะนี้ในวงจร สำหรับกระแสต่ำจะใส่คร่อมขดลวดทุติยภูมิ ส่วนกระแสสูงจะใส่คร่อมตัวไดโอด ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.1 วงจรสนับเบอร์ป้องกันไดโอด (Snubber Circuit)

เราสามารถคำนวณค่าของตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุของวงจรสนับเบอร์ได้ดังนี้

$$Rs^2 = L_T/(Cj.n^2) \quad \text{..... (4.1)}$$

ส่วนค่าของตัวเก็บประจุ จะเลือกอยู่ระหว่าง .Ø1 - .1 F ค่ากำลังที่สูญเสียในตัวต้านทาน (Power dissipated) สามารถหาได้จาก

$$Pr = Cs(Vin/n)^2 f/2 \quad \text{..... (4.2)}$$

การเลือกค่าตัวเก็บประจุ เป็นตัวแปรสำคัญที่จะบ่งบอกถึงกำลังที่สูญเสียในวงจรสนับเบอร์

2) ตัวเหนี่ยวนำ ทำหน้าที่สองประการคือ หน้าที่หน่วงกระแสให้กระแสไหลอย่างต่อเนื่อง และหน้าที่ในการช่วยให้แรงดันที่ได้เรียบขึ้น มีวัสดุหลายชนิดที่สามารถใช้ทำตัวเหนี่ยวนำได้ ที่ใช้มากได้แก่ แกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite core) แกนผงเหล็ก (Iron powder) และแกนโมลีเพอมาลอย (Molypermalloy) MPP แกนผงเหล็ก และ MPP มักทำอยู่ในรูปทอรอยด์ (Toroid) และสามารถใช้งานได้ดีเนื่องจาก

- มีค่าความอิ่มตัวของแกนสูง Bsat. มากถึง 8000 เกาส์
- สามารถกักเก็บพลังงานได้มาก
- ไม่จำเป็นต้องมีช่องว่างอากาศ (Air gap)
- มีขนาดให้เลือกมากมาย

สำหรับแกนเฟอร์ไรท์ จำเป็นต้องมีช่องว่างอากาศ เนื่องจากมีค่าความอิ่มตัวของแกนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Bsat. ประมาณ 3000 - 5000 เกาส์) และยังไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ แต่ก็ยังคงนิยมใช้โดยเฉพาะพอทคอร์ (Pot core) ซึ่งมีการป้องกันการรบกวนของสนามแม่เหล็กได้ดี และง่ายต่อการพันขดลวด

จากความสัมพันธ์

$$V_L = Ldi/dt \qquad \ldots\ldots\ldots (4.3)$$

$$V_L = Ein - Eout \qquad \ldots\ldots\ldots (4.4)$$

โดยการประมาณค่า $di = \Delta I_L$ ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ใหม่ได้ดังนี้

$$L = \int (Ein - Eout)\Delta t \; 3/\Delta I_L \qquad \ldots\ldots\ldots (4.5)$$

ในวงจรที่มีหม้อแปลงแบบมีจุดต่อกลาง (Center tap) Ein จะเป็นสองเท่าของ Eout ค่า Δt คือช่วงเวลาที่ไม่มีแรงดัน ΔI_L คือผลต่างของกระแสโหลด และสามารถเขียน Δt ในรูปของ Ein และ Eout ได้ดังนี้

$$\Delta t = t_{off} = (1 - Eout/Ein)/2f \qquad \ldots\ldots\ldots (4.6)$$

ค่ากระแสโดยประมาณสามารถแทนได้ด้วย $\Delta i_L = 0.25Iout$

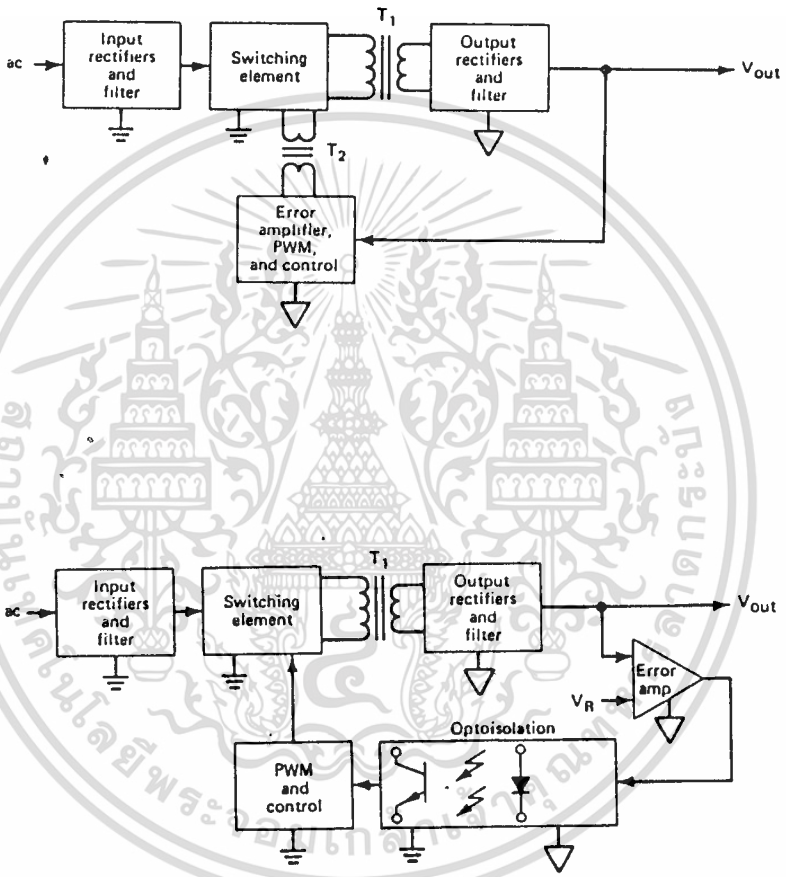
ดังนั้น $$L = Eout.t_{off}/0.25Iout \qquad \ldots\ldots\ldots (4.7)$$

3) ตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่ทำให้แรงดังเรียบ การเลือกตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับวงจรสวิทชิ่ง ขนาดของกระแสที่ต้องจ่ายออก ซึ่งโดยมากจะเป็นตัวเก็บประจุชนิดอิเลคโตรไลติก (Electrolytic) ที่มีค่าความต้านทานเสมือน ESR (Eqquivalent Series Resistance) ต่ำ ค่าESR มีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าแรงดันกระเพื่อม และค่า ESR นี้เป็นตัวบ่งบอกถึงอายุใช้งานของตัวเก็บประจุ เนื่องจากเป็นตัวบ่งถึงค่าความสูญเสียภายในตัวเก็บประจุ ถ้าค่า ESRสูง ในการใช้งานจะเกิดการสูญเสีย (loss) มาก ทำให้เกิดความร้อน ทำให้อายุการใช้งานสั้นลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) ส่วนสร้างสัญญาณควบคุม (Switching regualtor control circuit)

ปัจจุบันส่วนสร้างสัญญาณควบคุมมักจะใช้เทคนิคของ พัลท์ วิท มอดูเลชัน (Pulse-Width Modualtion) และเทคโนโลยีการผลิต ไอซีได้พัฒนาไปมากสามารถผลิตไอซีสร้างสัญญาณควบคุมได้ในอุปกรณ์ชิ้นเดียว เราสามารถเขียนบลอคไดอาแกรมของส่วนต่าง ๆ ของวงจรสวิทชิ่งพาวเวอร์ซัพพลายได้ดังนี้



รูป 5.1 แสดงบล็อคไดอแกรมของสวิทชิ่งพาวเวอร์ซ

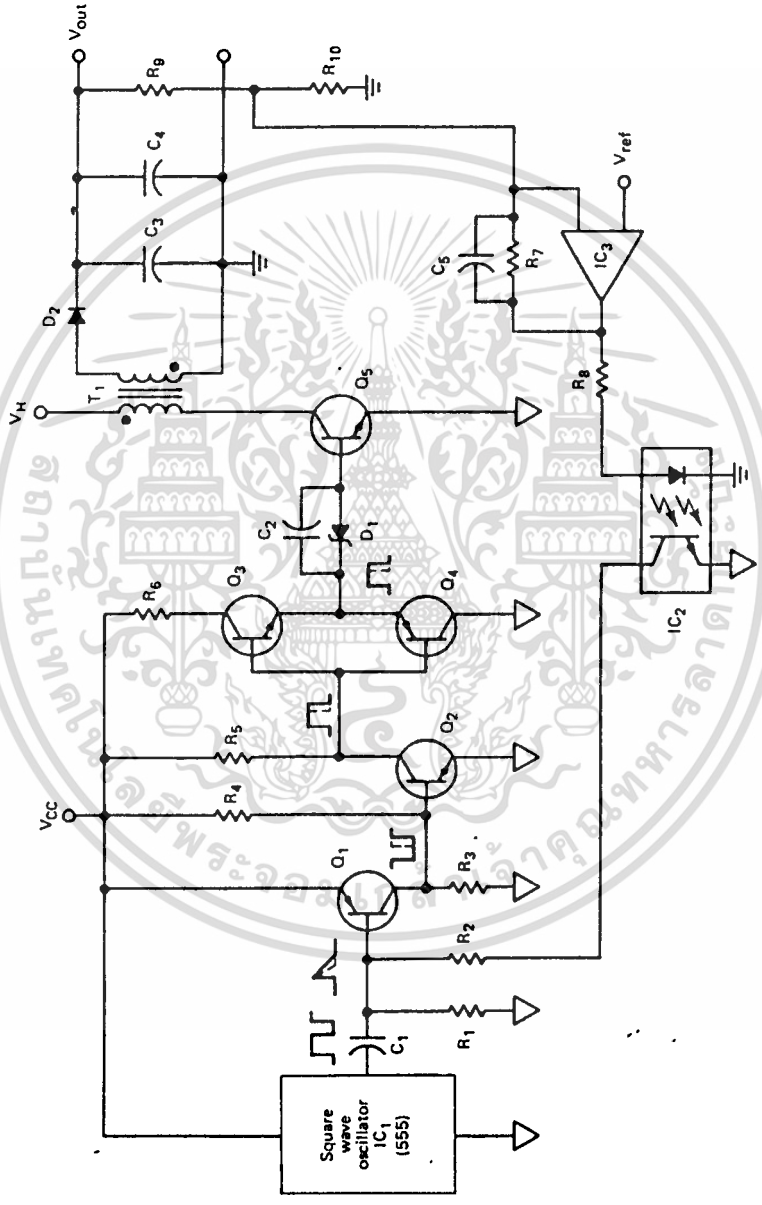
ก.แบบแยกส่วนโดยใช้หม้อแปลง

ข.แบบแยกส่วนโดยใช้อุปกรณ์แบ่งแยกทางแสง(Optpolsolation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 การควบคุมอย่างง่ายโดยใช้ไอซี LM 555

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

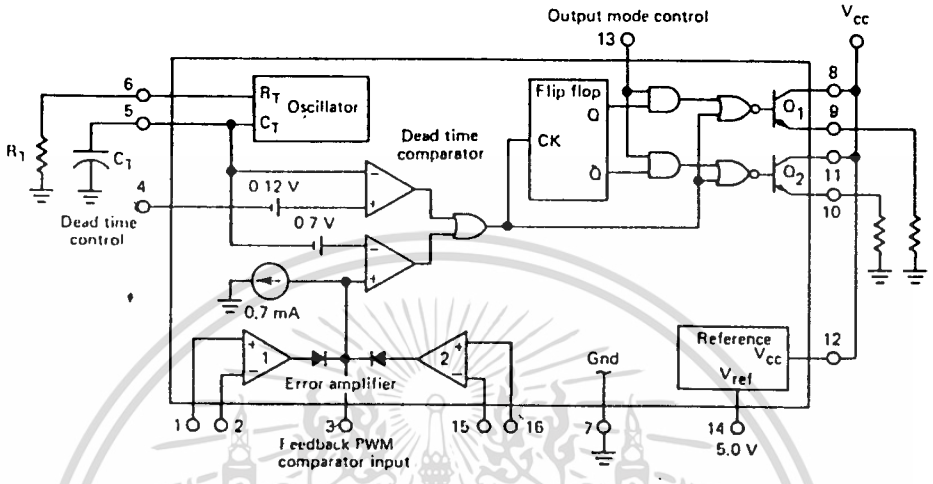


รูป 5.2 วงจรที่ใช้ LM 555 สร้างสัญญาณควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 สวิทชิ่งเรกูเลเตอร์ ทีแอล 494 (TL 494)

ใช้ควบคุมโดยมีสัญญาณควบคุมออกจากตัวมันสองชุด การควบคุมและส่วนประกอบต่าง ๆ เป็นดังรูป



รูป 5.3 วงจรสวิทชิ่งเรกูเลเตอร์ โดยใช้ TL 494

การควบคุมความถี่ใช้งานสามารถกำหนดได้จากการจัดค่า R_T C_T ดังนี้

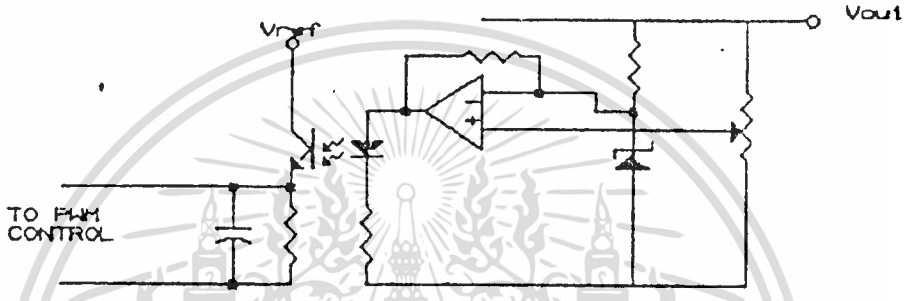
$$f_{osc} = 1.1/(R_T C_T) \quad \text{..... (5.1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6) ส่วนป้อนกลับ (Feedback part)

การป้อนกลับเพื่อทำการควบคุมความกว้างของสัญญาณควบคุม ซึ่งเป็นตัวกำหนดแรงดันขาออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด เมื่อมีการดึงกระแสเพิ่มขึ้นส่วนป้อนกลับจะส่งสัญญาณกลับไปขยายความกว้างของสัญญาณควบคุม หรือเมื่อโหลดดึงกระแสลดลง ความกว้างของสัญญาณควบคุมจะแคบลง อาจแยกวัตถุประสงค์ของการป้อนกลับออกเป็นสองอย่าง คือ

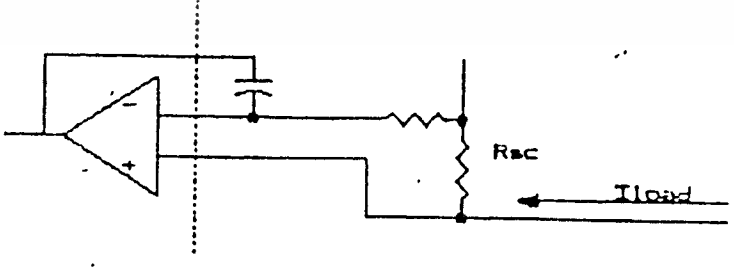
6.1 การป้อนกลับเพื่อวัตถุประสงค์ในการควบคุมแรงดัน



รูป 6.1 วงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมแรงดัน

เมื่อแรงดันเปลี่ยนแปลง จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันผลต่างที่ออปแอมป์ (OP Amp) ส่งผลให้ระดับแรงดันที่ป้อนสู่ส่วนกำเนิดสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลงไป ทำให้ความกว้างของสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลง

6.2 การป้อนกลับเพื่อป้องกันการใช้กระแสเกิน และลัดวงจร



รูป 6.2 วงจรป้องกันการลัดวงจร

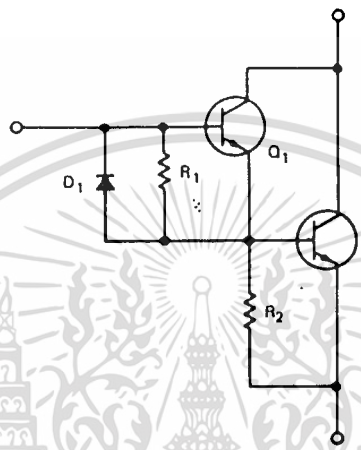
เมื่อกระแสโหลดเกินค่าที่กำหนด จะทำให้วงจรควบคุมงดสร้างสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7) ส่วนขยายสัญญาณควบคุม

เนื่องจากสัญญาณควบคุมที่ได้จากส่วนสร้างสัญญาณควบคุม อาจมีกำลังไม่เพียงพอที่จะขับให้พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานได้ จึงอาจต้องขยายสัญญาณควบคุมให้มีกำลังที่สูงขึ้น

7.1 การต่อทรานซิสเตอร์แบบดาร์ลิงตัน (Darlington)

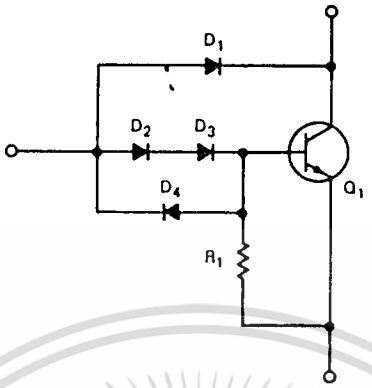


รูป 7.1 การต่อทรานซิสเตอร์แบบดาร์ลิงตัน (Darlington)

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

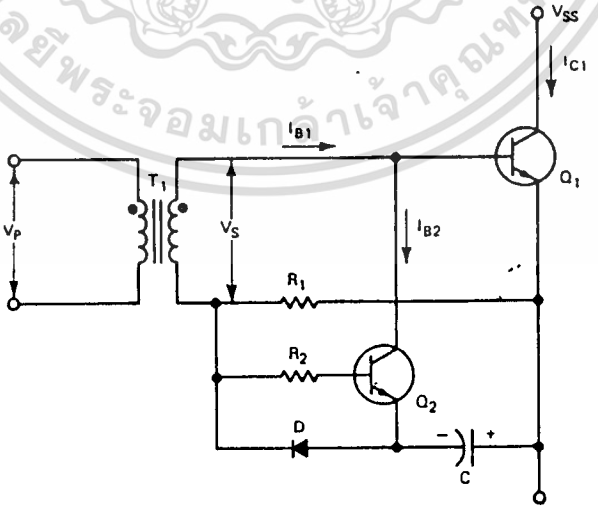
เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังเมื่อนำกระแส และมีการอิ่มตัวอย่างเต็มที่ (Deep saturation) การทำให้หยุดนำกระแสสามารถทำได้โดยการดึงกระแสเบสออก แต่การอิ่มตัวอย่างเต็มที่ทำให้การหยุดนำกระแสทำได้ช้า การแก้ไขโดยการทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวแต่น้อย (Quasi-saturation) โดยใช้วงจรเบเคอร์แคลมป์ (Baker clamp) สามารถทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้เร็วขึ้น โดยไดโอดที่ต่อเข้าไปทำให้แรงดันขณะอิ่มตัวมีค่าเท่าที่ตกคร่อมไดโอด ซึ่งทรานซิสเตอร์จะอิ่มตัวไม่เต็มที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



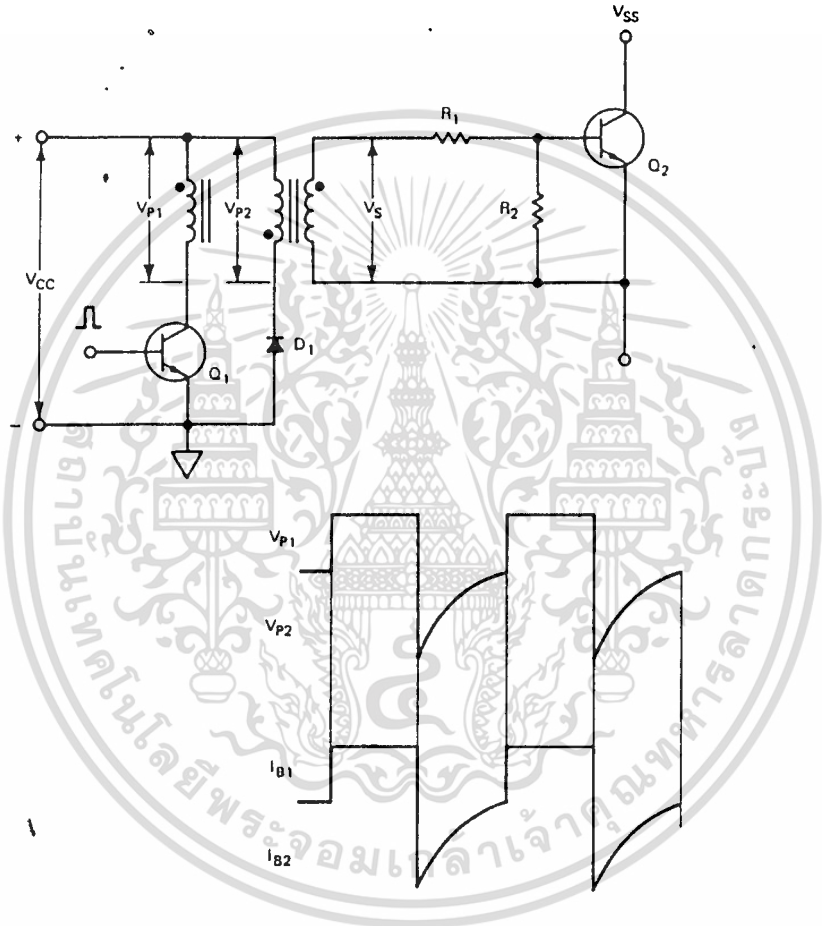
รูป 7.2 วงจรเบเกอร์แคลมป์

7.2 ตัวอย่างการขยายสัญญาณควบคุมสำหรับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์



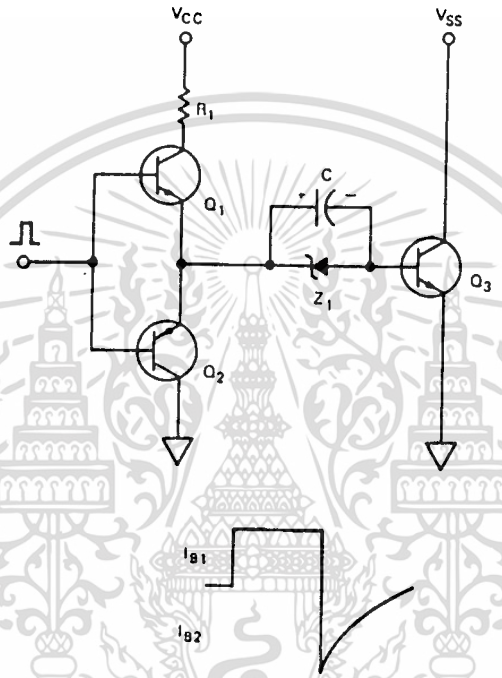
รูป 7.3 แสดงวงจรขับกระแสเบสโดยการใช้หม้อแปลงแยกส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 7.4 แสดงวงจรควบคุมโดยใช้ Couple transformer พลังงานสะสมในขดลวดทำให้ดึงกระแสเบสออกได้มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



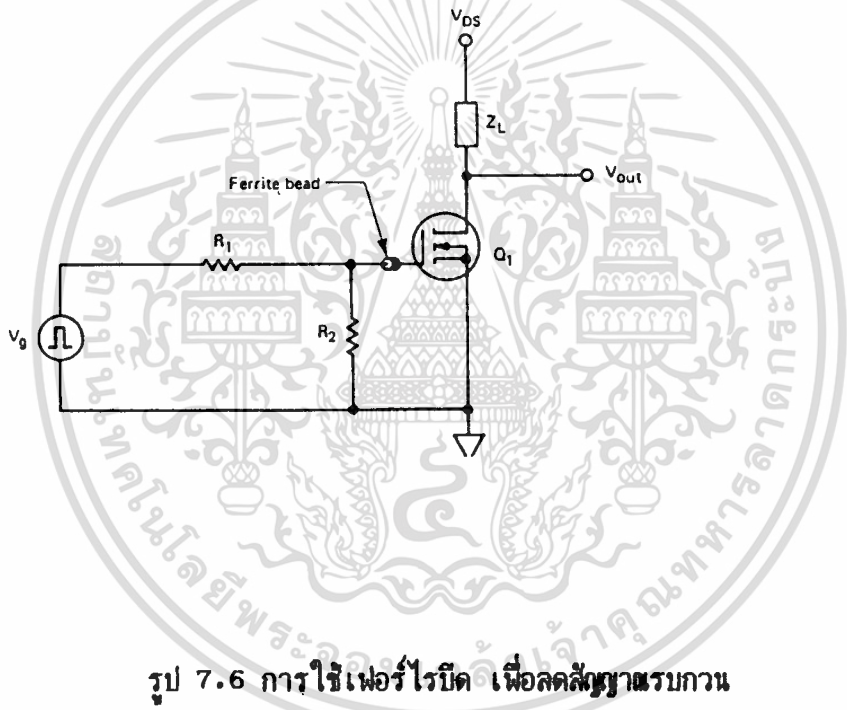
รูป 7.5 วงจรขับกระแสเบส โดยใช้ตัวเก็บประจุช่วยดึงกระแสกลับมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 การควบคุมทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต (MOSFET)

ทรานซิสเตอร์ชนิดนี้สามารถทำการควบคุมได้ด้วย แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างเกท (gate) และซอร์ส (source) หรือ V_{GS} จึงง่ายต่อการควบคุมกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ การควบคุม MOSFEt จะต้องคำนึงถึงข้อสำคัญสองประการคือ

1 เพื่อป้องกันการออสซิลเลชัน (oscillation) เมื่อใช้งานที่ความถี่สูง จะต้องทำให้สายที่ต่อมาจากส่วนควบคุม มายังขาเกทของมอสเฟตสั้นที่สุด ถ้าไม่สามารถทำได้ให้ใช้เฟอร์ไรท์บีท (Ferrite bead) หรือใช้ค่า R_1 ที่ต่ออนุกรมอยู่กับเกทให้มีค่าต่ำ



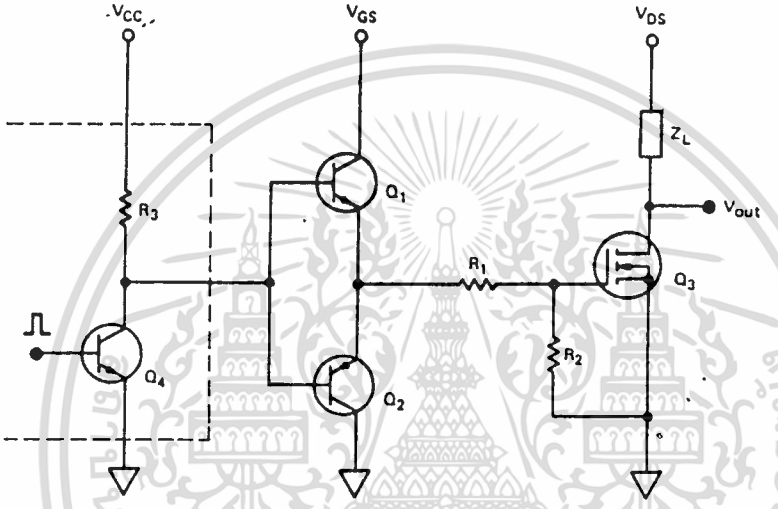
รูป 7.6 การใช้เฟอร์ไรบีด เพื่อลดสัญญาณรบกวน

2 เนื่องจากทรานซิสเตอร์ชนิดนี้มีอินพุทอิมพีแดนซ์ (Input impedance) สูง ค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนขับ (driving source impedance) จะต้องมีค่าต่ำ เพื่อป้องกันการเกิดการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ซึ่งจะทำให้เกิดออสซิลเลชัน ค่าดีซีอินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟตมีค่าสูงมาก แต่ค่าเอซีอินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ นั่นคือค่าเวลาไต่ขึ้น (Rise time) ค่าเวลาไต่ลง (Fall time) ขึ้นอยู่กับค่าอินพุทอิมพีแดนซ์

7.3.1 การขับมอสเฟตด้วย ไอซี ทีทีแอล (TTL)

การขับมอสเฟตด้วยไอซีตระกูล ทีทีแอลโดยตรงไม่เป็นที่แนะนำให้ใช้ แต่ให้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นบัฟเฟอร์ (Buffer) เสียก่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 7.7 การขับด้วยไอซีตระกูลทีทีแอล (TTL)

7.3.2 การขับมอสเฟตด้วยไอซี ซีมอส (CMOS)

มอสเฟตมีอินพุทดิมพีแดนซ์สูง สามารถขับด้วยไอซีตระกูลซีมอสได้โดยตรง โดยมีช่วงเวลาไต่ขึ้น ช่วงเวลาไต่ลง ประมาณ 60 นาโนวินาที แต่ถ้าต้องการความเร็วสูงกว่านี้ สามารถใช้อีมิเตอร์ฟอลโลเวอร์บัฟเฟอร์ (Emitter follower buffer) ได้ การใช้ซีมอสหลายตัวต่อขนานกันก็สามารถทำได้เมื่อต้องการกระแสในการขับสูงขึ้น

7.3.3 การขับมอสเฟตด้วยไอซีตระกูลลิเนียร์ (Linear)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3.4 การขับมอสเฟตในวงจรฟูลบริดจ์และฮาล์ฟบริดจ์

เนื่องจากวงจรเหล่านี้ ขาเกทของมอสเฟตอยู่ในระดับแรงดันที่ต่างกัน การขับมอสเฟตในวงจรเหล่านี้จึงจำเป็นต้องต่อหม้อแปลงแยกส่วน (Isolated transformer or pulse transformer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การใช้ทรานซิส เตอร์ เป็นสวิทช์

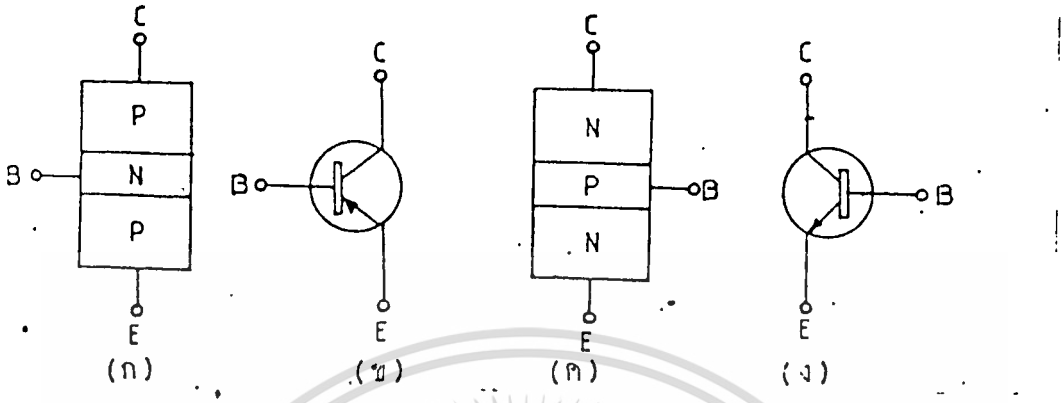
3.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการใช้ทรานซิส เตอร์ในงานอิ เล็กทรอนิกส์กำลังขยายตัวไปอย่างกว้างขวาง ทั้งนี้ เพราะปัจจุบันทรานซิส เตอร์ ได้รับการพัฒนาไปอย่างมากทำให้สามารถทนกระแสและแรงดันได้สูงขึ้น อีกทั้งความ เร็วในการสวิทช์ก็สูงขึ้นด้วย การ เพิ่มความ เร็วของทรานซิส เตอร์ทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงขึ้นอัน เป็นการลดทั้งขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ที่ใช้ลงอย่างมาก โดย เฉพาะหม้อแปลง ตัว เหนี่ยวนำและตัว เก็บประจุ คุณสมบัติทางด้านความ เร็วของทรานซิส เตอร์นี้นับ เป็นจุดเด่นที่สำคัญอันหนึ่งของทรานซิส เตอร์

3.2 ลักษณะการ เป็นสวิทช์ของทรานซิส เตอร์

ทรานซิส เตอร์ เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ประกอบด้วยชั้นของสารกึ่งตัวนำ 3 ชั้น วางสลับกันดังในรูปที่ 3.1 (ก) และ (ค) คือ อาจจะประกอบด้วยชั้น P-N-P ซึ่ง เรียกว่าทรานซิส เตอร์ชนิด PNP และสัญญลักษณ์แสดงในรูปที่ 3.1 (ข) ถ้าประกอบด้วยชั้น N-P-N เรียกว่า ทรานซิส เตอร์ชนิด NPN ซึ่งมีสัญญลักษณ์แสดงในรูป 3.1 (ง) ทรานซิส เตอร์จะมี 3 ขั้วคือ มีขั้วกำลัง 2 ขั้ว ได้แก่ คอล เลค เตอร์กับอีมิ เตอร์ และมีขั้วควบคุมอีก 1 ขั้ว คือ เบส ทรานซิส เตอร์สามารถนำกระแสได้ทาง เดียว เช่น เดียวกับ เอสซีอาร์ ลักษณะการนำหรือกั้นกระแสของคอล เลค เตอร์กับอีมิ เตอร์ จะถูกควบคุมโดยกระแสที่ไหลระหว่าง เบสกับอีมิ เตอร์ ในการใช้ทรานซิส เตอร์นำกระแส จะต้องขับนำ (drive) ด้วยกระแส เบสที่ เพียงพอ เพื่อให้ทรานซิส เตอร์ เข้าสู่ย่านอิ่มตัว ซึ่งจะมีแรงดันตกคร่อมคอล เลค เตอร์ (Vce) ประมาณ 1 โวลท์ และ เมื่อต้องการให้ทรานซิส เตอร์หยุดนำกระแส ก็ เพียงแต่ลดกระแส เบสลง ทรานซิส เตอร์จะ เข้าสู่ภาวะหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างและสัญญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์
ชนิด PNP (ก, ข) และชนิด NPN (ค,ง)

ทรานซิสเตอร์แบบหัวต่อ BJT (Bipolar Junctions Transistor) การทำงานจะควบคุมด้วยกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดันในปัจจุบันได้แก่ MOSFET SIFET ซึ่งพวกนี้สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่าด้วย และในตอนนี้จะพูดถึง BJT เป็นส่วนใหญ่ และเนื่องจากทรานซิสเตอร์ PNP จะทนแรงดันได้ไม่สูงนักอีกทั้งความเร็วในการสวิทช์ยังต่ำกว่าทรานซิสเตอร์ NPN ดังนั้น ในวงจรอิเลคทรอนิกส์กำลังจึงใช้เฉพาะทรานซิสเตอร์แบบ NPN

3.3 การขับนำเบสของทรานซิสเตอร์

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์นั้น การขับนำเบสของทรานซิสเตอร์นับเป็นสิ่งสำคัญอย่างหนึ่ง เพราะคุณสมบัติที่สำคัญบางอย่างของทรานซิสเตอร์ เช่น แรงดันสูงสุด (BVceo) เวลาหยุดนำกระแส (t off) เวลาเริ่มนำกระแส (t on) และย่านการทำงานที่ปลอดภัย (SOA = Safety Operating Area) จะขึ้นอยู่กับลักษณะการขับนำเบส ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการขับนำเบสไว้หลายวิธี ซึ่งส่วนใหญ่มีวัตถุประสงค์ที่จะลดเวลาในการสวิทช์ เพื่อลดกำลังสูญเสียในการสวิทช์ และเพิ่มความถี่ในการทำงานให้สูงขึ้น อย่างไรก็ดี คุณสมบัติของการนำเบสที่ดีควรมีลักษณะดังนี้คือ

ในการเริ่มขับนำทรานซิสเตอร์ ควรที่จะให้การเพิ่มของกระแสเบส did/dt มีค่าสูง และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควรจะให้กระแสมีค่ายอดสูงกว่ากระแส เบส ซึ่ง เพียงพอที่จะทำให้ทรานซิส เตอร์อิ่มตัวประมาณ 2-3 เท่า อันจะเป็นการลด t on ให้สั้นได้

ควรจะใช้กระแส เบสที่พอ เหมาะกับกระแสคอล เลค เตอร์ คือให้ เพียงพอที่จะทำให้มีค่ามาก เกินไป เพราะจะ เป็นการ เพิ่ม t off อัน เนื่องมาจาก storage time ซึ่ง เป็น เวลาที่ใช้ใน การกวาดพาหะข้างน้อยส่วน เกินออกจาก เบส

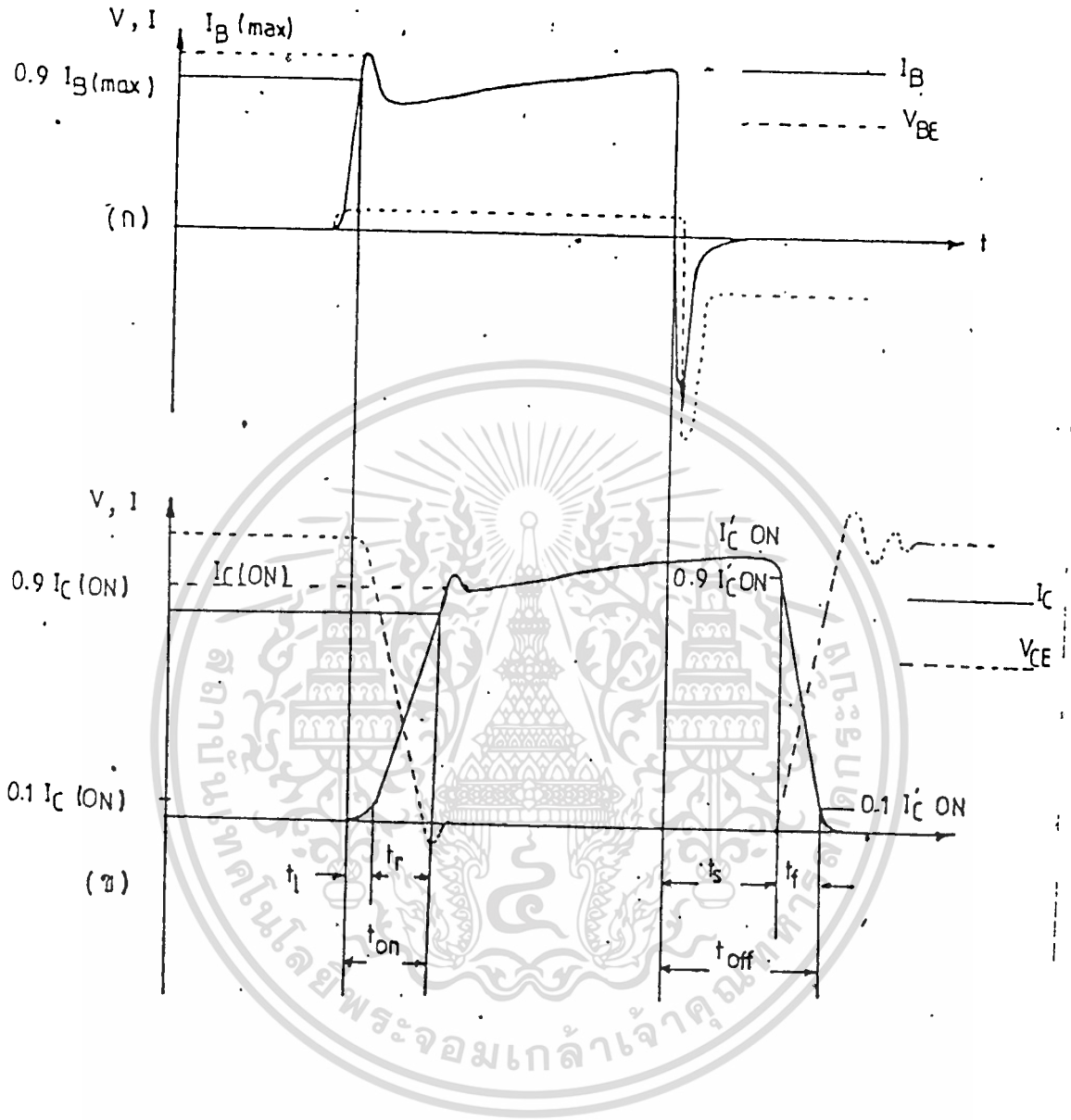
การทำให้ทรานซิส เตอร์หยุดนำกระแส ควรมีการดึงกระแสออกจาก เบสโดยให้มีค่า dib/dt สูง แต่ไม่ควรจะ เกิน 40/us เพราะอาจจะทำให้ เกิด secondary breakdown ขึ้นได้ การดึง กระแสออกจาก เบส จะ เป็นการช่วยกวาดพาหะข้างน้อยส่วน เกินออกจาก เบสของทรานซิส เตอร์ อัน เป็นการลด t off ของทรานซิส เตอร์

ในระหว่างที่ทรานซิส เตอร์อยู่ในสถานะปิดกั้นกระแส (off state) ควรที่จะไบอัส ป้อนรอยต่อ เบส-อีมิ เตอร์ เพื่อป้องกันการนำกระแส เนื่องจากสัญญาณรบกวน และการ เปลี่ยน แปลงแรงดัน dv/dtce

วงจรขับ เบสมีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากทรานซิส เตอร์กำลังสูงจะมีอัตราขยายกระแสต่ำ (hfe ต่ำ) คือประมาณ 5-10 เท่า ซึ่งทำให้จำ เป็นต้องใช้กระแสขับนำ เบสมาก ดังนั้น แรงดันในวงจร เบสไม่ควรสูง เกินไป และไม่ควรจะให้มีกระแสไหลในวงจร เบสมาก เมื่อทราน ซิส เตอร์อยู่ในสถานะปิดกั้นกระแส

วงจรขับ เบสควร เป็นวงจรที่มีง่าย ๆ และมีความ เชื่อถือได้สูงถ้าสามารถ เข้าได้กับ TTL (TTL Compattable) จะทำให้การควบคุมสะดวกมากขึ้น นอกจากนี้ถ้าหากมีการแยกกันทางไฟ ฟ้าระหว่างวงจรขับกับทรานซิส เตอร์กำลัง หรือระหว่างสัญญาณควบคุมกับวงจรขับ จะ เป็น การลดปัญหา เรื่องสายดิน (ground) การแยกอาจทำได้โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูง (Plus transformer) หรือถ้าในระดับวงจรขับกับสัญญาณควบคุมมีกำลังต่ำอาจจะใช้ opto coupler ก็ได้ จากลักษณะสมมุติที่พึงประสงค์ของการขับนำ เบสของทรานซิส เตอร์ สามารถ เขียนรูปคลื่นของ กระแสและแรงดัน เบส พร้อมกับรูปคลื่นของกระแสคอล เลค เตอร์ (IC) และแรงดันระหว่างคอล เลค เตอร์กับอีมิ เตอร์ (Vce) ของทรานซิส เตอร์ได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



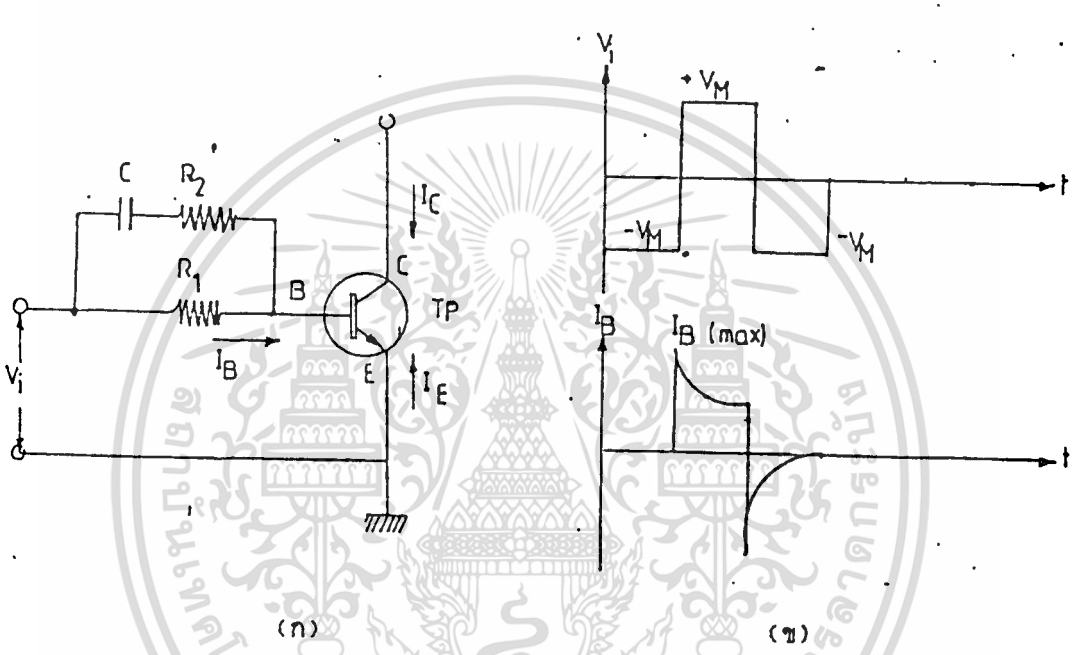
รูปที่ 3.2 แสดงรูปคลื่นของกระแสเบส (Ib) และแรงดัน (VBE) ที่เหมาะสมในการขับเบส และรูปคลื่นของ Ic, Vce สำหรับกระแสเบสในรูป (ก) แสดงพารามิเตอร์ของเวลาต่างๆในระหว่างการเปลี่ยนแปลงสถานะของทรานซิสเตอร์ (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรขับ เบส

การที่จะได้ซึ่งลักษณะของวงจรขับ เบสที่ดีนั้น เราจำ เป็นต้องรู้จักวงจรพื้นฐานที่จะให้ได้มาซึ่งฟังก์ชั่นที่ เราต้องการ และในตอนนี้จะแนะนำให้รู้จักวงจรพื้นฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรขับนำ เบส ทั่ว ๆ ไป

วงจร เร่งกระแส เบส



รูป 3.3 วงจร เร่งกระแส เบส และรูปคลื่นของกระแส เบส เมื่อสัญญาณ เข้า เป็นสัญญาณพัลส์

จากวงจรในรูปที่ 3.3 (ก) C ซึ่ง เป็นตัว เก็บประจุ เร่งกระแส (Speed up capacitor) จะทำตัว เสมือนกับลัดวงจรในตอนที่ เกิดการ เปลี่ยนแปลงดังนั้น ในตอนที่ Vi เพิ่มจาก -Vm ขึ้น เป็น +Vm กระแส เบสจะมีค่ายอดสูงสุดตามสมการ

$$= (Vm - Ve\ (TP))/(R1\ R2\ /(R1 + R2\ )) \qquad \ldots\ldots\ (3.1)$$

และในภาวะอยู่ตัว C จะทำตัว เสมือน เปิดวงจร ดังนั้นกระแส เบสในภาวะอยู่ตัว IB จะ เท่ากับ

$$L \quad = \quad vm - Ve\ (TP)/R1 \qquad \ldots\ldots\ (3.2)$$

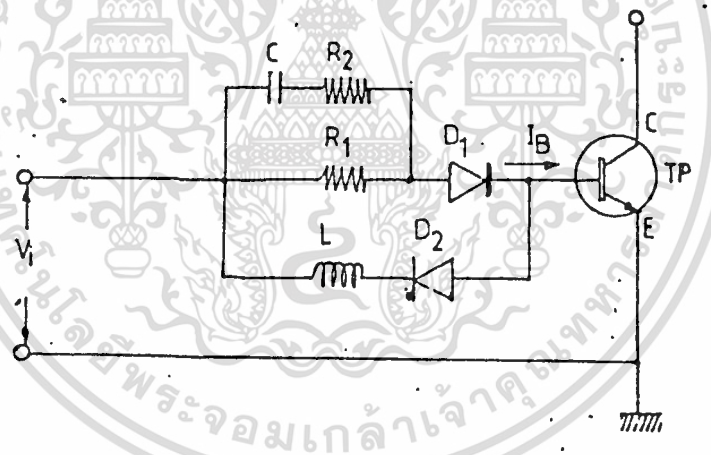
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วน Ip/I จะมีค่าเท่ากับ (1+R2/R1) ซึ่งค่านี้จะสามารถเลือกได้โดยการเลือกอัตราส่วนระหว่าง R1 กับ R1 ในระหว่างที่ I ไหลผ่าน R1 นั้น ตัวเก็บประจุ C จะถูกประจุให้มีแรงดันเท่ากับ Vm - Ve (TP)

เมื่อ V1 เปลี่ยนจาก +Vm เป็น -Vm นั้น ในตอนแรกกระแสจะสามารถไหลผ่านหัวต่อ PN ของอีมิเตอร์เบส โดยมีแรงดัน Ve จะมีค่าน้อย นอกจากนั้นแรงดันของตัวเก็บประจุ C จะยังคงมีค่าคงที่ ดังนั้นกระแสที่ไหลออกจากเบส Iep จะคำนวณได้จาก

$$Iep = (Vm + 2Vm) / (R1 + R2) \qquad \ldots\ldots\ldots (3.3)$$

ในกรณีที่เราต้องการจำกัดค่า deb/dt ช่วงที่ Vi เปลี่ยนจาก +Vm เป็น -Vm อาจจะทำได้โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ และไดโอดต่อดังวงจรในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรชับกระแสเบสที่มีการเร่งกระแสเบสในตอนทำให้ TP เริ่มนำกระแสและมีการหน่วงกระแสในตอน ทำให้ TP หยุดนำกระแส

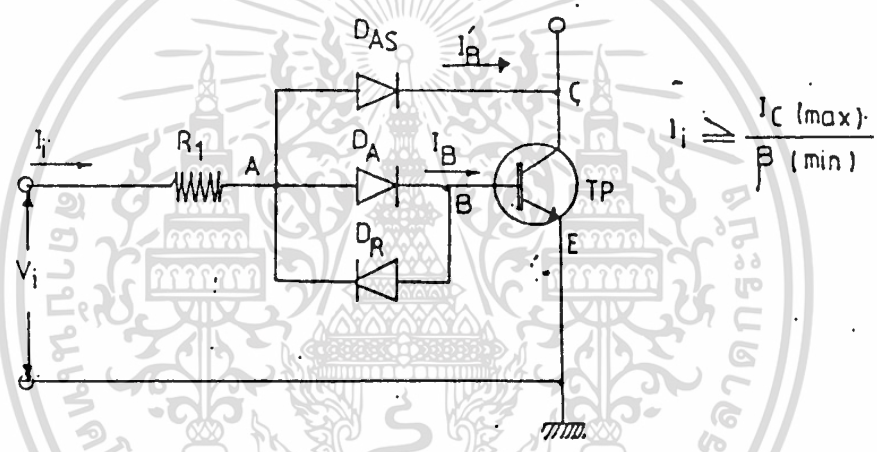
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับกระแส เบสให้ เหมาะสม

ในการปรับกระแส เบสของทรานซิส เตอร์กำลัง เพื่อใช้ เป็นสวิทช์ นิยมใช้สัญญาณพัลส์ที่มีค่าคงที่ ทำให้กระแสที่โหลมีค่าคงที่ ดังนั้นจึงจำ เป็นต้องมีตัวปรับ I ให้ เหมาะสม ซึ่งจะทำได้โดย

ก. ใช้ไดโอดป้องกันการอิ่มตัว เกินควร

วิธีนี้ใช้การปรับ I ให้ เหมาะสม โดยใช้ไดโอดป้องกันการอิ่มตัว เกินควร (Anti Saturation diode)



รูปที่ 3.5 วงจรปรับ I ให้ เหมาะสมกับกระแสคอล เลค เตอร์

ในการออกแบบวงจรขับนำ เบสนั้น ถ้ากระแส I1 มีค่าคงที่และมีค่ามากกว่าหรือ เท่ากับอัตราส่วนของกระแสคอล เลค เตอร์สูงสุดที่จะมีได้ (Ic max) กับอัตราการขยายต่ำสุดของทรานซิส เตอร์ (B min) แล้ว TP จะอยู่ในภาวะอิ่มตัว เสมอ ถ้า Vce Ve ไดโอด D ซึ่ง เป็นไดโอดป้องกันการอิ่มตัวของ TP จะไม่นำกระแส แต่ถ้า I1 มีค่ามาก เกินไป จะทำให้ Vce ลดลง จนกระทั่ง VE สูงกว่า VCE เท่ากับแรงดัน เริ่มนำกระแสของไดโอด ซึ่งมีค่าประมาณ 0.5 V. DAS จะ เริ่มนำกระแส ทำให้ I ลดลงโดยที่แรงดันตกคร่อมไดโอด DAS และ DA จะมีค่าใกล้ เคียงกัน คือ เท่ากับแรงดันไบอัสตามของไดโอด จะได้ว่า

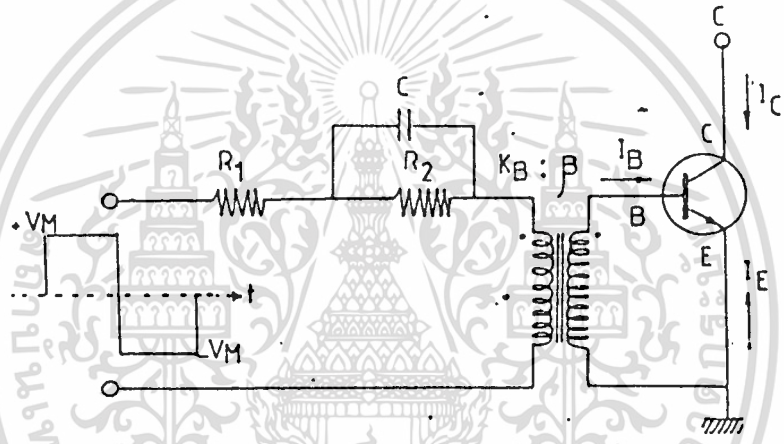
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Vc - Vc + V = -Vd + Vd = 0 \qquad .....(3.4)$$

จากรูป (3.4) จะเห็นได้ว่า Ds จะรักษาศักดาไฟฟ้าของคอลเล็คเตอร์ ให้เท่ากับศักดาไฟฟ้าของ เบส เสมอ โดยการแบ่งกระแสที่เกินพอ (I) ออกจาก เบสอัน เป็นการป้องกันการอิ่มตัวเกินควรของทรานซิสเตอร์กำลัง

ข. ใช้การขับนำ เบสตามกระแสขาออก

วิธีนี้จะใช้การป้อนกลับจากทางด้านขาออก คือ ใช้กระแสจากด้าน เอาท์พุท ป้อนกลับมาขับเบสทางด้านอินพุท



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรขับนำ เบสตามกระแสขาออก

จากรูปที่ 3.6 จะให้กระแสอิมิเตอร์ไหลผ่านขดลวดที่ 1 ขดของหม้อแปลงกระแสอิมิเตอร์นี้จะ เหนี่ยวนำให้ เกิดกระแสไหลในขดลวดในวงจร เบส เพื่อที่จะให้กระแสที่เกิดจากการ เหนี่ยวนำมีค่ามากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะนำกระแสได้ จะต้องให้ขดลวดของวงจร เบสมีจำนวนรอบน้อยกว่าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ในภาวะอิ่มตัว (B) และมีชี้วัดดังแสดงในรูปที่ 3.6 การ เริ่มขับนำ เบสและการทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสจะทำได้โดยการใช้ขดลวดชุดที่ 2 ซึ่งมีจำนวนรอบมากกว่า B เพื่อ เป็นการลดกระแสในวงจรขับ CS จะต้องมีค่าใหญ่มากพอที่จะสามารถทำให้ทรานซิสเตอร์ เริ่มหรือหยุดนำกระแสได้ R2 มีไว้สำหรับที่จะทำให้มีกระแสขับนำ เบสในตอนที่มีกระแสไหลน้อย การใช้สัญญาณขับบวกลบจะทำให้ เวลาในการสวิทช์ลดลง

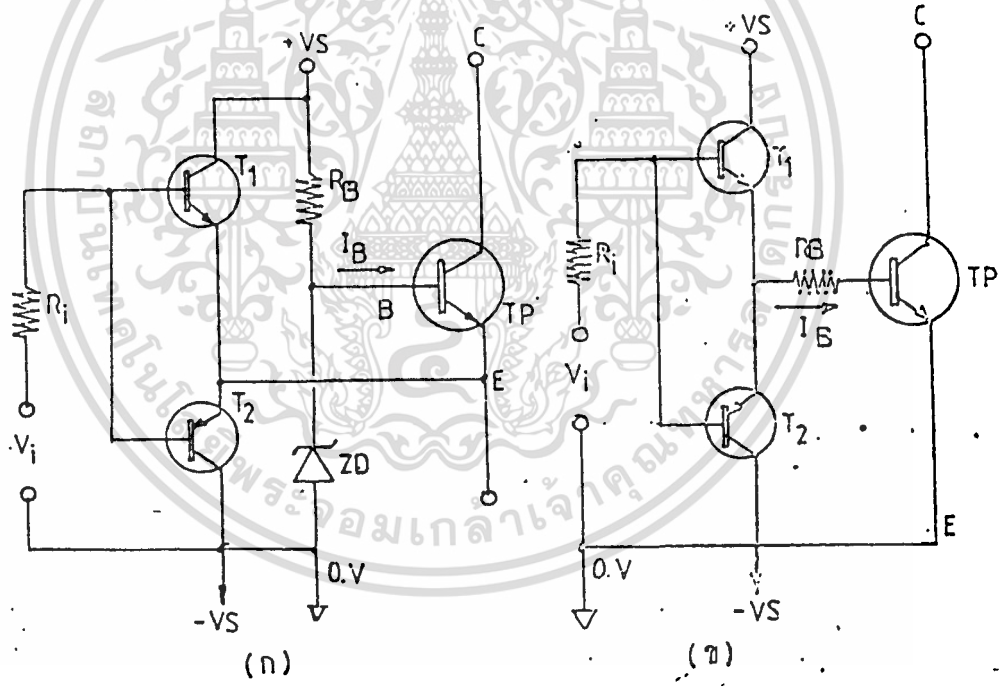
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขับนำ เบส เพื่อให้ได้รับแรงดันลบตอนหยุดนำกระแส

การทำให้แรงดันของ เบส เป็นลบในระหว่างการทำให้ทรานซิส เตอร์หยุดนำกระแส อาจจะทำได้โดยใช้ตัว เก็บประจุ เร่งการนำกระแส เหมือนวงจรในรูป 3.3 (ก) โดยไม่ต้องใช้ Vi เป็นการลบ แต่วงจรนี้ไม่สามารถคงแรงดันลบไว้ได้ หลังจากที่ C คายประจุหมดแล้ว การที่จะให้แรงดัน เบสยังคงค่าลบไว้ในระหว่างที่ทรานซิส เตอร์หยุดนำกระแส อาจทำได้โดยใช้วงจรในรูปที่ 3.7 ก. ในกรณีที่ใช้แหล่งจ่ายอัน เดียวกัน และในกรณีที่ใช้แรงจ่ายแรงดันบวกลบจะใช้วงจรรูปที่ 3.7 ข.

ในกรณีที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงอัน เดียว อาจจะใช้ RB กับ Zener diode เข้าช่วย โดยที่ RB จะต้องมีค่า เล็กพอที่จะให้กระแส เบสสูงสุดไหลผ่านได้ กล่าวคือ

$$RB = VS - VBE\,(TP) - VCE(T2) \qquad \ldots\ldots\ldots (3.5)$$



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรขับนำ เบสที่ให้แรงดัน เบสในตอนหยุดนำกระแสโดยใช้แหล่งจ่ายไฟตรงแหล่ง เดียว (ก) และใช้แหล่งจ่ายไฟตรงบวกลบ (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงาน T1 และ T2 จะสลับกันนำกระแส เมื่อ T2 นำกระแส TP จะถูกจับให้นำกระแสที่ไหลผ่าน R และ D2 ในขณะที่ D2 จะไม่นำกระแส เมื่อ T2 หยุดนำกระแสทำให้ D2 นำกระแส T1 จะยกระดับแรงดันอีมิเตอร์ให้สูงกว่าจุด A ทำให้เบสถูกไบอัสย้อนตามต้องการ วิธีนี้มีข้อดีในแง่ที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันเพียงชุดเดียว แต่ประสิทธิภาพจะไม่ค่อยดีนัก เนื่องจากจะมีกระแสซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ I ไหลในวงจรเบสในตอนที่ TP หยุดนำกระแสด้วย

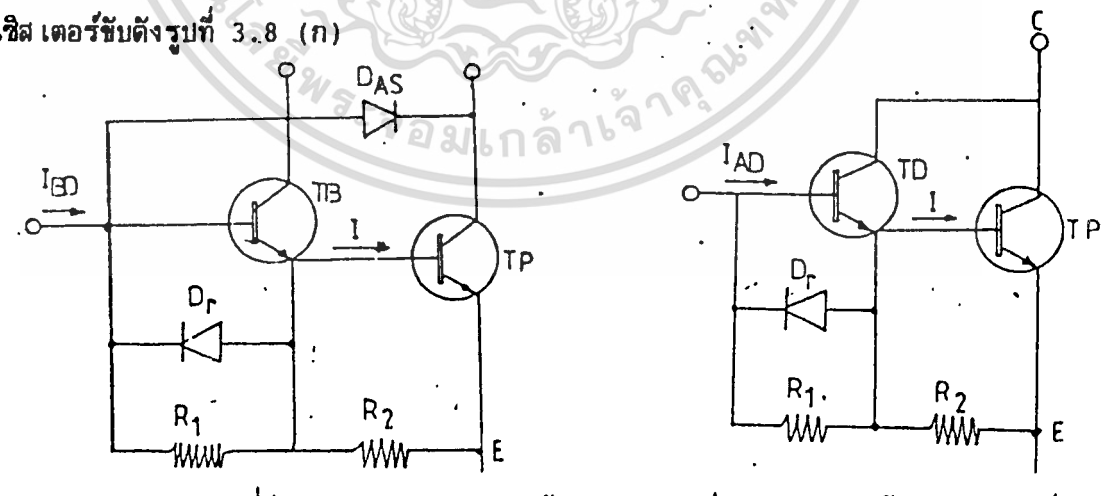
ในรูปที่ 3.7 ข. เป็นวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟบวกลบ ถ้าต่ออิมิเตอร์ของ TP ไว้ที่ 0 V. มี T1 นำกระแส T2 หยุดนำกระแสจะทำให้มีกระเบสไบขับนำให้ TP นำกระแสแต่เมื่อ T1 หยุดนำกระแสและ T2 นำกระแส จะทำให้ศักดาของเบสเป็นลบ ซึ่งต่ำกว่าศักดาของอีมิเตอร์และเบสจะถูกไบอัสย้อนกลับตามต้องการ เนื่องจากไม่มีกระแสไหลในวงจรเบส เมื่อ TP หยุดนำกระแส จึงทำให้มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรในรูปที่ 3.7 ก.

3.5 การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขับนำกระแส

เนื่องจากกระแสที่ใช้ในการขับนำทรานซิสเตอร์กำลังจะมีค่าสูง อันมีผลมาจากการที่อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง มีค่าน้อยดังได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจึงควรใช้วงจรขับที่มีประสิทธิภาพสูงโดยเฉพาะในระบบที่มีกำลังสูง ๆ

การใช้ทรานซิสเตอร์ขับนำ

ในวงจรขับนำเบสโดยใช้ไดโอดป้องกันการอิ่มตัวเกินควร ดังในวงจรรูปที่ 3.5 นั้น กระแสในวงจรเบสจะมีค่าคงที่ประมาณเท่ากับ Ic max/B ซึ่งสามารถลดกระแสนี้ลงได้ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ขับดังรูปที่ 3.8 (ก)



รูปที่ 3.8 วงจรขับนำเบสที่มีประสิทธิภาพสูง โดยใช้ทรานซิสเตอร์ขับนำ (ก) ใช้ทรานซิสเตอร์ Darlington (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8 (ก) T จะทำงานในย่าน Active region ดังนั้นอัตราขยายกระแส (B) จะมีค่าสูง กระแส Id ซึ่งมีค่าคงที่จะมีค่าน้อยกว่า I มาก ดังนั้นกำลังสูญเสียในวงจรเบสจะขึ้นอยู่กับ I ที่มีค่าเท่ากับ Ic/B ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า Ic max/B min เช่น ในกรณีของวงจรรูปที่ 3.5 ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.8 (ก) จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรเบสในกรณีที่ Lc มีค่าน้อยกว่า Ic max มากๆ อีกทั้งยังคงรักษาไม่ให้ TP อิ่มตัวเกินควรด้วย ไดโอด Br ในวงจร 3.8 (ก) มีไว้สำหรับเป็นทางผ่านของกระแสที่ออกจากเบสในตอนทำให้ TP หยุดนำ กระแส R1 และ R2 เป็นตัวช่วยในการไบอัสย้อนกลับในตอนที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองหยุดนำกระแส

การใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington

การใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington ดังในรูปที่ 3.8 (ข) จะเป็นการลดกำลังของวงจรเบส เพราะทรานซิสเตอร์แบบนี้จะมีอัตราขยายกระแสสูงขึ้น กระแสขับนำ TP จะได้จากกระแสคอลเลคเตอร์และกระแสเบสของ TD แต่เนื่องจากกระแสคอลเลคเตอร์ของ TD ไม่ได้มาจากวงจรเบสแต่เป็นกระแสของโหลด ดังนั้นจึงทำให้วงจรนี้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ข้อเสียของการใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington ก็คือ Delay time ของวงจรจะยาวกว่าการใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว นอกจากนี้ในตอนสวิทช์กระแสคอลเลคเตอร์ของ TP และ TD จะมีค่าสูงกว่าปกติ กล่าวคือ ในตอนเริ่มนำกระแส TD จะเริ่มนำกระแสก่อน ทำให้กระแสทั้งหมดไหลผ่าน TP และความต้านทาน R1, R2 ที่จะช่วยในการไบอัสย้อนกลับของทรานซิสเตอร์ เช่นเดียวกับในรูปที่ 3.8 (ก)

ใช้การขับนำเบสตามกระแสขาออก

การขับนำเบสโดยใช้วิธีป้อนกลับจากทางด้านขาออกตามวิธีในข้อ 3.4.2 ข. จะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรขับนำเบส เพราะจะใช้กระแสจากวงจรขับนำเบสเฉพาะในตอนที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส และเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสแล้ว กระแสเบสส่วนใหญ่จะได้จากการป้อนกลับของวงจรขาออก

3.6 การปรับปรุงวิธีการ turn-off ทรานซิสเตอร์

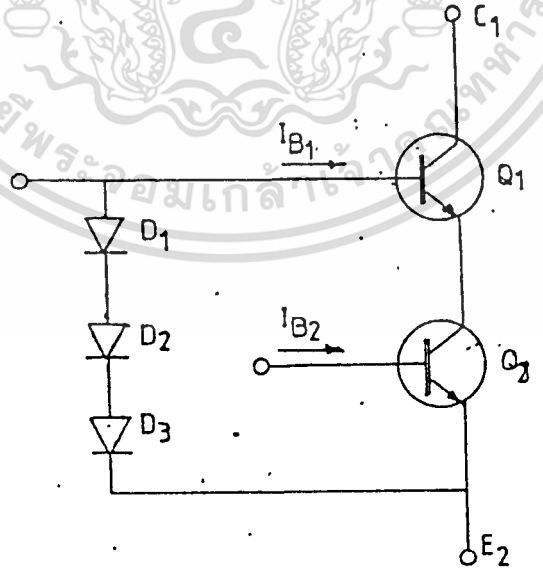
การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์นั้น ส่วนใหญ่จะมีปัญหาอยู่ที่การ turn-off ทรานซิสเตอร์ เพราะโดยทั่วไป turn-off time (T off) จะยาวกว่า turn-on time (t on) เสมอ ดังนั้น T off จะเป็นตัวจำกัดความถี่ที่ใช้เสมอ และในการที่จะลด T off จำเป็นที่จะต้องดึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส เป็นจำนวนมากออกจาก เบส ซึ่งการทำ เช่นนี้จะทำให้ เกิด Reverse-biased second breakdown ทำให้แรงดันที่ใช้งานได้ของทรานซิส เตอร์ลดลง ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นวิธีที่จะลด t off โดยไม่ให้ เกิด Reverse-biased second breakdown และได้ เสนอวิธีการ 2 วิธีคือ

การ turn-off โดยการ เปิดวงจรอีมิ เตอร์

วิธีนี้ใช้การ เปิดวงจรอีมิ เตอร์ของทรานวิส เตอร์หลัก Q1 ซึ่ง เป็นทรานซิส เตอร์แรงดันต่ำ ดังแสดงในรูป 3.9 การที่ Q2 ใช้ทรานซิส เตอร์แรงดันต่ำได้ก็ เนื่องจากแรงดันคอล เลค เตอร์ของ Q2 จะไม่ เกินผลรวมของแรงดันไบอัสตรงของไดโอดทั้ง 3 ตัว กับแรงดันพังทลายย้อนกลับของทรานซิส เตอร์ Q1 ที่ เบสอีมิ เตอร์ซึ่งมีค่าประมาณ 20 โวลท์ การใช้ทรานซิส เตอร์แรงดันต่ำจะมีข้อดีในด้านความ เร็วในการสวิทช์ และอัตราขยายกระแสทั้งนี้ เพราะทรานซิส เตอร์แรงดันต่ำ จะมีชั้นของ เบสแคบ ทำให้อัตราขยายทางกระแสและความ เร็วในการสวิทช์สูงกว่าทรานซิส เตอร์แรงดันสูง จึงไม่มีปัญหาในขับ เบสมากนัก แม้ว่ากระแสคอล เลค เตอร์ของ Q2 จะมีค่า เท่ากับกระแสอีมิ เตอร์ของ Q1 การ turn on นั้นจะต้อง turn on ทั้ง Q1 และ Q2 พร้อมกันส่วนการ turn-off นั้น เมื่อ turn-off Q2 จะทำให้กระแสอีมิ เตอร์ของ Q1ลดลง เป็นศูนย์ ดังนั้นกระแสคอล เลค เตอร์ทั้งหมดของ Q1 จะไหลออกทาง เบสผ่านไดโอด D1 ถึง D3 จึงจะกวาดพาหะข้างน้อยส่วน เกินใน เบสออกไปอย่างรวด เร็วอัน เป็นการลด storage time (Ts) และ fall time (Tf) ของทรานซิส เตอร์ เนื่องจากในขณะที่ Q1 และ Q2 นำกระแสและอยู่ในภาวะอิ่มตัว แรงดันระหว่าง B1 กับ E1 จะต่ำกว่า out in voltage ของไดโอด 3 ตัวรวมกัน ไดโอดทั้ง 3 ตัวจะไม่นำกระแส



รูป 3.9 แสดงทรานซิส เตอร์ที่ใช้วิธี turn-off โดยวงจรอีมิ เตอร์

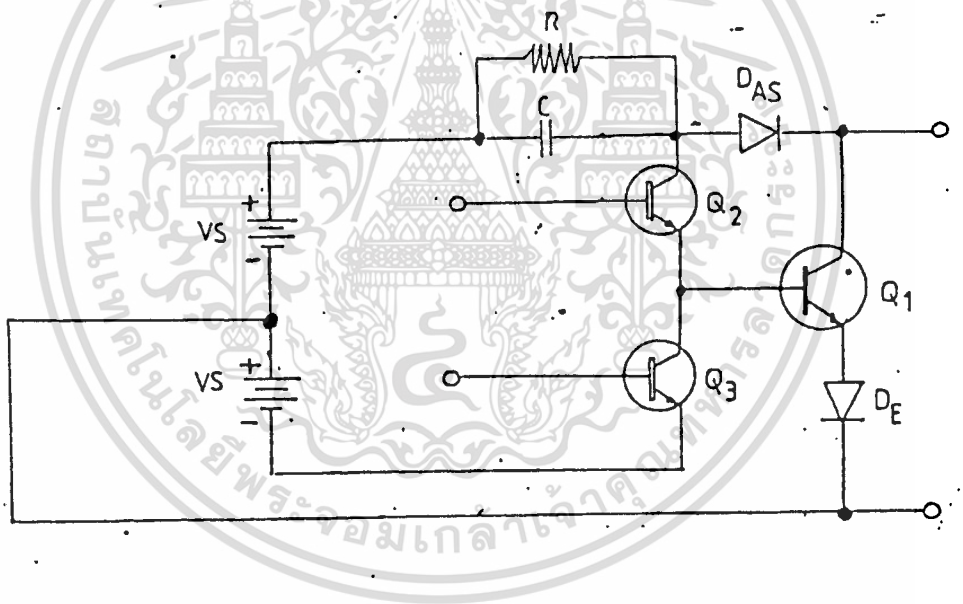
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในตอนที่ Q1 และ Q2 หยุดนำกระแส จะไม่มี IB1 ดังนั้น จึงไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอด เมื่อ Turn-off Q1 และ Q2 แล้วแต่จะมีเฉพาะในระหว่าง turn-on เท่านั้น ถึงแม้ว่าจะมีค่ามากเท่ากับกระแสคอลเลคเตอร์ของ Q1 แต่ก็เป็นช่วงเวลาที่สั้นมาก จึงสามารถใช้ไดโอดที่ทนกระแสได้น้อยกว่ากระแสคอลเลคเตอร์มาก ๆ ได้ ทั้งนี้เพราะปกติไดโอดจะทนกระแสเสิร์จ (surge current) ได้หลายเท่าตัวของกระแสเฉลี่ยของไดโอด การ turn off โดยการเปิดวงจรอีมิเตอร์นี้นอกจากจะป้องกัน Reverse biased second แล้ว ยังทำให้ขีดจำกัดของแรงดันพังทลายเพิ่มจาก Vceo เป็น Vc o ซึ่ง Vc o จะมีค่าเท่ากับ 2 เท่าของ Vceo ทำให้เหมาะที่จะใช้วงจรที่มี turn-off surge voltage สูง เช่น fly back ข้อเสียของวงจรสวิทช์ที่ใช้การ turn-off โดยวิธีเปิดวงจรอีมิเตอร์ ก็คือกำลังสูญเสียในสวิทช์เนื่องจากความเร็วของการ turn-off ก็เพิ่มขึ้นจะมากกว่ากำลังสูญเสียในตอนนำกระแสได้ ทั้งนี้เพราะการสวิทช์ที่มีความถี่สูงกำลังสูญเสีย เนื่องจากสวิทช์จะมีค่ามากกว่ากำลังสูญเสีย เนื่องจากแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ระหว่างการนำกระแสมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้ไดโอดต่ออนุกรมกับอิมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์หลัก

ในรูปที่ 3.10 แสดงวงจรที่ใช้หลักการ turn-off โดยการเปิดวงจรอิมิเตอร์ แต่ใช้ไดโอด DE แทนทรานซิสเตอร์ Q2 ในรูปที่ 3.9 วงจรนี้จะturn-off DE ด้วยแรงดันลบที่มีค่าสูงแทนการ turn-off ทรานซิสเตอร์ Q2 ซึ่งจะช่วยลดจำนวนอุปกรณ์ลงโดยให้ผลดีเหมือนกันในข้อ3.6.1 แต่ข้อเสียก็คือ จะต้องใช้แรงดันลบที่มีค่าสูงและ Q3 จะต้องรับแรงดันสูงมากในตอน turn-off กล่าวคือ ในตอน turn-off กระแสคอลเล็คเตอร์ของ Q1 และกระแสย้อนกลับตอนฟื้นตัวของไดโอด DE (Reverse Recovery Current) จะต้องไหลผ่าน Q3 ทั้งหมด

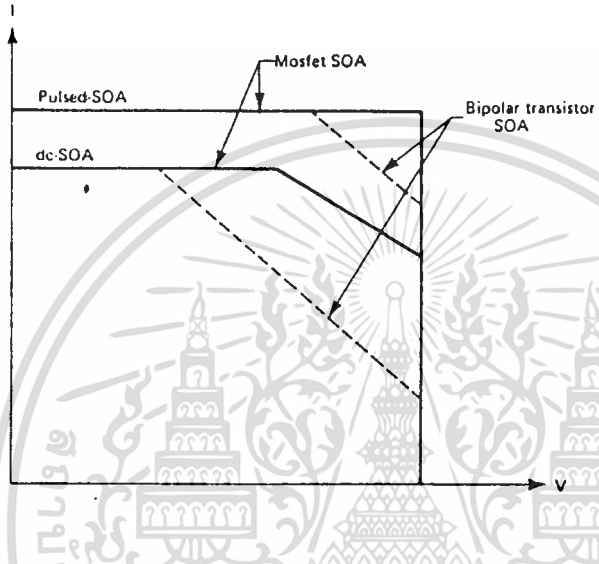


รูปที่ 3.10 แสดงวงจรของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการ turn-off โดยหลักการเปิดวงจรอีมิเตอร์ แต่ใช้ไดโอดแทนทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 ขีดจำกัดและการป้องกันทรานซิส เตอร์

การใช้งานทรานซิส เตอร์ จำเป็นจะต้องทราบขีดจำกัดของทรานซิส เตอร์ที่ใช้โดยทั่วไป ผู้ผลิตจะกำหนดพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิส เตอร์ (Safe Operating Area หรือ SOA) ในระนาบของกระแสคอล เล็ค เตอร์ (IC) และแรงดันอิมิ เตอร์คอล เล็ค เตอร์ (VCE)



รูปที่ 3.11 พื้นที่ปลอดภัยของทรานซิส เตอร์

3.8 แรงดันพังทลายของทรานซิส เตอร์

เมื่อ เพิ่มแรงดัน VCE ลักษณะของทรานซิส เตอร์จะ เริ่มไม่ เป็น เชิง เส้น เมื่อ VCE มาถึงค่า ๆ หนึ่งจะ เกิดปรากฏการณ์ทลาย (breakdown) ขึ้นกล่าวคืออิ เล็กตรอนที่รอยต่อได้รับการ เร่งจากสนามไฟฟ้า จนสามารถทำให้ เกิดอิ เล็คตรอนขึ้นใหม่ เมื่อชนกับอะตอม เราใช้สัญญลักษณ์ BVCO สำหรับแรงดันทลายของรอยต่อคอล เล็ค เตอร์ - เบส เมื่อ เปิดวงจรที่อิมิ เตอร์

แรงดันทลายระหว่างคอล เล็ค เตอร์จะมีค่า เล็กกว่า BVCO เช่นแรงดันทลาย BVCO ระหว่างคอล เล็ค เตอร์กับอิมิ เตอร์ เมื่อ เปิดวงจรที่ เบสที่ค่าประมาณ 0.3-0.5 เท่าของ BVCO นอกจากสัญญลักษณ์ทั้งสองนี้ เรายังใช้สัญญลักษณ์ของแรงดันทลายตามลักษณะการต่อขั้วทรานซิส เตอร์ ดังนี้

BVCER : แรงดันทลายระหว่างคอล เล็ค เตอร์กับอิมิ เตอร์ เมื่อต่อความต้านทานระหว่าง เบสกับอิมิ เตอร์

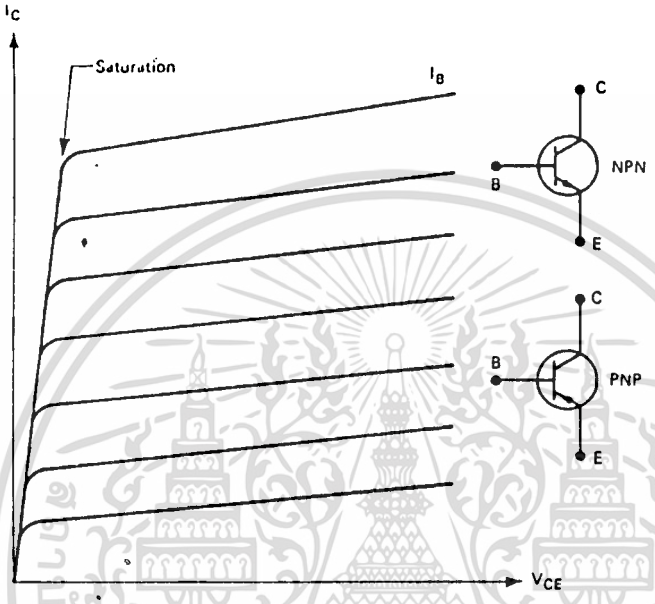
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BVCES : แรงดันทลาย เมื่อลัดวงจร เบสกับอิมิ เตอร์

BVCEX : แรงดันทลาย เมื่อแรงดันไบแอลกลับระหว่าง เบสกับอีมิ เตอร์

แรงดันทลาย จะมีค่า เล็กใหญ่ตามลำดับ ดังนี้

BVCEO < BVCER < BVCES < BVCEX < BVCO



รูปที่ 3.12 ลักษณะขาออกของทรานซิส เตอร์ BJT แสดงค่าแรงดันทลาย

นอกจากการทลายตามปรากฏการณ์ภู เขาทลาย (avalanche) ดังกล่าวข้างต้นแล้ว ยังมีปรากฏการณ์อีกประ เภทหนึ่งซึ่ง เรียกว่า การทลายแบบที่สอง (secondary breakdown) ซึ่งมักจะ เป็นต้น เหตุสำคัญที่ทำให้ทรานซิส เตอร์ เกิดความชำรุด เสียหาย ปรากฏการณ์นี้มีความซับซ้อนมาก และ เป็นปรากฏการณ์ทางความร้อนและปรากฏการณ์ภู เขาทลายผสมผสานกัน ถ้า เกิดขึ้นในขณะที่รอยต่อ เบสอีมิ เตอร์ไบแอสตรงก็จะอธิบายได้ดังนี้ พื้นที่รอบนอกของ เบสที่อยู่ใกล้บริ เวณของแว่นผลึกที่ฉาบโลหะ เพื่อต่อ เป็นขั้วภายนอกนั้นมักจะได้รับการไบแอสมากกว่าทำให้กระแสคอล เลค เตอร์มากระจุกตัวในพื้นที่นี้ บางจุดจะร้อนมาก (hot spots) จุดนี้ก็จะนำกระแสมากขึ้น ทำให้ยิ่งร้อนขึ้นไปอีกจน เกิดการขาด เสถียรภาพทางอุณหภูมิ เรียกว่าการ (ranaway) ดีไม่ดีอาจ เกิดปรากฏการณ์ภู เขาทลายที่จุดนี้ก็ได้ เมื่ออุณหภูมิ เพิ่มขึ้นถึงค่าหนึ่ง จะ เกิดการทลายแบบที่สอง เหมือน เกิดการลัดวงจร ระหว่างอีมิ เตอร์กับคอล เลค เตอร์ อย่างไรก็ดีปรากฏการณ์นี้มักจะ เกิดขึ้นในขณะที่ไบแอสกลับรอยต่อ เบส-อีมิ เตอร์ เพื่อให้ทรานซิส เตอร์หยุดนำกระแส ในกรณีนี้พื้นที่ของ เบสจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกไบแอสกลับไม่สม่ำเสมอกัน กล่าวคือ รอบนอกจะถูกไบแอสกลับก่อน ซึ่งทำให้กระแสคอลเลคเตอร์มากระจุกอยู่ที่ตรงกลาง จนเกิดปรากฏการณ์ภูเขาทลายและจะเกิดความชำรุดเสียหายในเนื้อเบส เนื่องจากอุณหภูมิสูงเกินไป

รูปที่ 1.13 (ก) แสดงพื้นที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ ซึ่งได้แก่พื้นที่ในระนาบ Ic, vce ล้อมรอบด้วยขีดจำกัดในภาวะการทำงานแบบสถิตของทรานซิสเตอร์สังเกตว่าสเกตที่ใช้เป็นล็อกล็อก เขตแดนของพื้นที่ปลอดภัยเป็นดังนี้

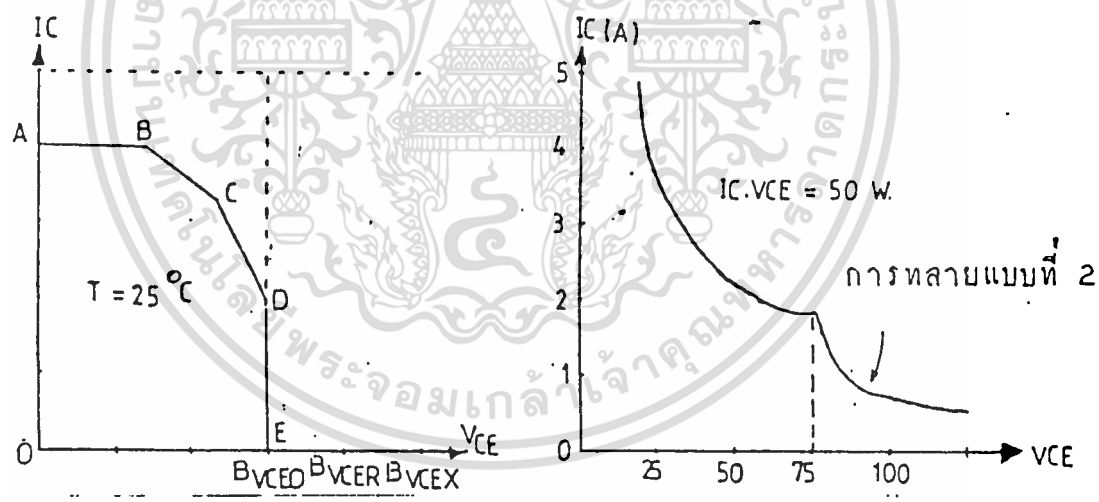
AB ตรงกับกระแสสูงสุด

BC ตรงกับกำลังสูญเสีย (Ic Vce) สูงสุด คือ ไฮเบอร์โบลาของค่าทนกำลังของทรานซิสเตอร์ในสเกลเชิงเส้น ดังรูปที่ 1.13 (ข)

CD โลกัสของการทลายแบบที่สอง

DE การทลาย

เส้นประตรงกับพื้นที่ "ปลอดภัย" ในภาวะการทำงานแบบสวิทช์ชิ่ง อย่างไรก็ดีพื้นที่นี้อาจจะไม่ปลอดภัยนัก เพราะเสียงต่อการทลายแบบที่สอง เป็นสำคัญ



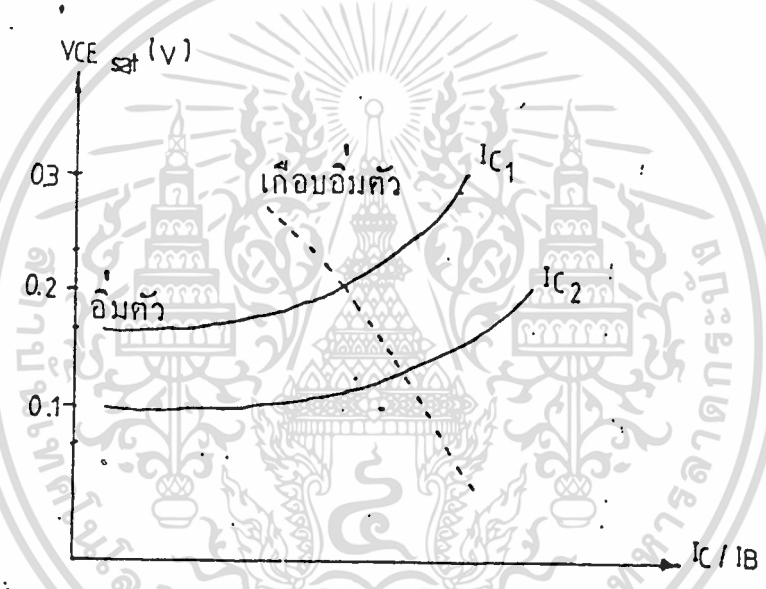
(ก) สเกลล็อก (ข) สเกลเชิงเส้น

รูปที่ 3.13 พื้นที่ปลอดภัยในการทำงานของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันอิ่มตัว

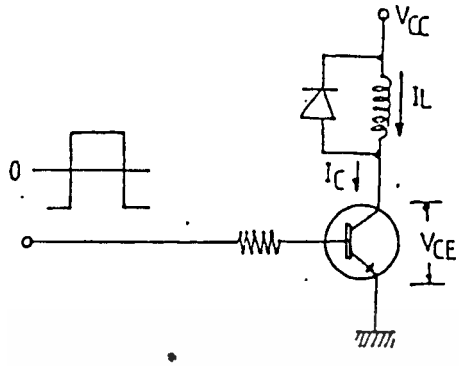
ในภาครวงงานอัตราส่วนของกระแส Ic/I = hfe มีค่าคงตัวประมาณ 10 ถึง 20 สำหรับทรานซิสเตอร์กำลัง เมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่ภาคอิ่มตัวอัตราส่วน Ic/I จะเริ่มลดลงในขณะเดียวกันแรงดัน Vce มีค่าใกล้ค่าอิ่มตัว คือประมาณ 0.1 ถึง 0.3 โวลต์ แม้จะเพิ่ม I ขึ้นไปอีก Vce จะมีค่าคงตัว (ดูรูปที่ 3.14)

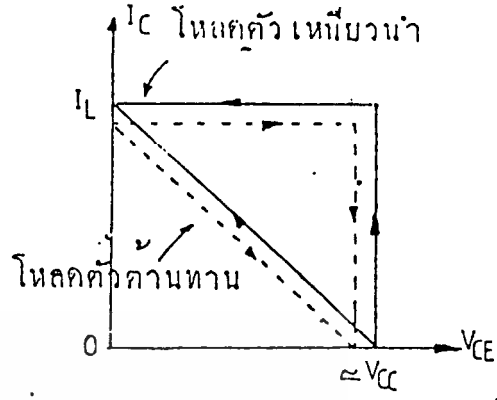


รูปที่ 3.14 แสดงค่าแรงดัน Vce ในขณะอิ่มตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

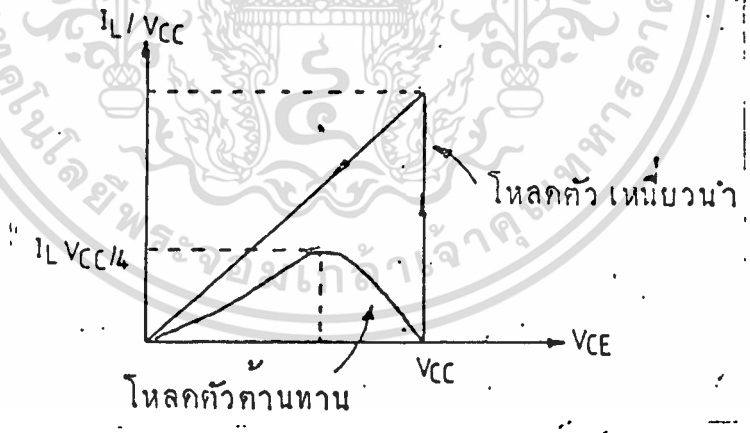
เส้นโหลดในภาคสวิทชิ่ง





(ก) การใช้ทรานซิส เตอร์ เป็นสวิทช์ เมื่อตัว เหนี่ยวนำ เป็นโหลด

(ข) เส้นโหลด



(ค) ค่ากำลังสูญเสียฉับพลันในทรานซิส เตอร์ เมื่อ เปลี่ยนสถานะ

รูปที่ 3.15

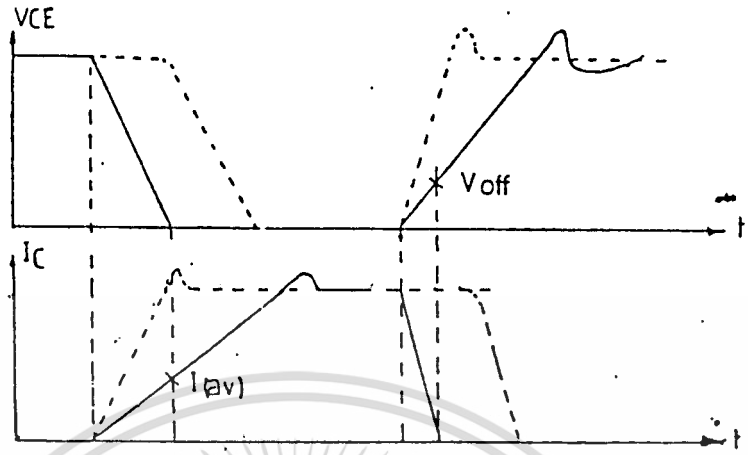
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่โหลด เป็นความต้านทาน เมื่อทรานซิส เตอร์ เปลี่ยนสถานะจากอิ่มตัวไปสู่การหยุดนำกระแสหรือกลับกัน เราคงมีความสัมพันธ์ เชิง เส้นระหว่างกระแส Ic และแรงดัน Vce ดังนี้ Vcc = Vce + IcRc สมการนี้ให้กราฟเป็น เส้นตรง เรียกว่า เส้นโหลด ในกรณีที่ให้โหลด เป็นตัว เหนี่ยวนำและมีไดโอด D ต่อคร่อมอยู่ เรียกว่าไดโอด (free wheel) ซึ่งใส่ไว้ เพื่อ เป็นทางผ่านกระแสของตัว เหนี่ยวนำ เมื่อทรานซิส เตอร์หยุดนำกระแส เมื่อ t = 0 เราใส่สัญญาณชั้นที่ เบส เพื่อทำให้ทรานซิส เตอร์นำกระแสตราบใดที่ไดโอด D ยังนำกระแสอยู่ Vce มีค่าคงตัวประมาณ Vcc ทรานซิส เตอร์จะ เริ่มป่าย เบนกระแส IL จากไดโอด เมื่อกระแส Ic เพิ่มขึ้นถึงค่า IL ไดโอด D จะหยุดนำกระแส แรงดัน Vce จึง เริ่มแสดงจนถึงค่า Vce เส้นตรงของโหลดในการสวิทช์ เช่นนี้จะมีสอง เส้นคือ เมื่อไดโอดนำกระแส Vce = Vcc เมื่อไดโอดหยุดนำกระแส Ic = IL (ดูรูปที่ 1.15 (ข)) ในทางกลับกันถ้าใส่สัญญาณ เช่นที่ เบส เพื่อให้ทรานซิส เตอร์ เปลี่ยนจากอิ่มตัว เป็นหยุดนำกระแส ตราบ เท่าที่ไดโอดยังไม่ทำงาน กระแสผ่านตัว เหนี่ยวนำก็ยังคงไหลผ่านทรานซิส เตอร์ (Ic = IL) เมื่อไดโอด เริ่มทำงานได้ Vce = Vcc การสวิทช์ เมื่อโหลด เป็นตัว เหนี่ยวนำมีข้อพึงระวังมากกว่า เมื่อมีความต้านทาน เป็นโหลด จะสัง เกตได้ว่าค่าฉับพลัน (Instantaneous valuse) ของกำลังสูญ เสีย (Ic.Vee เมื่อมีตัว เหนี่ยวนำ เป็นโหลด จะมีค่าสูงสุดมากกว่า คือ 4 เท่า ดูได้จากรูปที่ 1.15 (ค))

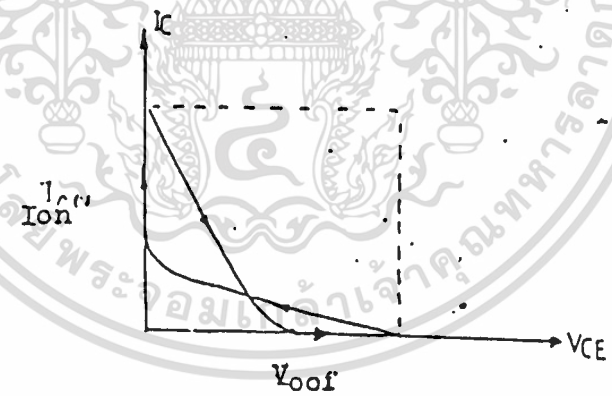
3.9 วงจรช่วยการสวิทช์ของทรานซิส เตอร์ (BJT)

ในหัวข้อ 3.8 เราได้ชี้ให้ เห็นว่า ในกรณีที่มีโหลด เป็นตัว เหนี่ยวนำ กำลังสูญ เสียในทรานซิส เตอร์ขณะ เปลี่ยนสถานะจะมีค่าสูง และยัง เสี่ยงต่อการชำรุด เสียหายโดยการทลายแบบที่สองอีกด้วย สา เหตุที่กำลังสูญ เสียมีค่าสูงก็คือ ในขณะที่ เปลี่ยนสถานะทั้ง Vce และ Ic มีค่าสูงพร้อม ๆ กัน หลักการในการลดกำลังสูญ เสียก็คือ เมื่อต่อวงจร (จากหยุดนำกระแส เป็นอิ่มตัว) ควรจะให้ Vce ลดลงก่อนจากนั้นจึงให้ IC เพิ่มขึ้น เมื่อตัดวงจร (จากอิ่มตัว เป็นหยุดนำกระแส) เราจะให้ Ic ลดลงก่อนจากนั้นจึงให้ Vce ลดลงก่อนจากนั้นจึงให้ Vce เพิ่มขึ้น (ดูรูปที่ 1.16) การประวิงการ เพิ่มของ Ic และ Vce ในขณะต่อและตัดวงจรตามลำดับ เช่นนี้ จะลดกำลังสูญ เสียได้สูงมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) รูปคลื่น

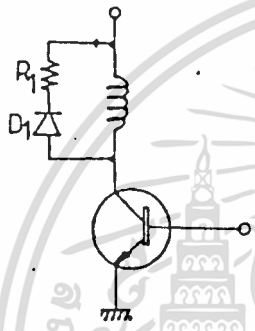


(ข) เส้นโหลด

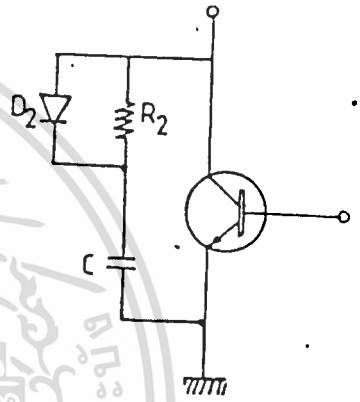
รูปที่ 3,16 แสดงรูปคลื่นและเส้นโหลด เมื่อใช้วงจรช่วยการสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

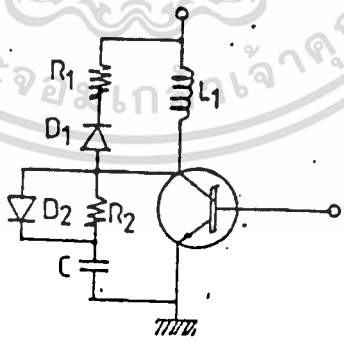
การประวิงการเพิ่มกระแสขณะต่อวงจรทำได้โดยต่อตัวเหนี่ยวนำ x ค่าประมาณ 10 IIH อนุกรมกับคอลเลคเตอร์ ทว่าในขณะที่ตัดวงจรเราจะไม่ประวิงกระแส จึงตัด x ด้วยไดรอด D1 อนุกรมกับความต้านทาน R1 (ดูรูปที่ 3.16 (ก)) ในช่วงหยุดนำกระแสวงจร D1, R1 นี้จะช่วยระบายพลังงานที่ได้สะสมไว้ใน x ในช่วงอิ่มตัวด้วย



(ก) วงจรประวิงกระแส



(ข) วงจรประวิงแรงดัน



(ค) วงจรช่วยการสวิทช์

รูปที่ 3.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประวิงการเพิ่มแรงดันขณะตัดวงจรทำได้โดยต่อตัว เก็บประจุค่าประมาณ 10 นาโนฟารัด คร่อมทรานซิสเตอร์ไดโอด D2 แต่ในขณะที่ต่อวงจร C จะไม่มีผลในการประวิงการลดลงของแรงดัน Vce ในช่วงอิ่มตัว C จะคายประจุผ่าน R2 (ดูรูปที่ 3.17 (ข))

เมื่อรวมวงจรที่ใช้ประวิงการเพิ่มของกระแสและของแรงดันเข้าด้วยกัน เราจะได้วงจรช่วยการสวิทช์ ดังในรูปที่ 3.17 (ค) วงจรช่วยการสวิทช์จะช่วยป้องกันการชำรุดเสียหายของทรานซิสเตอร์ และเพิ่มความเชื่อถือในการทำงานเป็นสวิทช์

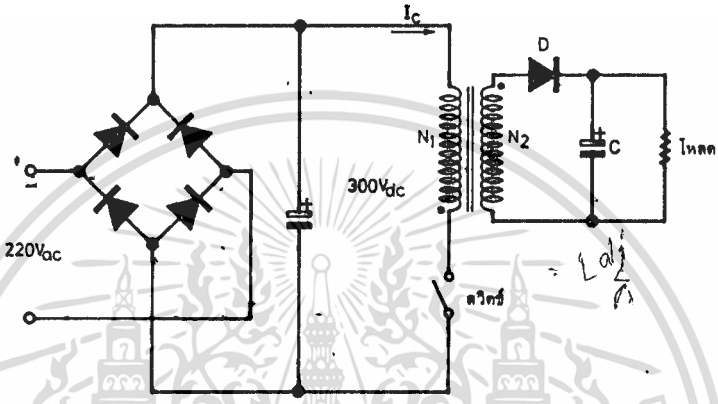
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบและการสร้าง

ในโครงงานนี้ จะสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ชิ่ง 0-30 V, 0-3 A โดยใช้วงจรแบบ fly back หลักการทำงานของวงจรแบบ fly back นี้ เป็นการเก็บพลังงานเข้าขดลวดขดลวดหนึ่ง จากนั้นจึงถ่ายเทพลังงานนั้นออกทางขดลวดอีกขดหนึ่ง



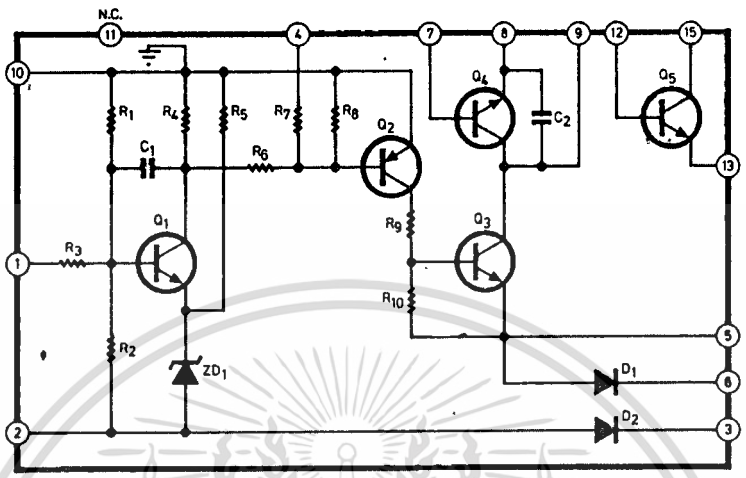
รูป 4.1 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิทชิ่ง

ในขณะที่สวิตช์ ON พลังงานจะถูกเก็บเข้าในขดลวด โดยกระแส Ic จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น โฟรดสิ่ง เกตขั้วของขดลวดด้วย เพราะขณะที่สวิตช์ ON แรงดันทาง N2 จะไบอัสกลับแก่ไดโอด D ทำให้ไม่มีกระแสไหล ไม่มีพลังงานผ่านไปที่ตัว เก็บประจุ C และโหลดในช่วง เวลานี้ เมื่อสวิตช์ OFF ขดลวดจะคายพลังงานกลับออกมา แรงดันที่ขดทั้งสองจะกลับขั้วกัน ทำให้กระแสไหลผ่านไดโอด D ไปประจุ C และผ่านโหลด ส่วนที่ N1 แรงดันจากขด N1 จะเสริมกับแรงดัน 300 Vdc เดิม ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าสูง ประมาณ 700-800 V พลังงานที่ส่งไปจากการ ON และ OFF แต่ละครั้งขึ้นอยู่กับค่า เหนี่ยวนำของขดลวด และ Ic ซึ่งโหลดจะได้กำลังงานมากน้อยก็ขึ้นอยู่กับจำนวนครั้งในการส่งพลังงานต่อ เวลา นั่นก็คือ ถ้า เราสามารถ เปิด-ปิดสวิตช์ด้วยจำนวนครั้งต่อ เวลามาก ก็ได้กำลังงานมาก

ความหมายของสวิตช์ที่กล่าวมาหมายถึงทรานซิส เตอร์นั่น เอง เป็นทรานซิส เตอร์แบบสวิตช์ชิ่ง มีคุณสมบัติทนแรงดันได้สูงถึง 700-800 V และความสามารถในการ เปิด-ปิดถึง 20,000 ครั้งต่อวินาที

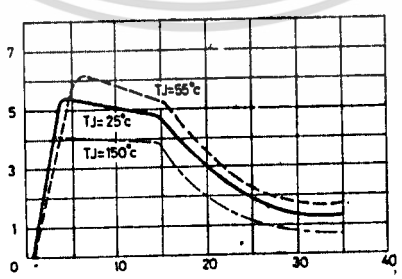
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขับทรานซิสเตอร์ และวงจรควบคุมแรงดันขาออกใช้ IC STK 7358 ของบริษัท SANYO โดยมีวงจรภายในดังรูปที่ 4.2



รูป 4.2 วงจรภายในของ STK 7358

STK 7358 มีวงจรควบคุมแรงดัน วงจรขับทรานซิสเตอร์และวงจรสวิตช์ซึ่งแรงดันสูง (800 V) ไว้แล้ว ทำให้ลดปัญหายุ่งยากในการออกแบบวงจรได้เป็นอย่างมาก ไอซีตัวนี้เหมาะกับงานที่ต้องการแรงดันคงที่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง แต่เราต้องการให้ได้แรงดันแบบปรับค่าได้ และปรับการจำกัดกระแสได้ด้วย เพื่อเป็นการง่าย เราจะใช้ซีรี่ส์ เรกูเลเตอร์ โดยใช้ไอซีปรับค่าแรงดันได้แบบ 3 ขา เบอร์ LM350K เราลองมาพิจารณากราฟความสามารถการจ่ายกระแสของไอซีตัวนี้กับแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน



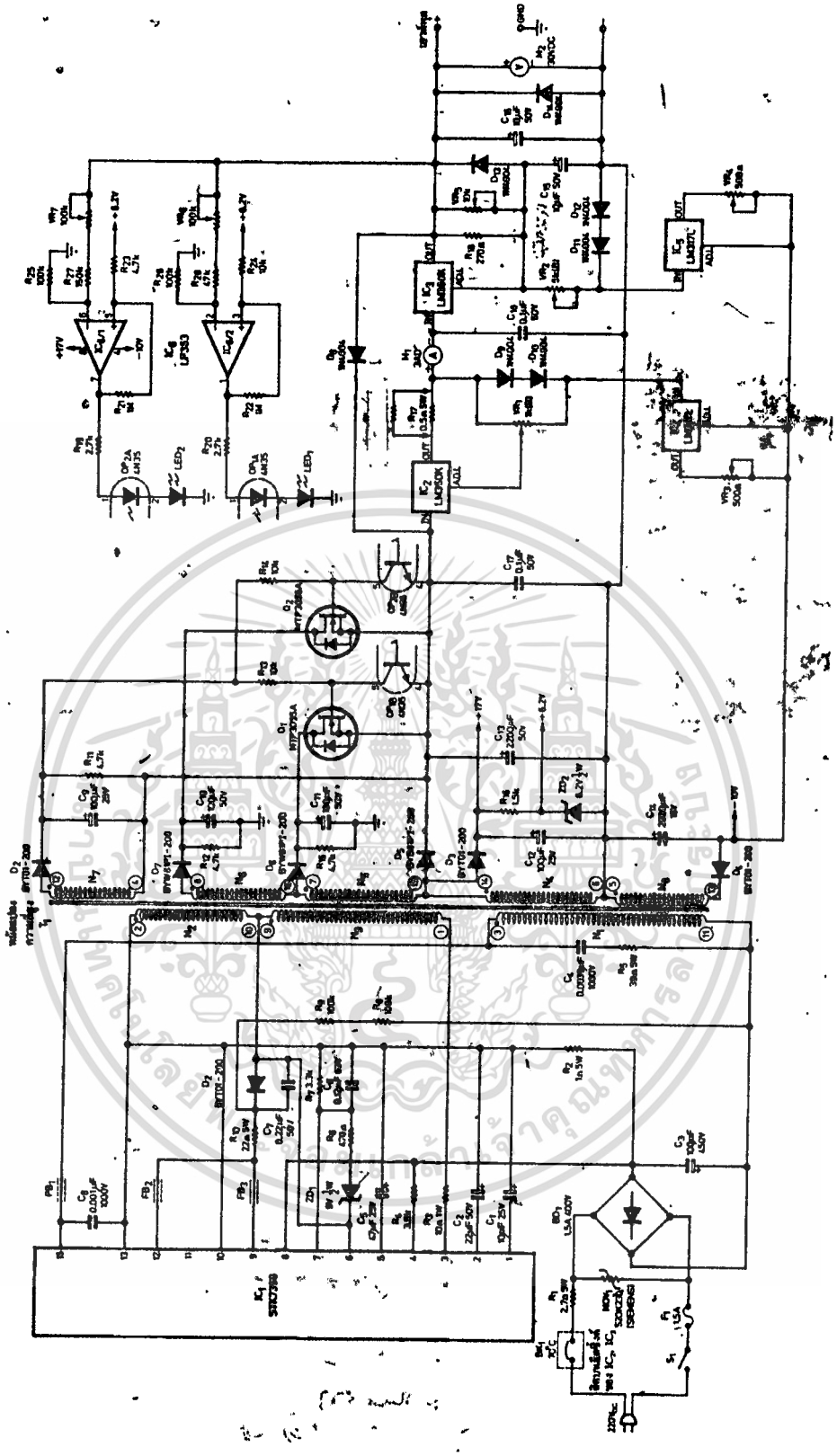
รูป 4.3 ขีดจำกัดการจ่ายกระแสของ เรกูเลเตอร์ LM350K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.3 จะเห็นว่าที่ Tj = 150 oc (อุณหภูมิตัวถังประมาณ 45 oc) LM350K สามารถจ่ายกระแสได้ถึงประมาณ 4 A เมื่อแรงดันตกคร่อมมันอยู่ระหว่าง 5-15 V ถ้าเราสามารถจ่ายแรงดันก่อนเข้าไอซีได้เท่ากับแรงดัน output บวกด้วยแรงดันตกคร่อมไม่เกิน 17 V ตลอดเวลา ก็จะสามารถทำให้ไอซีนี้จ่ายกระแสได้สูงสุด 3 A ตลอดย่านการปรับแรงดัน แต่ถ้าเราจ่ายแรงดันเข้าคงที่ที่ 35 V แล้ว ปรับให้ไอซีจ่ายแรงดันที่ 5 V แล้ว จะเห็นว่าที่ Tj = 150 oc LM350K ซึ่งบอกว่าจ่ายกระแสได้ 3 A นั้น จะสามารถจ่ายกระแสได้เพียง 800 mA เท่านั้น เราจึงต้องใช้หลักการของเพาเวอร์ซัพพลายแบบปรับช่วงอัตโนมัติ (Auto range) คือจ่ายแรงดันให้แก่เรกูเลเตอร์เป็นช่วง ๆ โดยแบ่งเป็น 3 ช่วง คือ 17 V, 26 V และ 37 V เมื่อแรงดันอินพุตอยู่ในช่วง 0-10 V, 10.5-19 V และ 19.5-28 V ตามลำดับ

วิธีการนี้จะใช้กับหม้อแปลงแบบความถี่ต่ำไม่ได้ เพราะถ้าเราต้องการให้ได้แรงดันไฟตรง 35 V เมื่อโหลดเต็มที่แล้ว แรงดันที่เข้าจริง ๆ ต้องเผื่อการกระเพื่อมของแรงดันที่ความถี่ 100 Hz ด้วย ซึ่งแรงดันยอดจะสูงอย่างน้อย 37 V และมากกว่า 50 V เมื่อไม่มีโหลด ทำให้ไอซีอาจพังเสียหายได้ถ้าปรับแรงดันไว้สูงสุด และจะถูกลัดวงจรเอาต์พุตโดยทันที ซึ่งทั้งนี้ยังไม่รวมถึงการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตไฟสลับ ซึ่งโดยทั่วไปวงจรต้องทนได้เมื่อแรงดันเพิ่มขึ้นจากปกติ 10% แต่สำหรับวงจรภาคแรกของเราสามารถให้เอาต์พุตได้ต่อนข้างคงที่ที่ 37-40 V เมื่อแรงดันอินพุตไฟสลับอยู่ในช่วง 170-255 Vac หรือ -22% ถึง +16% ของแรงดัน 220V และความถี่ตั้งแต่ 47 Hz ถึง 400 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.4 วงจรสวิทชิ่งพาวเวอร์ซัพพลาย 30 V, 3A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร

จากวงจรในรูปที่ 4.4 BD1 ทำหน้าที่เรียงกระแส โดยมีตัวเก็บประจุ C3 เป็นฟิลเตอร์ และมี R1 เป็นตัวลดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่อง ส่วน MOV1 ใช้ป้องกันแรงดันอินพุตสูงเกิน แรงดันที่ตัวเก็บประจุ C3 มีค่าประมาณ 300 Vdc

IC1 จะเริ่มต้นการทำงานเมื่อมีกระแสผ่าน R8, R9 และ R10 เข้าสู่ขาเบสของเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ใน IC1 ทางขา 12 ทำให้มีกระแสไหลผ่านขด N1 ผ่านขา 15o และขา 13 ซึ่งเป็นคอลเลคเตอร์และอีมิเตอร์ของเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ และผ่าน R2 ซึ่งเป็นตัวตรวจวัดกระแสอินพุต

เมื่อเริ่มมีกระแสไหลผ่านขด N1 จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นในขดต่าง ๆ แต่ในช่วงนี้จะไม่มีกระแสไหลผ่านขดอื่น ๆ เพราะไดโอดที่ต่ออยู่ในวงจรจะถูกไบอัสกลับทั้งหมด ยกเว้น N2 ซึ่งจะมีกระแสไหลผ่าน D1 และตัวเก็บประจุ C7 ผ่าน R10 ป้อนกลับแบบบวกให้แก่เอาต์พุตทรานซิสเตอร์ใน IC1 กระแสช่วงนี้จะค่อย ๆ สูงขึ้น ถือเป็นช่วงสะสมพลังงาน จนกระทั่งมีแรงดันตกคร่อม R2 สูงพอจะทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวขับนำกระแส และลัดวงจรเบสอีมิเตอร์ของเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ให้หยุดนำกระแสช่วงนี้ถือเป็นช่วงถ่ายพลังงานออกจากขดลวด L1 โดยขด N2 จะจ่ายกระแสเข้าทางขา 6 ผ่านไดโอดภายใน และไปประจุตัวเก็บประจุ C5 ไว้ สำหรับไบเป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรภายในไอซี ส่วนขด N2 + N3 จะจ่ายกระแสผ่าน R3 เข้าที่ขา 3 ผ่านไดโอดภายในไปประจุตัวเก็บประจุ C2 ไว้ เพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

สำหรับ N4, N5 และ N6 ขณะใช้งานจะเป็นขดที่ดึงพลังงานออกมากที่สุด ขด N8 สำหรับทำไฟลบ เพื่อใช้ป้อนให้วงจรในภาคซีรี่ส์เรกูเลเตอร์ และ N7 สำหรับทำแรงดันเพื่อใช้ ON/OFF มอสเฟ็ต

แรงดันที่ขา 2 นั้น เมื่อ IC1 ทำงานปกติจะมีค่าอยู่ประมาณ 27-28 V ถ้าพลังงานที่ถ่ายออกจากขดลวด L1 มีค่ามากเกินไป แรงดันในขดต่าง ๆ จะเพิ่มสูงขึ้น รวมทั้งที่ขา 2 ของ IC1 ด้วย ช่วงเวลาในการสะสมพลังงานจะถูกบังคับให้สั้นลง ทำให้แรงดันที่ได้จากขดต่าง ๆ มีค่าลดลงด้วย จึงเป็นการป้อนกลับแบบลบ เพื่อให้แรงดันคงที่

โดยปกติถ้าโหลดของวงจรมีน้อย ก็จะใช้เวลาในการสะสมและถ่ายพลังงานน้อย ทำให้ความถี่ในการทำงานสูงขึ้น (แต่อัตราส่วนของเวลาในการเก็บพลังงานต่อการถ่ายพลังงานมีค่าต่ำ) และเมื่อมีโหลดสูงขึ้นความถี่ก็จะต่ำลงเรื่อย ๆ (อัตราส่วนของเวลาในการเก็บพลังงานต่อการถ่ายพลังงานมีค่าสูง) สำหรับ ZD1 และ R6 ในวงจรมีหน้าที่ลดกระแสขับเอาต์พุตทรานซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ลง โดย เมื่อขด N2 ให้แรงดันสูงมากจะทำให้ซีเนอร์ไดโอด ZD1 เบรกดาวน์ เกิดแรงดันตกคร่อม R6 ทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวขับทำงานเร็วขึ้น เป็นการลดกระแสของ เอาต์พุตทรานซิสเตอร์

ตัว เก็บประจุ C8, C4 และตัวต้านทาน R5 เป็นวงจรสนับ เบอร์ เพื่อลดแรงดันสไปค์ขณะ เอาต์พุตทรานซิส เตอร์หยุดนำกระแสไม่ให้ เกินแรงดันที่มันทนได้

ด้านซีรีส์ เรกู เลเตอร์ แรงดันที่ได้จาก N4, N5 และ N6 ถูก เรียงกระแสโดย D5, D6 และ D7 มายังตัว เก็บประจุ C13, C11 และ C12 ตามลำดับ มอส เฟ็ต Q1 และ Q2 ทำหน้าที่สวิตช์ เพื่อให้แรงดันที่จะ เข้า IC2 เป็นตามต้องการ ซึ่ง IC2 ต่อ เป็นลักษณะวงจรจ่ายกระแสคงที่แบบปรับค่าได้ จ่ายให้กับ IC3 ส่วน IC4 ทำหน้าที่จ่ายกระแสคงที่ให้กับไดโอด D9 และ D10 เพื่อสร้างแรงดันตกคร่อม D9 และ D10 ให้เท่ากับ 1.25 V ทำให้ IC2 สามารถปรับการจ่ายกระแสลงจนเป็นศูนย์ได้

การนำแอมป์มิ เตอร์มาต่อระหว่าง IC2 และ IC3 จะทำให้อ่านค่าผิดไปบ้าง (ไม่ เกิน 10mA) แต่มีข้อดีตรงที่โหลดเรกู เลชั่นของวงจรดีขึ้น เพราะไม่มีความต้านทานภายในของแอมมิ เตอร์ เพิ่มขึ้น ในช่วง เดินสายไฟขั้ว เอาต์พุต

ทางด้าน IC3 ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ โดย D11, D12 และ IC5 จะสร้างแรงดันอ้างอิง 1.25V เพื่อให้ IC3 สามารถปรับแรงดันลงจนเป็นศูนย์ได้ สำหรับ D8, D13 และ D14 ทำหน้าที่เป็น reverse protection ของวงจร

IC6 มีออปแอมป์ 2 ตัวในตัวถังเดียวกัน จัดวงจรให้เป็นตัวเปรียบเทียบแรงดันแบบฮิสเตอรีซิส เพื่อไบซ์ LED ของออพโต้คัป เปลอร์ OP1 และ OP2 ขณะ OP1 หรือ OP2 ทำงาน Q1 และ Q2 จะ OFF เพราะแรงดัน Vgs มีค่าใกล้ศูนย์ ซึ่ง Q1 และ Q2 จะ ON ก็ต่อเมื่อออพโต้คับ เปลอร์ OFF ทำให้แรงดัน Vgs สูง เท่ากับแรงดันที่ตกคร่อม ตัว เก็บประจุ C9 (ประมาณ 16 V) ตัวต้านทาน R11, R12 และ R15 เป็นบรีโหลดของขด N5, N6 และ N7 เพื่อไม่ให้แรงดันมีค่าสูงจน เกินไป เนื่องจากแรงดันสไปค์ขณะไม่มีการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การทดลอง

หลักจากเปิดสวิทช์ SW1 จะมีเสียงดังจากหม้อแปลงความถี่สูงและจะเห็น LED สว่าง เมื่อลองปรับแรงดันเอาท์พุต LED ที่บอกเรกูเลชั่นจะสว่างและดับแสดงว่าวงจรเรกูเลเตอร์ทำงานเป็นปกติ จากนั้นเริ่มทดลองโดยใช้มอเตอร์กระแสตรง 40 V, 3A เป็นโหลด ผลการทดลองเป็นดังนี้

VOLT	AMP
14	2.7
16	2.7
18	2.7
20	2.7
22	2.5
24	2.4
26	2.4
28	2.4
30	2.4

* ทำการทดลอง โดยวิธี เพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดลองสร้างสวิทชิ่งพาว เวอร์ซัพพลาย ทำให้ทราบถึงอุปสรรคและข้อควรระวังต่างๆ เป็นจำนวนมาก สิ่งที่ควรคำนึงถึงมากที่สุดคือ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงให้ได้ระดับแรงดันตามต้องการ โดยที่มีพลักซ์รั่วน้อยที่สุด เพราะ เป็นตัวการสำคัญที่ทำให้ เกิดสัญญาณรบกวน ที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือการระวังป้องกันมอส เฟตไม่ให้ เสียหาย ซึ่งมีสา เหตุมาจากสัญญาณควบคุมที่ไม่ดี หรือ เกิดจาก di/dt, dv/dt การป้องกันสามารถทำได้โดยการใส่สนับ เบอร์

สวิทชิ่งพาว เวอร์ซัพพลายมีข้อได้ เปรียบพาว เวอร์ซัพพลายแบบธรรมดาที่ขนาด เล็ก และน้ำหนัก เบากว่าอัน เนื่องมาจากการใช้หม้อแปลงความถี่สูง และการควบคุมแรงดันให้คงที่สามารถทำได้ เป็นอย่างดีที่โหลดหนัก แต่ก็มีข้อ เสีย เปรียบหลายประการ เช่นอุปกรณ์บางชนิดหายาก และมีส่วนประกอบที่ยุ่งยากซับซ้อน ทำให้มีโอกาสที่จะ เสียหายได้มากถ้าการออกแบบไม่ดี

การควบคุมแรงดันให้คงที่ของสวิทชิ่งพาว เวอร์ซัพพลาย ทำโดยอาศัยหลักการของการเปลี่ยนแปลงความกว้างของรูปคลื่นแรงดันที่ส่งมายังหม้อแปลงความถี่สูง โดยควบคุมจากส่วนควบคุมที่ เป็นแบบสวิทชิ่ง เรกู เล เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTORS

P.O. BOX 20912 • PHOENIX, ARIZONA 85036

LM150
LM250
LM350

Advance Information

3-TERMINAL ADJUSTABLE OUTPUT POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

The LM150/250/350 are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 3.0 A over an output voltage range of 1.2 V to 33 V. These voltage regulators are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, they employ internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making them essentially blow-out proof.

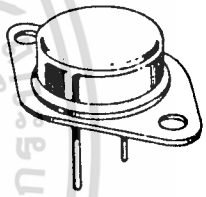
The LM150 series serve a wide variety of applications including local, on card regulation. This device also makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM150 series can be used as a precision current regulator.

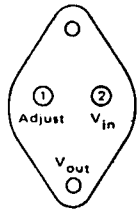
- Guaranteed 3.0 Amps Output Current
- Output Adjustable between 1.2 V and 33 V
- Load Regulation Typically 0.1%
- Line Regulation Typically 0.005%/V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting Constant with Temperature
- Output Transistor Safe-area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Standard 3-lead Transistor Packages
- Eliminates Stocking Many Fixed Voltages

3-TERMINAL ADJUSTABLE POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

K SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 1
(TO-3 Type)

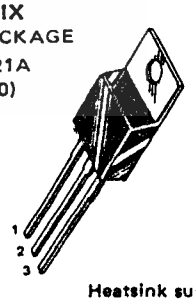




(Bottom View)

Pins 1 and 2 electrically isolated from case.
Case is third electrical connection.

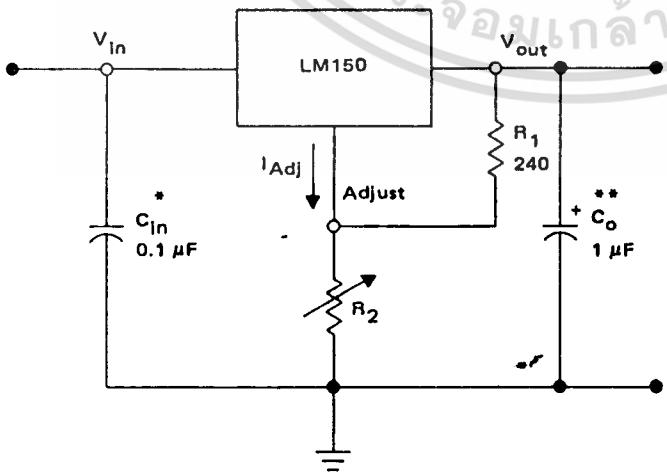
T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A
(TO-220)



Pin 1 Adjust
Pin 2 V_{out}
Pin 3 V_{in}

Heatsink surface connected to Pin 2

STANDARD APPLICATION



* = C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** = C_o is not needed for stability, however it does improve transient response.

$$V_{out} = 1.25\ V\ (1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_{Adj}\ R_2$$

Since I_{Adj} is controlled to less than 100 μA, the error associated with this term is negligible in most applications

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
LM150K	T_J = -55°C to +150°C	Metal Power
LM250K	T_J = -25°C to +150°C	Metal Power
LM350K	T_J = 0°C to +125°C	Metal Power
LM350T	T_J = 0°C to +125°C	Plastic Power

เอกสารนี้จัดทำขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This is advance information and specifications are subject to change without notice.

© MOTOROLA INC., 1980

MAXIMUM RATINGS

Rating		Symbol	Value	Unit
Input-Output Voltage Differential		V_I-V_O	35	Vdc
Power Dissipation		P_D	Internally Limited	
Operating Junction Temperature Range	LM150 LM250 LM350	T_J	-55 to +150 -25 to +150 0 to +125	°C
Storage Temperature Range		T_{stg}	-65 to +150	°C
Soldering Lead Temperature (10 seconds)			300	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise specified, V_I-V_O = 5 V; I_L = 1.5 A; T_J = T_{low} to T_{high} [see Note 1]; P_{max} = 30 W)

Characteristic	Figure	Symbol	LM150/250			LM350			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation (Note 2) T_A = 25°C, 3 V ≤ V_I - V_O ≤ 35 V	1	Reg_{line}	—	0.005	0.01	—	0.005	0.03	%/V
Load Regulation (Note 2) T_A = 25°C, 10 mA ≤ I_L ≤ 3A V_O ≤ 5V V_O ≥ 5 V	2	Reg_{load}	 — —	 5 0.1	 15 0.3	 — —	 5 0.1	 25 0.5	 mV % V_O
Thermal Regulation Pulse = 20 ms	—	Reg_{therm}	—	0.002	—	—	0.002	—	%/W
Adjustment Pin Current	3	I_{Adj}	—	50	100	—	50	100	μA
Adjustment Pin Current Change 3 V ≤ V_I-V_O ≤ 35 V 10 mA ≤ I_L ≤ 3 A, P_D ≤ P_{max}	1,2	ΔI_{Adj}	 —	 0.2	 5	 —	 0.2	 5	μA
Reference Voltage (Note 3) 3 V ≤ V_I-V_O ≤ 35 V 10 mA ≤ I_L ≤ 3 A, P_D ≤ P_{max}	3	V_{ref}	 1.20	 1.25	 1.30	 1.20	 1.25	 1.30	V
Line Regulation (Note 2) 3 V ≤ V_I-V_O ≤ 35 V	1	Reg_{line}	—	0.02	0.05	—	0.02	0.07	%/V
Load Regulation (Note 2) 10 mA ≤ I_L ≤ 3 A V_O ≤ 5 V V_O ≥ 5 V	2	Reg_{load}	 — —	 20 0.3	 60 1	 — —	 20 0.3	 70 1.5	 mV %V_O
Temperature Stability (T_{low} ≤ T_J ≤ T_{high})	3	T_S	—	1	—	—	1	—	%V_O
Minimum Load Current to Maintain Regulation (V_I-V_O = 35 V)	3	I_{Lmin}	—	3.5	5	—	3.5	10	mA
Maximum Output Current V_I-V_O ≤ 10 V, P_D ≤ P_{max} V_I-V_O = 30 V, P_D ≤ P_{max}, T_A = 25°C	3	I_{max}	 3.0 0.3	 4.5 1	 — —	 3.0 0.25	 4.5 1	 — —	A
RMS Noise, % of V_O T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz	—	N	—	0.003	—	—	0.003	—	%V_O
Ripple Rejection, V_O = 10 V, f = 120 Hz (Note 4) Without C_{ADJ} C_{ADJ} = 10 μF	4	RR	 — 66	 65 80	 — —	 — 66	 65 80	 — —	dB
Long Term Stability, T_J = T_{high} (Note 5) T_A = 25°C for Endpoint Measurements	3	S	—	0.3	1	—	0.3	1	%/1.0 k Hrs.
Thermal Resistance Junction to Case Peak (Note 6) K Package (TO-3) T Package (TO-220) Average (Note 7) K Package (TO-3) T Package (TO-220)	—	$R_{\theta JC}$	 — — — —	 2.3 — — —	 — — 1.5 —	 — — — —	 2.3 2.3 — —	 — — 1.5 1.5	°C/W

NOTES:

(1) T_{low} = -55°C for LM150, -25°C for LM250, 0°C for LM350; T_{high} = +150°C for LM150, +150°C for LM250, +125°C for LM350

(2) Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

(3) Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

(4) C_{ADJ}, when used, is connected between the adjustment pin and ground.

(5) Since Long Term Stability cannot be measured on each device befor shipment, this specification is an engineering estimate of averag stability from lot to lot.

(6) Thermal Resistance evaluated measuring the hottest temperature o the die using an infrared scanner. This method of evaluation yields ver accurate thermal resistance values which are conservative whe compared to other measurement techniques.

(7) The average die temperature is used to derive the value of therma resistance junction to case (average).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCHEMATIC DIAGRAM

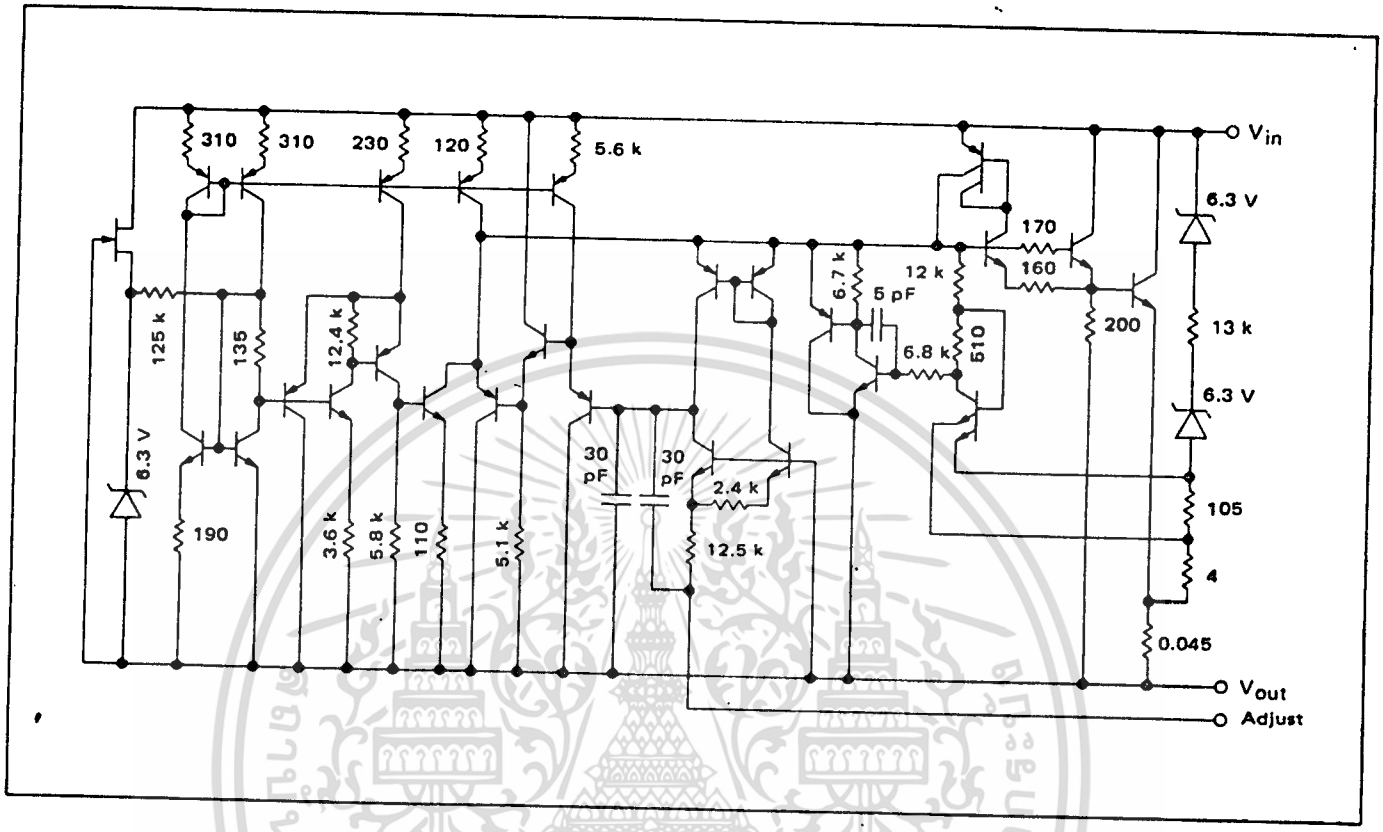
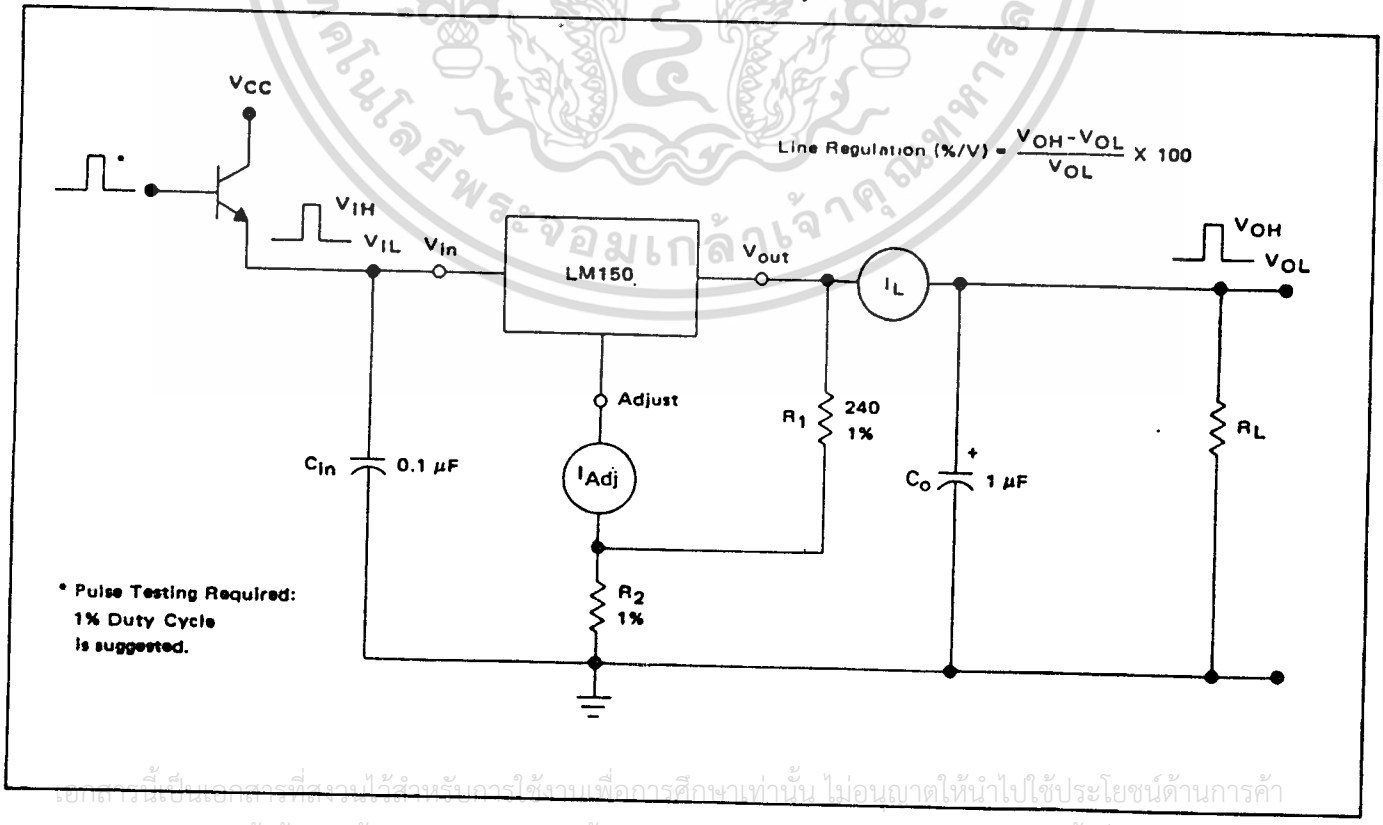


FIGURE 1 – LINE REGULATION AND ΔI_{Adj}/LINE TEST CIRCUIT



Line Regulation (%/V) = $\frac{V_{OH}-V_{OL}}{V_{OL}} \times 100$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 2 – LOAD REGULATION AND ΔI_{Adj}/LOAD TEST CIRCUIT

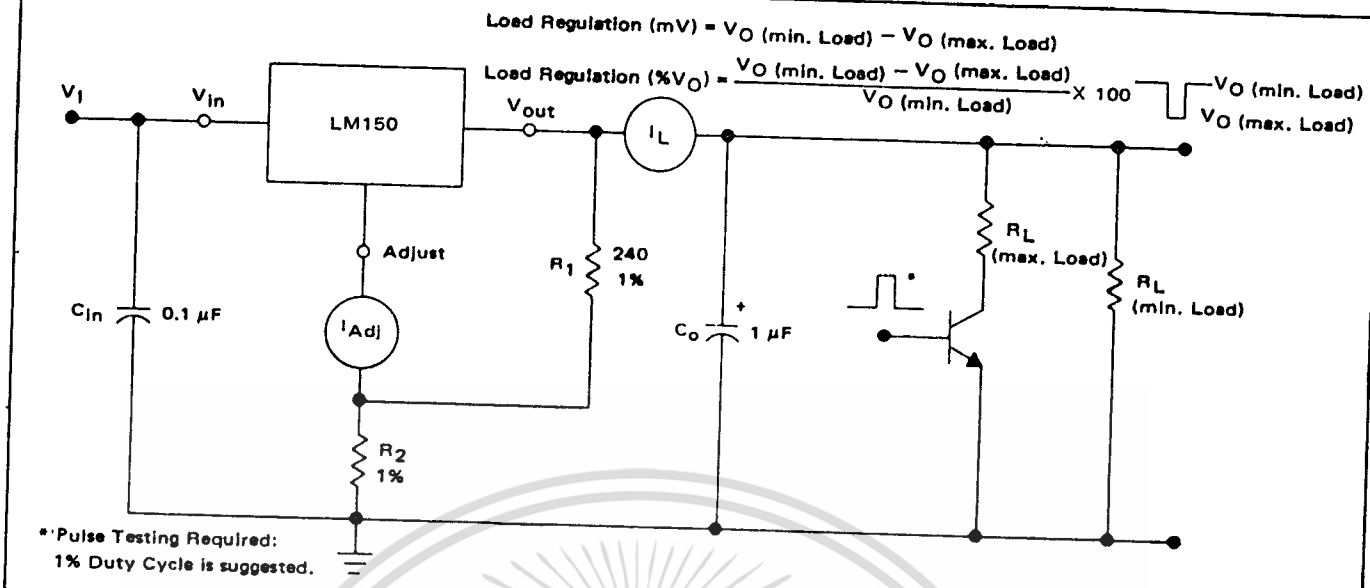


FIGURE 3 – STANDARD TEST CIRCUIT

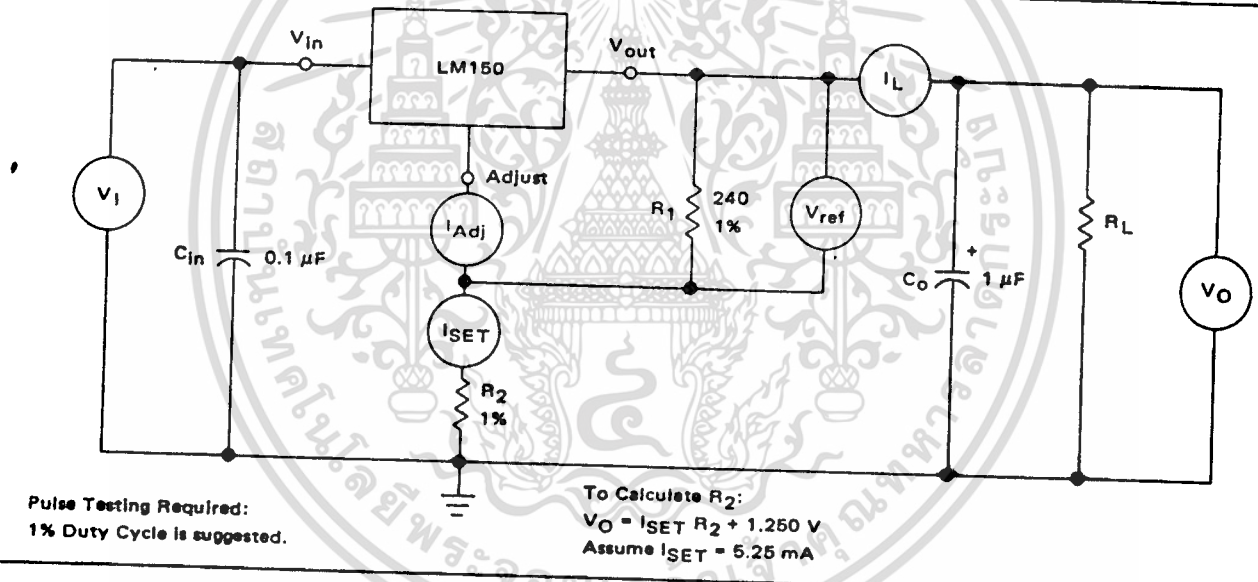
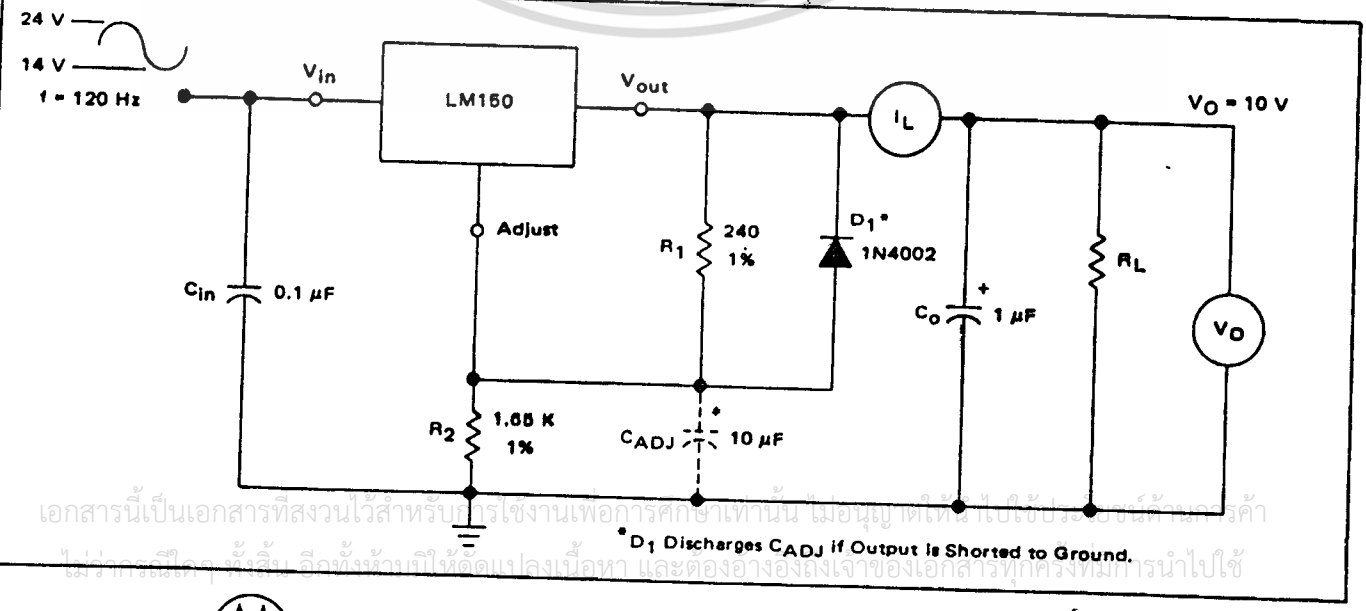


FIGURE 4 – RIPPLE REJECTION TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 5 – LOAD REGULATION

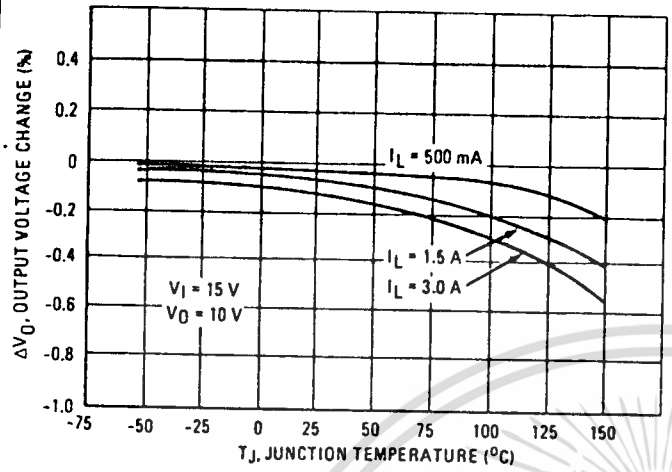


FIGURE 6 – CURRENT LIMIT

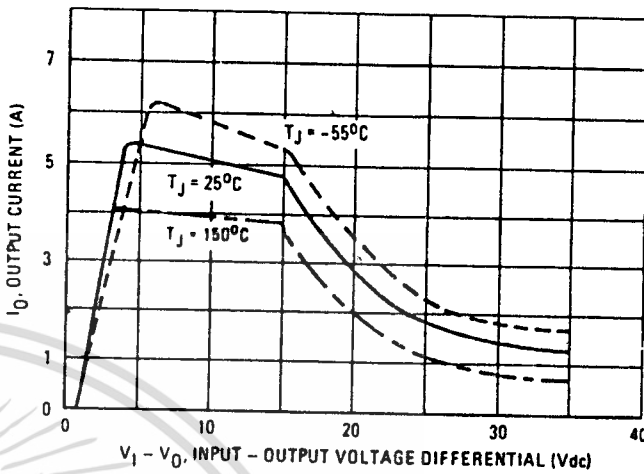


FIGURE 7 – ADJUSTMENT PIN CURRENT

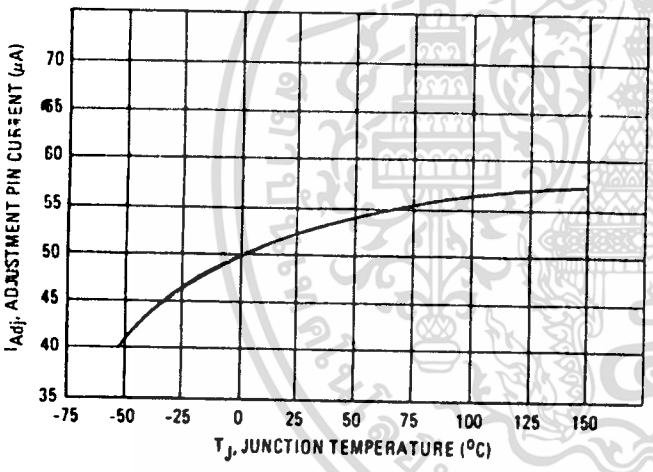


FIGURE 8 – DROPOUT VOLTAGE

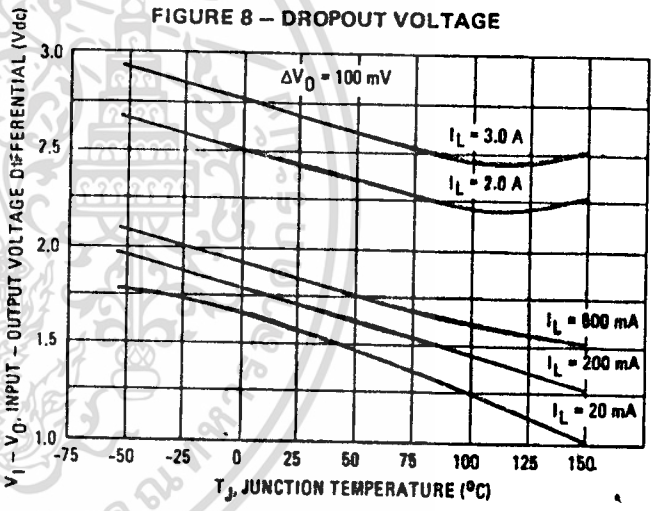


FIGURE 9 – TEMPERATURE STABILITY

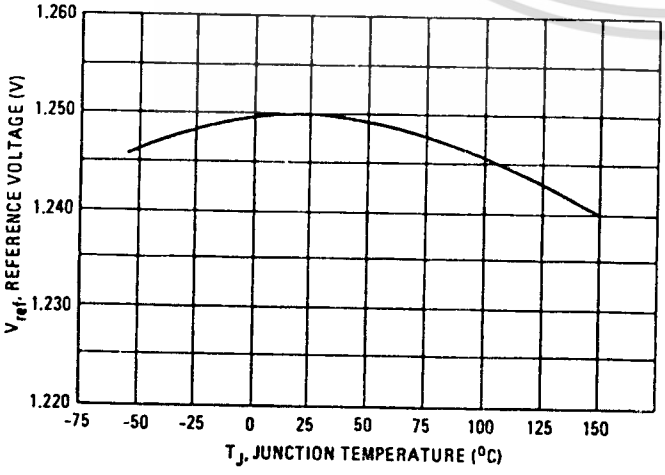
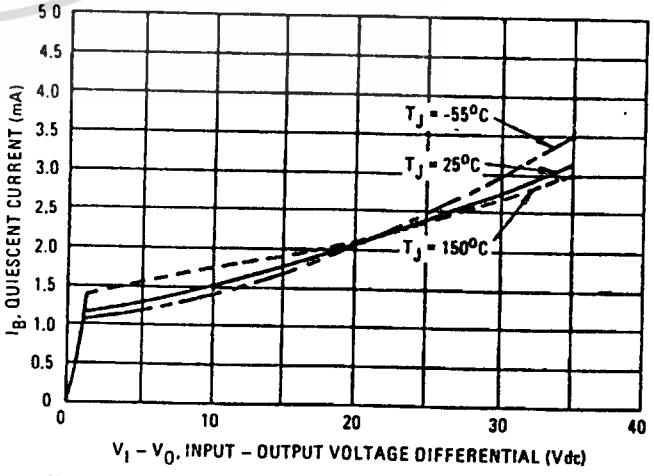


FIGURE 10 – MINIMUM OPERATING CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 11 – RIPPLE REJECTION VS OUTPUT VOLTAGE

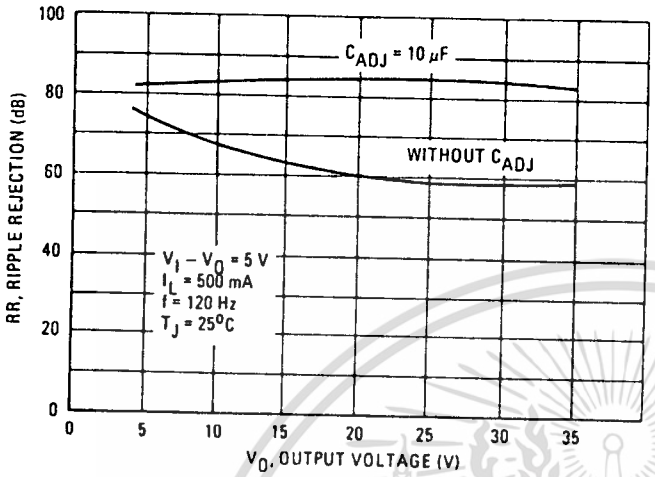


FIGURE 12 – RIPPLE REJECTION VS. OUTPUT CURRE

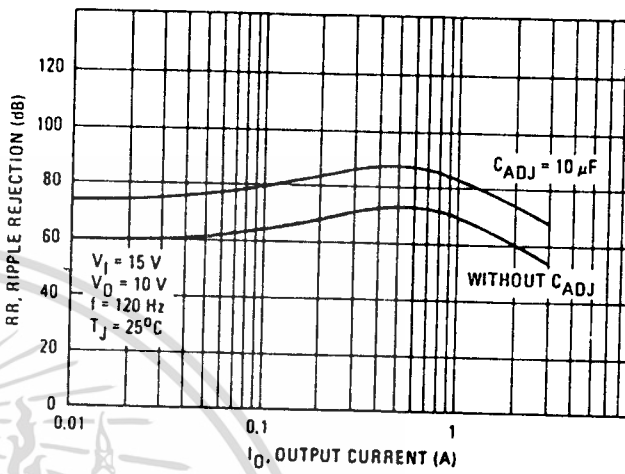


FIGURE 13 – RIPPLE REJECTION VS. FREQUENCY

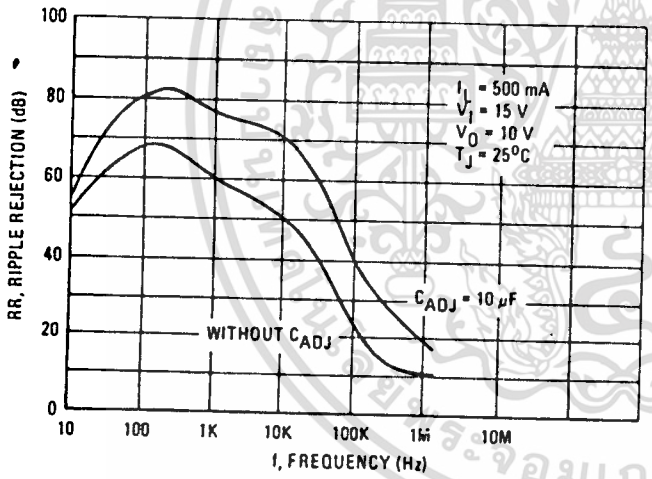


FIGURE 14 – OUTPUT IMPEDANCE

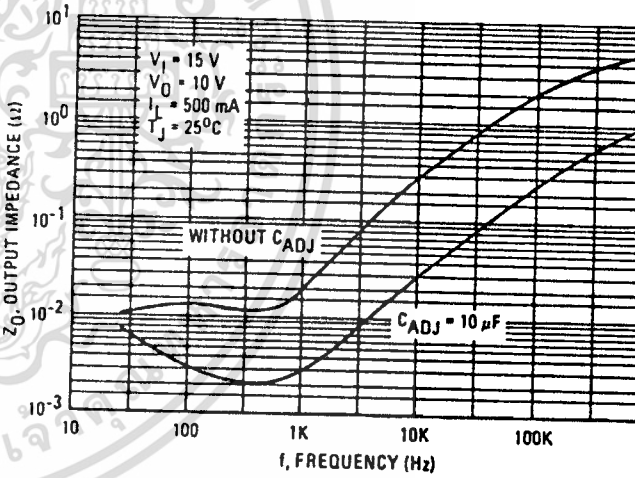


FIGURE 15 – LINE TRANSIENT RESPONSE

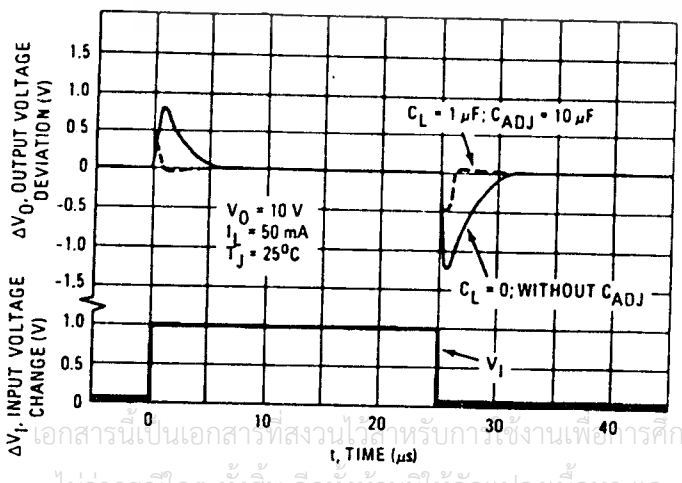
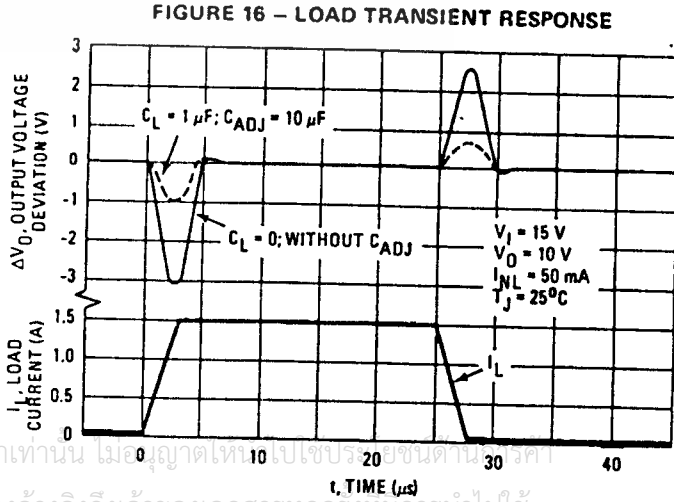


FIGURE 16 – LOAD TRANSIENT RESPONSE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 19 – "LABORATORY" POWER SUPPLY WITH ADJUSTABLE CURRENT LIMIT AND OUTPUT VOLTAGE

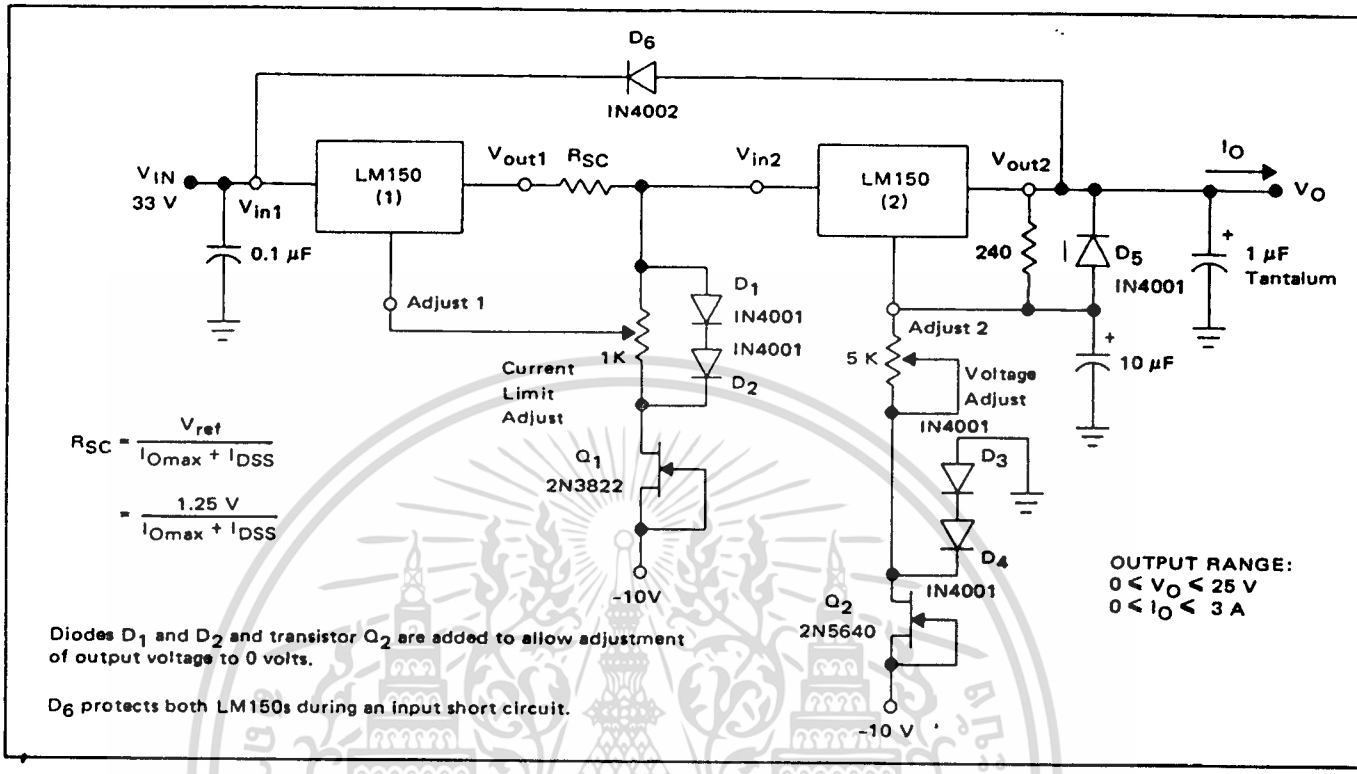


FIGURE 20 – ADJUSTABLE CURRENT LIMITER

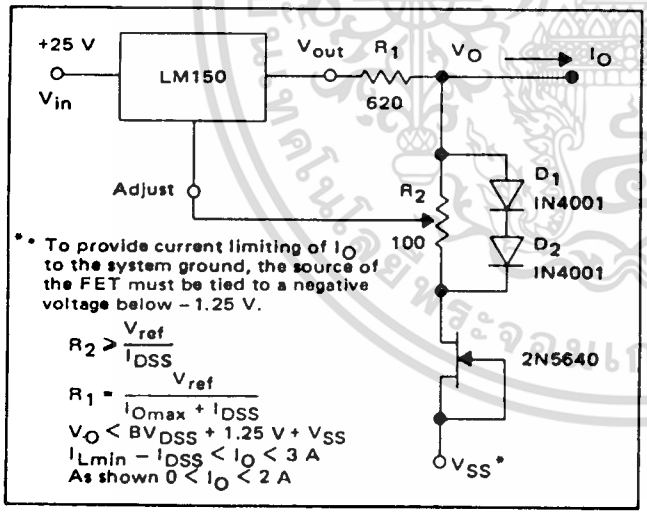


FIGURE 21 – 5 V ELECTRONIC SHUT DOWN REGULATOR

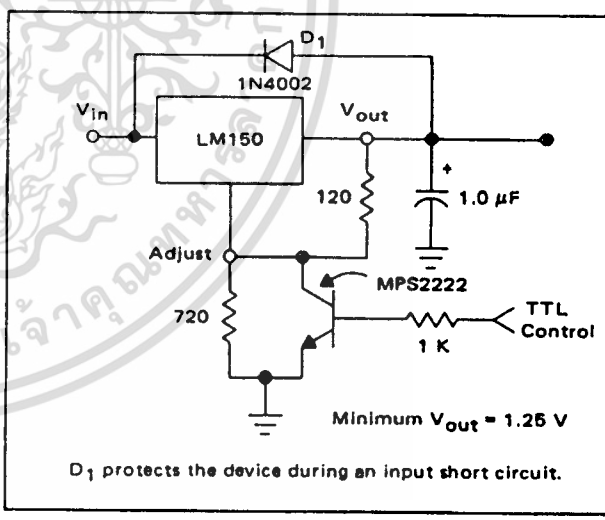


FIGURE 22 – SLOW TURN-ON REGULATOR

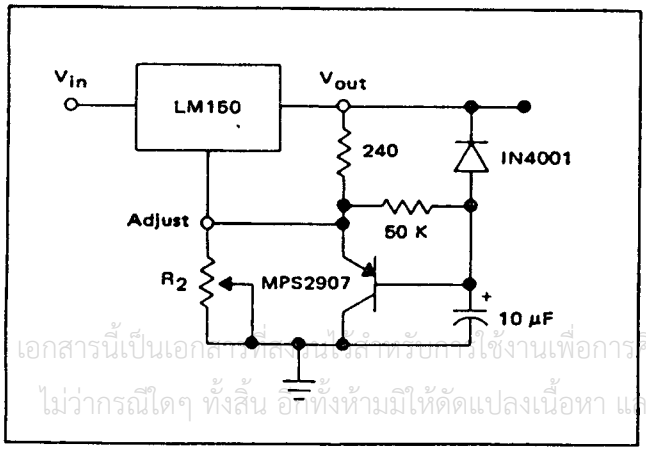
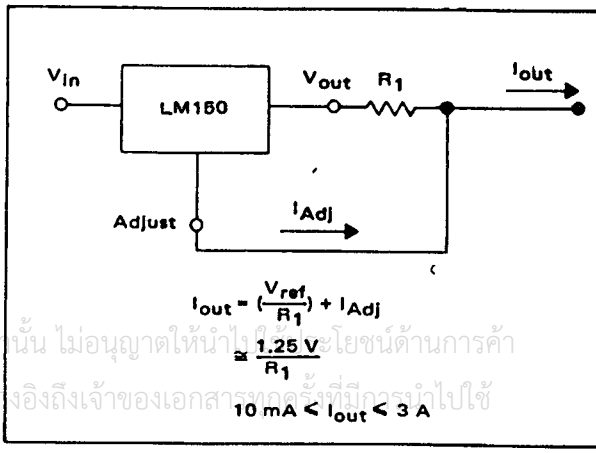


FIGURE 23 – CURRENT REGULATOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

BASIC CIRCUIT OPERATION

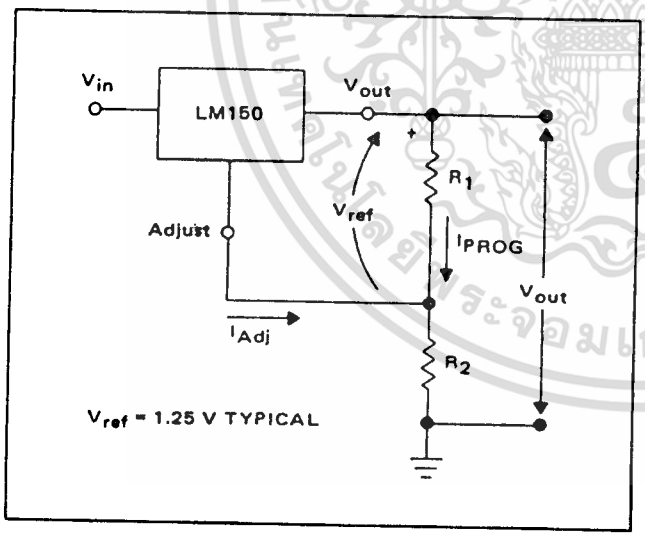
The LM150 is a 3-terminal floating regulator. In operation, the LM150 develops and maintains a nominal 1.25 volt reference (V_{ref}) between its output and adjustment terminals. This reference voltage is converted to a programming current (I_{PROG}) by R1 (see Figure 17), and this constant current flows through R2 to ground. The regulated output voltage is given by:

$$V_{out} = V_{ref}\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) + I_{Adj}\,R2$$

Since the current from the adjustment terminal (I_{Adj}) represents an error term in the equation, the LM150 was designed to control I_{Adj} to less than 100 μA and keep it constant. To do this, all quiescent operating current is returned to the output terminal. This imposes the requirement for a minimum load current. If the load current is less than this minimum, the output voltage will rise.

Since the LM150 is a floating regulator, it is only the voltage differential across the circuit which is important to performance, and operation at high voltages with respect to ground is possible.

FIGURE 17 – BASIC CIRCUIT CONFIGURATION



LOAD REGULATION

The LM150 is capable of providing extremely good load regulation, but a few precautions are needed to obtain maximum performance. For best performance, the programming resistor (R1) should be connected as close to the regulator as possible to minimize line drops which effectively appear in series with the reference, thereby degrading regulation. The ground end of R2 can be returned near the load ground to provide remote ground sensing and improve load regulation.

EXTERNAL CAPACITORS

A 0.1 μF disc or 1 μF tantalum input bypass capacito (C_{in}) is recommended to reduce the sensitivity to inpu line impedance.

The adjustment terminal may be bypassed to ground t improve ripple rejection. This capacitor (C_{ADJ}) prevent ripple from being amplified as the output voltage i increased. A 10 μF capacitor should improve rippl rejection about 15dB at 120 Hz in a 10 volt application.

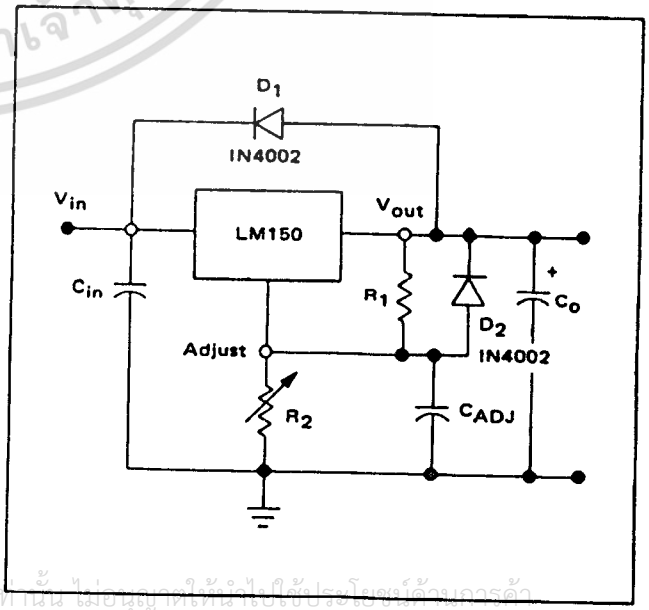
Although the LM150 is stable with no output capaci tance, like any feedback circuit, certain values of externa capacitance can cause excessive ringing. An output capaci tance (C_O) in the form of a 1 μF tantalum or 25 μF aluminum electrolytic capacitor on the output swamps this effect and insures stability.

PROTECTION DIODES

When external capacitors are used with any I.C. regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator.

Figure 18 shows the LM150 with the recommended protection diodes for output voltages in excess of 25 V or high capacitance values ($C_O > 25\ \mu F$, $C_{ADJ} > 10\ \mu F$). Diode D_1 prevents C_O from discharging thru the I.C. during an input short circuit. Diode D_2 protects against capacitor C_{ADJ} discharging through the I.C. during an output short circuit. The combination of diodes D1 and D2 prevents C_{ADJ} from discharging through the I.C. during an input short circuit.

FIGURE 18 – VOLTAGE REGULATOR WITH PROTECTION DIODES

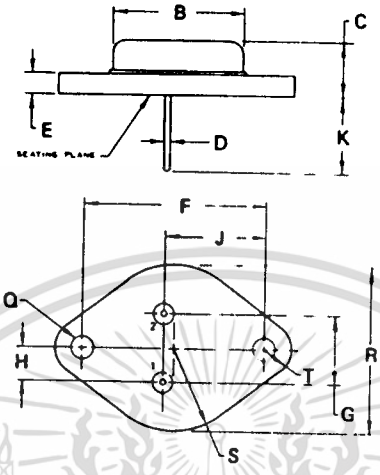


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTLINE DIMENSIONS

CASE 1-03
(TO-3)

$R_{\theta JA}$ = 35°C/W(Typ)



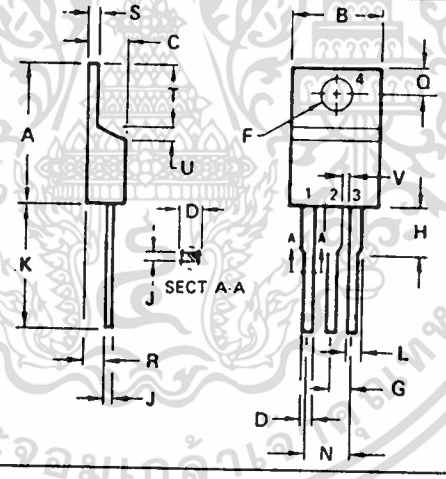
DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
B	—	22.23	—	0.875
C	6.35	11.43	0.250	0.450
D	0.97	1.09	0.038	0.043
E	—	3.43	—	0.135
F	29.90	30.40	1.177	1.197
G	10.67	11.18	0.420	0.440
H	5.21	5.72	0.205	0.225
J	16.64	17.15	0.655	0.675
K	7.92	—	0.312	—
Q	3.84	4.09	0.151	0.161
S	—	13.34	—	0.525
T	—	4.78	—	0.188

All JEDEC dimensions and notes apply

CASE 221A-02
(TO-220)

$R_{\theta JA}$ = 65°C/W(Typ)

NOTE:
1. DIM. L & H APPLIES TO ALL LEADS.



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	15.11	15.75	0.595	0.620
B	9.65	10.29	0.380	0.405
C	4.06	4.82	0.160	0.190
D	0.64	0.89	0.025	0.035
F	3.61	3.73	0.142	0.147
G	2.41	2.67	0.095	0.105
H	2.79	3.30	0.110	0.130
J	0.36	0.56	0.014	0.022
K	12.70	14.27	0.500	0.562
L	1.14	1.27	0.045	0.050
N	4.83	5.33	0.190	0.210
Q	2.54	3.04	0.100	0.120
R	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	0.76	1.27	0.030	0.050
V	1.14	-	0.045	-

THERMAL INFORMATION

The maximum power consumption an integrated circuit can tolerate at a given operating ambient temperature, can be found from the equation:

$$P_{D(T_A)} = \frac{T_{J(max)} - T_A}{R_{\theta JA}(Typ)} \geq V_I I_S - V_O I_O$$

Where: $P_{D(T_A)}$ = Power Dissipation allowable at a given operating ambient temperature.

$T_{J(max)}$ = Maximum Operating Junction Temperature as listed in the Maximum Ratings Section

T_A = Maximum Desired Operating Ambient Temperature

$R_{\theta JA}$(Typ) = Typical Thermal Resistance Junction to Ambient

I_S = Total Supply Current

Motorola reserves the right to make changes to any products herein to improve reliability, function or design. Motorola does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ สำหรับคำแนะนำต่างๆทางด้านเทคนิคและวิชาการ ตลอดจนเอื้อเฟื้ออุปกรณ์ ทำให้โครงงานและปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี

สมพล ว่องเจริญ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. B.W. Williams, "Power Electronics" (Devices, Drivers and Applications), Macmillan Education, 1987
2. George Chrysis, "High-frequency switching power supply", McGraw-Hill, 1984
3. Abraham I. Pressman, "Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design", Hayden Book Company, 1977

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้