



เพาเวอร์ซัพพลายและแอกทีฟโหลด
POWER SUPPLY AND ACTIVE LOAD



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2534

๒๑พ.

๑๕ 142๗

๒๕๓๔

เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

008448

ปริญญานิพนธ์สำหรับปีการศึกษา 2534

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เพาเวอร์ซัพพลาย และ แอคทีฟโหลด

(POWER SUPPLY AND ACTIVE LOAD)

ผู้จัดทำ

1. นาย ชนะชัย กิ่งเงิน 33.162206
2. นาย ศรารุช นาทศิริโรจน์ 33.162227

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ภากร หุตะสังกาศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power Supply and Active Load

ชนะชัย กิ่งเงิน

ศราวุธ นาทศิริรัตน์

อ.ภากร หุตะสังกาศ อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ .

โครงการงานวิจัยนี้ เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า โครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยภาคจ่ายกำลังงานไฟฟ้ากระแสตรง 30 แอมป์เชิงเส้น (linear) โดยแรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมได้ตั้งแต่ 0 โวลต์ ถึงประมาณ 20 โวลต์ การศึกษาและทดลอง ส่วนใหญ่จะขึ้นอยู่กับภาคเรียงกระแส (RECTIFIER) วงจรกรอง (FILTER) และเรกกูเลเตอร์ (REGULATOR) ซึ่งต้องอาศัยทฤษฎีการทำงานที่ถูกต้อง เพราะต้องผลิต ปริมาณกระแสสูงเพื่อจ่าย โหลดนอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึง การป้องกัน การเสียหาย ที่อาจเกิดขึ้น (PROTECTION) ภาคเรกกูเลเตอร์ใช้ IC เบอร์ MC1466L เป็นตัวควบคุมการจ่ายกระแสของภาคขั้วกระแส ซึ่งง่ายต่อการควบคุมระดับแรงดัน พร้อมกับอุปกรณ์ทดสอบวงจรจ่ายกำลัง (Active load)

จากภาคการศึกษาที่ 1 ได้ทำอุปกรณ์ทดสอบวงจรจ่ายกำลัง ขึ้นมาแล้ว จากผลการ ทดสอบสามารถตั้งกระแสสูงสุดได้ 10แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

เครื่องใช้ไฟฟ้าที่ใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์เป็นส่วนประกอบ สิ่งที่จะต้องเป็นที่สุดของวงจรเห็นจะได้แก่ภาคจ่ายพลังงานให้แก่วงจร ซึ่งต้องการกระแสตรงมีสภาวะกำลังงานที่จ่ายออกมาอย่างสม่ำเสมอ กระแสและแรงดันไม่เปลี่ยนแปลง ไม่ว่าสภาวะโหลดจะเปลี่ยนไปอย่างไร จึงจะทำให้วงจรทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ

โครงการนี้เป็นเครื่องจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งให้กำลังสูงมากโดยสามารถจ่ายแรงดันในช่วง 0 - 30 โวลต์ และกระแสโหลด 30 แอมป์ สูงสุด พร้อมกับอุปกรณ์ทดสอบวงจรจ่ายกำลัง (Active load)

ในภาคการศึกษาที่ 1 ได้ทำอุปกรณ์ทดสอบวงจรจ่ายกำลัง ขึ้นมาแล้ว จากการทดลองสามารถดึงกระแสสูงสุดได้ 10 แอมป์ พร้อมทั้งภาคควบคุมการแรงดันที่เกิน (OverVoltage) และ แรงดันตก (Undervoltage) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจรจ่ายกำลัง (Protection)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

หลักการและแนวคิดในการออกแบบวงจร

เครื่องทดสอบ วงจรจ่ายกำลัง (Active Load)

การออกแบบหรือสร้างแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง นอกจากจะต้องพิจารณาถึงตัวแปรที่เกี่ยวกับแรงดัน และกระแส เปอร์เซนต์เรกกูเลชันแล้ว ยังต้องคำนึงถึงกำลังงานที่สูญเสียไปขณะที่โหลดดึงกระแสเต็มที่ แต่เมื่อสร้างจริงแล้วอาจมีค่าไม่ตรงตามที่ออกแบบมาก็ได้ ขึ้นอยู่กับสภาวะต่าง ๆ เช่น คุณภาพของหม้อแปลง อุปกรณ์ร่วมต่าง ๆ เมื่อเป็นเช่นนั้น อาจจะวัดกระแสได้ตรงก็จริงแต่เป็นการวัดขณะที่ไม่มีโหลด แต่เมื่อเอาโหลดดึงกระแสเต็มที่ แล้วอาจเป็นผลให้วงจรจ่ายกำลังได้ไม่ตรงตามทฤษฎี โหลดที่นำมาทดสอบนั้นมักเป็นตัวต้านทานที่สามารถทนกระแสได้สูง ๆ เช่นตัวต้องการทดสอบแหล่งจ่าย 30 โวลต์ 1 แอมป์ จะต้องใช้ตัวต้านทานขนาด 30 วัตต์ ($30\text{ V} \times 1\text{ A}$) แต่ถ้าจะทดสอบแหล่งจ่าย 50 โวลต์ 4 แอมป์ แล้วจะต้องใช้ตัวต้านทานขนาด 200 วัตต์ ซึ่งเป็นเรื่องลำบากที่จะหาตัวต้านทานขนาดนี้ ข้อเสียเหล่านี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้เครื่องทดสอบวงจรจ่ายกำลัง (Active Load)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบการระบายความร้อนของ Power Transistor

ในวงจรที่มีอุปกรณ์ Power Transistor ในการปฏิบัติการของวงจร จะถูกกำหนดโดยพฤติกรรมการสูญเสียพลังงานในรูปพลังงานความร้อน ภายใต้สภาวะคงที่ และ Transient condition การไหลของกระแสในบริเวณแคบ ๆ เรียกว่า Filamentary Current Conduction หรือจุดร้อนอาจเป็นผลให้เกิดการไม่เสถียร อันเนื่องมาจากความร้อนได้เช่นกัน การเกิด Forward และ Reverse Second Break Down ก็จะมีผลที่จะจำกัดการทำงานของวงจรก็ได้ด้วย

Junction Temperature

การสูญเสียพลังงาน ของทรานซิสเตอร์ จะมากเท่าไรนั้นจะถูกกำหนดโดยเงื่อนไข คือ การ Conduct สูงสุด เมื่อทรานซิสเตอร์เปลี่ยนสภาวะ On-Conduct เป็นสภาวะ Off ที่ความถี่สวิทซ์สูง ๆ การสูญเสียเนื่องจากการ On, Off ของทรานซิสเตอร์ อาจเกินกว่าสภาวะ ที่ความสูญเสียพลังงาน ที่ทรานซิสเตอร์ On ภายใต้เงื่อนไขสภาวะที่ อุณหภูมิสูงสุดของอุปกรณ์จะกำหนดด้วยค่าสูญเสียพลังงาน (Dissipated Power) และ Overall Thermal Resistance ของอุปกรณ์ และระบบ การทำตัวมันเองให้เป็น (Cooling System)

อุปกรณ์ที่เป็นอุปกรณ์จำพวก Low Power จะสามารถระบายความร้อน ด้วยการคายความร้อน ผ่านตัวถังของมัน ไปยังบรรยากาศรอบ ๆ แต่ในขณะที่อุปกรณ์จำพวก high power จะต้องถูกติดตั้งบนวัตถุที่สามารถรับพลังงานความร้อน จากตัวมันไปได้มากๆ

ความสัมพันธ์ของอุปกรณ์จำพวกที่สูญเสียพลังงานความร้อนมาก ๆ สามารถเขียนอยู่ในรูปของสมการ ได้ คือ

$$\Delta T = P_t R_{th}$$

โดย P_t คือ Dissipated Power

R_{th} คือ The Time Dependent Thermal Resistance

R_{th} บางที่จะเปลี่ยนแปลงตาม อุณหภูมิ แต่บางครั้ง จะไม่นำมาพิจารณา ก็ได้สำหรับ Silicon แล้ว อุปกรณ์ที่มีรอยต่อสูงสุด ที่สามารถยอมรับ ได้ประมาณ +200 c ที่เกิดจาก Leakage Current ในสารซิลิกอนบริสุทธิ์ ในทรานซิสเตอร์ ที่มีลักษณะการทำงานเป็น Short Duration Power Pulse กำลังที่สูญเสียมาก

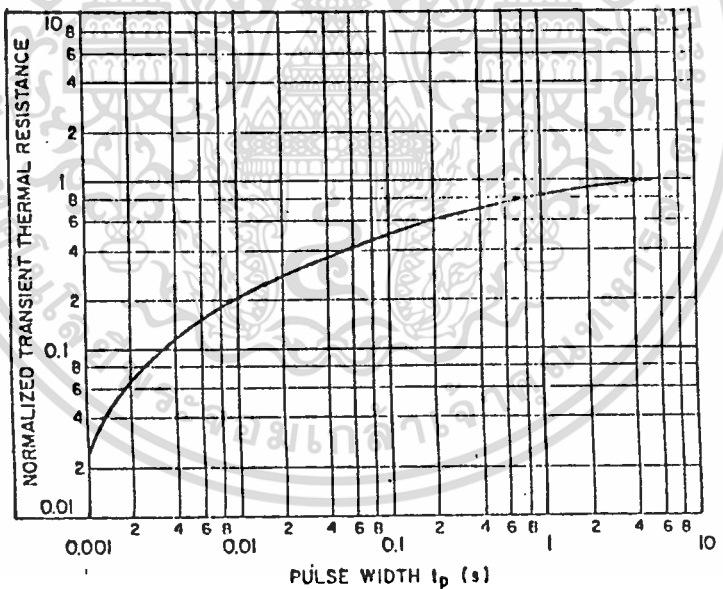
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่สุด ที่จะยอมรับ ในระหว่าง Transient Period จะยอมรับให้เกิดขึ้นได้มากกว่า กำลังงานที่สูญเสียมากที่สุดที่ยอมรับ ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในสภาวะ Steady State เหตุที่เกิดขึ้นเช่นนี้ก็เพราะว่ามัน เป็นอุปกรณ์ที่มีตัวเก็บประจุ เนื่องจากความร้อน (A CERTAIN THERMAL CAPACITANCE) C_{th} และมันจะไม่ยอมให้อุณหภูมิถึงจุดสูงสุด ถ้าอุปกรณ์มีค่า Time Constant เท่ากับ สมการข้างล่าง

$$\tau_{th} = R_{th(max)} C_{th}$$

มากกว่าค่า Pulse Duration R_{th} ในสมการที่ 2 คือ The Steady State Thermal Resistance The Time Dependent Thermal Resistance หรือ ที่เรียกว่า Thermal Impedance โดยทั่วไปจะมีค่ามากกว่า R_{th} ในรูปที่ 1

เราสามารถหาความสัมพันธ์ของ Normalized Transient Thermal กับ Function ของเวลา สำหรับ ทรานซิสเตอร์ ที่ติด Heat Sink มีค่า Infinite , ค่า Transient Thermal Resistance จะมีค่าน้อยกว่าค่า Steady State Value ในการกล่าวถึง Heat Sink มีค่าจำกัด , R_{th} จะมีค่ามากขึ้นเมื่อเวลาเปลี่ยนไป (เพิ่มขึ้น) ดังรูปที่ 1



ค่า Peak Thermal Resistance เราสามารถคำนวณในหน่วย องศา เคลวิน/วัตต์ จากความสัมพันธ์ของสมการ

$$R_{th(max)} = L/KA$$

ซึ่งค่า K คือค่าความนำความร้อนของโลหะ (The Material Thermal)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Conductivity) มีหน่วยเป็น Watt/Cm. Degree Kelvin และ A คือพื้นที่หน้าตัดที่ ความร้อนผ่าน ในช่วงความยาว L ที่ปริมาตรในหน่วยลูกบาศก์เซนติเมตร ค่าความนำของ สาร Silicon จะมีค่า $K = 1.41 \text{ W/Cm K}$ ที่อุณหภูมิห้อง

The Thermal Capacitance C_{th} คือความจุความร้อนเฉพาะตัวของสารและ มีมวลเท่ากับ m

$$C_{th} = C_m$$

ผลคูณของความจุความร้อนและ อุณหภูมิที่แปรเปลี่ยนในทางเพิ่มขึ้น จะถูก เขียนให้อยู่ในรูปความจุความร้อนที่ Heat Sink สามารถรับเข้ามาได้

$$Q_{th} = C_{th} \Delta T \quad \text{WATT}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSISTOR THERMAL EQUIVALENT CIRCUIT

ปริมาณความร้อนที่ไหลจากแหล่งจ่ายความร้อน (Heat Source) มายังตัวรับความร้อน (Heat Sink) สามารถเขียนได้ ตามสมการ

$$\partial T / \partial t = D_{th} \nabla^2 T + q_{th} / cd$$

กำหนดให้ T คือ อุณหภูมิ

t คือ เวลา

d คือ ความหนาแน่นของโลหะ

q_{th} คือ ความร้อนที่เกิดขึ้นต่อลูกบาศก์หน่วย

กำหนดให้ความสามารถในการแพร่ความร้อน (Thermal Diffusivity D_{th}) มีค่าดังสมการต่อไปนี้

$$D_{th} = K / C_d$$

ในสมการ คือการเปรียบเทียบ สมการการไหลของกระแสต่อเนื่องในสารกึ่งตัวนำ ภายใต้สภาวะคงที่

$$\nabla^2 T = -q_{th} / K$$

ในสมการที่ได้เราสามารถแทนค่าลักษณะการถ่ายเทความร้อน จาก ทรานซิสเตอร์ ได้คล้ายกับการไหลของกระแส ในสายส่งสัญญาณ ดังรูปซึ่งประกอบด้วย Heat Source P , Lumped Thermal Capacitance and Resistance , C_1 คือ Silicon Crystal Thermal Capacitance และ C_2 , C_3 , C_4 คือสารที่ใช้บัดกรี ตัวถังที่ห่อหุ้มและ Heat Sink เป็นสิ่งที่เกี่ยวข้องทั้งหมด

The Thermal Resistance จากตัวถังที่ห่อหุ้มไปยัง Heat Sink ฉนวนที่กั้นอยู่ระหว่างตัวถังและ Heat Sink เป็นฉนวนพวกไมก้า หรือ Beryllia (Beo) การนำความร้อน Beryllia เมื่อเทียบกับฉนวนชนิดอื่น ๆ แล้วมันจะเป็นฉนวนที่ดี ค่าความนำของตัวมันประมาณ 1.7 W/cm K อีกชนิดหนึ่งที่นิยมใช้คือ ไมก้า มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความนำความร้อนประมาณ 4×10^{13} W/cm K

R_{th} 4 คือความต้านทานความร้อนของตัวถัง (The Case Thermal Resistance) ที่ถ่ายเทออกไปยังอากาศรอบ ๆ , R_{th} 5 เปรียบเป็นความต้านทานความร้อน เนื่องจาก Heat Sink กับบรรยากาศรอบข้าง R_{th} 3 และ C_3 จะกำจัดให้หมดไปได้ ถ้าเป็น Heat Sink ที่คุณภาพดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THERMAL RUNAWAY

ทรานซิสเตอร์ มีอัตราการเย็นตัวมากกว่าอัตราการเกิดความร้อนที่ เพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอ ทรานซิสเตอร์ จะทำงานได้อย่างต่อเนื่อง การสูญเสียพลังงานของ ทรานซิสเตอร์ ถ้าระบบทำความเย็นมีไม่เพียงพอแล้ว และ Junction Temperature เพิ่มขึ้นเกินกว่าจะระบายได้ทัน จะเกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า A Thermal Runaway เพราะว่าความร้อนจะเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่อง หรือเรียกว่า Positive Thermal Feedback เรามาคิดว่าถ้าเราสมมติว่าให้ ทรานซิสเตอร์ มีระบบระบายความร้อนเนื่องจากการสูญเสียพลังงานประกอบด้วยปัจจัยต่าง ๆ คือ อุณหภูมิพื้นผิว (Surface Temperature) T_s Thermal Resistance คือความต้านทานความร้อนเนื่องจาก Heat Sink ตัวสุดท้าย (บรรยากาศรอบข้าง) มีค่าเป็น R_{sth} ; ถ้าให้ Ambient Temperature คือ T_A เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

$$T_s = T_A + R_{sth} (P_1 + P_2)$$

และให้ $P_1 + P_2 = P_T$

P_T คือ กำลังงานที่สูญเสียรวมทั้งหมด
 P_1 คือ กำลังงานที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ
 P_2 คือ กำลังงานที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ

การสูญเสียพลังงานเนื่องจาก P_2 จะ Varies กับ T_s ผลคือการเพิ่มขึ้นของ P_2 ซึ่งมันจะทำให้ T_s เพิ่มขึ้นเปรียบเทียบการเกิดวัฏจักร ความร้อน (Thermal Regeneration) ได้กับการเกิด Positive Electrical Feedback

ใน ทรานซิสเตอร์ การแสดงให้เห็นว่า การเกิด Thermal Regeneration มากน้อยเท่าไร เป็นผลมาจากการจัดไบอัส ให้ตัวมัน เงื่อนไขที่ทำให้เกิดสภาวะเสถียรมากที่สุดน่าจะเป็นการควบคุมกระแสที่ อิมิตเตอร์ ส่วนที่ทำให้เกิด เสถียรน้อยที่สุด คือการไบอัส ที่กระแส เบส และควบคุมแรงดัน V_{be}

Differential Equation ในสมการที่ แล้ว จะเกี่ยวข้องกับ T_s ซึ่งเป็นผลในสมการต่อไปนี้

$$\frac{dT_A}{dT_s} + R_{sth} \frac{dP_T}{dT_s} = 1$$

ถ้า R_{sth} เป็นค่าคงที่ สามารถ Transformed ให้อยู่ในรูป

$$\frac{dT_s}{dT_A} = (1 - R_{sth} \frac{dP_T}{dT_s})^{-1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า Thermal Runaway บังคับอยู่จะได้ $dT_s / dT_A \rightarrow \infty$

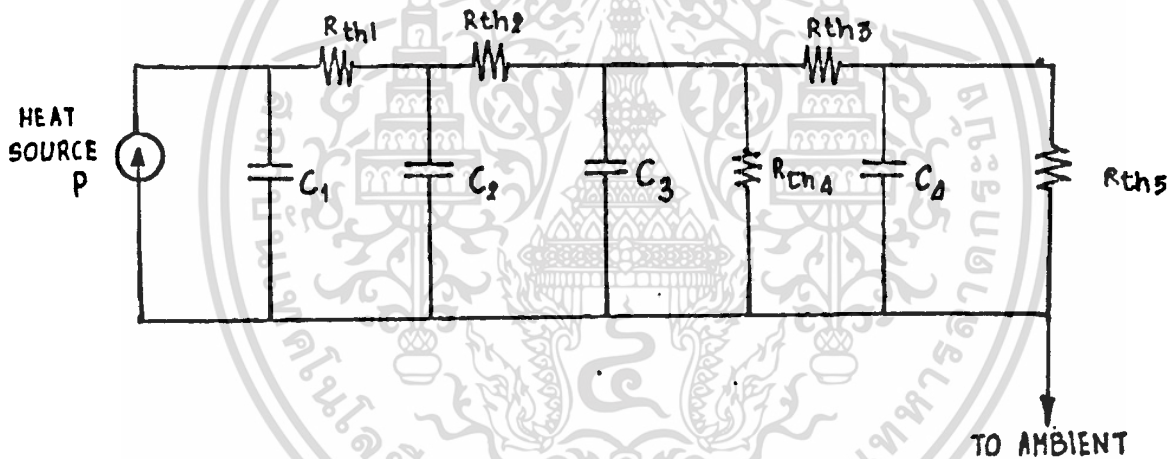
$$dP_{2(max)} / dT_s = 1/R_{sth}$$

The Temperature Sensitive Power Dissipation Component of Transistor เขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปคือ

$$P_2 = P_0 \exp [(T_s - T_0) / \theta]$$

ซึ่ง T_0 คืออุณหภูมิ ณ.ตำแหน่งที่ $P_2 = P_0$ และ θ คือ Time Constant ของความร้อนเปรียบเทียบสมการที่แล้วมา จะได้ Temperature Sensitive Power Dissipation

$$P_{2(max)} = \theta / R_{sth}$$



รูปที่ 2 ทรานซิสเตอร์ เทอร์มอล อีควิวาเลนต์ เซอร์กิต
(Transistor Thermal Equivalent Circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

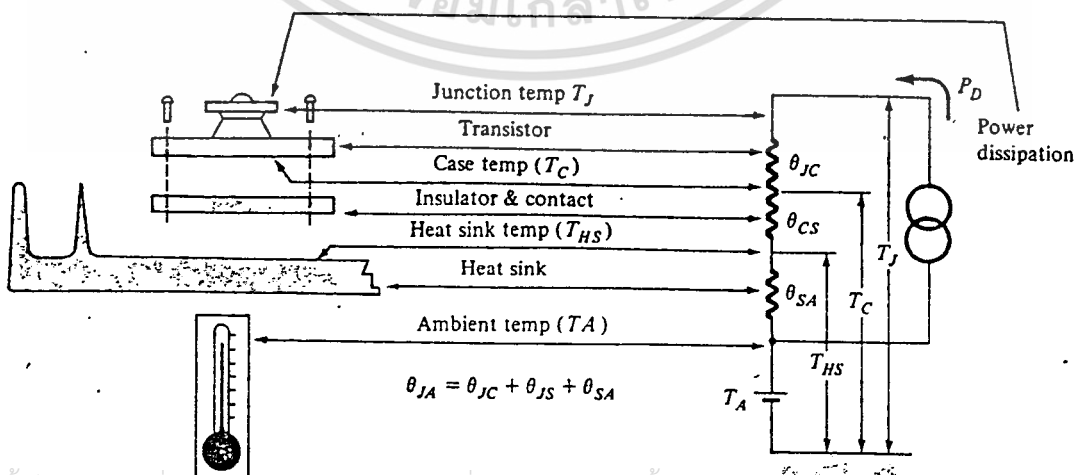


THERMAL AND DISSIPATION LIMITATION

เมื่อ ทรานซิสเตอร์ ถูกใช้งานในย่าน แอคทีฟ นั่นคือ รอยต่อ คอลเลคเตอร์ ถูก Reverse Bias และ รอยต่อ อีมิเตอร์ จะได้รับ Forwards Bias บริเวณรอยต่อ คอลเลคเตอร์จะมี Impedance สูงกว่ารอยต่อ อีมิเตอร์ การเกิดกระแส Collector เป็นผลจาก Voltage ที่ Drop ระหว่าง รอยต่อ ของ Collector ซึ่งมีค่าสูง เป็นเหตุให้เกิดความร้อนใน Transistor แพร่กระจายจากบริเวณส่วนนี้ การนำความร้อนจากบริเวณ Junction คือส่วนที่เป็นตัวถัง Metals ที่จะนำความร้อน ออกสู่บรรยากาศโดยรอบ อุณหภูมิจริงเฉลี่ยบริเวณรอยต่อ (The Actual Average Junction Temperature) จะเท่ากับค่า อัตราเฉลี่ยของความร้อนที่ถูกผลิตออกมาล บด้วยค่าเฉลี่ยความร้อนที่ถูกนำออกไป จากบริเวณนี้ ค่าความร้อนที่ถูกผลิตขึ้นนี้จะขึ้นอยู่กับค่ากำลังงานสูญเสียเฉลี่ย (The Average Power Dissipated P_D) ใน Transistor The Maximum Junction Temperature , $T_{J(max)}$ มีค่า 200 °c สำหรับ Silicon และ 85 - 100 °c สำหรับชนิด Germannium เช่น เดียวกันก็ได้มีการ

กำหนดค่าอุณหภูมิสูงสุดสำหรับการสะสมความร้อนและค่าสูงสุดของอุณหภูมิตะกั่วบัดกรี ระหว่างที่มีการเชื่อมต่อ ซึ่งแทนด้วยค่าสูงสุดที่ยอมให้อุณหภูมิมีค่าได้ไม่ เกินที่กำหนดนี้

ในกระบวนการผลิตจะมีการให้ความร้อนแก่ชิ้นส่วน อุปกรณ์ เมื่อมีการติดขา Base , Emitter and Collector กับชิ้นสาร สาย Conector จะถูกติดหรือเชื่อมยังชิ้น สารออกนอกตัวถัง สำหรับการถ่ายเทความร้อนที่ติแล้วพื้นผิวชิ้นสารส่วนที่เป็น Collector จะอยู่ส่วนหัว มีส่วนที่เป็นตัวถังและ Transistor ล้อมปิดอยู่



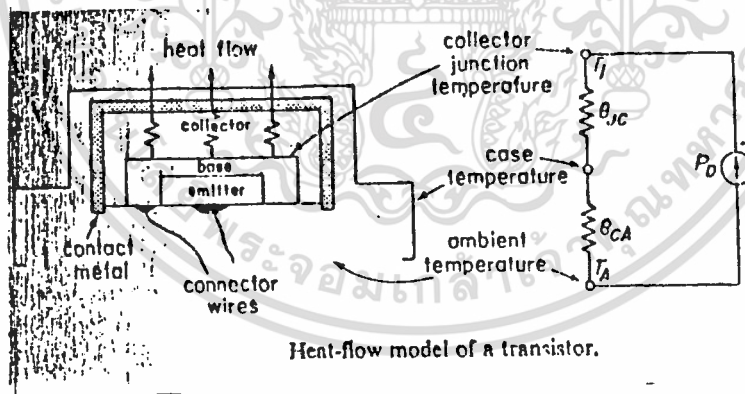
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญ Absolute zero ธิประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THERMAL RESISTANCE

การที่ความร้อนไหลออกจากรอยต่อ Collector ไปยังสิ่งแวดล้อมรอบข้างที่ซึ่งสามารถวัดอุณหภูมิเฉลี่ยหรืออุณหภูมิของบรรยากาศได้ T_A ความแตกต่างของ Junction Temperature และ Ambient Temperature จะก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสีย P_D ซึ่งถูกสร้างให้เกิดขึ้นบริเวณรอยต่อ

$$P_D \theta_{JA} = T_J - T_A$$

θ_{JA} คือความต้านทานความร้อน (Thermal resistance) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง P_D กับความแตกต่างของอุณหภูมิที่วัด และมีหน่วยเป็นองศาเซนเซียสต่อวัตต์ บริเวณรอยต่อของ Junction กับอุณหภูมิของอากาศ ความร้อนจะถูกต่อต้านโดยคุณสมบัติของภาชนะที่ปิดขึ้นสารและค่า θ_{JA} เป็นส่วนประกอบที่สำคัญทำให้เกิดตัวแปรในสมการที่ผ่านมาสามารถเขียนให้เห็นลักษณะของวงจรได้ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเปรียบเทียบไหลของกระแสได้เช่นเดียวกับ Power Dissipated หรือความร้อนที่ปรากฏจากรอยต่อ Collector ไหลผ่านไปยัง Thermal Resistance อุณหภูมิที่ Drop Across The Resistance เนื่องจากอุณหภูมิเปรียบได้กับ Voltage ในวงจรไฟฟ้า

อุณหภูมิของรอยต่อจะเพิ่มสูงขึ้นถ้ามีความต้านทานทางความร้อนสูงขึ้น เราจะได้

θ_{JC} = ความต้านทานทางความร้อนระหว่าง Junction กับตัวถัง

θ_{CA} = ความต้านทานทางความร้อนระหว่างตัวถังกับบรรยากาศ

จะได้สมการใหม่

$$T_A + (\theta_{JC} + \theta_{CA}) P_D = T_J$$

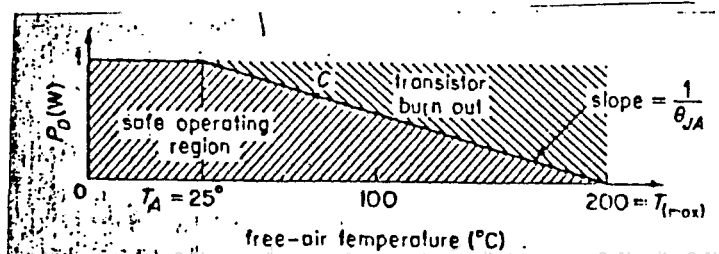
$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA}$$

โรงงานที่ผลิต Transistor จะให้ค่าทั้งสองคือ θ_{JA} และ θ_{JC} มา แต่เราสามารถหาข้อมูลเหล่านี้เอง โดยจะแตกต่างจากค่าที่โรงงานให้มาเล็กน้อย

EXAMPLE Transistor ชนิด Silicon TO-5 กำหนดค่า Maximum Transistor Power Dissipation คือ $P_{D(max)} = 1 \text{ W}$ ที่ตำแหน่งอุณหภูมิของบรรยากาศเท่ากับ 25°C อุณหภูมิรอยต่อ (Junction Temperature) จะอยู่ในย่าน -65°C ถึง $+200^\circ \text{C}$

ในเบื้องต้นเราแทนค่า ข้อมูลที่ให้มา คืออุณหภูมิของรอยต่อ $+200^\circ \text{C}$ ($T_{J(max)} = 200^\circ \text{C}$) ข้อมูลนี้จะชี้ให้เห็นว่า ถ้าอุณหภูมิในบรรยากาศโดยรอบ ณ.ตำแหน่ง 25°C แล้วจะมีการสูญเสียพลังงานถึง 1 W และถ้าอุณหภูมิของบรรยากาศโดยรอบมีค่าเพิ่มขึ้น (พิจารณาจาก curve) พลังงานที่สูญเสียจะลดลง เนื่องจากอุณหภูมิรอยต่อยังคงอยู่ ณ.จุด 200°C , ถ้าอุณหภูมิของบรรยากาศโดยรอบเพิ่มขึ้นถึงค่าอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดแล้วความร้อนก็จะไม่สูญเสียออกจากรอยต่อ ทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีการเพิ่มอุณหภูมิเกินจาก $T_{J(max)}$

Rating เราสามารถเขียน Curve แสดงความสัมพันธ์ ระหว่างอุณหภูมิและ Power Dissipation ได้ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EXAMPLE (a) Find θ_{JA} for BJT in fig 8-6.

(b) What power is dissipated if the BJT is operating at point $^{\circ}$ c .

Solution (a) Modify Eq.(8-1) for maximum values

$$\begin{aligned}\theta_{JA} &= T_{J(\max)} / P_{D(\max)} \\ &= 200 - 25 / 1 \\ &= 175^{\circ}\text{c/w}\end{aligned}$$

(b) At point $^{\circ}$ C , $T_A = 75^{\circ}\text{c}$, $T_J = 200^{\circ}\text{c}$
form Eq. 8-1 .

$$\begin{aligned}P_{D(\max)} &= 200 - 75 / 175 \\ &= 0.7 \text{ w}\end{aligned}$$

EXAMPLE Consider the BJT in example befor

(a) P_D is maintained at 1 w in ambient air of 75c
What is T_J ?

(b) If P_D must be 2 w in an ambient of 25 $^{\circ}$ c .
What new value of θ_{JA} is required ?

Solution (a) From Eq. (8-1)

$$\begin{aligned}T_J &= 175 (1) + 75^{\circ}\text{c} \\ &= 250^{\circ}\text{c}\end{aligned}$$

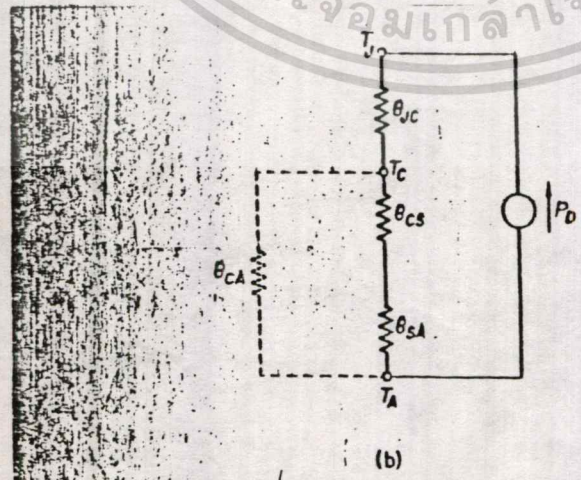
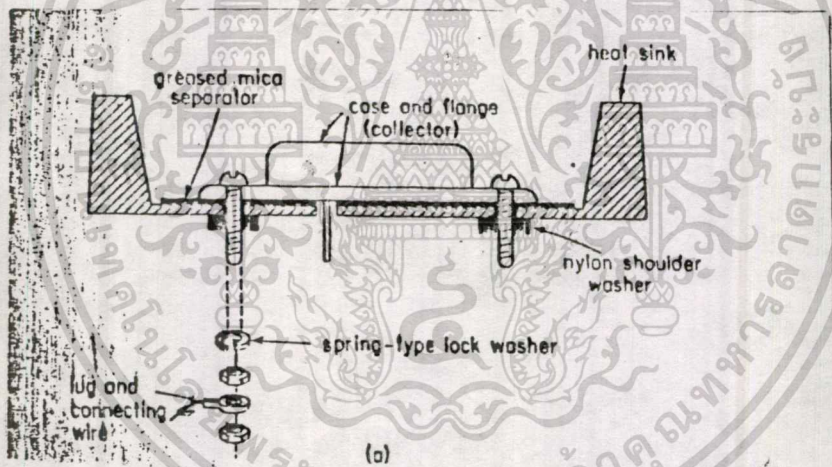
$$\begin{aligned}(b) \theta_{JA} &= 200 - 25 / 2 \\ &= 87.5^{\circ}\text{c/w}\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

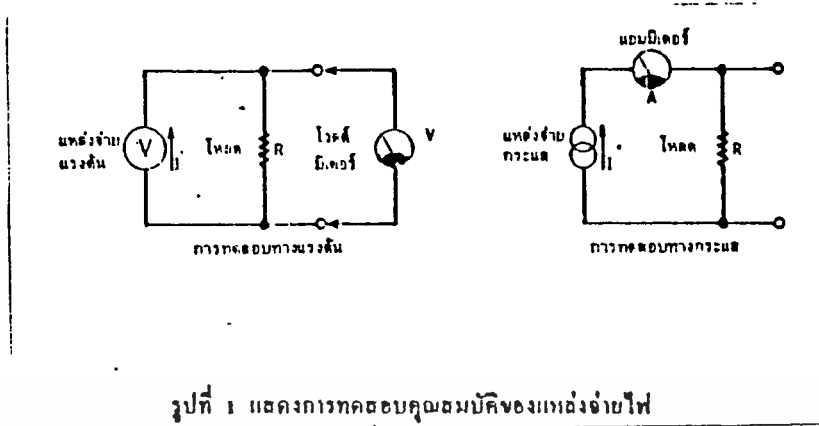
HEAT SINKING

ในการใช้งานของ BJT การเพิ่มพื้นผิวของส่วนที่ถ่ายเทความร้อนออกสู่บรรยากาศโดยรอบแก้ไขโดย การเพิ่มส่วนที่เป็น HEAT SINK ดังที่แสดงในรูป ความสามารถในการถ่ายเทความร้อนของ HEAT SINK ขึ้นอยู่กับชนิดของสารที่ทำ ปริมาณสาร รูปร่าง สภาพที่ผิวสัมผัส รวมทั้งการไหลวนของบรรยากาศ (อากาศทั่ว ๆ ไป) อลูมิเนียมแบบมีครีป สามารถระบายความร้อนได้ดี และราคาถูก

ความต้านทานทางความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อน คือ θ_{SA} และระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับอากาศโดยรอบ คือ θ_{CS} ผลรวมของความต้านทานทั้งหมดคือ θ_{CA}



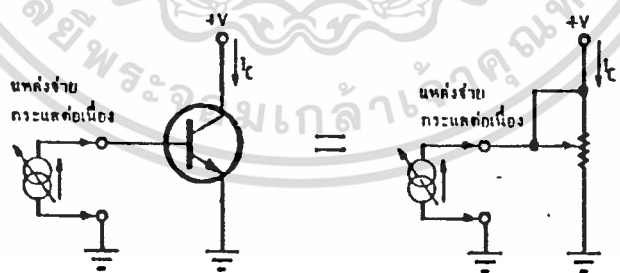
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ Thermal resistance of the heat sink in (a) lowers θ_{CA} in the model of (b).
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 แสดงการทดสอบคุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟ

แนวคิดในการออกแบบวงจรทดสอบสถานะของกระแสและแรงดัน

อุปกรณ์ที่น่าจะเป็นตัวทดสอบสถานะของกระแส และแรงดันที่แหล่งจ่ายสามารถจ่ายออกมาได้คือ ทรานซิสเตอร์ ถ้าให้กระแสเบสแก่ขาเบสของทรานซิสเตอร์จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสผ่านขาคอลเลคเตอร์กับขาอีมิเตอร์ โดยกระแสที่ไหลระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับอีมิเตอร์นั้นขึ้นอยู่กับกระแสที่ไบอัสแก่กระแสเบส ถ้าให้กระแสเบสมาก กระแสคอลเลคเตอร์ก็จะมากด้วย ถ้าให้กระแสเบสน้อย กระแสคอลเลคเตอร์ก็จะน้อยด้วย คุณสมบัติที่กล่าวมาทั้งหมด จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ทำงานเสมือนตัวต้านทานปรับค่าได้แบบมีทิศทาง โดยที่ขาคอลเลคเตอร์และอีมิเตอร์เปรียบเสมือนปลายทั้งสองของความต้านทาน และขาเบสเปรียบเสมือนแกนปรับค่าของตัวต้านทาน ต่างกันที่ทรานซิสเตอร์ใช้กระแสควบคุมที่ขาเบส แต่ตัวต้านทานปรับค่าได้ใช้มือหมุนปรับความต้านทาน



รูปที่ 2 ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเหมือนตัวต้านทานปรับค่าได้ เมื่อจ่ายกระแสควบคุมที่เบสอย่างคถเนื่อง

เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 2 จะเห็นว่าเมื่อกระแสไบอัสอิมิตัวแก่ทรานซิสเตอร์แล้ว จะนำกระแสสูงสุด จากหลักการเหล่านี้จึงนำมาออกแบบวงจร แอคทิฟโวลต์ที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

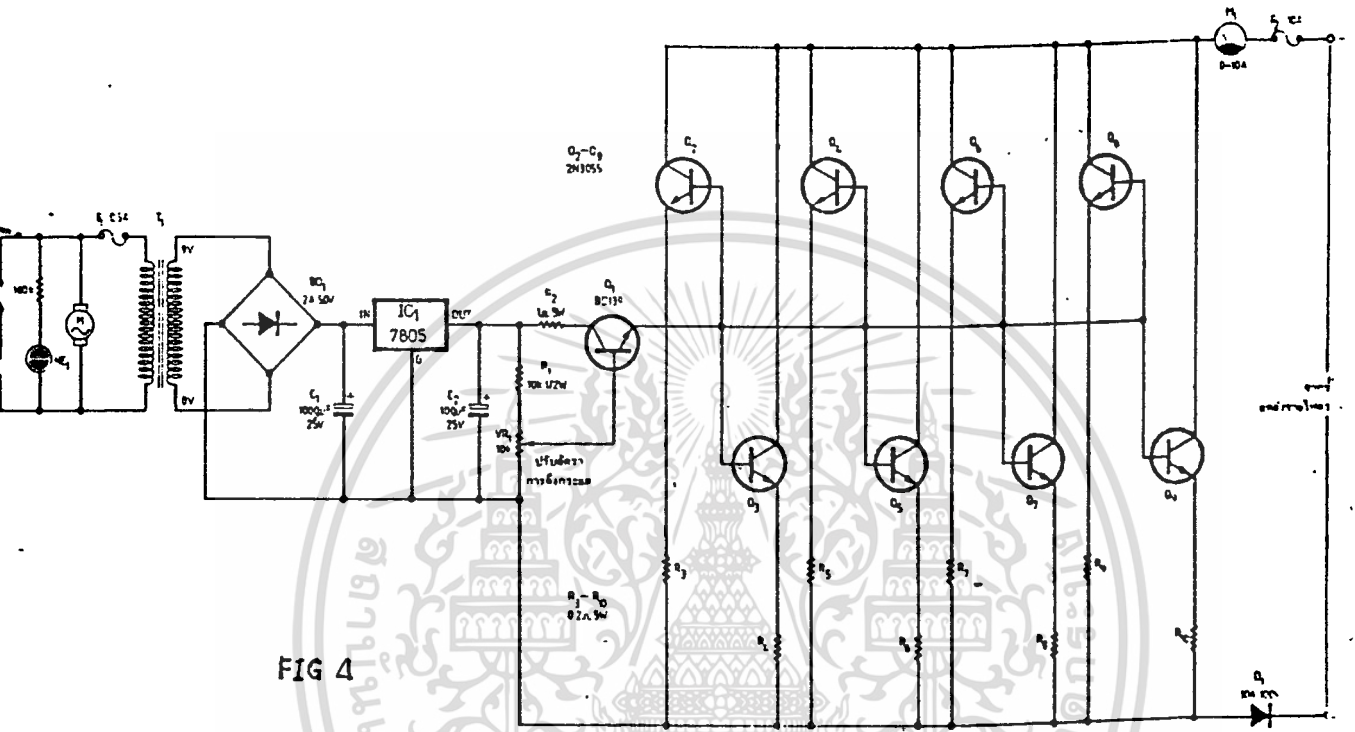


FIG 4

สิ่งที่ต้องคำนึงก็คือ กระแสคอลเลคเตอร์ (I_c) และแรงดันที่ตกคร่อมขา คอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ (V_{CE}) จะต้องไม่เกินค่าที่ทรานซิสเตอร์ทนได้ สำหรับวงจรที่ออกแบบมานี้ทนได้ถึง 50 โวลต์ 10 แอมป์ หรือประมาณ 500 วัตต์ โดยกำหนดช่วงแรงดันปลอดภัยไว้ที่ 16.6 เปอร์เซ็นต์ และช่วงกระแสปลอดภัย 33.3 เปอร์เซ็นต์ เมื่อได้ขนาดแรงดันและกระแสที่ต้องการแล้ว นำมาหาคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ ที่ต้องการจะใช้ เบอร์ 2N3055 เป็นเบอร์ที่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการอีกทั้งราคาถูกเมื่อได้เบอร์ทรานซิสเตอร์แล้ว ต้องคำนึงถึงกำลังงานที่สูญเสีย ที่ตกคร่อมในตัวทรานซิสเตอร์ เมื่อนำกระแสเต็มทีด้วยจากคุณลักษณะจะเห็นว่าเบอร์ 2N3055 สามารถทนกำลังได้สูงสุด 115 วัตต์ ดังนั้นเมื่อมีการสูญเสียทางความร้อน จำเป็นต้องใส่แผ่นระบายความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณทางอุณหภูมิจ

เนื่องจากว่ากำหนดกำลังงานสูงสุดที่แอกทีฟโพลด จะทนได้ไม่เกิน 500 วัตต์ และต้องคิดแผ่นระบายความร้อน จากการวิเคราะห์การระบายความร้อนจากทรานซิสเตอร์ออกสู่บรรยากาศในทีกล่าวมาแล้ว ดังนั้นกำลังงานที่นำมาคำนวณหาขนาดแผ่นระบายความร้อนจริงๆในแต่ละแผ่น จึงเท่ากับกำลังงานสูงสุดหารด้วยสอง คือ $500/2 = 250$ วัตต์

กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ 2N3055 แต่ละตัวทำงานหนักที่สุด ตามสเปกคือกระแสคอลเลคเตอร์ 1.5 แอมป์ที่แรงดันตกคล่อม V_{CE} เท่ากับ 50 โวลต์ ซึ่งค่าความร้อนที่เกิดขึ้นขณะนั้นเท่ากับ

$$\begin{aligned} P_D &= I_C * V_{CE} \quad \text{วัตต์} \\ &= 1.5 * 50 \\ &= 75 \quad \text{วัตต์} \end{aligned}$$

นั่นคือ แผ่นระบายความร้อนแต่ละแผ่นต้องติดทรานซิสเตอร์ 2N3055 ถึง $250/75 = 4$ ตัว ซึ่งสามารถรับกระแสได้เกินจากที่ตั้งไว้ถึง 2 แอมป์ เป็นการเพื่อให้สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ไม่ตรงตามสเปก สำหรับเรื่องแผ่นระบายความร้อนหาได้จากสมการ

$$R_{OSA} = (T_J - T_A / P_D) - (R_{\theta JC} + R_{\theta CS})$$

ค่า $R_{\theta JC}$ และ T_J หาได้จากสเปกทรานซิสเตอร์ $R_{\theta CS} = 0.33$ แทนค่าหา R_{OSA} ของแผ่นระบายความร้อนต่อทรานซิสเตอร์ 1 ตัว

$$R_{OSA} = [(200-25)/75] - (1.5+0.33)$$

$$R_{OSA} = 0.5 \text{ C/วัตต์}$$

ค่า 0.5 C/วัตต์นี้เฉพาะทรานซิสเตอร์ตัวเดียวเท่านั้น หากแผ่นระบายความร้อนเดียวกันนี้ติดทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว ต้องเฉลี่ยค่าความต้านทานความร้อน ให้สามารถระบายความร้อนได้ เท่ากันกับใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว ก็ต้องหาแผ่นระบายความร้อนที่มีค่าความต้านทานความร้อนน้อยกว่าประมาณ 4 เท่า คือเท่ากับ 0.125 C/วัตต์ ตามที่คำนวณได้ต้องใช้แผ่นระบายความร้อนยาวถึง 65 เซนติเมตร ซึ่งเป็นเรื่องที่น่าแปลก วิธีแก้ไขคือ ใช้พัดลมช่วยระบายความร้อนยังทำให้อัตราการไหลเวียนของอากาศมีมาก

หลักการทางาน

วงจรแอกทีฟโพลิตที่สมบูรณ์แสดงในรูปที่ 4 โดยแบ่งวงจรเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนที่เป็นวงจรโพลิต และส่วนวงจรจ่ายกระแสแบบแรงดันคงที่ ในส่วนของวงจรโพลิตประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ $Q_2 - Q_9$ และ $R_3 - R_{10}$ จำนวน 8 ชุด ต่อขนานกันเพื่อแบ่งกระแสให้ไหลผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเท่า ๆ กัน โดยมี $R_3 - R_{10}$ เป็นตัวช่วยกำหนดการแบ่งกระแสให้เท่ากัน อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวไม่เท่ากัน สำหรับ M_1 เป็นแอมป์มิเตอร์ที่จะแสดงให้ทราบว่าตอนนี้โพลิตดึงกระแสจากแหล่งจ่ายไฟเท่าไรแล้ว สำหรับ D1 ป้องกันการไหลของกระแสร้อนทางและต้องเลือกให้ทนกระแสฟอว์เวอร์คได้ถึง 10 A ด้วย

สำหรับวงจรจ่ายกระแสแบบแรงดันคงที่คือวงจรเรกกูเลเตอร์ 5 โวลต์ 1 แอมป์ V_{R1} เป็นตัวปรับอัตราภากรนำกระแสของ Q_1 เพื่อเป็นแหล่งจ่ายกระแสแบบแรงดันคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและการออกแบบวงจรเรียงกระแส

ในบรรดาเรกติไฟร์แบบเต็มคลื่นจะมีค่าเฉลี่ยดีซีเท่ากับ 0.636 โวลต์ (อาร์เอ็มเอส) จากผลลัพธ์ที่คำนวณได้จากเรื่อง ริปเปิ้ลแฟคเตอร์ และเรกกูเลตแคลคูลেশัน แรงดันริปเปิ้ลของวงจรเรกติไฟร์แบบเต็มคลื่น คือ V_r (อาร์เอ็มเอส) = 0.308 V_m เราสามารถคำนวณเปอร์เซ็นต์ของริปเปิ้ลได้

$$r = \frac{V_{r(rms)} \times 100}{V_{dc}} = \frac{0.308m \times 100}{0.636 V_m} = 48\%$$

ในทำนองเดียวกัน วงจรเรกติไฟร์แบบครึ่งคลื่นจะมีค่าเฉลี่ยดีซีเท่ากับ 0.318 V_m และแรงดันริปเปิ้ลของวงจรเรกติไฟร์แบบครึ่งคลื่น V_r (อาร์เอ็มเอส) = 0.385 ดังนั้นจะได้เปอร์เซ็นต์ริปเปิ้ล

$$r = \frac{V_{r(rms)} \times 100}{V_{dc}} = \frac{0.385m \times 100}{0.318 V_m} = 121\%$$

ริปเปิ้ลแฟคเตอร์ของฟูลเวฟมีค่าน้อยกว่าริปเปิ้ลแฟคเตอร์ของฮาล์ฟเวฟถึง 2.5 เท่า และกรองสัญญาณได้เรียบกว่าด้วย ที่สำคัญริปเปิ้ลแฟคเตอร์จะไม่เปลี่ยนแปลงตามความสูงของแรงดัน เพราะค่าแรงดันริปเปิ้ลมีค่าเพิ่มขึ้น แรงดันดีซีก็จะเพิ่มตามไปด้วย

ริปเปิ้ลโวลต์เตจ , $V_{r(rms)}$

ริปเปิ้ลแฟคเตอร์ของแรงดันกำหนดโดยสมการ

$$r = \frac{\text{ค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณส่วนที่เป็นเอซี}}{\text{ค่าเฉลี่ยของสัญญาณ}} = r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}}$$

เนื่องจาก เอซีโวลต์เตจคือสัญญาณที่มีส่วนประกอบของระดับดีซีด้วย

$$V_{ac} = V - V_{dc}$$

ค่า อาร์เอ็มเอส ของส่วนประกอบเอซี คือ

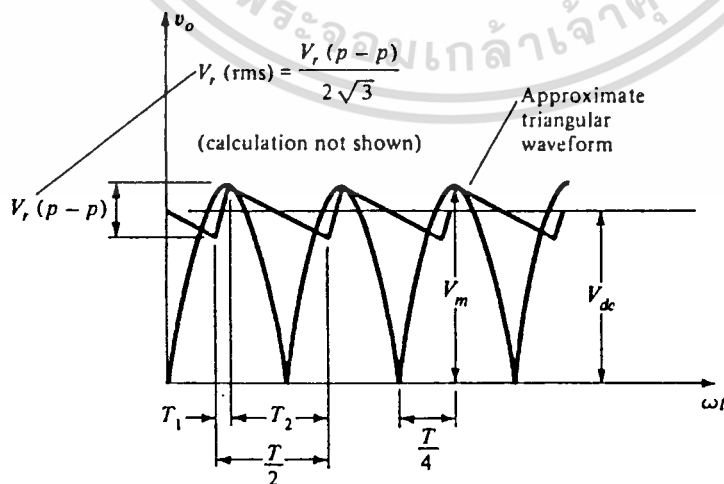
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_{r(rms)} &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v^2 \cos^2 \theta d\theta \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v - v_{dc})^2 d\theta \right]^{1/2} \\
 &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v^2 - 2v v_{dc} + v_{dc}^2) d\theta \right]^{1/2} \\
 &= \left[v^2 - 2v_{dc}^2 - v_{dc}^2 \right]^{1/2} = \left[v_{(rms)}^2 - v_{dc}^2 \right]^{1/2} \\
 &= \left[\left(\frac{V_m}{\sqrt{2}} \right)^2 - \left(\frac{V_m}{\pi} \right)^2 \right]^{1/2} \\
 &= V_m \left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 - \left(\frac{1}{\pi} \right)^2 \right]^{1/2} = V_{r(rms)} = 0.385 V_m
 \end{aligned}$$

ในการทำงานเดียวกัน พูลสแควชิกเนล

$$\begin{aligned}
 V_{r(rms)} &= \left[v_{(rms)}^2 - v_{dc}^2 \right]^{1/2} \\
 &= \left[\left(\frac{V_m}{\sqrt{2}} \right)^2 - \left(\frac{V_m}{\pi} \right)^2 \right]^{1/2} \\
 &= V_m \left(\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} \right)^{1/2} \\
 V_{r(rms)} &= 0.308 V_m \quad \text{Full-wave}
 \end{aligned}$$

วิเคราะห์แรงดันริปลีลของวงจรคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 APP. B Ripple Factor and Voltage Calculations
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากไม่มีเหตุขัดแย้งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระหว่างที่คาปาซิเตอร์ทำการถ่ายเทพลังงานเกิดแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์
เปลี่ยนเป็นสมการ

$$V_r(p-p) = \frac{I_{dc}T_2}{C} \quad (4)$$

จากรูป 1 เราสามารถเขียนสมการเป็น

$$V_{r(rms)} = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3}} \quad (5)$$

สามารถคำนวณหารายละเอียดของเวฟฟอร์มได้เป็น

$$\frac{V_r(p-p)}{I_1} = \frac{V_m}{I/4}$$

$$I_1 = \frac{V_r(p-p)(I/4)}{V_m}$$

ดังนั้น

$$I_2 = \frac{I}{2} - I_1 = \frac{I}{2} - \frac{V_r(p-p)(I/4)}{V_m} = \frac{2IV_m - V_r(p-p)I}{4V_m}$$

$$I_2 = \frac{2V_m - V_r(p-p)}{V_m} \frac{I}{4} \quad (6)$$

จากสมการ (13.3) สามารถเขียนได้เป็น

$$V_{dc} = \frac{2V_m - V_r(p-p)}{2}$$

จากสมการ (13.6) จะได้

$$I = \frac{V_{dc}}{V_m} \frac{I}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าในสมการ (4) ได้

$$V_r(p-p) = \frac{I_{dc}}{C} \left(\frac{V_{dc}}{V_m} \cdot \frac{T}{2} \right)$$

$$T = \frac{1}{f}$$

$$V_r(p-p) = \frac{I_{dc}}{2fc} \cdot \frac{V_{dc}}{V_m}$$

เมื่อแทนค่าในสมการ (13.5) และ (13.7) จะได้

$$V_{r(rms)} = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3}} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fc} \frac{V_{dc}}{V_m}$$

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน dc (V_{dc}) แรงดันสูงสุด (V_m) และริบเบิลแฟกเตอร์(r) เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันอาร์เอ็มเอสและแรงดันดีซีได้เป็น

$$r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}} = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3} V_{dc}}$$

$$V_{dc} = V_r(p-p) = \frac{V_r(p-p)\sqrt{2}}{\sqrt{3} r} = \frac{V_r(p)}{\sqrt{3} r} = \frac{V_m V_{dc}}{\sqrt{3} r}$$

$$V_m - V_{dc} = \sqrt{3} r V_{dc}$$

$$V_m - V_{dc} = \sqrt{3} r V_{dc}$$

$$V_m = (1 + \sqrt{3}r)V_{dc}$$

$$\frac{V_m}{V_{dc}} = 1 + \sqrt{3}r$$

(.9)

ความสัมพันธ์ในสมการที่ 1.9 สามารถนำไปใช้ได้ทั้งฮาร์ฟและฟูลเวฟเรคตีไฟเออร์ สมมติว่าให้ริบเบิลมี 5% และแรงดันไฟดีซีมีขนาด $0.92 V_m$ หรือประกอบด้วย 10% ของโวลต์เตจสูงสุด ที่ 20% ของริบเบิล แรงดันดีซีที่ตกคร่อม $0.74 V_m$ ที่ซึ่งมากกว่า 25% น้อยกว่าค่าสูงสุด จุดสำคัญที่ควรพิจารณาคือที่ 10% ของริบเบิลน้อยกว่า 6.5% จะได้ค่าของริบเบิลที่เส้นบอร์ดไลน์ของสภาวะไลท์-โหลด (boarderlin of light load condition) ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

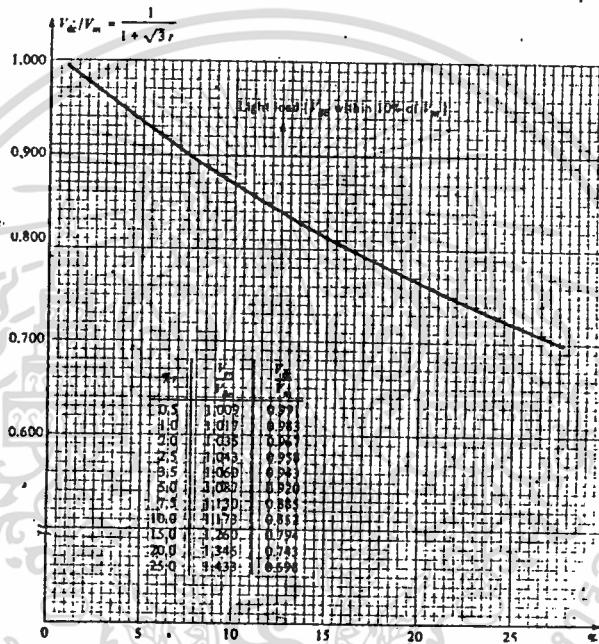
ความสัมพันธ์ของค่ารีปเปิ้ล(อาร์ เอ็ม เอส)และค่าสูงสุดของรีปเปิ้ลเราสามารถหาความสัมพันธ์ $V_{r(rms)}$, V_m และจำนวนของรีปเปิ้ลของฮาล์ฟเวฟและฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ฟิลเตอร์ดังนี้

$$\frac{V_r(p-p)}{2} = V_m - V_{dc}$$

$$\frac{V_r(p-p)/2}{V_m} = \frac{V_m - V_{dc}}{V_m} = 1 - \frac{V_{dc}}{V_m}$$

$$\frac{\sqrt{3} V_r(rms)}{V_m} = \frac{1 - V_{dc}}{V_m}$$

จากสมการ 9 เราจะได้



$$\sqrt{3} \frac{V_r(rms)}{V_m} = 1 - \frac{1}{1 + \sqrt{3}r}$$

$$\frac{V_r(rms)}{V_m} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(1 - \frac{1}{1 + \sqrt{3}r} \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1 + \sqrt{3}r - 1}{1 + \sqrt{3}r} \right)$$

$$\frac{V_r(rms)}{V_m} = \frac{r}{1 + \sqrt{3}r}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (10) สามารถพล็อตได้กราฟในรูป .4
 เนื่องจาก V_{dc} ในส่วน 10% ของ V_m สำหรับค่ารีปเบิ้ลที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ 6.5%

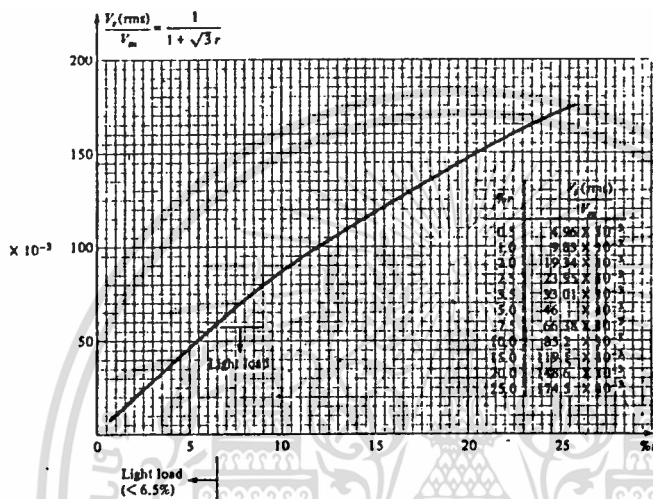


Figure B.4 Plot of $V_r(rms)/V_m$ as a function of % r .

ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมความนำ เพอร์เซ็นต์รีปเบิ้ล และกระแสสูงสุดต่อกระแสตรงสำหรับวงจรเรกติไฟเออร์ คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์

ในรูป .1 เราสามารถกำหนดค่ามุมที่ตำแหน่งไดโอดเริ่มนำกระแส θ ได้ดังต่อไปนี้

$$V = V_m \sin\theta = V_m - V_r(p-p) \text{ ที่ } \theta = \theta_1$$

$$\theta_1 = \sin^{-1}\left[1 - \frac{V_r(p-p)}{V_m}\right]$$

จากสมการ (13.10) และ $V_r(rms) = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3}}$

$$\frac{V_r(p-p)}{V_m} = 1 - \frac{2\sqrt{3}V_r(rms)}{V_m} = 1 - 2\sqrt{3}\left(\frac{r}{1 + \sqrt{3}r}\right)$$

$$= \frac{1 - \sqrt{3}r}{1 + \sqrt{3}r}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มุม θ_1 คือมุมที่เริ่มคอนดัก เมื่อกระแสมีค่าเป็นศูนย์หลังจากทำการเก็บประจุในวงจรความต้านทานและตัวเก็บประจุต่อขนานกัน เราจะได้

$$\theta_2 = \pi - \tan^{-1} \omega RLC$$

จากสมการ เราจะได้ว่า ωRLC สามารถเขียนอยู่ในรูป

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{dc}} = \frac{(I_{dc}/4\sqrt{3}fc)(V_{dc}/V_m)}{V_{dc}}$$

$$= \frac{V_{dc}/RL}{4\sqrt{3}fc} \cdot \frac{1}{V_m}$$

$$= \frac{V_{dc}/V_m}{4\sqrt{3}fcRL} = \frac{2\pi(1/1 + \sqrt{3}r)}{4\sqrt{3}\omega CR_2}$$

ดังนั้น

$$\omega R_2 C = \frac{2\pi}{4\sqrt{3}(1 + \sqrt{3}r)r} = \frac{0.907}{r(1 + \sqrt{3}r)}$$

ดังนั้นมีสภาวะคอนดักจะหยุดที่มุม θ_2

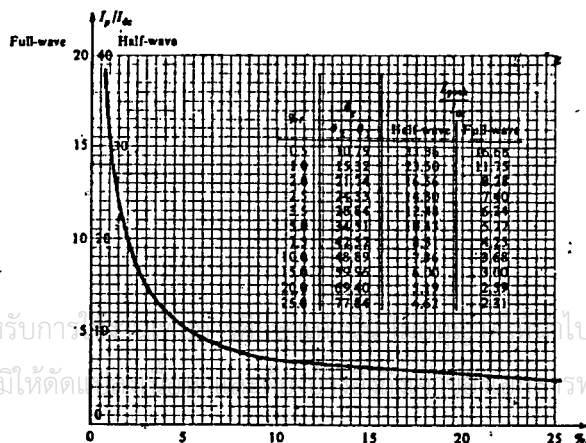
$$\theta_2 = \pi - \tan^{-1} \frac{0.907}{(1 + \sqrt{3}r)(r)}$$

จากสมการ 16.106 เราสามารถเขียนได้ใหม่

$$\frac{I_{\text{peak}}}{I_{dc}} = \frac{I_p}{I_{dc}} = \frac{I}{I_1} = \frac{180^\circ}{\theta} \text{ full wave}$$

$$= \frac{360^\circ}{\theta} \text{ half wave}$$

เราสามารถเขียนกราฟ $\frac{I_p}{I_{dc}}$ ให้อยู่ในฟังก์ชันของรีปเปิลในรูป .5 สำหรับทั้งฮาล์ฟเวฟและฟูลเวฟ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left(\frac{1 - \sqrt{3r}}{1 + \sqrt{3r}} \right)$$

$$\theta_2 = \pi - \tan^{-1} \left[\frac{1.814}{r(1 + \sqrt{3r})} \right]$$

$$\theta_c = \theta_2 - \theta_1$$

$$\frac{I_{\text{peak}}}{I_{\text{dc}}} = \frac{180^\circ}{\theta_c} \quad (\text{full wave});$$

$$\frac{I_{\text{peak}}}{I_{\text{dc}}} = \frac{360^\circ}{\theta_c} \quad (\text{half wave})$$

รีปเปิ้ลโวลต์เตจ ($V_{r(\text{rms})}$)

จากรายละเอียดที่เราวิเคราะห์ได้ ค่าแรงดันรีปเปิ้ลมีค่า

$$V_r(\text{rms}) = \frac{I_{\text{dc}}}{4\sqrt{3} fc} \times \frac{V_{\text{dc}}}{V_m} \quad (\text{full wave}) \quad (7)$$

กำหนดให้ f เป็นความถี่ของ เอซี เพาเวอร์ซัพพลาย (ประมาณ 60 Hz โดยทั่วๆ ไป) I_{dc} คือค่ากระแสเฉลี่ยจากวงจรฟิลเตอร์โดยโหลด และ C คือ คาปาซิเตอร์ที่ใช้ฟิลเตอร์

จากการวิเคราะห์ค่าโดยประมาณที่สามารถสมมติให้ที่สภาวะไลท์-โหลด (light-load) V_{dc} เปลี่ยนแปลงน้อยกว่า V_m ได้ ดังนั้น $V_{\text{dc}} \approx V_m$ และสมการ (16.7) เขียนได้เป็น

$$V_r = \frac{I_{\text{dc}}}{4\sqrt{3} fc} \quad \text{ที่สภาวะ light-load (แบบฟูล-เวฟ)}$$

ถ้าเรากำหนด $f = 60 \text{ Hz}$ จะได้สมการที่เขียนได้เป็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_r(\text{rms}) = \frac{2.4 I_{dc}}{C} = \frac{2.4 V_{dc}}{R_2 C}$$

ตัวอย่าง คำนวณริบเบิลโวลต์เตจของฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ ที่คาปาซิเตอร์ มีค่า 100 ไมโครฟาราด ต่อที่โหลด คือกระแสขนาด 50 มิลลิแอมป์

$$V_r(\text{rms}) = \frac{2.4(50)}{100} = 1.2 \text{ V}$$

ดีซีโวลต์เตจ (V_{dc})

จากสมการที่ 16.5, 16.6 และ 16.7 a เราสามารถหาค่าแรงดันดีซีของวงจรฟิลเตอร์ได้

$$V_{dc} = V_m - \frac{V_r(\text{p-p})}{2} = V_m - \frac{I_{dc}}{4fC} \times \frac{V_{dc}}{V_m}$$

เช่นเดียวกัน ถ้าให้ V_{dc} มีค่าเท่ากับ V_m ที่ไลท์-โหลด (light load) เราสามารถประมาณค่าของแรงดันไฟดีซีได้

$$V_{dc} = V_m - \frac{I_{dc}}{4fC} \quad (\text{ฟูลเวฟ, ไลท์ โหลด})$$

ถ้ากำหนดให้ความถี่เท่ากับ 60 Hz

$$V_{dc} = V_m - \frac{4.17 I_{dc}}{C}$$

เมื่อ V_m คือค่าสูงสุดของแรงดันที่เรกติไฟร์ได้, I_{dc} คือกระแสโหลดที่มีค่าเป็น มิลลิแอมป์และ C คือคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ มีหน่วยเป็นไมโครฟาราด

ตัวอย่างที่ 16.4

จากตัวอย่างที่แล้ว ถ้าค่าแรงดันสูงสุดสำหรับวงจรเรกติไฟร์มีค่า 50 V จงคำนวณหาค่า V_{dc}

$$V_{dc} = V_m - \frac{4.17 I_{dc}}{C} = 30 - \frac{4.17(50)}{100} = 27.9 \text{ V}$$

ฟิลเตอร์-คาปาซิเตอร์ ริบเบิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาเปอร์เซ็นต์ของรีปเปิ้ลฟลคเตอร์ได้ ดังนี้

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{dc}} \times 100\% = \frac{2.4 I_{dc}}{C V_{dc}} \times 100\%$$

เมื่อ V_{dc} มีความสัมพันธ์กับโหลด R_L เราสามารถหาความสัมพันธ์ได้เป็น

$$r = \frac{2.4}{R_L C} \times 100\% \quad (\text{Full wave high load})$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

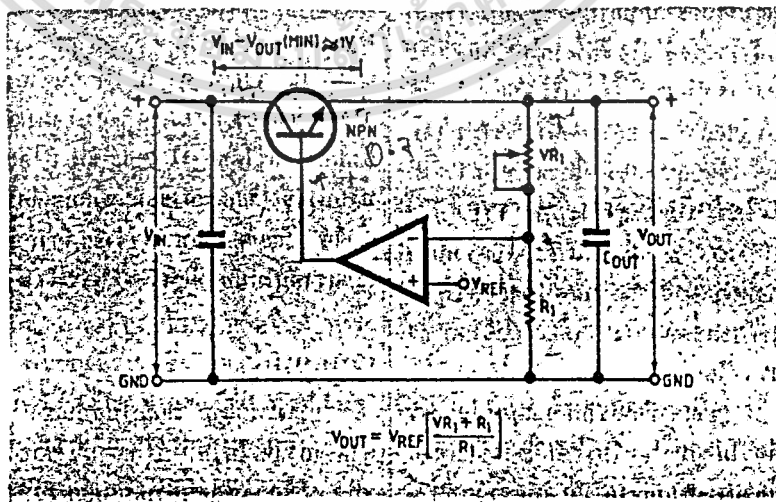
บทที่ 3

การออกแบบภาคเรกูเลเตอร์

เรกูเลเตอร์

รูปที่ 1 ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN จะต่ออนุกรมเป็นตัวผ่านทั้งกระแสและแรงดันไปยังเอาต์พุต โดยมีวงจรถยายความคลาดเคลื่อน (error amplifier) เป็นตัวควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์อีกที จากการเปรียบเทียบกันระหว่างแรงดันเอาต์พุต (V_{out}) กับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ในทันทีที่แรงดันเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงวงจรถยายความคลาดเคลื่อนก็ปรับให้กลับไปสู่สภาวะเดิมโดยเร็ว ถ้าจะเปรียบเทียบวงจรในรูปที่ 1 กับค่าที่นำมาใช้งาน คงเปรียบเทียบได้กับไอซีเรกูเลเตอร์ 3 ขา ตระกูล 78XX หรือ 79XX ซึ่งรูปร่างแต่ละแบบ จะบอกถึงขนาดกระแสจำกัดสูงสุดไอซีนี้ก็มีวิธีจำกัดกระแสด้วยวิธีลดแรงดันเอาต์พุตเมื่อเห็นว่าโหลดใช้กระแสเกิน

ปัญหาที่พบจากวงจรเรกูเลเตอร์อีกรูปแบบหนึ่งคือ แรงดันเอาต์พุตไม่เรียบจริงตามอินพุต สาเหตุมาจากการป้อนกลับของวงจรถยายความคลาดเคลื่อน เนื่องจากผลกระทบทางด้านเอาต์พุต ทำให้สัญญาณป้อนกลับมีการแกว่ง ซึ่งเกิดเป็นความถี่ ประมาณ 100 กิโลเฮิรตซ์ คร่อมไปกับแรงดันเอาต์พุตมีขนาดแปรไปตามขนาดของโหลดที่เปลี่ยนแปลง เมื่อดูจากวงจรรูปที่ 1 ตัวการที่สร้างปัญหา ข้างต้น น่าจะเป็นวงจรถยายความคลาดเคลื่อนเท่านั้น จากวงจรทรานซิสเตอร์ ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ ให้กับเอาต์พุต และ จัดวงจรแบบไม่มีอัตราขยายทางแรงดัน คงไว้แต่อัตราขยายทางกระแส หากทางเอาต์พุต มีการเปลี่ยนแปลงสิ่งที่เปลี่ยนแปลงคือ ปริมาณกระแส ไม่ใช่แรงดัน ซึ่งจัดว่ามีผลกระทบต่อวงจรมีน้อยมากและเป็นหลักการเบื้องต้นที่ใช้ในไอซีเรกูเลเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
รูปที่ 1 วงจรเรกูเลเตอร์เบื้องต้น

แรงดันที่ไม่ต้องการ

จากข้างต้นกล่าวไว้ว่า จะต้องจ่ายแรงดันที่จะเรกูเลเตอร์ได้ถึง 2 โวลต์ แรงดัน 2 โวลต์ นี้หายไปไหนจากรูปที่ 1 เมื่อวงจรเรกูเลเตอร์ได้จ่ายกระแสให้กับ โหลดจนถึงจุดเสถียรเมื่อใด แรงดันที่ขาเบสเทียบกับขาอิมิตเตอร์ ที่จุดทำงานมีค่าไม่ต่ำกว่า 0.7 โวลต์ บวกกับแรงดันที่สูญเสีย ในวงจรขยายความคลาดเคลื่อนอีกประมาณ 0.3 โวลต์ และแรงดันตกคร่อมในชุดจำกัดกระแส อีกประมาณ 1.5 โวลต์ รวมแล้ว ประมาณ 2 โวลต์

หนทางที่จะลดแรงดันสูญเสีย จากวงจรรูปที่ 1 ทำได้โดยการเปลี่ยน ทรานซิสเตอร์ เป็นชนิด PNP และเปลี่ยนวงจรถ่ายความคลาดเคลื่อน ให้มีการป้อน กลับแบบลบ ตามวงจรรูปที่ 2 ทำให้ทิศทางของแรงดันต่างไปจากเดิม (เหลือประมาณ 0.3 โวลต์) ซึ่งจัดว่าน้อย ถ้ามองให้ก็มีผลเสียเกิดขึ้นต่อวงจร เพราะว่า เกิดสร้างความต้านทานต่ำที่ขั้วเอาต์พุต ของแหล่งจ่ายเมื่อมองจากอิมิตเตอร์ จึงจัดว่าเป็นลักษณะ วงจรขยายแบบคอมมอนอิมิตเตอร์ ซึ่งมีรูปแบบการขยายทั้งอัตรากระแส และแรงดัน ดังนั้นประสิทธิภาพของรูปที่ 1 จะดีกว่ารูปที่ 2 ถึงแม้จะมีการสูญเสียเกิดขึ้นก็ตาม

แก้ปัญหาการออสซิลเลต

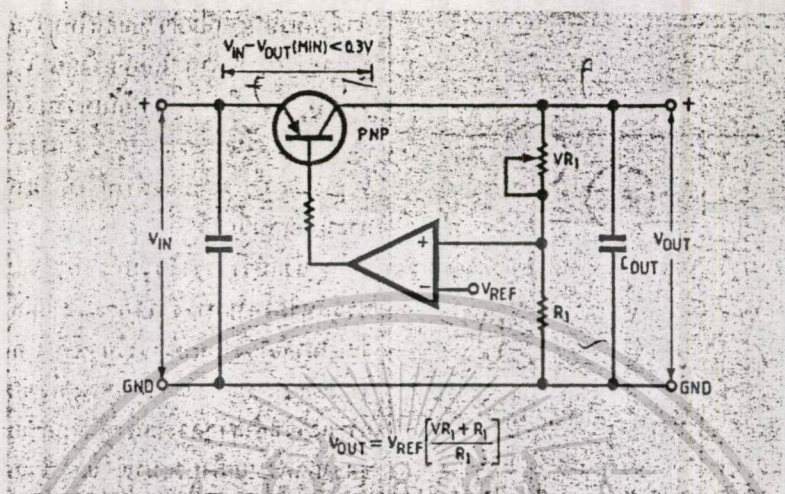
ความไม่เสถียร (astabilization) จากปัญหาการ ออสซิลเลตที่เกิดขึ้น เมื่อเอาต์พุต ถูกรบกวนทั้งวงจรรูปที่ 1 และรูปที่ 2 มองปัญหา และทางออกได้สองทาง

วิธีที่ 1 ต้องแก้ปัญหที่เกิดจากวงจรถ่ายความคลาดเคลื่อนจากการพยายาม ปรับเอาต์พุตเมื่อโหลด มีการเปลี่ยนแปลง ทำให้เกิดเป็นความถี่ ปนมากับเอาต์พุตเห็น ได้ชัดเจนเมื่อมีการปิดเปิดโหลด และต้องใช้เวลารอชั่วครู่ก่อนจะกลับสู่สภาวะเสถียร มัก จะเห็นอยู่บ่อยๆในคู่มือว่า เซตลิงไทม์ โอเวอร์ชูต หรืออันเดอร์ชูตแต่ไม่ว่าจะเป็น อะไร ให้เกิดในระยะเวลาอันสั้นเป็นดีที่สุด วิธีการคือ ต่อตัวเก็บประจุขนาดไปที่ เอาต์พุต ส่วนค่าเท่าไรนั้น ขึ้นอยู่กับความถี่มูลฐานและแรงดันโอเวอร์ชูตนั้นๆ

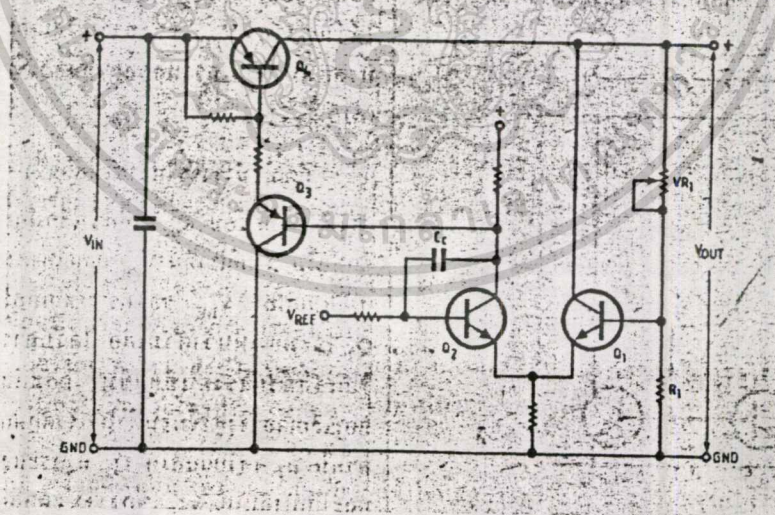
วิธี 2 เป็นปัญหาที่เกิดจากวงจรถ่ายความคลาดเคลื่อนที่มีอัตราขยายแรงดันดังที่กล่าว มาแล้ว ในวงจรรูปที่ 2 ดังนั้นปัญหาในลักษณะนี้ จึงจำเป็นต้องมีการลดอัตราการขยายที่ ความถี่ที่ออสซิลเลตลง วิธีการคือ การใช้ตัวเก็บประจุเป็นโหลดกระแสสลับให้กับวงจร ขยาย วงจรขยายแบบคอมมอนอิมิตเตอร์นั้นมีอัตราขยายแปรผันกับอิมพีแดนซ์ของโหลดโดยตรง ดังนั้นถ้าสามารถทำให้อิมพีแดนซ์ของโหลดลดลงที่ความถี่ออสซิลเลต อัตราขยายของ วงจรโดยรวมก็จะลดลงตำแหน่งที่จะต่อตัวเก็บประจุ เพื่อแก้ปัญหานี้ก็เป็นบริเวณเอาต์พุตเช่น เดียวกับปัญหาแรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อตัวเก็บประจุนั้นนอกจากจะทำให้วงจรค่อนข้างเสถียรแล้วยังมีส่วนช่วยให้วงจรเรกูเลเตอร์ทำงานได้เร็วขึ้นด้วย



รูปที่ 2 วงจรเรกูเลเตอร์ที่พยายามลดแรงดันสูญเสีย โดยการเปลี่ยนชนิดของทรานซิสเตอร์



บทบาทของวงจรมายความคลาดเคลื่อนกับวงจรเรกูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การใช้งานไอซีเรกูเลเตอร์ เบอร์ MC1466L

รายละเอียดและการใช้งาน

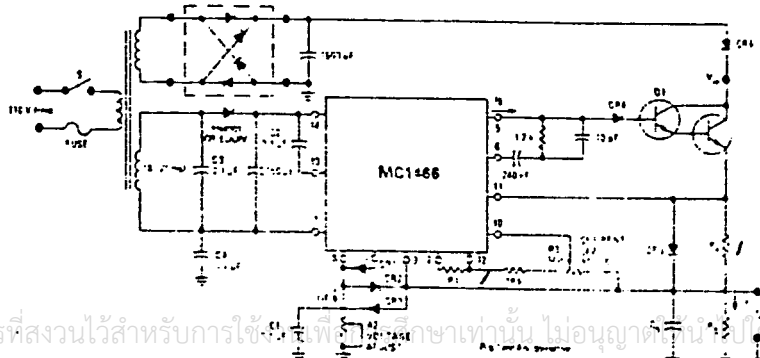
ช่วงความกว้างของ REGULATOR แรงดันและกระแส

Regulator นี้สามารถจ่ายแรงดันได้ถึง 100 v. ควบคุมแรงดันด้วย แรงดัน Breakdown ของวงจรถัก Transistor ที่ต่ออนุกรมภายนอก แรงดัน และ กระแส Output สามารถปรับได้ IC Regulator เบอร์ MC 1466 ถูกออกแบบมาสำหรับงานที่ต้องการแสดงสมรรถนะของ Power Supply

- Regulator แรงดัน และ กระแส ด้วยวงจรถัก Automatic Crossover
- ค่า Line Voltage Regulation ที่ 0.03 % + 3.0 mV (max)
- ค่า Load Voltage Regulation ที่ 0.03 % + 3.0 mV (max)
- ค่า Current Regulation ที่ 0.2 % + 1.0 mA (max)
- มีวงจรถักป้องกันการลัดวงจรที่เอาท์พุท
- แรงดันเอาท์พุทสามารถปรับได้ถึง 100 V
- ใช้แรงดันอ้างอิงภายใน
- ปรับค่าด้วยแหล่งจ่ายกระแสภายใน

MC1466L

FIGURE 6 - TYPICAL CIRCUIT CONNECTION

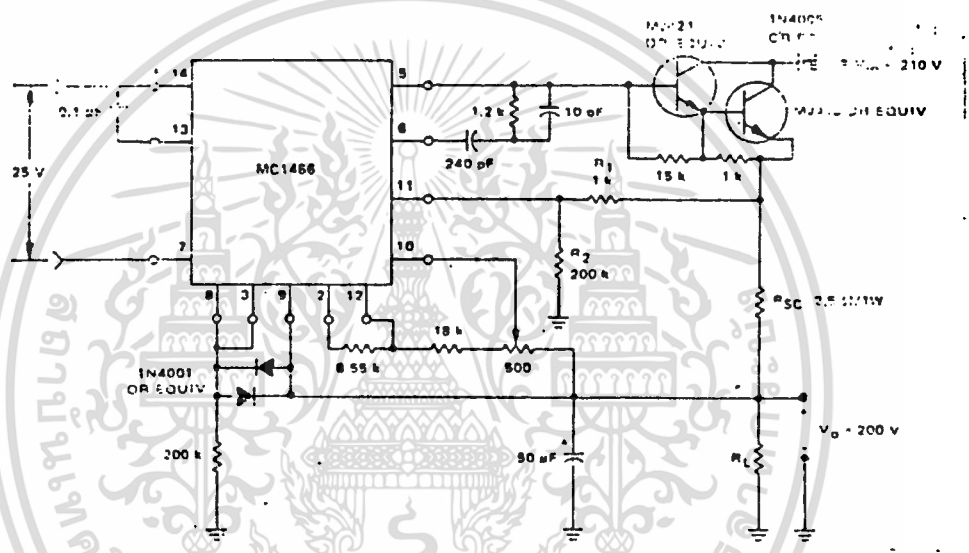


NORMAL DESIGN PROCEDURE AND DESIGN CONSIDERATIONS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อวัตถุประสงค์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ข้อมูลและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลัดวงจร ทรานซิสเตอร์จะมีกระแสคอลเลคเตอร์ 100 mA และ V_{CE} ประมาณ 260 V
ทั้งนี้จุดตกบน Curve DC Line จะเป็นตัวประกันได้ว่าทรานซิสเตอร์จะไม่
Breakdown อีกครั้ง

ในรายละเอียดของวงจรตามรูปที่ 14 เป็นวงจรแรงดันสูง และยังมีการ
ป้องกันการลัดวงจรด้วย ทั้งที่ในความเป็นจริงแล้ว กระแสไหลคจะน้อยลง เหมือนแรง
ดัน Drop เอาท์พุท (V_{CE} เพิ่มเหมือน V_o Drop)



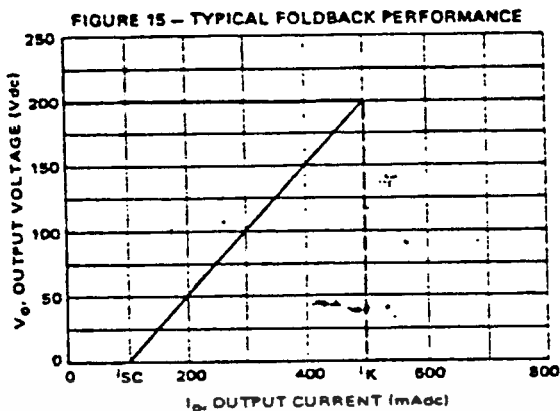
ตามรูปที่ 15 การออกแบบวงจรระมัดระวังกระแสไหลคที่ลัดวงจร I_{sc}
สามารถทำให้มีค่าต่ำลงได้ ซึ่งรวม V_{CE} (V_{in}) และ I_{sc} จะค่อย ๆ ตกกลงใน
ช่วงที่ทรานซิสเตอร์ลอคคัย ดังแสดงในรูปที่ 14 แรงดันอินพุท 210 V ซึ่งเปรียบกับ
กระแสลัดวงจร 100 mA

ในการออกแบบเราสามารถกำหนดกระแส Foldback ได้สูงสุด 500 mA

$$\begin{aligned} \text{Let } R_2 \text{ (K}\Omega\text{)} &= V_o \\ &= 0.25 [(I_k / I_{sc}) - 1] \\ R_1 &= \infty / (1 - \infty) (V_o) \quad \text{(K}\Omega\text{)} \\ R_{sc} &= 0.25 / (1 - \infty) (I_{sc}) \end{aligned}$$

ส่วน I_{sc} และ I_k จะสอดคล้องกับกระแสลัดวงจรและกระแสที่เปลี่ยนแปลงไป
ตามโหลด ดังรูปที่ 15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 16 แสดงการประยุกต์เมื่อใช้กระแสสูง ๆ หรือ ระยะเวลายาว ๆ เป็นแบบที่ใช้งานจริง ถ้ากระแสน้อยเกินไป จะทำให้แรงดัน Drop ซึ่งไม่ใช่การใช้งานที่ดี ของ MC 1466

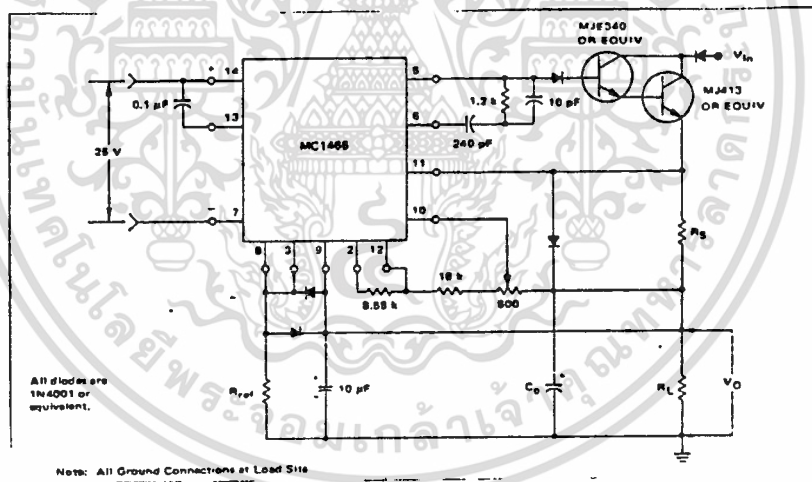


FIGURE 16 - REMOTE SENSE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจร

1. แรงดันคงที่

ค่าแรงดันทำงานคงที่ , ค่าแรงดันเอาต์พุต V_o สามารถหาได้โดย

$$V_o = I_{ref} * R_2$$

เมื่อ R_2 เป็น ค่าความต้านทานจากขา 8 ลงกราวด์ I_{ref} เป็น

กระแสเอาต์พุตของขา 3

*หมายเหตุ $I_{ref} = 1.0 \text{ mAdc}$

$$I_{ref} = 8.5/R_1$$

โดย R_1 เป็นค่าความต้านทาน ระหว่างขา 2 และ 12

2. กระแสคงที่

กระแสคงที่ที่ทำงาน

2.1 เลือกค่า R_3 จากการที่แรงดันตกคล่อม 25 mA และกระแสเอาต์พุต

I_{max}

2.2 ปรับค่า R_3 เพื่อตั้งกระแสเอาต์พุต ที่ต้องการระหว่าง 0 - I_{max}

3. ค่าแรงดันอินพุต V_{in} มากกว่า 20 Vdc ตัว C_{R2} , C_{R3} และ C_{R4}

มีความสำคัญมาก เพราะเป็นการป้องกัน การลัดวงจรของ MC 1466 และป้องกันการเกิด Transient

4. การให้เอาต์พุตมีสัญญาณรบกวนต่ำ ค่า R_2 ต้อง Bypass ด้วย C_1 (0.1 μ F - 2.0 μ F) เมื่อ R_2 Bypass C_{R1} จำเป็นสำหรับ การป้องกันการลัดวงจรอย่างมาก

5. C_{R5} เป็นตัวป้องกันทรานซิสเตอร์เสียหาย อันเนื่องจากการลัดวงจรของ เอาต์พุต

6. วงจร RC (10PF, 240PF, 1.2K) ใช้เป็นตัวชดเชยความถี่ของตัวมันเอง ค่าจากโรงงานสามารถนำไปใช้ได้เลย แต่ถ้า f_T ของ Q_1 และ Q_2 มากกว่า 0.5 MH_z ไม่จำเป็นต้องใส่ค่า C 10PF ก็ได้

7. การประยุกต์สำหรับระยะทางไกล ๆ สามารถทำได้โดย ต่อ แรงดันบวกขาที่ 9 ต่อกับขั้วบวก โดยแยกกันกับตัวนำ และ ขั้วลบ (ground ของ R_2) ต่อกับขั้วลบของตัวนำโดยแยกเหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. C_o สามารถหาได้โดยใช้ความสัมพันธ์ของ

$$C_o = (100\mu F) I_{1(max)}$$

โดย $I_{1(max)}$ เป็นค่ากระแสสูงสุดของโหลด (แอมแปร์)

9. C_2 จำเป็นสำหรับการชดเชยภายในของ MC 1466

10. กระแสเอาต์พุตของขา 5 ต้องไม่มากกว่า 0.5 mAdc โดยเทียบกับ

Q_1 และ Q_2 ดังนี้

$$I_{max} / \beta_1 \beta_2 \leq 0.5 \text{ mAdc}$$

I_{max} = ค่าสูงสุดของการลัดวงจร

β_1 = ค่าต่ำสุดของ Q_1

β_2 = ค่าต่ำสุดของ Q_2

ถ้าขา 5 มีกระแสสูงถึง 1.5 mA ซึ่ง I_5 มากกว่า 0.5 mAdc จะทำให้เกิดผลเสียทาง Regulation

11. C_{R6} จำเป็นถ้า V_o มากกว่า 150 Vdc และจะมีค่าสูงสุดเมื่ออยู่ในทางซีกลบ และน้อยกว่า V_o

12. เมื่อ R_2 ต้องการมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว สามารถทำได้โดยการแทน C_{R3} ด้วย Q_2 และ R_4

12. In applications where R_2 might be rapidly reduced in value, it is recommended that C_{R3} be replaced by Q_2 and R_4 .

This design considers silicon prevents R_2 from being derated by excessive discharge current from C_o . Components Q_2 and R_4 should be selected such that:

$$R_4 = \frac{R_2}{10} \text{ and}$$

$$V_{CEO} \text{ of } Q_2 \neq V_o$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบเพื่อป้องกัน R_2 จากการทำลายของกระแสจาก C_o ที่เพิ่มขึ้น โดยต้องกำหนดว่า

$$R_4 = R_2 / 10$$

$$V_{CEO} \text{ ของ } Q_2 \geq V_o$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๕๖

ข้อควรจำ

1. แรงดันอินพุตที่เกิดขึ้น V_{aux} ต้องไม่มากกว่า ค่าสูงสุดซึ่งเท่ากับ 30 V ของ MC 1466L แต่ค่า V_{aux} ที่เกิดขึ้นต้องมากกว่า 21 V ซึ่งเหมาะสมกับวงจร
 $21 V < V_{aux} < 30 V$

2. V_{aux} ส่วนมากจะได้จากแหล่งจ่ายแรงดัน V_{in} ซึ่ง V_{in} มีค่าแรงดันสูงกว่า

3. กระแสอ้างอิงสามารถตั้งค่าต่ำสุดได้ $< 1.2 \text{ mAdc}$ โดยเกี่ยวข้องกับ

$$I_{ref} \text{ (mA)} = 8.55/R_1 \text{ (K.Ω)}$$

4. สร้างแรงดัน offset (ปกติ 15mV) จากแหล่งจ่ายแรงดัน output หรือกระแส ซึ่งสามารถปรับได้ถึง 0 V

5. โหลดแรงดัน Regulation เป็น Function ของการเพิ่มขึ้นของตัวแปรคือ ΔV_{lov} และ ΔV_{ref} เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตออฟเซต (วัดระหว่างขา 8 และ 9) ส่วน V_{ref} เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อม R_2 (วัดระหว่างขา 8 กับ ground) อุปกรณ์แต่ละชนิดสามารถวัดที่จุดหรือวัดคร่อมโหลดก็ได้เราสามารถดำเนินการทดสอบวงจรได้โดยการวัดคือ

- 5.1 เมื่อ S_1 เปิด ($I_4 = 0$) วัดค่าของ $V_{lov(1)}$ และ $V_{ref(1)}$
- 5.2 เมื่อ S_1 ปิดปรับค่า R_4 จนกระทั่ง $I_4 = 500 \mu A$ และวัดค่า $V_{lov(2)}$ และ $V_{ref(2)}$

$$\Delta V_{lov} = V_{lov(1)} - V_{lov(2)}$$

$$\% \text{ Reference Regulation} = \{V_{ref(1)} - V_{ref(2)}\} / V_{ref(1)} (100\%)$$

$$= (\Delta V_{ref} / V_{ref}) (100\%)$$

$$\text{Load Voltage Regulation} = (\Delta V_{ref} / V_{ref}) (100\%) + \Delta V_{lov}$$

6. Line Voltage Regulation เป็น Function ของการเพิ่มอุปกรณ์ 2 ชนิด เช่นเดียวกับ Load Voltage Regulation, ΔV_{lov} และ ΔV_{ref} (เหมือนข้อ 5.) และดำเนินการวัดดังนี้

- 6.1 ตั้งค่า V_{aux} ที่ 22 V และอ่านค่าของ $V_{lov(1)}$ และ $V_{ref(1)}$
- 6.2 เปลี่ยนค่า V_{aux} เป็น 28 V จากนั้นก็คำนวณหาค่า Line

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง และวิจารณ์

จากผลการทดลอง เราสามารถควบคุมแรงดันของวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ได้ตามค่าที่โปรแกรมไว้

ถ้าเราเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เก็บไว้ในหน่วยความจำ (EPROM) ก็สามารถเลือกได้ว่าใช้ย่านแรงดันอยู่ในช่วงใด

และผลการทดสอบตลอดจนวงจรที่ใช้งานจริงยังพบถึงข้อเสียที่ต้องปรับปรุงอีกหลายข้อ

- มีประสิทธิภาพต่ำเพราะมีการสูญเสียพลังงาน (power loss) ยังคงมีอยู่มาก
 - มีการสูญเสียในรูปพลังงานความร้อน
 - กำลังสูงจึงเสียดำใช้จ่ายแพง
- แต่กระนั้นก็ตามในงานบางอย่างก็ยังจำเป็นต้องใช้ เพราะมีข้อดีคือ
- วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมได้ง่าย
 - มีค่ากำลังต่อน้ำหนัก ต่ำ
 - ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ
 - ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็นโพลคัทติ้งกระแสที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีเพราะได้รับการช่วยเหลือชี้แนะข้อคิดเห็นต่างๆ จากอาจารย์ที่ปรึกษาคือ อ.ภากร หุตะสังกาศ รวมทั้งผู้ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในด้านอุปกรณ์

หากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ พอมีประโยชน์อยู่บ้าง ขอมอบความดีให้ผู้มีพระคุณของคณะผู้จัดทำที่เป็นกำลังใจและให้คำปรึกษามาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- 1 ADOLPH BLICHER, "FIELD EFFECT AND BIPOLAR TPANSISTER PHYSICS", ACADEMIC PRESS INC.
- 2 ROBERT BOYLESTAD LOUIS NASHESKY, "ELECTRONIC DEVICE AND CIRCUIT THEORY", DRENTICE-HALL INTERNATIONAL INC, 1987



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 16 - REMOTE SENSE

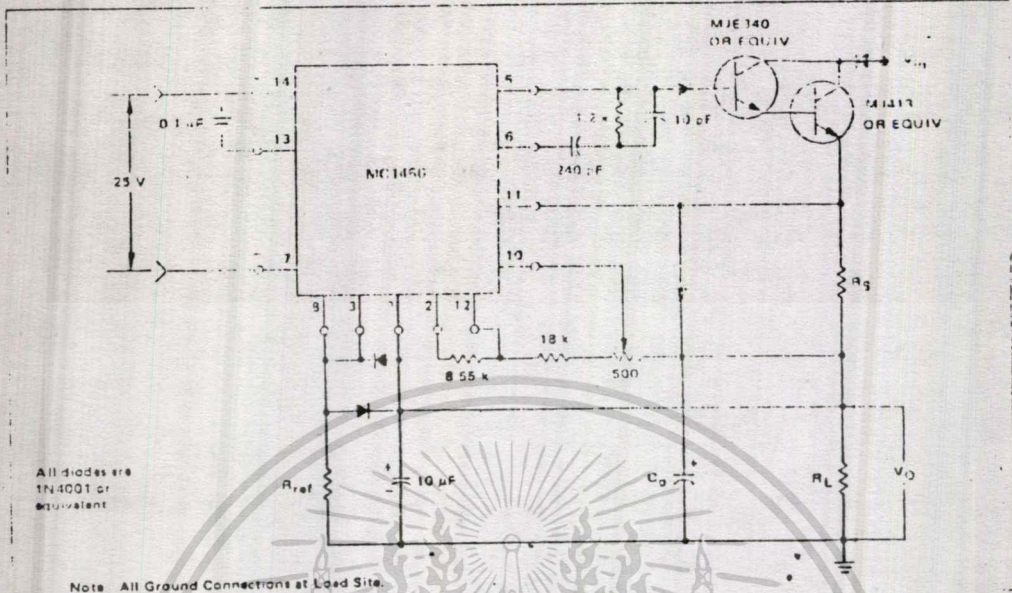


FIGURE 17 - 0 TO 250 VOLT, 0.1 AMPERE REGULATOR

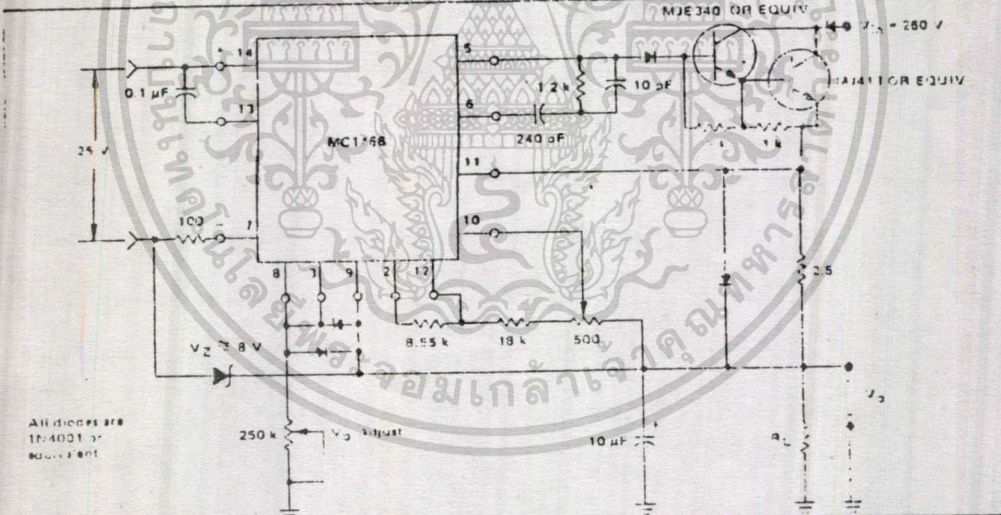
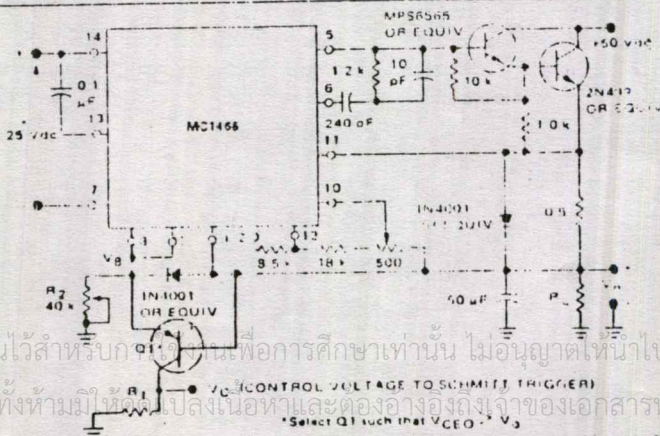


FIGURE 18 - 0 TO -40 Vdc, 0.5 AMPERE REGULATOR WITH MODE INDICATOR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่เนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Specifications and Applications Information

PRECISION WIDE RANGE VOLTAGE AND CURRENT REGULATOR

This unique "floating" regulator can deliver hundreds of volts — limited only by the breakdown voltage of the external series pass transistor. Output voltage and output current are adjustable. The MC1466 integrated circuit voltage and current regulator is designed to give "laboratory" power-supply performance.

- Voltage/Current Regulation with Automatic Crossover
- Excellent Line Voltage Regulation, 0.03% + 3.0 mV (Max)
- Excellent Load Voltage Regulation, 0.03% + 3.0 mV (Max)
- Excellent Current Regulation, 0.2% + 1.0 mA
- Short-Circuit Protection
- Output Voltage Adjustable to Zero Volts
- Internal Reference Voltage
- Adjustable Internal Current Source

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 1 — 0-TO-15 VDC, 10-AMPERE REGULATOR

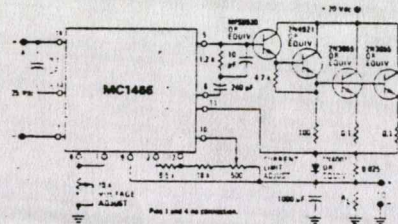


FIGURE 3 — 0-TO-250 VDC, 0.1-AMPERE REGULATOR

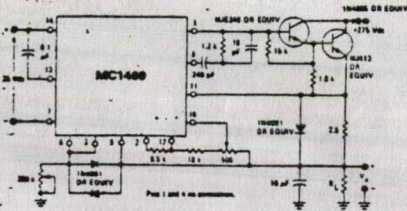


FIGURE 2 — 0-TO-40 VDC, 0.5-AMPERE REGULATOR

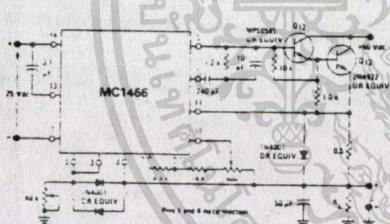
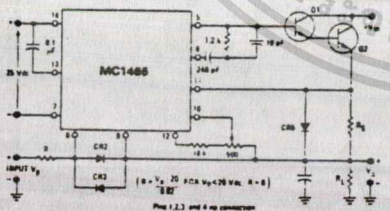


FIGURE 4 — REMOTE PROGRAMMING



PRECISION WIDE RANGE VOLTAGE and CURRENT REGULATOR

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 832-08



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1466L	0°C to +70°C	Ceramic DIP

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Auxiliary Voltage	V _{AUX}	30	Vdc
Power Dissipation (Package Limitation) Derate above T _A = +50°C	P _D 1/θ _{JA}	750 6.0	mW mW/°C
Operating Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = +25°C, V_{AUX} = +25 Vdc unless otherwise noted)

Characteristic Definition	Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Auxiliary Voltage (See Notes 1 & 2) (Voltage from pin 14 to pin 7)		V _{AUX}	21	—	30	Vdc
Auxiliary Current		I _{AUX}	—	9.0	12	mA
Internal Reference Voltage (Voltage from pin 12 to pin 7)		V _{IR}	17.3	18.2	19.7	Vdc
Reference Current (See Note 3)		I _{REF}	0.8	1.0	1.2	mA
Input Current — Pin 8		I _S	—	6.0	12	µA
Power Dissipation		P _D	—	—	360	mW
Input Offset Voltage, Voltage Control Amplifier (See Note 4)		V _{IOV}	0	15	40	mVdc
Load Voltage Regulation (See Note 5)		ΔV _{IOV} ΔV _{REF} /V _{REF}	—	1.0 0.015	3.0 0.03	mV %
Line Voltage Regulation (See Note 6)		ΔV _{IOV} ΔV _{REF} /V _{REF}	—	1.0 0.015	3.0 0.03	mV %
Temperature Coefficient of Output Voltage (T _A = 0 to +75°C)		TCV _O	—	0.01	—	%/°C
Input Offset Voltage, Current Control Amplifier (See Note 4) (Voltage from pin 10 to pin 11)		V _{IOI}	0	15	40	mVdc
Load Current Regulation (See Note 7)		ΔI _{IL} ΔI _{REF}	—	0.2 —	1.0	mA

*Pins 1 and 4 no connection.

NOTE 1: The instantaneous input voltage V_{in} must not exceed the maximum value of 30 volts for the MC1486. The instantaneous value of V_{aux} must be greater than 1.5 volts for the MC1486 to proper internal regulation.

NOTE 2: The auxiliary supply voltage V_{aux} must "float" and be easily easily accessed from the unregulated input voltage supply V_{in} .

NOTE 3: Reference current may be set to any value of current less than 1.2 mAdc by applying the relationship:

$$I_{ref} \text{ (mA)} = \frac{8.56}{R_1 \text{ (k}\Omega)}$$

NOTE 4: A built-in offset voltage (15 mVdc maximum) is provided so that the power supply output voltage of voltage may be adjusted to zero.

NOTE 5: Load Voltage Regulation is a function of two additive components, ΔV_{load} and ΔV_{ref} where ΔV_{load} is the change in input/output voltage (measured between pins 8 and 9) and ΔV_{ref} is the change in voltage across R_1 (measured between pin 8 and ground). Each component may be measured separately or the sum may be measured, adjust the load to maximum satisfactory for the test circuit shown:

- With S1 open $R_2 = 0$, measure the value of $V_{load}(1)$ and $V_{ref}(1)$.
- Close S1, adjust R_2 so that $I_L = 866 \mu\text{A}$ and note $V_{load}(2)$ and $V_{ref}(2)$.

Then $\Delta V_{load} = V_{load}(2) - V_{load}(1)$
 $\% \text{ Reference Regulation} = \frac{V_{ref}(2) - V_{ref}(1)}{V_{ref}(1)} \cdot 100\%$
 $\Delta V_{load} = \frac{\Delta V_{load}}{V_{ref}(1)} \cdot 100\%$

$$\Delta V_{ref} \text{ (100\%)} + \Delta V_{load}$$

NOTE 6: Line Voltage Regulation is a function of the same two additive components as Load Voltage Regulation, ΔV_{load} and ΔV_{ref} (see Note 5). The measurement procedure is:

- Set the auxiliary voltage, V_{aux} , to 22 volts. Read the value of $V_{load}(1)$ and $V_{ref}(1)$.
- Change the V_{aux} to 28 volts and note the value of $V_{load}(2)$ and $V_{ref}(2)$. Then compute Line Voltage Regulation:

$$\Delta V_{load} = V_{load}(2) - V_{load}(1)$$

$$\% \text{ Reference Regulation} = \frac{V_{ref}(2) - V_{ref}(1)}{V_{ref}(1)} \cdot 100\%$$

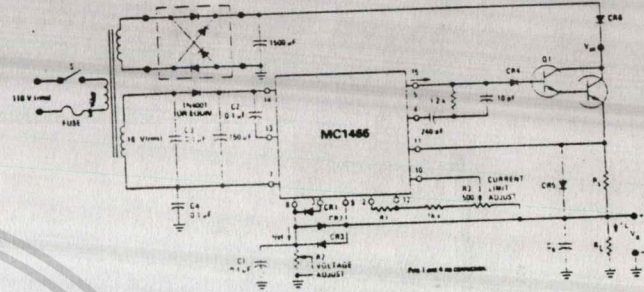
$$\text{Line Voltage Regulation} = \frac{\Delta V_{load}}{V_{ref}(1)} \cdot 100\% + \Delta V_{load}$$

NOTE 7: Load Current Regulation is measured by the following procedure:

- With S2 open, adjust R_3 for an initial load current, $I_L(1)$, such that V_0 is 6.0 Vdc.
- With S2 closed, adjust R_4 for $V_0 = 1.0$ Vdc and read $I_L(2)$. Then Load Current Regulation =

$$\frac{I_L(2) - I_L(1)}{I_L(1)} \cdot 100\% + I_{ref}$$

where I_{ref} is 1.0 mAdc. Load Current Regulation is specified in the manner because I_{ref} passes through the load in a direction opposite that of load current and does not pass through the current sense resistor, R_2 .

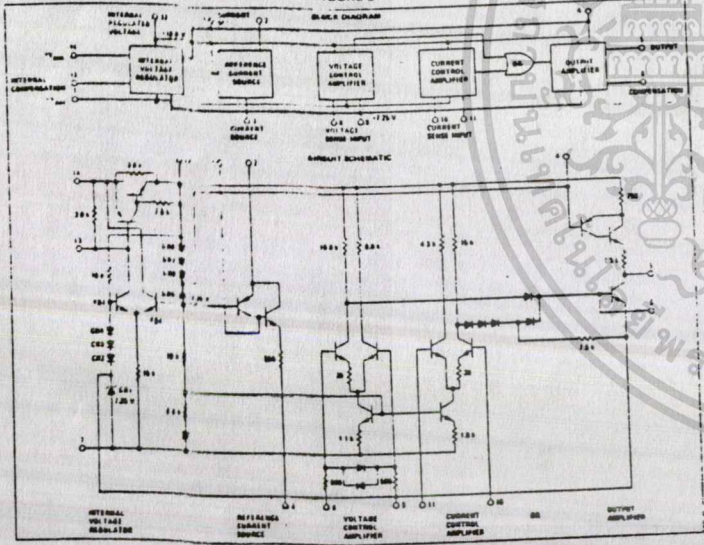


NORMAL DESIGN PROCEDURE AND DESIGN CONSIDERATIONS

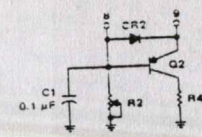
- Constant Voltage:** For constant voltage operation, output voltage V_0 is given by: $V_0 = (I_{ref})(R_2)$ where R_2 is the resistance from pin 8 to ground and I_{ref} is the output current of pin 3. The recommended value of I_{ref} is 1.0 mAdc. Resistor R_1 sets the value of I_{ref} : $I_{ref} = \frac{8.56}{R_1}$ where R_1 is the resistance between pins 2 and 17.
- Constant Current:** For constant current operation:
 - Select R_3 for a 250 mV drop at the maximum desired regulated output current, I_{max} .
 - Adjust potentiometer R_4 to set constant current output at desired value between zero and I_{max} .
 - If V_{in} is greater than 20 Vdc, CR2, CR3, and CR4 are necessary to protect the MC1486 during short circuit or transient conditions.
 - In applications where very low output noise is desired, R_2 may be bypassed with C_1 (0.1 μF to 2.0 μF). When R_2 is bypassed, CR1 is necessary for protection during short circuit conditions.
 - CR5 is recommended to protect the MC1486 from simultaneous pass transistor failure and output short circuit.

- The RC network (10 pF, 240 pF, 1.2 k Ω) is used for compensation. The values shown are valid for all applications. However, the 10 pF capacitor may be omitted if f_c of Q1 and Q2 is greater than 0.5 MHz.
- For remote sense applications, the positive voltage sense terminal (Pin 9) is connected to the positive load terminal through a separate sense lead; and the negative sense terminal (the ground side of R2) is connected to the negative load terminal through a separate sense lead.
- C_0 may be selected by using the relationship: $C_0 = 1(100 \mu\text{F}) \frac{I_{Lmax}}{\beta_1 \beta_2}$ where I_{Lmax} is the maximum load current in amperes.
- C_2 is necessary for the internal compensation of the MC1486.
- For optimum regulation, current out of Pin 5, I_5 should not exceed 0.5 mAdc. Therefore select Q1 and Q2 such that: $I_{Lmax} \leq 0.5 \text{ mAdc}$ where: I_{Lmax} = maximum short-circuit load current (mAdc) β_1 = minimum beta of Q1 β_2 = minimum beta of Q2
- Although Pin 5 will source up to 1.5 mAdc, $I_5 > 0.5$ mAdc will result in a degradation in regulation.
- CR5 is recommended when $V_0 > 150$ Vdc and should be rated such that Peak Inverse Voltage $> V_0$.

FIGURE 5



- In applications where R_2 might be rapidly reduced in value, it is recommended that CR3 be replaced by Q2 and R4.



The design consideration prevents R_2 from being destroyed by excessive discharge current from C_0 . Components Q2 and R4 should be selected such that:

$$R_4 = \frac{R_2}{10} \text{ and } V_{CEO} \text{ of Q2} > V_0$$

OPERATION AND APPLICATIONS

This section describes the operation and design of the MC1466 voltage and current regulator and also provides information on useful applications.

SUBJECT SEQUENCE

Theory of Operation
Applications
Transient Failures
Voltage/Current Mode Indicator

THEORY OF OPERATION

The schematic of Figure 5 can be simplified by breaking it down into basic functions, beginning with a simplified version of the voltage reference, Figure 7. Zener diodes CR1 and CR5 with their associated forward biased diodes CR2 through CR4 and CR6 through CR8 form the stable reference because the differential amplifier. At balance ($V_{B1} = V_{B2}$), the output voltage, ($V_{12} - V_7$), is at a value that is twice the drop across either of the two diode strings: $V_{12} - V_7 = 2(V_{CR1} + V_{CR2} + V_{CR3} + V_{CR4})$. Other voltages, temperature compensated or otherwise, are also derived from these diode strings for use in other parts of the circuit.

The voltage controlled current source (Figure 8) is a PNP-NPN composite which, due to the high NPN beta,

FIGURE 7 - REFERENCE VOLTAGE REGULATOR

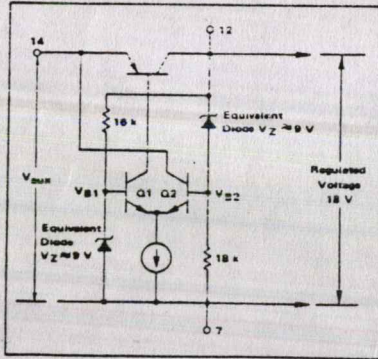
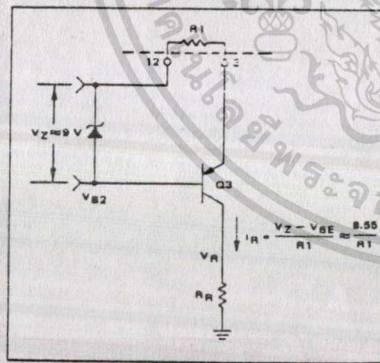


FIGURE 8 - VOLTAGE CONTROLLED CURRENT SOURCE



yields a good working PNP from a lateral device working at a collector current of only a few microamperes. Its base voltage (V_{B2}) is derived from a temperature compensated portion of the diode string and consequently the overall current is dependent on the value of emitter resistor R_1 . Temperature compensation of the base-emitter junction of Q3 is not important because approximately 9 volts exists between V_{B2} and V_{12} , making the ΔV_{BE} very small in percentage. Circuit reference voltage is derived from the product of I_R and R_R ; if I_R is set at 1 mA ($R_1 = 8.5 \text{ k}\Omega$), then R_R (in $\text{k}\Omega$) = V_O . Other values of current may be used as long as the following restraints are kept in mind: 1) package dissipation will be increased by about 11 mW/mA and 2) bias current for the voltage control amplifier is 3 μA , temperature dependent, and is extracted from the reference current. The reference current should

be at least two orders of magnitude in excess of expected bias current.

Loop amplification in the constant voltage mode is supplied by the voltage controlled amplifier (Figure 9), a standard high gain differential amplifier. The inputs are diode-protected against differential overvoltages and an emitter degenerating resistor, R_{QS} , has been added to one of the transistors. For an emitter current in both Q5 and Q6 of 1/2 milliampere there will exist a preset offset voltage in this differential amplifier of 15 mV to insure that the output voltage will be zero when the reference voltage is zero. Without R_{QS} , the output voltage could be a few millivolts above zero due to the inherent offset. Since the load resistor is so large in this stage compared with the load (Q9) it will be more instructive to look at the gain on a transconductance basis rather than voltage gain. Transconductance of the differential stage is defined for small signals as:

$$g_m = \frac{1}{2r_e + R_E} \quad (1)$$

where

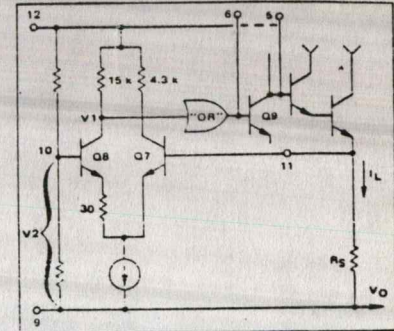
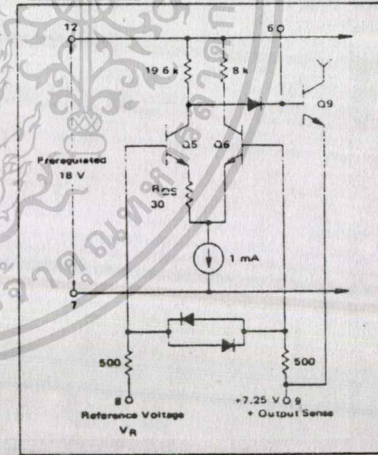
$$r_e = \frac{0.026}{I_E} \text{ and}$$

R_E = added emitter degenerating resistance.

For $I_E = 0.5 \text{ mA}$,

$$g_m = \frac{1}{104 + 30} = \frac{1}{134} = 7.5 \text{ mA/volt.} \quad (2)$$

FIGURE 9 - VOLTAGE CONTROL AMPLIFIER



This level is further boosted by the output stage such that in the constant voltage mode overall transconductance is about 300 mA/volt.

A second differential stage nearly identical to the first stage, serves as the current control amplifier (Figure 10). The gain of this stage insures a rapid crossover from the constant voltage to constant current modes and provides a convenient point to control the maximum deliverable load current. In use, a reference voltage derived from the preregulator and a voltage divider is applied to pin 10 while the output current is sampled across R_S by pin 11. When $I_L R_S$ is 15 mV below the reference value, voltage V_1 begins to rapidly rise, eventually gaining complete control of Q9 and limiting output current to a value of V_2/R_S . If V_2 is derived from a variable source, short circuit current may be controlled over the complete output current capability of the regulator. Since the constant-voltage to constant-current change-over requires only a few millivolts the voltage regulation maintains its quality to the current limit and accordingly shows a very sharp "knee" ($I_C = 1 \text{ mA}$, Figure 11). Note that the regulator can switch back into the constant voltage mode if the output voltage reaches a value greater than V_R . Operation through zero milliamperes is guaranteed by the inclusion of another emitter offsetting resistor.

FIGURE 11 - V_1 CURVE FOR 0 TO -40 V, 0.5-AMPERE REGULATOR

