

บทที่ 2
ทฤษฎี

2.1 โครงสร้างและส่วนประกอบของแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ (voltage regulator)

แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ที่ใช้เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายเข้าไปให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงออกมามีเสถียรภาพและคงที่ที่แรงดันออกนั้นในช่วงหนึ่งของสภาพโหลด

แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ทั่วไป แบ่งออกเป็นลิเนียร์เรกกูเลเตอร์ (Linear regulator) และสวิทชิงเรกกูเลเตอร์ (switching regulator)

ลิเนียร์เรกกูเลเตอร์ซึ่งแบ่งออกเป็นเรกกูเลเตอร์แบบขนาน (Shunt regulator) และเรกกูเลเตอร์แบบอนุกรม (series regulator) เรกกูเลเตอร์แบบอนุกรมนิยมใช้กันมาก บางครั้งเรียกว่า closed loop voltage regulator

เรกกูเลเตอร์แบบอนุกรมหรือ closed loop voltage regulator นี้ โครงสร้างที่สำคัญคือ (13)

1. หน่วยสร้างแรงดันอ้างอิง (reference voltage sources) ที่จะทำให้แรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพออกมา ใช้สัญลักษณ์ V_{REF} เป็นส่วนที่สร้างแรงดันอ้างอิง และใช้เป็นตัวเปรียบเทียบค่าแรงดันที่ตรวจแบบสุ่มตัวอย่างจากแรงดันออก ส่วนนี้เป็นส่วนที่สำคัญ แรงดันอ้างอิงที่ดีควรมีคุณสมบัติดังนี้

- มีแรงดันคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงต่ออุณหภูมิ มีสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิค่า หรือเป็นศูนย์ (low temperature coefficient)
- สามารถรับโหลดได้ก็มีความสามารถจ่ายกระแสได้บ้าง โดยแรงดันไม่เปลี่ยนแปลง
- มีอัตรารวมกวนต่ำ

- มีความเร็วในการตอบสนองต่อโหลดที่เปลี่ยนแปลงเร็ว (speed of response)

2. หน่วยสุ่มตัวอย่างแรงดันออก (sampling element) จะตรวจจับแรงดันออกว่ามีเท่าไร อาจใช้คำว่า sampler โดยนำส่วนหนึ่งของแรงดันออกมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงแล้วส่งไปยังวงจรขยายความคลาดเคลื่อน

3. ส่วนเปรียบเทียบ (comparator) หรือหน่วยขยายความคลาดเคลื่อน (error amplifier) จะเปรียบเทียบแรงดันออกที่สุ่มตัวอย่าง จับมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง และจะให้สัญญาณความแตกต่าง (error signal) ออกมา บางครั้งเรียกว่า sensor amplifier

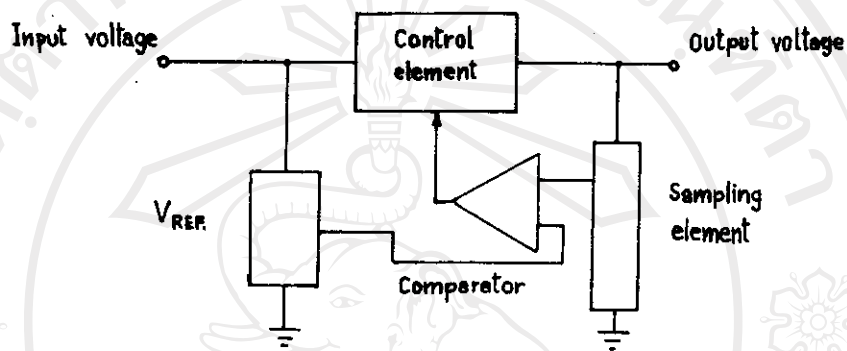
4. ส่วนควบคุม (control element) หรืออุปกรณ์ส่งผ่าน (pass device) เป็นอุปกรณ์ที่เป็นทรานซิสเตอร์กำลัง (power transistor) ซึ่งรับผลมาจากการขยายความแตกต่างของหน่วยขยายความคลาดเคลื่อน แล้วทำการควบคุมแรงดันให้คงที่ ถ้าทรานซิสเตอร์มีสภาพการนำมาก ก็จะได้แรงดันออกมาสูง ตรงข้ามถ้าการนำลดลง จะทำให้แรงดันออกลดลง ผลสุดท้ายจะทำให้แรงดันออกคงที่ ไม่ว่าสภาพโหลดจะแปรไปอย่างไร ส่วนนี้บางครั้งเรียกว่า pass element

ทั้ง 4 ส่วนของโครงสร้างของแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ทำงานร่วมกันตั้งแต่ขนาดกำลังนี้

ลิขสิทธิ์มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

Copyright© by Chiang Mai University

All rights reserved

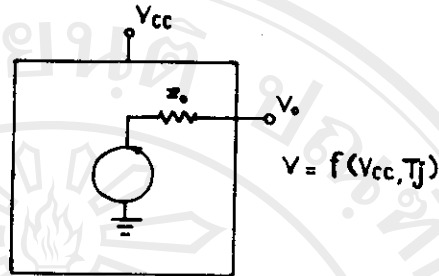


รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของแหล่งจ่ายแรงดันคงที่

การทำงานอย่างง่าย เมื่อสภาพโหลดเปลี่ยนแปลงไปเช่นโหลดมากขึ้น (Full load) แรงดันออกมีแนวโน้มว่าจะลดลง หน่วย **sampling element** จะตรวจจับแรงดันนี้เปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง จะให้แรงดันออกของ **comparator** สูงขึ้น ทำให้ **control element** นำกระแสได้มากขึ้น ซึ่งจะทำให้แรงดันสูงกว่าที่ตรวจจับได้ จึงทำให้แรงดันออกคงที่ที่เราเรียกการทำงานแบบวงจรมันว่า **closed loop voltage regulator**

ในการศึกษาจากรูปที่ 2.1 ซึ่งแสดงโครงสร้างของแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ อันประกอบด้วย แรงดันอ้างอิงที่มีเสถียรภาพ วงจรขยายความคลาดเคลื่อนชนิดอัตราขยายสูง แรงดันออกจะเท่ากับหรือเป็นผลคูณของแรงดันอ้างอิง ซึ่งในอุดมคติแรงดันนั้นจะคงที่เสมอ โดยที่มีการรับรู้อากวงจร **sampler** รับรู้จากแรงดันออก แล้วทำให้แรงดันออกมีค่าเท่ากับค่าเดิมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด

วงจรสมมูลของแหล่งจ่ายแรงดันคงที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลของหน่วยสร้างแรงดันคงที่

จากวงจรสมมูลประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแรงดันที่มีค่าความต้านทานภายใน Z_0 แรงดันนี้จะแปรตามไฟเลี้ยงวงจร (V_{cc}) การแปรค่าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของรอยต่อ (T_j) ซึ่งมีผลมาจากอุณหภูมิรอบข้าง (ambient temperature) หรือการเกิดกำลังสูญเสีย (power dissipation) แต่อย่างไรก็ตามแรงดันออกนั้นจะเป็นผลมาจากการไหลของกระแสในโหลด (I_0) ผ่านความต้านทานภายใน (Z_0)

ตอนที่ 1 เสถียรภาพของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรง (Stability of D.C. power supply)

2.2 ผลของอุณหภูมิต่อสารกึ่งตัวนำและรอยต่อพีเอ็น

2.2.1 ผลของอุณหภูมิต่อไดโอดสารกึ่งตัวนำ

กระแสที่ไหลผ่านรอยต่อพี-เอ็น เทียบกับแรงดันมีความสัมพันธ์กันตามสมการ⁽⁹⁾

$$I = I_0 \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (1)$$

ค่าบวกของกระแสชี้ให้เห็นว่ากระแสไหลจากที่ไปยังเอ็น ไดโอดจะได้รับการไบอัสตรงดาแรงดันเป็นบวก ซึ่งชี้ให้เห็นว่าค่าที่ ของรอยต่อเป็นบวกเมื่อเปรียบเทียบกับค่าน เอ็น

η มีค่าเป็น 1 สำหรับเยอรมาเนียมและประมาณ 2 สำหรับซิลิคอน ตัวแปรนี้คือ การรวมตัวกันใหม่ของพาหะในบริเวณเคลื่อนที่ผ่านรอยต่อ ซึ่งอาจจะหึงได้สำหรับเยอรมาเนียม แต่ซิลิคอนจะต้องคำนึงถึงอยู่

V_T คือ electron volt ที่เปรียบเทียบกับอุณหภูมิ กำหนดโดย

$$V_T = \frac{kT}{e}$$

k = Boltzmann constant = 1.380×10^{-23} J/°K

e = electron charge = 1.602×10^{-19} C.

T = absolute temperature

$$V_T = T/11,606 \text{ V.}$$

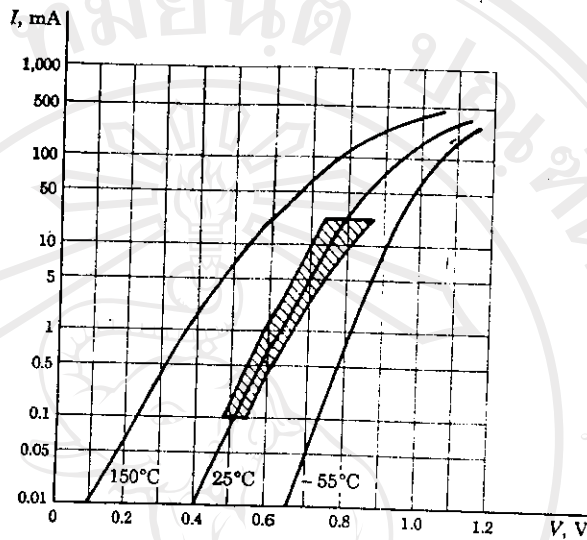
ที่อุณหภูมิห้อง $T = 300^\circ\text{K}$

$$V_T = 0.026 \text{ V} = 26 \text{ mV.}$$

จากสมการที่ 1 เราให้ V มากกว่า V_T มาก เราจึงตัด 1 หึงได้ จะได้

$$\log I = \log I_0 + 0.434 V/nV_T$$

เราได้กราฟ $\log I$ กับ V ซึ่งจะเป็นเส้นตรง ดังรูป



รูปที่ 2.3 แสดงค่าแรงดันและกระแสของไดโอดชนิดซิลิกอนที่อุณหภูมิแตกต่างกัน 3 จุด บริเวณแลเงา หมายถึงค่าจำกัดที่ 25° C ของความนำที่ควบคุม⁽⁹⁾

2.2.2 ผลของอุณหภูมิที่เกี่ยวข้องกับคุณสมบัติของรอยต่อพีเอ็น

พิจารณาการแปรผันของแรงดันในไดโอดที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิที่กระแสที่อินพุต การแปรผันนี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (2) โดยอุณหภูมิประกอบด้วย V_T และเช่นเดียวกับกับกระแสสมัด้วยย้อนกลับ เราได้การขึ้นอยู่กัอุณหภูมิของ I_0 กับ T โดยประมาณว่า

$$I_0 = K T^{2/\eta} e^{-V_G/\eta V_T} \quad (2)$$

K = ค่าคงที่

eV_G = พลังงานที่ต้องการใช้ในการหักโคเวเลนซ์ในสารกึ่งตัวนำ

η = 1 สำหรับเจอร์มาเนียม, η = 2 สำหรับซิลิกอน

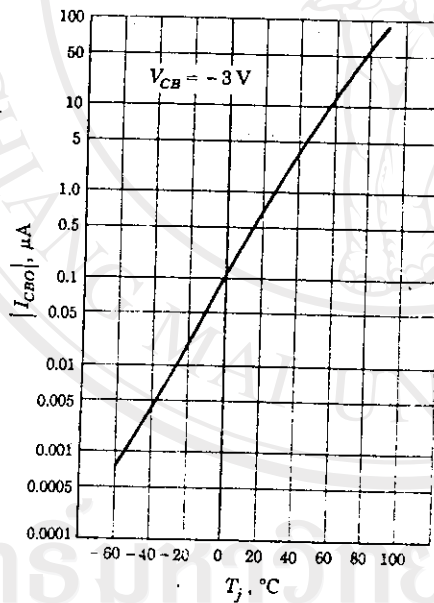
V_0 = 0.75 V. สำหรับเจอร์มาเนียม, 1.12 V. สำหรับซิลิกอน

derivative ของ log

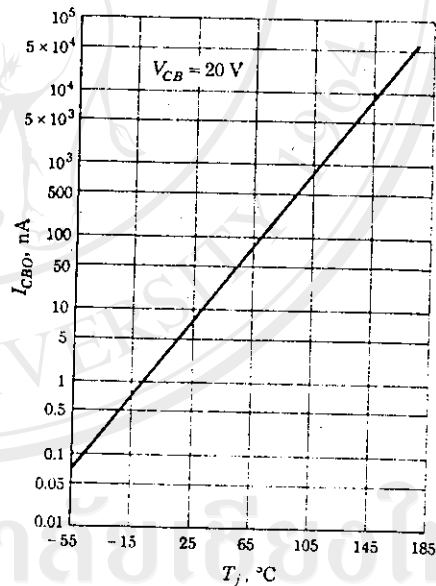
$$\frac{1}{I} \frac{dI}{dT} = \frac{d \ln I}{dT} = \frac{2}{T} + \frac{V_g}{\eta T V_T} \approx \frac{V_g}{\eta T V_T} \quad (3)$$

เพราะ $V_g/V_T \gg 2$ ค่าอนุกรมของ เราคือ

$$\begin{aligned} \frac{d \ln I}{dT} &= 0.075/^{\circ}\text{C} && \text{สำหรับซิลิคอน} \\ &= 0.10/^{\circ}\text{C} && \text{สำหรับเจอร์มาเนียม}^{(9)} \end{aligned}$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.4 แสดงค่า I_{CBO} กับอุณหภูมิของรอยต่อ

a) ของทรานซิสเตอร์ 2N1175 แบบเจอร์มาเนียม

b) ของซิลิคอนทรานซิสเตอร์ 2N914 แบบซิลิคอน

จากข้อมูลเราได้ว่า กระแสย้อนกลับอิมิตัวเพิ่มขึ้นประมาณ $7\% / ^\circ\text{C}$ ทั้งซิลิคอน และเจอร์มาเนียมและ $(1.07)^{10} \approx 2.0$

เราจึงสรุปได้ว่า กระแสย้อนกลับอิมิตัว จะเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าทุก ๆ การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ 10°C

จากสมการที่ (1) ตัดค่า 1 เมื่อเปรียบเทียบกับ exponential เมื่อกระแสคงที่

$$\frac{dV}{dT} = \frac{V}{T} - qV_T \left(\frac{1dI}{I_0 dT} \right) \approx \frac{V-V_g}{T} \quad (4)$$

จากการพิจารณาสมการที่ (4) และพิจารณาการทำงานของไดโอด ที่อุณหภูมิห้อง (300°K) และให้ threshold voltage ของไดโอด $V_T = 0.2\text{ V}$. สำหรับเจอร์มาเนียม, 0.6 V . สำหรับซิลิคอน จากสมการที่ (4) จะได้

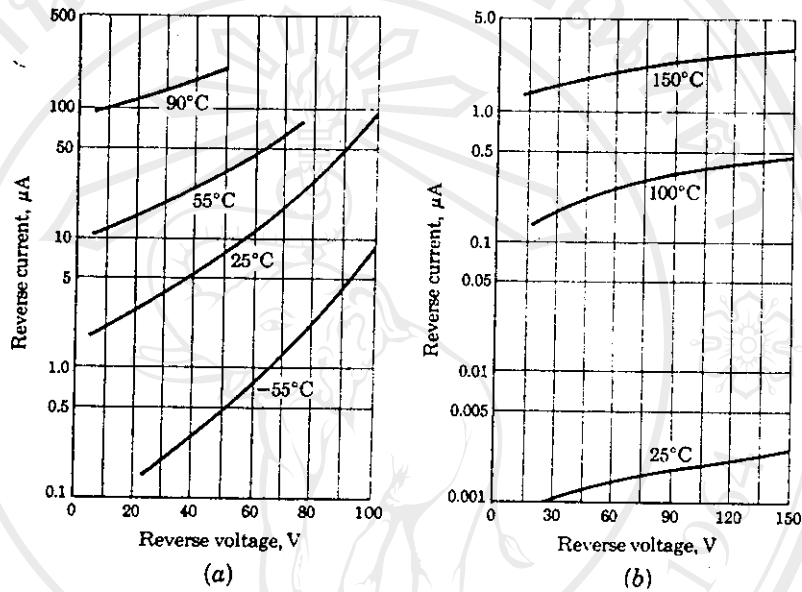
$$\frac{dV}{dT} = \begin{cases} -1.8\text{ mV}/^\circ\text{C} & \text{สำหรับเจอร์มาเนียม } (V_g = 0.75\text{ V}) \\ -1.7\text{ mV}/^\circ\text{C} & \text{สำหรับซิลิคอน } (V_g = 1.12\text{ V}) \end{cases}$$

เราให้ค่าประมาณว่า

$$\frac{dV}{dT} = -2\text{ mV}/^\circ\text{C}$$

สำหรับเจอร์มาเนียมหรือซิลิคอนที่อุณหภูมิห้อง ซึ่ง dV/dT ลดลงถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้น

พิจารณาสมการที่ (4) เทอมที่เป็นบวก V/T เป็นผลจาก V_T ส่วนเทอมที่เป็นลบเป็นผลมาจาก I_0 และไม่ขึ้นกับแรงดันคร่อมไดโอด การทำนายสมการ การเพิ่ม V , $\frac{dV}{dT}$ น่าจะเป็นลบแน่นอน โดยเท่ากับศูนย์เมื่อ $V = V_g$ หลังจากนั้นจะเป็นเครื่องหมายตรงกันข้ามคือ เป็นบวก



รูปที่ 2.5 การเพิ่มของกระแสย้อนกลับของไดโอดกับการเพิ่มของอุณหภูมิของไดโอดแบบเจอร์มาเนียมและซิลิคอน

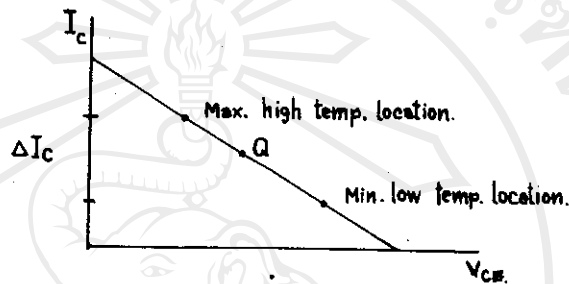
การเพิ่มของอุณหภูมิจาก 25° C ถึง 90° C ทำให้กระแสย้อนกลับของไดโอดชนิดเจอร์มาเนียมเพิ่มขึ้นเป็นระดับ 100 ไมโครแอมแปร์ (microampere)

สำหรับไดโอดชนิดซิลิคอนเมื่อมีการเพิ่มอุณหภูมิจาก 25° C ถึง 100° C ทำให้กระแสย้อนกลับเพิ่มขึ้นเพียงระดับ 10 ไมโครแอมแปร์เท่านั้น

2.3 คิวประถมที่มีผลต่อเสถียรภาพของจุดทำงานของทรานซิสเตอร์

เมื่อเราเลือกจุดทำงานแล้ว เรารู้ความต้องการทางค่านกระแสคอลเลคเตอร์และวงจรไบอัสดีออกแบบเพื่อให้ได้กระแสนี้ แต่มีตัวประกอบอื่นของสิ่งแวดล้อมเช่น การแปรของอุณหภูมิหรือการดึงคอรังสี อาจทำให้จุดทำงานเคลื่อนไป เราพิจารณาในแง่ของผลของ

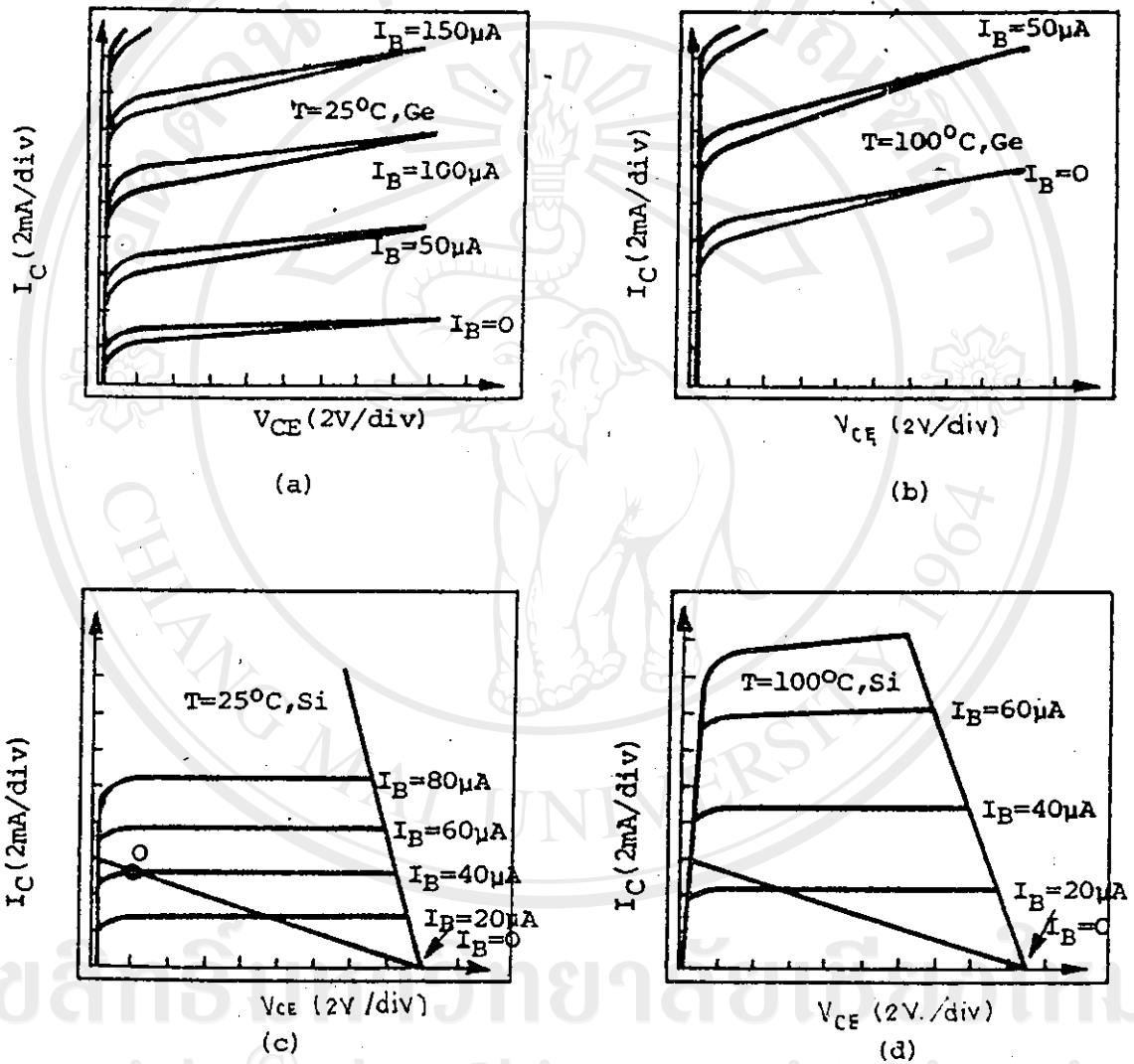
ความร้อน กรณีวงจรอิมิตเตอร์ร่วม กระแสไบอัสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลง โดยตรงเมื่อ อุณหภูมิเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามลำดับ



รูปที่ 2.6 แสดงการเลื่อนจุดทำงานเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง

จากรูปเราต้องการให้ Q ทำงานช่วง ΔI_C มีตัวแปรของทรานซิสเตอร์ 3 อย่างที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ได้แก่ I_{CBO} , V_{BE} และ β_F การขึ้นกับอุณหภูมิของตัวแปรทั้ง 3 อย่างพอสรุปได้ดังนี้

1. I_{CBO} เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าสำหรับการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ 6°C (Si), 10°C (Ge) ที่อุณหภูมิห้อง I_{CBO} ประมาณเท่ากับ $10^{-3}\mu\text{A}$ (Si), $1\mu\text{A}$ (Ge)
2. V_{BE} ลดลง 2 mV. ทุก ๆ 1°C ของการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ
3. β_F เป็นอัตราส่วนกับระยะระหว่างทางเดินของกระแสเบสคงที่ ซึ่งจะเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น β_F เพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น เพราะอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นทำให้ความเร็วของตัวพาที่ไหลผ่านบริเวณเบสเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.7 ลักษณะสมบัติทางค่านเอาท์พุทสำหรับทรานซิสเตอร์แบบเจอร์มา-
เนียมออกแสดงที่อุณหภูมิห้องและอุณหภูมิสูงสุดใน (a) และ (b)
ตามลำดับ ลักษณะสมบัติสำหรับทรานซิสเตอร์แบบซิลิคอนออกแสดง
ใน (c) และ (d) สำหรับอุณหภูมิสูงตามลำดับ

β_F ของทรานซิสเตอร์แบบเจอร์มาเนียม = 100 ที่ 25°C , $V_{CE} = 10\text{ V}$,
 $I_C = 18\text{ mA}$, $I_{CEO} = 3\text{ mA}$, $I_B = 150\text{ }\mu\text{A}$.

ถ้าอุณหภูมิสูงขึ้น $\beta_F = 120$ ที่ 100°C , $V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 17\text{ mA}$,
 $I_{CEO} = 11\text{ mA}$, $I_B = 50\text{ }\mu\text{A}$.

β_F ของทรานซิสเตอร์แบบซิลิคอน = 130 ที่ 25°C , $V_{CE} = 10\text{ V}$,
 $I_C = 8\text{ mA}$, $I_{CEO} = 0$, $I_B = 62\text{ }\mu\text{A}$

ถ้าอุณหภูมิสูงขึ้น $\beta_F = 230$ ที่ 100°C , $V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 8\text{ mA}$,
 $I_{CEO} = 0$, $I_B = 35\text{ }\mu\text{A}$.

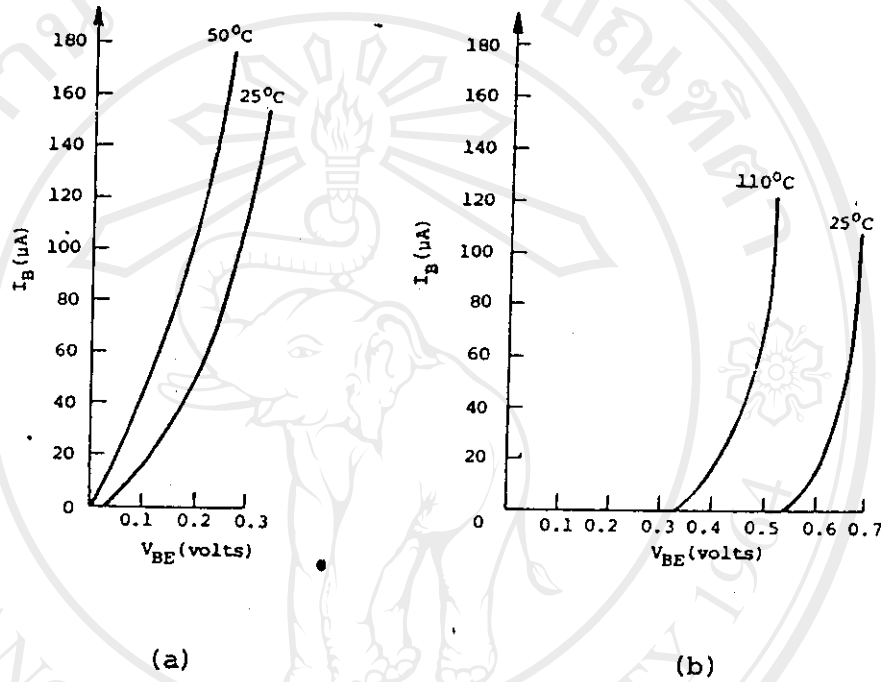
โดยใช้สมการ

$$I_{CEO} = (\beta_F + 1)I_{CBO}$$

$$I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1)I_{CBO}$$

ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอนจะมีข้อดีในด้านเสถียรภาพมากกว่าของทรานซิสเตอร์
 ชนิดเจอร์มาเนียมตรง ความต่างกันอย่างมากในด้าน I_{CBO}

แรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อแบบไบโพลาร์ (BJT)
 ทั้งชนิดเจอร์มาเนียมและซิลิคอนขึ้นอยู่กับอุณหภูมิโดยที่เมื่อทรานซิสเตอร์ร้อนขึ้น กราฟแสดงค่า
 กระแสเบสและแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ ซึ่งเป็นลักษณะทางขาเข้าของทรานซิสเตอร์ จะเลื่อน
 ไปทางซ้ายมือคั่งรูป



รูปที่ 2.8 การขึ้นกับอุณหภูมิของ V_{BE} สำหรับ (a) เซอร์มาเนียนและ (b) ซิลิคอน BJT

การเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิที่เกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์แบบซิลิคอนมากกว่าแบบเซอร์มาเนียนเป็น 3 เท่า ในตัวอย่างจากรูป เมื่อกระแสเบสคงที่ แรงดันเบส-อิมิตเตอร์จะลดลง ขณะที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นด้วยค่าประมาณ $2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$

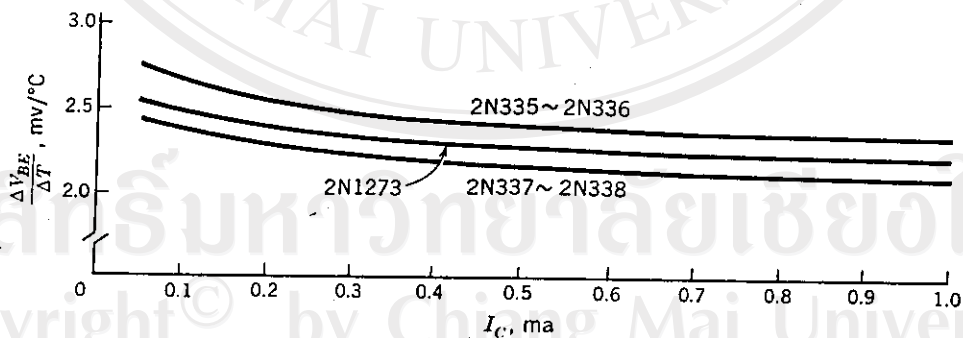
เราสรุปได้ว่า การขึ้นกับอุณหภูมิของ V_{BE} และ β_F จะมีผลต่อเสถียรภาพการทำงานทั้ง BJT แบบซิลิคอนและเซอร์มาเนียน β_F ไม่มีความสำคัญสำหรับ BJT แบบซิลิคอน แต่มีความสำคัญใน BJT แบบเซอร์มาเนียน

2.4 เสถียรภาพ (Stability)

เสถียรภาพในเครื่องจ่ายไฟตรงที่เป็นผลจากอุณหภูมิ สิ่งที่จะพิจารณาได้แก่ ในทรานซิสเตอร์ ที่กระแสเบสมีค่าคงที่ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเบสต่ออิมิตเตอร์กับอุณหภูมิ เป็นดังนี้ สมการ (14)

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = \frac{-E_g - V_{BE}}{T} + \frac{5k}{2q} \quad (5)$$

ซึ่ง E_g เป็น Energy gap และทั้ง E_g และ V_{BE} เป็นสิ่งที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิค่าของ $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$ นี้จะอยู่ระหว่าง 2.0 และ 3.0 mV/°C ทั้งทรานซิสเตอร์แบบเจอร์มาเนียมและซิลิคอน ยกตัวอย่างทรานซิสเตอร์แบบเจอร์มาเนียม $V_{BE} = 0.1$ โวลต์ สมการ (5) จะทำให้ได้ค่า 2.3 ค่าตัวแปรที่เลื่อนไปของแรงดันเบสต่ออิมิตเตอร์สัมพันธ์กับกระแสคอลเลกเตอร์ในทรานซิสเตอร์ แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.9 แสดงค่าแรงดันเบสต่ออิมิตเตอร์ที่เปลี่ยนไปต่ออุณหภูมิกับค่ากระแสในคอลเลกเตอร์

การออกแบบคานาเขาเกี่ยวข้องกับครีฟที่เกี่ยวของกับวงจรขยายความแตกต่าง เราจะพิจารณาในการออกแบบให้โคครีฟค่า ๆ สำหรับวงจรขยายที่ต่อตรง ตัวแปรที่คงพิจารณา ได้แก่ ความต้านทานของแหล่งกำเนิด, อุณหภูมิสูงสุดขณะทำงาน, ช่วงของอุณหภูมิ และขนาดของความถี่การคานาครีฟ โดยพิจารณาดังนี้

- การเลือกทรานซิสเตอร์ จากความรู้เรื่องอุณหภูมิสูงสุดของจุดทำงาน เราจะคิดว่า ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิคอน มีกระแสขาเข้าที่ครีฟต่ำกว่าของเยอรมาเนียม

- การเลือกวงจร สำหรับความต้านทานของแหล่งกำเนิดค่า $\Delta V_{BE}/\Delta T$ มีบทบาทมากกว่า สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ไม่เหมาะสมจะให้ผลแตกต่าง 10 % หรือน้อยกว่า ส่วนวงจรที่มีความต้านทานสูง ผลของครีฟจะมาจาก $\Delta I_B/\Delta T$ น้อยกว่า $\Delta V_{BE}/\Delta T$ และการใช้ทรานซิสเตอร์ที่ matched กันมีผลต่อครีฟ

- การเลือกจุดทำงาน ค่าของกระแสขาเข้าที่ครีฟค่า ๆ ทำได้โดยให้ทรานซิสเตอร์ในภาคแรก ๆ ทำงานในย่านของกระแสคอลเลคเตอร์ค่า ๆ แรงดันขาเข้าที่ครีฟจะขึ้นอยู่กับกระแสคอลเลคเตอร์เท่านั้น ส่วนการเพิ่มขึ้นของ $\Delta V_{BE}/\Delta T$ เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์ค่านั้นจะถูกลบทิ้งได้

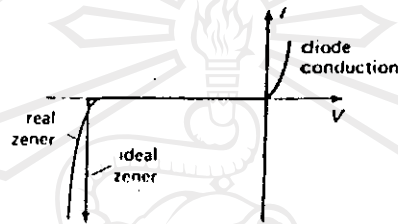
2.4.1 แรงดันอ้างอิง (voltage references)

ความจำเป็นที่จะได้แรงดันอ้างอิงที่ดีไว้ในวงจรนั้นมีมาก ยกตัวอย่างถ้าต้องการสร้างแหล่งจ่ายกำลังชนิดคงค่าแรงดัน ที่มีความเชื่อถือได้สูง หรือมีความสัมพันธ์ที่ดีกว่าวงจรรวมชนิดแรงดันคงที่ ที่ประกอบเรียบร้อยแล้ว (เช่น 723 เพราะวงจรรวมชนิดคงค่าแรงดันนั้นบนชิพจะมีการพิจารณาเกี่ยวกับการสูญเสียกำลัง เพราะการสร้างทรานซิสเตอร์ชนิดกำลังในวงจรจะทำให้เกิดความร้อนและก่อให้เกิดครีฟตามมา) หรือถ้าเรามีความต้องการสร้างแหล่งจ่ายกระแสคงที่ เราก็ต้องใช้แรงดันอ้างอิง

ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานอื่นนั้น นอกจากจะใช้ในแหล่งจ่ายให้ที่เที่ยงตรงแล้ว แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิงที่เชื่อถือได้ว่าเที่ยงตรงจะใช้ในวงจร โวลต์มิเตอร์ โอห์มมิเตอร์ และแอมมิเตอร์อีกด้วย

2.4.1.1 ซีเนอร์ไดโอด (zener diode)

ในซีเนอร์ไดโอดมีคุณสมบัติต้านกระแสและแรงดัน แสดงดังรูป



รูปที่ 2.10 แสดงค่าแรงดันและกระแสของซีเนอร์ไดโอด

ซีเนอร์ใช้สำหรับให้แรงดันออกมากที่สุด โดยให้ทำงานด้วยกระแส (ที่คงที่แบบ
หยาบ) โดยขึ้นจากแรงดันที่สูงกว่าซีเนอร์เล็กน้อย ค่าเรกกูเลชันของซีเนอร์ คือ แรงดันซี-
เนอร์ ที่เปลี่ยนไปกับกระแสที่ไหลเจาะทะลุความต้านทานไดนามิก

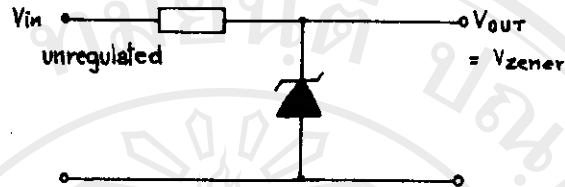
จะถูกกำหนดเฉพาะที่ค่ากระแสหนึ่ง ๆ

ยกตัวอย่างเช่น ซีเนอร์มี dynamic resistance 10 โอห์ม ที่ 10 มิลลิ-
แอมแปร์ ที่แรงดันซีเนอร์เท่ากับ 5 โวลต์ ใช้นิยามเราจะได้ 10 % ที่เปลี่ยนไปของกระแสที่
ป้อนเข้าจะให้ค่าของ

$$\Delta V = R_{\text{dyn}} \Delta I = 10 \times 0.1 \times 0.01 = 10 \text{ mV.}$$

$$\frac{\Delta V}{V} = 0.002 = 0.2 \%$$

ตัวอย่างของซีเนอร์ไดโอดในวงจรแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 2.11 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงอย่างง่ายโดยใช้ซีเนอร์ไดโอด

$$I = \frac{V_{in} - V_{out}}{R}, \quad \Delta I = \frac{\Delta V_{in} - \Delta V_{out}}{R}$$

$$\Delta V_{out} = R_{dyn} \Delta I = \frac{R_{dyn}}{R} (\Delta V_{in} - \Delta V_{out})$$

$$\Delta V_{out} = \frac{R_{dyn}}{R + R_{dyn}} \Delta V_{in}$$

จากวงจรด้านแรงดันเข้าเป็น 15 ถึง 20 โวลต์ และใช้ 1N4733 (ซีเนอร์ไดโอดขนาด 5.1 โวลต์ 1 วัตต์) ในการให้แรงดันออก 5.1 โวลต์ เราเลือกความต้านทาน 300 โอห์ม โดยใช้กระแสสูงสุดในซีเนอร์เป็น 50 มิลลิแอมป์ $\frac{20-5.1}{300}$ โดยมี R_{dyn} 7.0 Ω ที่ 50 mA. กระแสในซีเนอร์จะแปรจาก 50 mA. ถึง 33 mA.

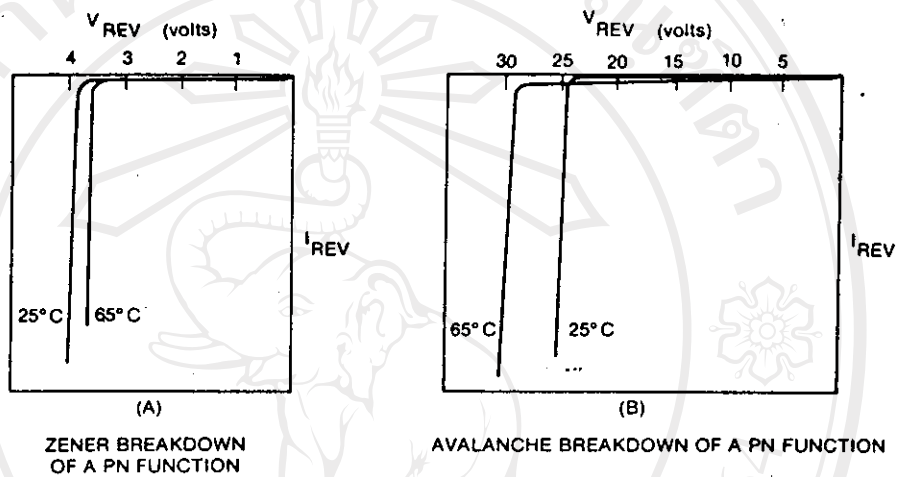
$$\Delta V = R_{dyn} \Delta I = 0.12 \text{ Volts}$$

ซีเนอร์จะให้ค่าแรงกวลที่ต่ำที่สุดด้วยแหล่งจ่ายกระแสซึ่งนิยามว่า $R_{iner} = \infty$

2.4.1.1.1 การทำงานของซีเนอร์ไดโอด

ในรอยต่อ พี-เอ็น มีกลไกการทำงานที่แรงดันเบรคควานอยู่ 2 ชนิด คือ

1. Zener breakdown ค่าของแรงดันเบรคควานลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น
2. Avalanche breakdown ค่าของแรงดันเบรคควาน เพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น



รูปที่ 2.12 แสดงค่าแรงดันเบรกดาวน์ 2 ชนิดกับอุณหภูมิที่ต่างกัน 2 จุด

พฤติกรรมซีเนอร์ เบรกดาวน์

เนื่องจากความกว้างของทีเพลทชั้นนอຍมากเมื่อใส่ไบอัสต่ำ ๆ แต่เป็นไบอัสกลับประมาณ 5 โวลต์หรือน้อยกว่า จะมีสนามไฟฟ้าประมาณ 3×10^5 โวลต์ต่อเซนติเมตร สนามขนาดนี้ จะทำให้เกิดแรงกระทำบนวาเลนซ์อิเล็กตรอนของอะตอมซิลิคอนให้แยกออกจากนิวเคลียส แล้วทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนโฮลจะมีกระแสไหลเกิดขึ้น

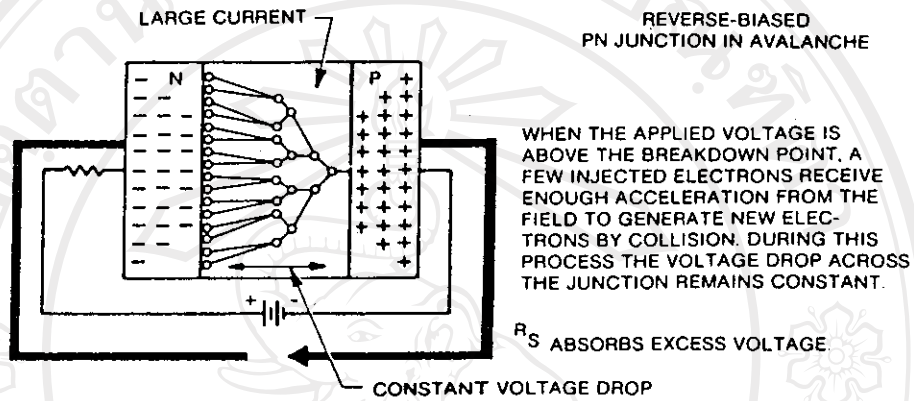
ฉะนั้นในอุปกรณ์ที่มีเบรกดาวน์ต่ำกว่า 5 โวลต์จะมีเฉพาะกลไกซีเนอร์เท่านั้น ถ้าอุปกรณ์ที่มีเบรกดาวน์ระหว่าง 5-8 โวลต์จะมีทั้งสองกลไกคือซีเนอร์และอะวาแลนซ์ แต่ถ้ารอยต่อที่-เอินนั้นมีค่าเบรกดาวน์มากกว่า 6 โวลต์ กลไกที่สำคัญจะเป็นอะวาแลนซ์

การเพิ่มอุณหภูมิทำให้แรงดันของซีเนอร์เบรกควานลดลง เพราะพลังงานวาเลนซ์อิเล็กตรอนมากขึ้น เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นทำให้แรงยึดเหนี่ยวของอิเล็กตรอนอ่อนลง ทำให้ใช้แรงคั้นน้อยลงก็สามารถทำให้ทั้งอิเล็กตรอนชายค่าหนึ่งไปรอบนิวเคลียสได้

พฤติกรรมอะวาแลนซ์เบรกควาน

กรณีของอะวาแลนซ์เบรกควานในบริเวณที่เพลาทั้นจะกว้างและพาหะจะสามารถชนกันก่อนที่จะเดินทางผ่านไปไกลตลอด และเหตุจากที่เพลาทั้นกว้างกว่า 1 mean free path (mean-free path=ระยะทางเฉลี่ยที่พาหะเดินทางก่อนจะรวมตัวกับพาหะตรงข้าม) เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นทำให้โครงข่ายของผลึกเพิ่มความร้อน ทำให้ระยะทางการเดินทางของพาหะสั้นลง จึงจำเป็นต้องใช้แรงคั้นสูงขึ้น ที่จะทำให้ขามรอยต่อของดีเพลาทั้นนี้ไปได้ จึงใช้แรงคั้นเบรกควานสูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

เมื่อต่อแรงคั้นไฟแบบย้อนกลับ จะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของอินทรินซิก อิเล็กตรอน (Intrinsic electron) จากที่ ไปยังเส้น และการเคลื่อนที่ของอินทรินซิก โฮล (intrinsic hole) ไปยังที่ เมื่อแรงคั้นป้อนเข้าไปสูงขึ้น อิเล็กตรอนและโฮลเหล่านี้จะมีความเร็วมากขึ้น มีการชนกันระหว่างอนุภาคเหล่านี้กับอิเล็กตรอนนอก ๆ เมื่อมันเคลื่อนผ่านบริเวณดีเพลาทั้นตามแรงคั้นไฟที่ป้อนเข้าสูงขึ้น การชนกับวาเลนซ์อิเล็กตรอนจะให้พลังงานและแตกออกจากโควาเลนซ์บอนด์ ฉะนั้นอิเล็กตรอนจะให้ของอิเล็กตรอนโฮล อนุภาคใหม่จะมีความเร็ว และเกิดการชนกับอิเล็กตรอนโฮลคู่อื่น ๆ ซึ่งจะผลิตอิเล็กตรอนโฮลคู่ใหม่ ๆ ขึ้นมาอีก ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่า การเพิ่มอย่างทวีคูณของพาหะและเกิดอย่างรวดเร็วเราเรียกว่าขบวนการอะวาแลนซ์, รอยต่อก็จะถูกพังทะลาย กระแสจะเกิดมากโดยถูกความจำกัดโดยความต้านทานภายนอกเท่านั้น โคลอิคแบบซีเนอร์ประมาณ 7-8 โวลต์ จะแสดงพฤติกรรมแบบอะวาแลนซ์เบรกควาน

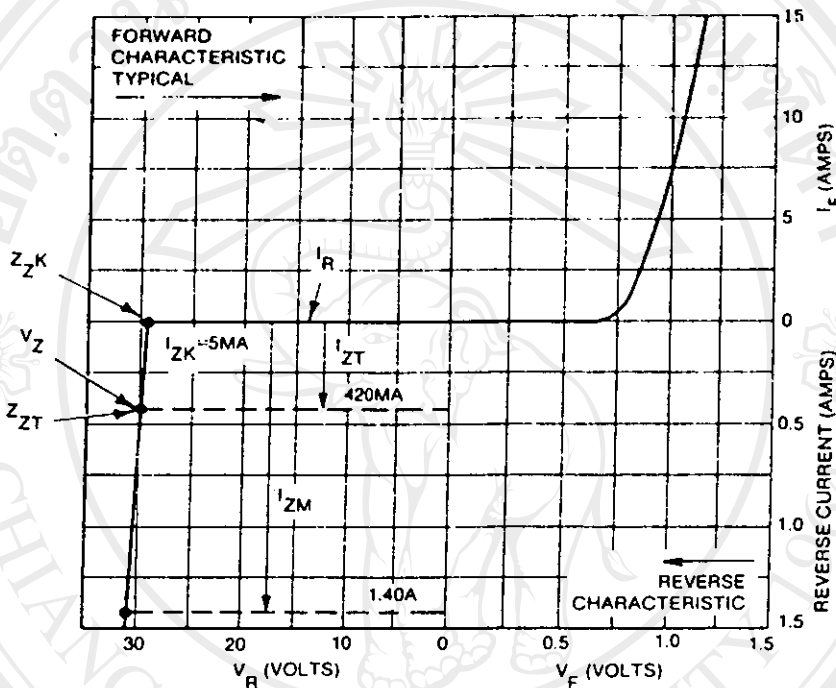


รูปที่ 2.13 แสดงรอยต่อพี-เอ็นขณะเบรคความแบบอะวอลันซ์

ในกลไกของอะวอลันซ์เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น แรงดันเบรคความจะเพิ่มขึ้น อธิบายได้ว่า การขจัดของการสั่นของอะตอมของแลตทิซ (Lattice) เพิ่มขึ้น และการเพิ่มขึ้นของการขจัดจะทำให้โอกาสที่อนุภาคบริเวณรอยต่อจะชนกับแลตทิซของอะตอมสูงขึ้น ทำให้โมเมนตัมสูง ๆ นั้นลดลง และโมเมนตัมต่ำ ๆ ก็จะทำให้ไอออไนซ์ (Ionize) แลตทิซของอะตอมจึงจำเป็นต้องไปเพิ่มแรงดันเพื่อไปเร่งอนุภาคให้ได้โมเมนตัมสูง ๆ จะได้สามารถผลิตคู่อิเล็กตรอน-โฮล และจะก่อให้เกิดหิมะหาคะขึ้นมา ฉะนั้นการเพิ่มอุณหภูมิแรงดันเบรคความในแบบอะวอลันซ์จะสูงขึ้นด้วย

2.4.1.1.2 คุณสมบัติต้านกระแสและแรงดันของซีเนอร์ไดโอด (zener-diode characteristics)

I_F เป็นกระแสไบอัสตรง เป็นฟังก์ชันกับ V_F แรงดันขณะไบอัสตรง I_F จะน้อยมากจนกระทั่ง V_F ประมาณ 0.65 โวลต์แล้ว I_F จะเพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็ว สำหรับ V_F มากกว่า 0.65 โวลต์ I_F จะถูกจำกัดโดยความต้านทานภายนอกของไดโอด



รูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติของซีเนอร์ไดโอด

กระแสย้อนกลับจะเพิ่มขึ้นของ V_R หรือแรงดันย้อนกลับ ซึ่งปกติจะเป็นศูนย์จนกว่าจะถึง แรงดัน V_Z เราเรียกว่าแรงดันเบรคควานของรอยต่อพี-เอ็น ณ จุดนี้กระแสไหลอย่างมากและรวดเร็ว

บริเวณกระแสรั่วไหลระหว่าง $v = 0$ โวลต์ ถึง V_Z กระแสย้อนกลับเรียกว่า I_R แต่บริเวณที่เรียกว่าบริเวณซีเนอร์ ($V_R \gg V_Z$) เราเรียกว่า I_Z

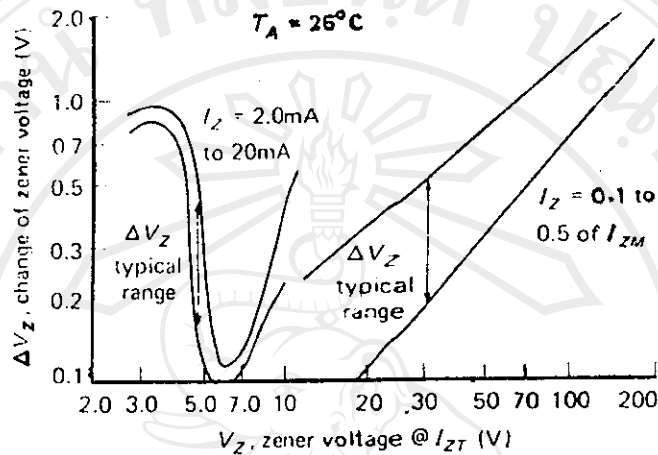
I_R จะถูกกำหนดอยู่ที่ $V_R \approx 0.8 V_Z$, V_Z เราเรียกว่าแรงดันซีเนอร์โคชที่ไม่คำนึงถึงว่าเป็นเบรคควานแบบซีเนอร์หรืออะวาลันซ์ ซีเนอร์ไดโอดในวงการค้ามีค่าอยู่ระหว่าง 2.4 ถึง 200 โวลต์ ในการประยุกต์ใช้งาน ซีเนอร์ไดโอดถูกประยุกต์ใช้งานในช่วง

I_{ZK} ถึง I_{ZM} ความปกติการผลิตจะให้ค่า I_{ZK} เพื่อที่ให้ใช้จุดทำงานที่กระแสต่ำสุดเท่าไร
จึงจะทำงานได้ จากตารางแสดงคุณสมบัติของซีเนอร์ไดโอดอยู่ในช่วง I_{ZK} ถึง I_{ZM} จาก
ช่วง I_{ZK} ถึง I_{ZM} แรงดันคร่อมซีเนอร์ไดโอดจะคงที่ $\approx V_Z$

Z_Z คืออิมพีแดนซ์ของซีเนอร์ไดโอดทางผู้ผลิตจะให้ค่า Z_{ZK} เป็นค่าอิมพี-
แดนซ์สูงสุด ณ จุดโค้งงอของกราฟ เราเรียกว่าจุด Z_{ZK} อีกจุดหนึ่งวัดจากจุดกลางของ
ช่วงกระแสสูงสุด ต่ำสุด เราเรียกว่า Z_{ZT}

ซีเนอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์อย่างง่ายในการสร้างแรงดันอ้างอิง โดยใช้คุณสมบัติ
ต้านการไบอัสย้อนกลับ ซึ่งกระแสจะไหลที่ค่าแรงดันที่ค่าหนึ่ง และจะมีกระแสมากขึ้นแค่ว่าเรา
ให้กระแสที่ต่ำกว่า เช่น ให้ใช้ความต้านทานต่อจาก แหล่งจ่ายไฟที่มีแรงดันสูงกว่าซีเนอร์ที่เรา
ต้องการก็จะได้ ชนิดแรกเริ่มอย่างง่ายของแหล่งจ่ายไฟชนิดคงค่าแรงดัน (ค่าของซีเนอร์มีค่า
ต่าง ๆ เหมือนค่าของความต้านทานมาตรฐาน 5 %) มีกำลังที่ทนได้ตั้งแต่เศษส่วนของ 1 วัตต์
จนถึง 50 วัตต์ มีความคลาดเคลื่อนจาก 1 % ถึง 20 % ซึ่งถือว่าเป็นส่วนที่ใช้เป็นวงจรสร้าง
แรงดันอ้างอิงได้ดี ในราคาถูก ยกเว้นซีเนอร์ไดโอดที่แพงและมีความเที่ยงตรงสูงโดยทั่วไป
ซีเนอร์ไดโอดมักมีสัญญาณรบกวน (Noise) แรงดันซีเนอร์ก็ขึ้นอยู่กับกระแสและอุณหภูมิ ยก
ตัวอย่างเช่น ซีเนอร์ไดโอดขนาด 27 โวลต์ ซึ่งนิยมใช้ในตระกูล 1N5221 ขนาด 500
มิลลิวัตต์ มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ $+0.1\% / ^\circ\text{C}$ และมันจะเปลี่ยนแรงดันไป 1 % เมื่อกระแส
แปรจาก 10 % ถึง 50 % ของกระแสสูงสุด

แต่ยังมีข้อยกเว้นสำหรับซีเนอร์ไดโอด ที่มีค่าแรงดันใกล้ ๆ 6 โวลต์ จะมีการ
เปลี่ยนแปลงที่น้อยมากกับกระแสที่เปลี่ยนไป และมีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเข้าใกล้ศูนย์ (กราฟ
รูปที่ 2.15) แสดงค่าของแรงดันซีเนอร์ต่าง ๆ กับค่าของกระแส, แรงดัน, อิมพีแดนซ์, และ
เรกกูเลชัน



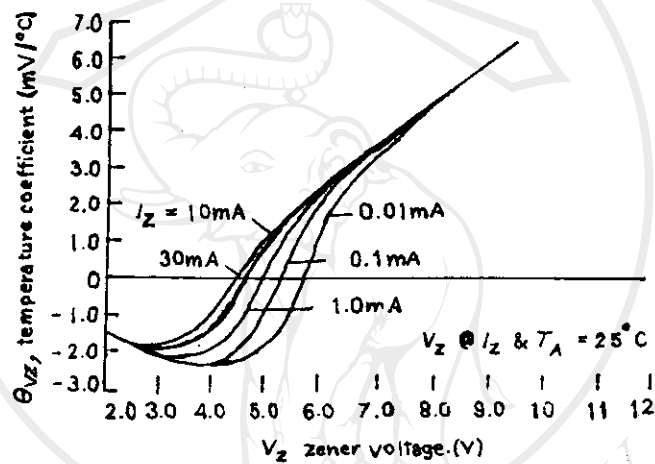
รูปที่ 2.15 แสดงค่าอิมพีแดนซ์และค่าแรงกวลเพิ่มขึ้นของ ซีเนอร์ไดโอดที่แรงก้นค่าง ๆ กัน

2.4.1.1.3 การใช้ซีเนอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์สร้างแรงก้นอ้างอิง

กรณีซีเนอร์ไดโอดมี 2 กลไกคือ ซีเนอร์เบรกควาน (แรงก้นต่ำ ๆ) และอะวาแลนซ์เบรกควาน (แรงก้นสูง ๆ) ถ้าเราต้องการซีเนอร์ไดโอดใช้เป็นแรงก้นอ้างอิงที่เสถียรภาพเพียงอย่างเดียวก และไม่สนใจแรงก้น สิ่งที่ดีที่สุดคือ ใช้แรงก้นอ้างอิงซีเนอร์ที่ชดเชยแล้วซึ่งสร้างจาก 5.6 โวลต์ ต่ออนุกรมกับไดโอดที่ไบอัสตรง โดยใช้หลักว่า แรงก้น 5.6 โวลต์ จะมีสัมประสิทธิ์เป็นบวก เพื่อค้กับสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของไดโอด ซึ่งมีค่าประมาณ -2.1 มิลลิโวลต์/เซลเซียส

เรากูจากกราฟรูป 2.16 สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิขึ้นอยู่กับกระแสขณะทำงานและแรงก้นซีเนอร์ก้นนั้น ถ้าเลือกกระแสที่พอเหมาะ เราสามารถปรับสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิได้ เช่น ซีเนอร์ที่สร้างจากไดโอดที่ต่ออนุกรมไว้ภายใน จะให้แรงก้นอ้างอิงที่ดี เช่น 1N821

เป็นซีเนอร์ชนิดราคาไม่แพง มีค่าแรงดัน 6.2 โวลต์ ให้ความสัมพันธ์ทางอุณหภูมิในช่วง 100 ppm/°C (1N821) ลงไปถึง 5 ppm/°C (1N829) และ 1N940 และ 1N946 เป็นซีเนอร์โคโอด 9 โวลต์และ 11.7 โวลต์ ที่มีสัมพันธ์ทางอุณหภูมิ 2 ppm/°C



รูปที่ 2.16 แสดงสัมพันธ์ทางอุณหภูมิของซีเนอร์โคโอด กับแรงดันเบรคควาน

2.4.1.1.4 ซีเนอร์แบบชดเชยอุณหภูมิ (temperature compensated zeners)

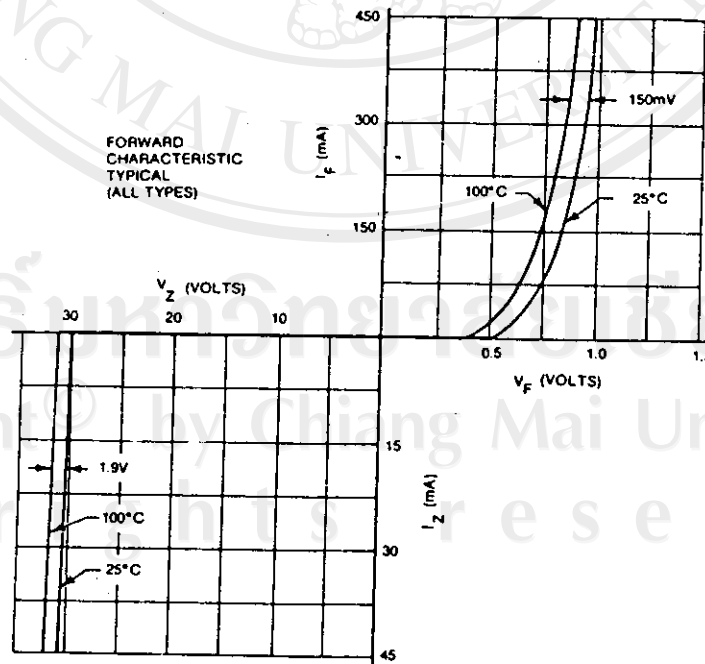
คุณสมบัติของโคโอด ค่านอุณหภูมิอาจเป็นทั้งแบบบวก และลบ ทั้งค่านอุณหภูมิ ยกตัวอย่างเช่นโคโอด 100 โวลต์ สามารถแปรจากอุณหภูมิไป 12.5 โวลต์ จาก 0 ถึง 125°C โคโอดแรงดันอ้างอิง เราเรียกว่า โคโอดแบบชดเชยอุณหภูมิหรือ TC. ซีเนอร์ซึ่งออกแบบให้มีผลต่ออุณหภูมิต่ำ

การออกแบบซีเนอร์ชก เซอร์คูมสามารถทำให้แรงดันเปลี่ยนไป 5 มิลลิโวลต์ จากช่วง -55 ถึง 100°C ซีเนอร์โคโอดชนิดแรงดันอ้างอิงถูกใช้มากในแหล่งจ่ายไฟตรงที่ลง ที่ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เสถียรภาพ ในจิกิตอลโวลต์มิเตอร์ ในมิเตอร์วัดความถี่ และเครื่องมือที่เที่ยงตรง

ครีท และเสถียรภาพค่านแรงดันและเวลาเป็นสิ่งที่ใช้ในการพิจารณาในซีเนอร์ชนิดชกเซอร์คูม โดยทั่วไปจะให้เสถียรภาพดีกว่า 500 ppm ต่อ 1000 ชั่วโมง

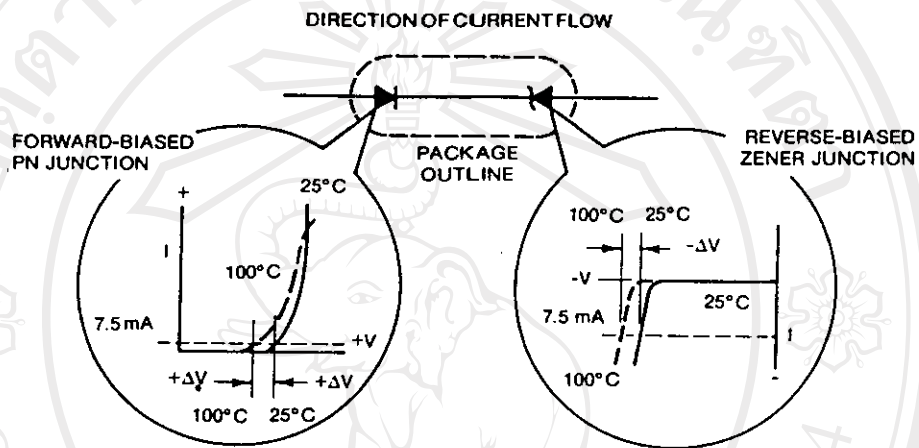
การชกเซอร์คูมของเซอร์คูมในรอยต่อ ที-เอ็น

รอยต่อที-เอ็นที่กระแสแรงดันจะลดลงถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้น ในรูปสัมพันธ์ทางอุณหภูมิเป็นลบ ในกรณีจะว่าเวลาที่มากกว่า 5 โวลต์ จะให้สัมพันธ์อุณหภูมิเป็นบวก แต่ถ้าค่ากว่า 5 โวลต์ จะให้สัมพันธ์อุณหภูมิเป็นลบ



รูปที่ 2.17 ผลของอุณหภูมิกับคุณลักษณะสมมติของซีเนอร์โคโอด

ถ้าเราจัดให้ไบอัสตรงของรอยต่อรวมกับซีเนอร์ เราจะสามารถจัดให้เหมาะสม
 ทางด้านการชดเชยอุณหภูมิ จากรูปที่ 2.18

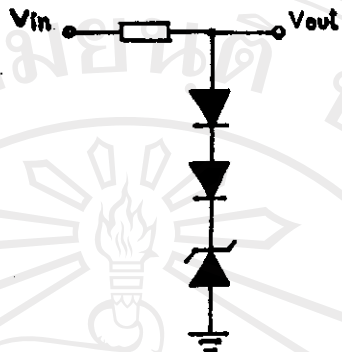


รูปที่ 2.18 หลักการเบื้องต้นของการชดเชยอุณหภูมิในซีเนอร์-
 ไดโอดชดเชยอุณหภูมิ

การเปลี่ยนแปลงอย่างเท่ากันของแรงดัน เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ก็จะเป็นบวกสำหรับซี-
 เนอร์ไดโอด และเป็นลบสำหรับไดโอดธรรมดา จากสมการ

$$V_{REF} = V_Z + \Delta V_Z + V_D - \Delta V_D$$

วิธีทำ หากไดโอดใช้รูปที่ 2.18 ถ้าอุณหภูมิรอบข้างเปลี่ยนจาก 25° C ถึง 100° C
 จะมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบประมาณ 150 มิลลิโวลต์ในขณะที่สัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวก 1.9
 มิลลิโวลต์/เซลเซียส เพิ่มขึ้นทางด้านไบอัสย้อนกลับ โดยการรวมไดโอดที่มากกว่าหรือเท่ากับ
 1 ตัว ชนิดซิลิคอน ซึ่งอาจจะต่อ ข้างนอก หรือรวมอยู่ในตัวดังที่แสดงในรูป 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงการชดเชยอุณหภูมิให้กับซีเนอร์โคโอดด้วยไดโอดที่ไบอัสตรง

เราสามารถใช่วิธีการชดเชยนี้ทำให้โคคริฟท์อยู่ในขนาด $0.001\%/^{\circ}\text{C}$ ตัวอย่างเช่น

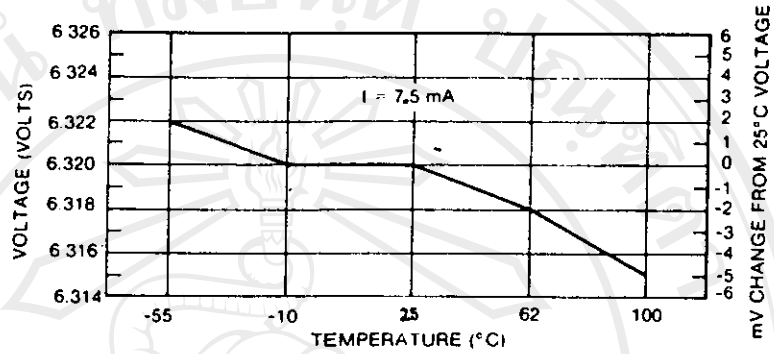
ซีเนอร์โคโอดขนาด 10 โวลต์ มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ $+5.5\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ เมื่อต่อกับกระแส 100 มิลลิแอมป์ 1N4001 มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นลบ $-2.0\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ถ้านำ 1N4001 จำนวน 3 ตัวมาต่อกัน จะมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ $-6.0\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ และแรงดันตกคร่อมไดโอด 3 ตัวนี้รวมกันได้ 2.17 โวลต์ที่ 25°C เพราะฉะนั้น เราจึงได้ค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ $-0.5\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ที่กระแส 100 มิลลิแอมป์ โดยมีแรงดันออก 12.2 โวลต์

$$\text{เสถียรภาพทางอุณหภูมิ} = -0.004\%/^{\circ}\text{C}$$

$$\text{โดยการคำนวณจากเสถียรภาพ} = \left(\frac{-0.5\text{ mV}/^{\circ}\text{C} \times 100}{12.2\text{ V}} \right)$$

2.4.1.1.5 เสถียรภาพของสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

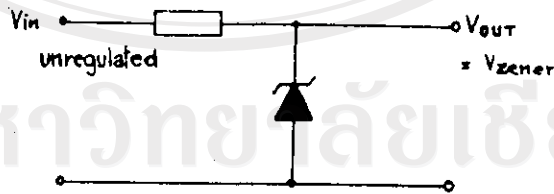
จากรูปแสดงให้เห็นคุณสมบัติของแรงดันกับอุณหภูมิของซีเนอร์ ชนิดชดเชยอุณหภูมิ เราจะเห็นว่าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นแรงดันจะลดลง ซึ่งเราสามารถที่จะแปลงให้อยู่ในรูปของ $\%/^{\circ}\text{C}$ ได้



รูปที่ 2.20 กราฟแสดงค่าแรงดันกับอุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอด 1N827 ซึ่งเป็นซีเนอร์ไดโอดที่มีการชดเชยอุณหภูมิ

2.4.1.1.6 วงจรคงค่าแรงดันชนิดอิมิตเตอร์โฟลโลเวอร์ (Emitter follower regulator)

วงจรคงค่าแรงดันอย่างง่ายประกอบด้วยซีเนอร์ไดโอด จากภาพ



รูปที่ 2.21 วงจรคงค่าแรงดันอย่างง่ายที่ประกอบด้วยซีเนอร์ไดโอด

กระแสที่ใช้ในวงจรเลือกจาก $\frac{V_{in} - V_{out}}{R} > I_{out(max)}$

$$P_{zener} = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{R} - I_{out} \right) V_{zener}$$

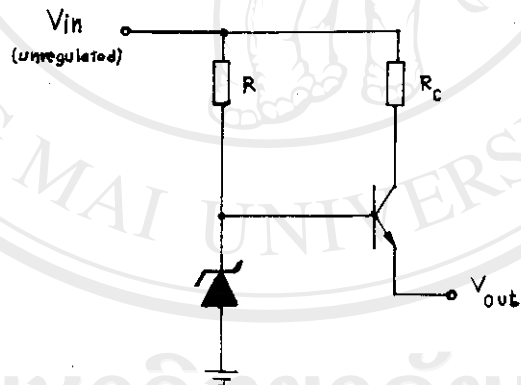
ในการออกแบบเราใช้กรณีที่สภาพเลวร้าย โดยใช้ $V_{in(max)}$, R_{min} และ $I_{out(min)}$ การใช้ซีเนอร์ไดโอดมีข้อเสีย ดังนี้

- ไม่สามารถปรับ หรือเลือกค่าแรงดันออกที่เหมาะสมได้
- ซีเนอร์ไดโอดให้คาร์ริวเทิล รีเจคชั่น และเรกกูเลชันที่เปลี่ยนไปตามแรงดันขาเข้าหรือโหลดด้วยค่าจำกัดทางคานไคนามิกอิมพีแดนซ์ (dynamic Impedance) ของซีเนอร์ไดโอด

- ในการแปรสภาพโวลต์เมื่อใช้กระแสมากขึ้นจำเป็นต้องใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีกำลังสูญเสียสูงขึ้น ซึ่งไม่คุ้มค่าสูญเสียกำลังส่วนใหญ่ไปในขณะกระแสโวลต์ต่ำลง

การใช้วงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ที่จะแยกซีเนอร์ไดโอดออก แสดงดังนี้

วงจร



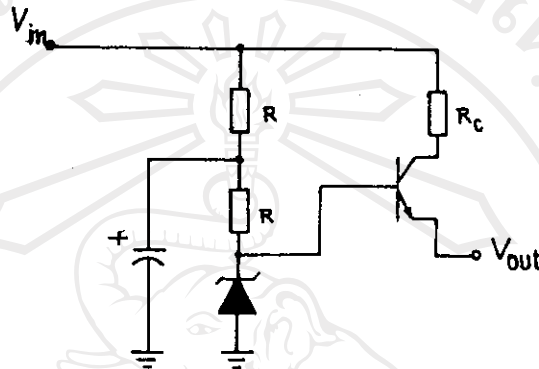
รูปที่ 2.22 วงจรคงค่าแรงดันชนิดอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์

ซึ่งใช้กระแสผ่านซีเนอร์น้อย ๆ ก็พอ เพราะว่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์น้อย ความจำเป็นที่จะใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีการสูญเสียกำลังสูงจึงไม่จำเป็น โดยจะลดลงประมาณ $1/h_{FE}$

R_C ไว้ป้องกันแรงดันออกล้นวงจร

ข้อที่มีประโยชน์ตรงจำกัดผลของกระแสกระเพื่อม (Ripple current) ที่ผ่านความต้านทานเข้ามา โดยการใช้กระแสมาจากแหล่งจ่ายกระแสที่ อีกวิธีหนึ่งใช้โล้ว-

พาสฟิลเตอร์ (Low pass filter) ในวงจรความต้านทานตัวบน บางครั้งอาจแทนได้ด้วย
โคโค

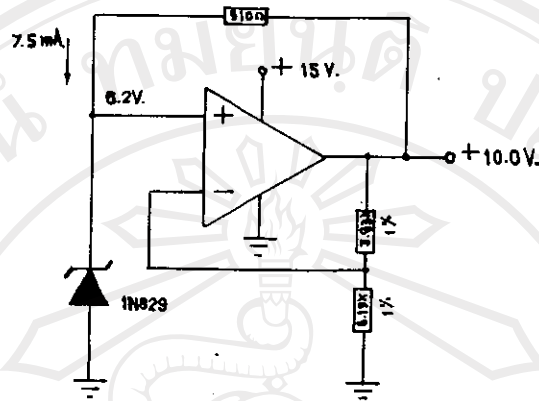


รูปที่ 2.23 วงจรแสดงการใช้โอ้วพาสฟิลเตอร์ (Low pass filter) ให้งับการไบอัสซีเนอร์โคโค

2.4.1.1.7 การใช้ซีเนอร์โคโคชนิดชดเชยอุณหภูมิและให้จ่ายกระแสได้มาก (Providing operating current)

ซีเนอร์โคโคชนิดชดเชยอุณหภูมินี้สามารถใช้เป็นแรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพใน
วงจรแก้มันต้องมีการจ่ายกระแสที่คงที่ อนุกรม 1N821 ซึ่งกำหนดแรงดัน $6.2 \text{ โวลต์} \pm 5\%$
ที่ 7.5 มิลลิแอมแปร์ ซึ่งมี Incremental resistance ประมาณ 15 โอห์ม แต่การ
เปลี่ยนของ กระแส 1 มิลลิแอมแปร์ จะทำให้การเปลี่ยนของแรงดันออกเป็น 3 เท่าของการ
เปลี่ยนอันเนื่องมาจากอุณหภูมิ -55°C ถึง 100°C ในโคโคเบอร์ 1N825 จากรูปที่ 2.24

แสดงการให้กระแสที่แก่ซีเนอร์โคโคชนิดนี้โดยตรง ออฟแอมป์ต่อแบบนอนอิน
เวอร์ตติ้ง (Noninverting) เพื่อให้แรงดันออก $+10.0 \text{ โวลต์}$ ซึ่งแรงดันออกที่เสถียรภาพ
นี้จะให้กระแสที่กับตัวของซีเนอร์โคโคเอง 7.5 มิลลิแอมแปร์



รูปที่ 2.24 แสดงการจ่ายกระแสคงที่ให้กับซีเนอร์ไดโอดแบบ
เพียงครั้งที่ชดเชยอุณหภูมิ

2.4.1.1.8 ไคโอดแรงดันอ้างอิง

ยังมีซีเนอร์ไดโอดชนิดพิเศษที่มีการรับรองเสถียรภาพของแรงดันซีเนอร์เทียบกับเวลา ยกตัวอย่างเช่น อนุกรม 1N 3501 และ 1N 4890 ซีเนอร์ไดโอดชนิดนี้ สามารถรับประกันเสถียรภาพที่กว่า 5 ppm/1000hr. แต่ซีเนอร์ไดโอดชนิดนี้จะมีราคาสูง

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงคุณสมบัติของซีเนอร์ไดโอดและไดโอดแรงดันอ้างอิง

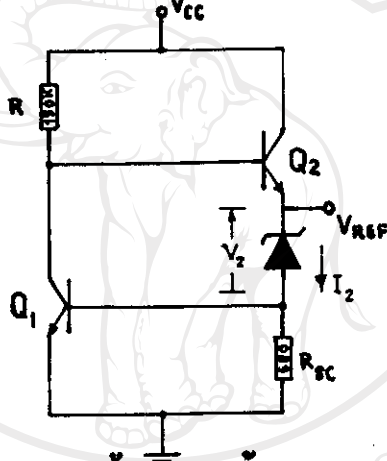
ZENER AND REFERENCE DIODES								
Type	Zener voltage V_Z (V)	@	Test current I_Z (mA)	Tolerance (±%)	Tempco max (ppm/°C)	Regulation ΔV for ±10% I_Z max (mV)	Maximum power (W)	Comments
Reference zeners								
1N821A-	6.2		7.5	5	±100	7.5	0.4	5 member family, graded by tempco; best and worst shown Long-term stability < 100ppm/1000h Long-term stability < 10ppm/1000h IC 2-terminal reference Thermostated 2-terminal IC reference
1N829A	6.2		7.5	5	±5	7.5	0.4	
1N4890-	6.35		7.5	5	±20		0.4	
1N4895	6.35		7.5	5	±5		0.4	
LM129A	6.9		1.0	5	±10	0.1	0.2	
LM399	6.9		1.0	5	±1	0.1	0.15	
Regulator zeners								
1N5221A	2.4		20	10	-850	60	0.5	60 member family, 2.4V to 200V in "5% resistor values" plus some extras; ±20%, ±10%, and ±5% avail.; popular
1N5231A	5.1		20	10	±300	34	0.5	
1N5281A	200		0.65	10	+1100	160	0.5	
1N4728A	3.3		76	10	-750	76	1.0	37 member family, 3.3V to 100V in "5% resistor values"; ±20%, ±10%, and ±5% avail.; popular
1N4735A	6.2		41	10	+500	8	1.0	
1N4764A	100		2.5	10	+1100	88	1.0	
TL431	2.75		10	2	±50	3	0.8	IC 2-terminal regulator; V_Z settable from 2.75V to 40V

2.4.1.2 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงชนิดซีเนอร์ที่ใช้กระแสคงที่

ผลของค่าอิมิตชันที่สามารถทำให้ลดค่าแรงดันไดโอดโดยใช้ซีเนอร์ไดโอดที่ขับเคลื่อนกระแสคงที่ ค่าของกระแสซีเนอร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ $I_Z = \frac{V_{BE}^{Q_1}}{R_{SC}}$

ซึ่ง $V_{BE}^{Q_1}$ = แรงดันเบสเอมิเตอร์ Q_1

$$V_{REF} = V_Z + V_{BE}^{Q_1} = V_{BZ} + I_Z Z_z + V_{BE}^{Q_1}$$



รูปที่ 2.25 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงชนิดซีเนอร์ไดโอดที่ใช้กระแสคงที่

ค่าของแรงดันออกประมาณ 7 โวลต์ ของรูปนี้จึงเป็นแรงดันอ้างอิงที่ไม่ขึ้นกับการแปรของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเข้าวงจร และยังเป็นการเพิ่มเสถียรภาพค่าแรงดันอ้างอิงชนิดที่มีความหนาแน่น และซีเนอร์ไดโอดเพียงอย่างเดียว 1 ตัว

เสถียรภาพของซีเนอร์ไดโอดที่มีอยู่ในวงจรรวม มีค่าประมาณ $2.2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ หรือประมาณ $0.04 \text{ \%}/^{\circ}\text{C}$ สำหรับซีเนอร์ 6.2 โวลต์ ดัชนีอุณหภูมิสูงถึง 100°C ซีเนอร์ไดโอดจะมีค่าแรงดันเปลี่ยนไป 4 % นับว่าไม่มากนัก แต่อย่างไรก็ดี เราสามารถปรับสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวกของซีเนอร์ไดโอด $+2.2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ให้เข้ากับสัมประสิทธิ์เป็นลบของแรงดันเบสเอมิเตอร์ของ Q_1 ที่ $-2.2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ เราก็จะได้แรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพกับอุณหภูมิ

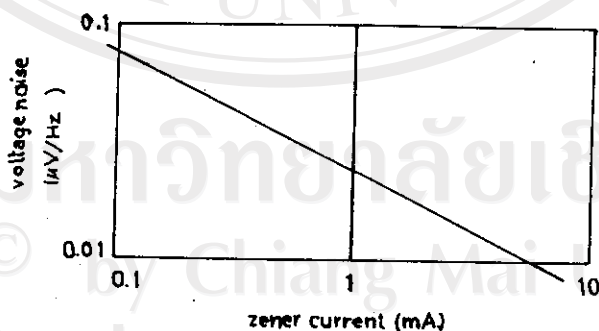
2.4.1.3 วงจรรวมชนิดซีเนอร์ (IC, zener)

วงจรรวม 723 เป็นวงจรคงค่าแรงดันที่ใช้ซีเนอร์โคโกลชนิดที่ใช้ควบคุมอุณหภูมิ ให้เสถียรภาพของแรงดันอ้างอิง $30 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ซึ่งวงจรรวมเบอร์นี้สามารถใช้เป็นแรงดันอ้างอิงโคโกลโดยใช้อุปกรณ์อื่น ถือเป็นวงจรรสร้างเป็นแรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพโคโกล โดยใช้นแหล่งจ่ายไฟจ่ายเข้าไปถึงจะโควงจรรวมชนิดแรงดันอ้างอิง 3 ขา

วงจรรวมซีเนอร์สามารถใช้ขาเพียง 2 ขา เหมือนซีเนอร์โคโกลก็ได้ ยกตัวอย่าง LM 329 ซึ่งวีลักษณะเป็นวงจรรวมซีเนอร์ มีค่าแรงดัน 6.9 โวลต์ มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ $6 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ (ภาวะปกติ) ในภาวะสูงสุดมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ $10 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ (สูงสุด) เมื่อรับตัวกระแสที่ 1 มิลลิแอมแปร์

ข้อเสียของวงจรรวมชนิดซีเนอร์คือสัญญาณรบกวน โดยเฉพาะโคโกลเกี่ยวข้องกับอะวาลันซ์ ในซีเนอร์ที่มีค่าแรงดันมากกว่า 6 โวลต์

กราฟรูป 2.26 เป็นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนของ 723



รูปที่ 2.26 แสดงสัญญาณรบกวนที่เกิดจากโคโกลแรงดันอ้างอิง ชนิดใช้ซีเนอร์สัญญาณรบกวนต่ำ (Low noise zener) แบบเดียวกับที่ใช้ใน 723

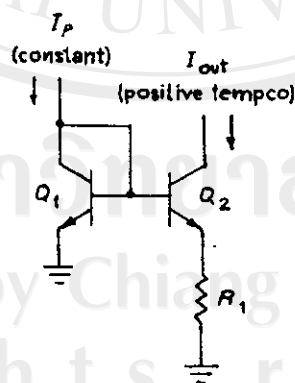
บางครั้งการใช้วิธีที่เรียกว่า "buried" หรือการฝัง (subsurface) โครงสร้างของซีเนอร์จะถูกทำให้มีเสถียรภาพที่มากขึ้น และสามารถลดสัญญาณรบกวน ซึ่งเป็นวิธีการที่นิยมใช้กันมากในวงจรรวมชนิดสร้างแรงดันอ้างอิงแบบโมโนลิธิค (Monolithic IC. reference)

2.4.1.4 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงแบบแถบแคบ (Bandgap V_{BE} reference)

แรงดันอ้างอิงแบบแถบแคบเริ่มนิยมมาไม่มากนัก บางครั้งเรียกว่า V_{BE} ซึ่งสามารถเข้าใจได้จากการศึกษาสมการไดโอดของ Ebers-Moll* (5)

หลักการคือ สร้างแรงดันอื่นหนึ่ง ซึ่งมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวกเท่า ๆ กับสัมประสิทธิ์ที่เป็นลบของแรงดันเบสเอมิเตอร์แล้วรวมกันจะได้สัมประสิทธิ์เป็นศูนย์

เราเริ่มค้นคว้า current mirror ของทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่ทำงานที่ความแตกต่างของความหนาแน่นกระแสเอมิเตอร์ (โดยปกติ 10 : 1)



รูปที่ 2.27 แสดง current mirror

ใช้สมการ Ebers-Moll, กระแสที่ออกมาจะเป็นชนิดสัมประสิทธิ์อุณหภูมิบวก เพราะผลต่างของแรงดันเบสเอมิเตอร์เป็น $(kT/q) \log_e r$, r เป็นอัตราส่วนของความ

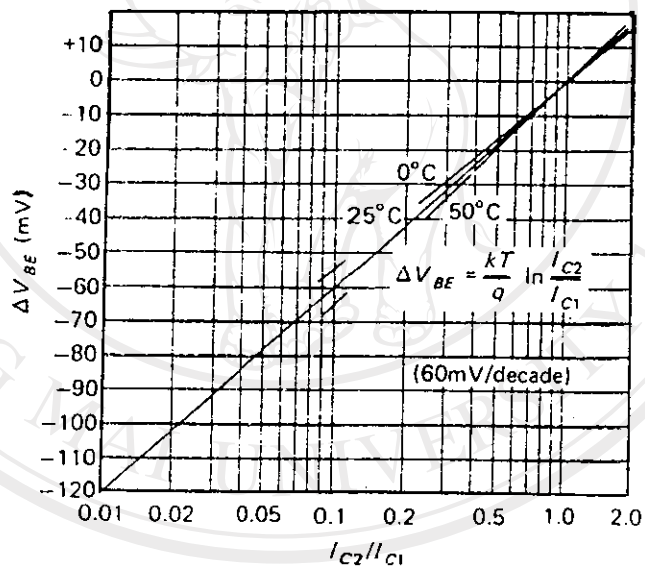
พลาแนนของกระแส

$$I_C = I_s \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (5)$$

$$V_T = \frac{kT}{q} = 25.3 \text{ mV. ที่ } 20^\circ\text{C}$$

$$q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C.}$$

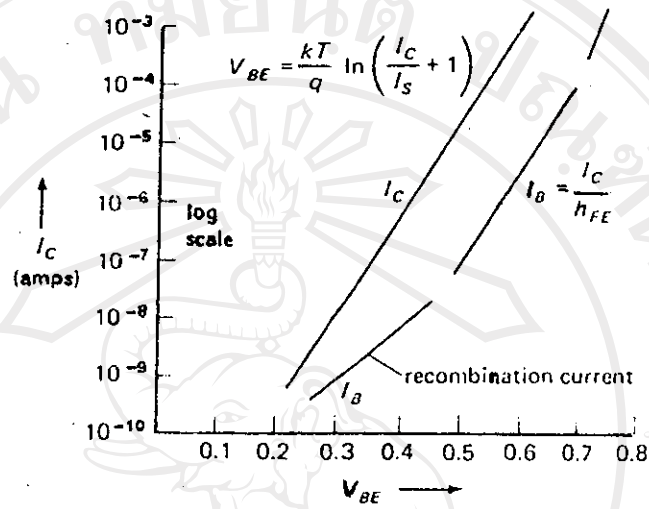
$$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$$



รูปที่ 2.28 แสดงกราฟอัตราส่วนของกระแสคอลเลคเตอร์สำหรับ

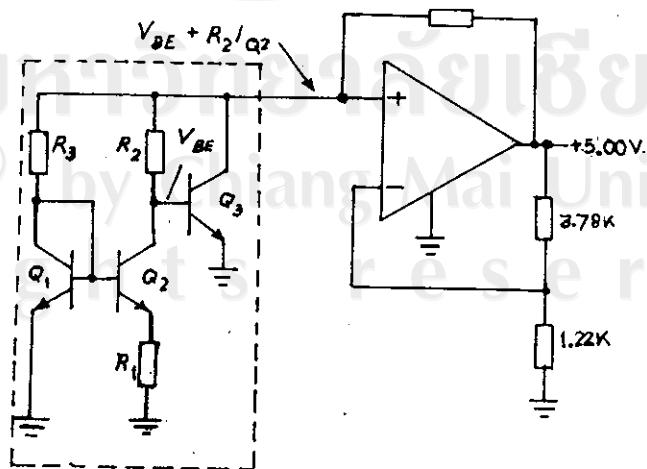
ทรานซิสเตอร์ที่ต่อเหมือนกัน ซึ่งหาได้จากความแตกต่าง

ของแรงดันที่เบสและอิมิตเตอร์



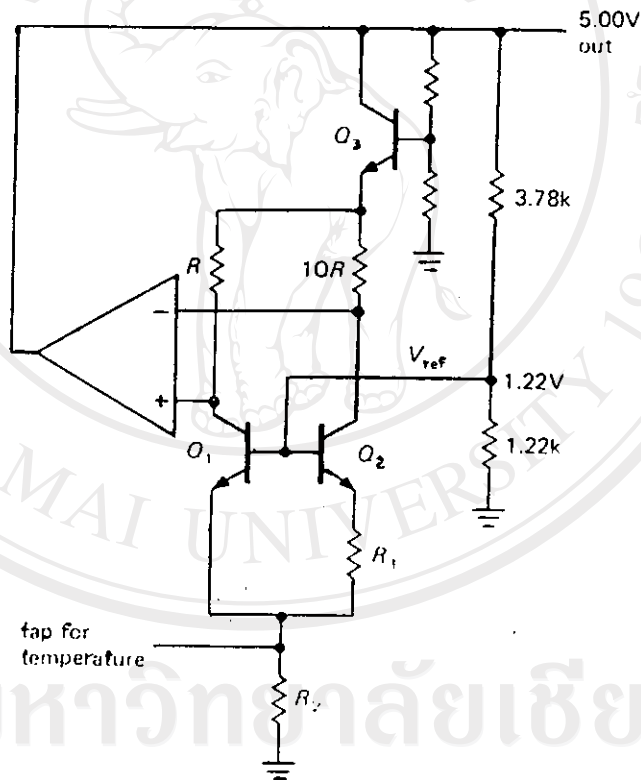
รูปที่ 2.29 แสดงกระแสเบสและคอลเลกเตอร์ซึ่งเป็นฟังก์ชันกับแรงดันเบสเอมิคเตอร์

เราสามารถตั้งกระแส I_p ให้คงที่ได้ โดยการเปลี่ยนกระแสไปเป็นแรงดันกับความต้านทานและเค็มแรงดันเบสเอมิคเตอร์ลงไป ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 วงจรแรงดันอ้างอิงชนิดแรงดันเบสเอมิคเตอร์แบบแบบคัท

R_2 เราตั้งไว้ให้เป็นสัณฐานประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็นบวก เพื่อจะตัดกับ V_{BE} และถ้าเลือกค่าที่เหมาะสม เราจะได้สัณฐานประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็นศูนย์ ซึ่งหมายความว่ารับแรงดันออกให้เท่ากับแรงดันของแบนด์แกปของซิลิคอน (silicon bandgap voltage) คือ 1.22 โวลต์ จะได้สัณฐานประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็นศูนย์ วงจรในกล่องเป็นส่วนสร้างแรงดันอ้างอิง โดยใช้ R_3 เป็นตัวกำหนดกระแสแสงที่



รูปที่ 2.31 วงจรแรงดันอ้างอิงชนิด V_{BE} แบบคณนทที่นิยมมีกรูปรหนึ่ง
ให้แรงดันออก 5.00 โวลต์

จากรูปเป็นวงจรสร้างแรงดันอ้างอิงที่นิยม ซึ่งสามารถแทนที่ในกล่องรูป ที่ 2.30 ได้ Q_1, Q_2 เป็นทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมกันถูกขับด้วยกระแสสมิตเตอร์ ในอัตราส่วน 10:1 โดยป้อนจากแรงดันคอลเลกเตอร์ ความแตกต่างของแรงดันเบสสมิตเตอร์ V_{BE} ในที่นี้เป็น

$kT/q \log_{10}$ ทำให้ Q_2 มีกระแสมีคเตอร์เป็นส่วนกับอุณหภูมิและกระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 มากกว่าอยู่ประมาณ 10 เท่า ซึ่งก็เป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิ ดังนั้นกระแสมีคเตอร์ทั้งหมดก็เป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิเช่นกัน ทำให้แรงดันคร่อม R_2 มีสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็นบวก ซึ่งแรงดันนี้สามารถใช้เป็นเทอร์โมมิเตอร์ได้

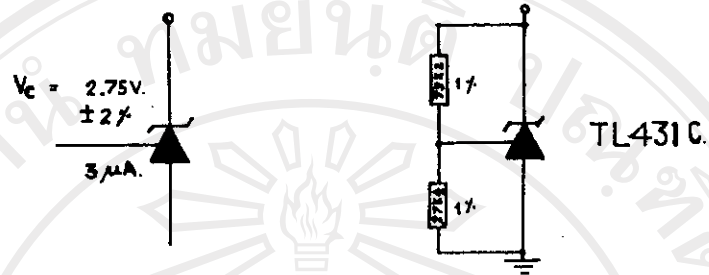
แรงดันคร่อม R_2 จะตัดกับ V_{BE} ของ Q_1 ให้ได้แรงดันอ้างอิงที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นศูนย์ปรากฏอยู่ที่เบส แรงดันอ้างอิงชนิดแบบคณภาพที่ปรากฏออกมามีหลายรูปแบบแต่ที่แน่ชัดมักจะต้องการรวมกันระหว่าง V_{BE} กับแรงดันที่ผลิตออกมาจากรานซิสเตอร์ที่ทำงานควมอัตราส่วนของความหนาแน่นกระแสคาบหนึ่ง

2.4.1.5 วงจรรวมแรงดันอ้างอิงชนิดแบบคณภาพ

ตัวอย่างของวงจรรวมแรงดันอ้างอิงชนิดแบบคณภาพคือ LM 113 มีแรงดันออกมา 1.22 โวลต์ แรงดันอ้างอิงที่ต่ำที่สุดในขณะปี 1980 คือ REF -20 มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิทำ 3 ppm/°C (แบบปกติ) และ 8.5 ppm/°C (แบบสูงสุด) อุปกรณ์ภายในทำให้ได้แรงดันออกมา +5.0 โวลต์ โดยมีการปรับให้ค่าแรงดันออกตาม +5.0 โวลต์นั้น

อีกตัวอย่างหนึ่งคือ AD 580 ซึ่งสามารถให้แรงดัน 2.5, 5.0 หรือ 10 โวลต์ โดยการต่อวงจรภายนอก เป็นชนิด 3 ขา และต้องการไฟเลี้ยงแบบไฟตรง⁽⁵⁾ คุณสมบัติได้จากตาราง (ภาคผนวก) แรงดันอ้างอิงที่น่าสนใจอีกวงจรหนึ่งคือ TL 413 C เป็นซีเนอร์โปรแกรมนัดตั้งรูปที่ 2.32

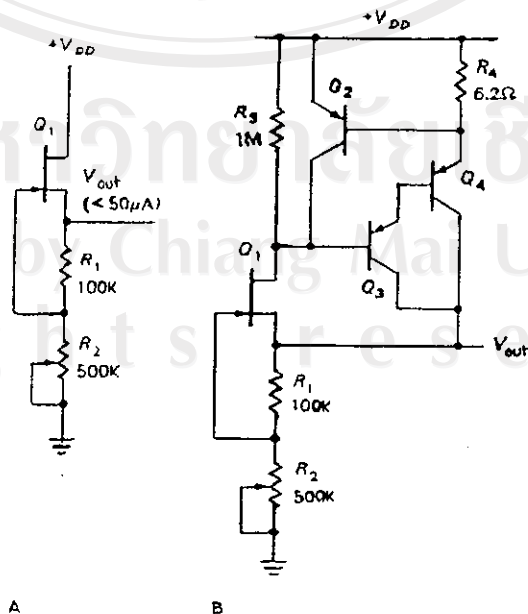
สามารถให้แรงดัน 2.75 โวลต์ โดยอุปกรณ์ต้องการกระแสเพียงไม่กี่ไมโครแอมป์ ให้สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ 10 ppm/°C จากวงจรให้แรงดันออก 10.0 โวลต์ อุปกรณ์นี้บรรจุใน mini DIP ซึ่งสามารถให้กระแสได้ถึง 100 มิลลิแอมป์



รูปที่ 2.32 แสดงวงจรรวมแรงดันอ้างอิงแบบแคทโทด TL 431 C

2.4.1.6 แรงดันอ้างอิงแบบพินชออฟ

วงจรแรงดันอ้างอิงสามารถสร้างจากวิธีอื่นได้อีก เช่นจากการใช้ฟิล์มเฟกทรานซิสเตอร์ชนิดกระแสต่ำเรียกว่าแรงดันอ้างอิงแบบพินชออฟ (pinch-off reference) วงจรดังรูปที่ 2.33 รูปแรกจ่ายกระแสไดโอด จึงใช้คาร์ลิงตัน (Darlington) เพื่อเพิ่มกระแส



รูปที่ 2.33 แสดงวงจรแรงดันอ้างอิงแบบพินชออฟในฟิล์มเฟกทรานซิสเตอร์

2.4.1.7 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพอุณหภูมิ (Temperature Stabilized reference)

วิธีหนึ่งใช้แรงดันอ้างอิงแบบแถบแคบหรือแรงดันอ้างอิงอื่น ๆ ที่ชกเซมิคอนดักเตอร์ที่เสถียรไว้ในที่อุณหภูมิภายนอกคงที่ วิธีการหนึ่งที่เราเรียกง่าย ๆ ว่า การอบ (ovenized) ถูกใช้มาหลายปีแล้ว แต่ไม่สะดวกที่ใช้กระแสและกำลังมาก และต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งอุ่นเครื่องก่อน (ประมาณ 10 นาที หรือกว่านั้น) วิธีการนี้ทำได้โดยใช้วงจรให้ความร้อนอยู่บนวงจรรวมที่ประกอบแล้ว หลักการนี้ถูกค้นพบโดย Fairchild $\mu A 726$ และ $\mu A 727$ และวงจรสร้างแรงดันอ้างอิงอื่น ๆ เช่น Harris HA 1600-5 และ National LM 199 ก็ปรากฏขึ้นด้วยค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ $0.00002 \%/^{\circ}C$ หรือ $0.2 \text{ ppm}/^{\circ}C$ อุปกรณ์นี้ถูกบรรจุในตัวถังบรรจุ TO-46 ซึ่งต้องใช้กำลัง 0.25 วัตต์ ใช้เวลา 3 วินาทีจึงจะได้อุณหภูมิที่ต้องการในการทำงาน

แต่สิ่งหนึ่งที่ควรระวังคือออฟแอมป์, สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของตัวต้านทานแบบไวร์-วาวด์ ที่มีค่า $\pm 2.5 \text{ ppm}/^{\circ}C$ ยกตัวอย่างวงจรที่มีครีฟค่าและเที่ยงตรงคือ OP-07 มีค่าครีฟ $0.2 \mu V/^{\circ}C$

แรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพอีกอันหนึ่ง ซึ่งต้องการแรงดันต่ำในการทำงาน แสดง
 ครงรูปที่ 2.34

$$V_{REF} = V_{BEQ3} + I_2 R_2$$

$$I_2 = \frac{V_{BEQ1} - V_{BEQ2}}{R_1}$$

การเปลี่ยนแปลงของ V_{REF}

$$\Delta V_{REF} = \Delta V_{BEQ3} + \left\{ \frac{\Delta V_{BEQ1} - \Delta V_{BEQ2}}{R_1} \right\} R_2$$

แต่

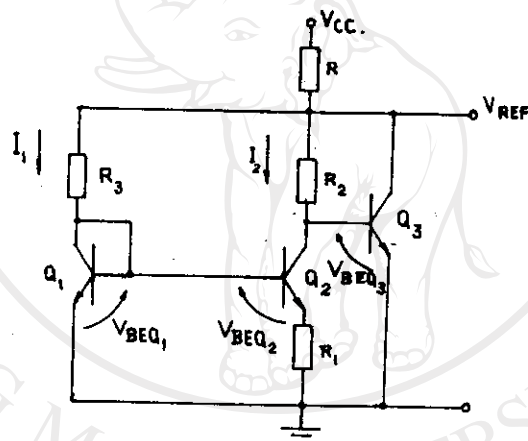
$$\Delta V_{BEQ1} = \Delta T_j K \ln I_1$$

ซึ่ง $K =$ ค่าคงที่ $\Delta T_j =$ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิของรอยต่อ

$$\Delta V_{BEQ2} = \Delta T_j K \ln I_2$$

จะได้ว่า

$$\Delta V_{REF} = \Delta V_{BEQ3} + \Delta T_j K \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \ln \frac{I_1}{I_2}$$



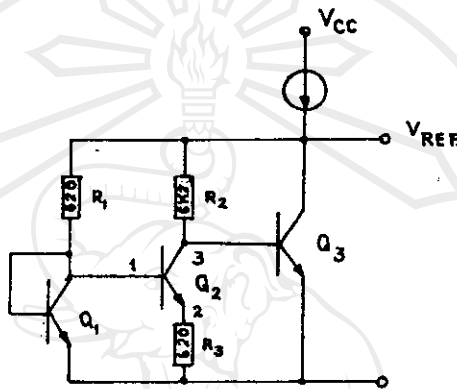
รูปที่ 2.34 วงจรแรงดันอ้างอิงชนิดแมนคแนท

แต่ ΔV_{BEQ3} เป็นค่าลบและ $I_1 > I_2$, $\ln I_1/I_2$ เป็นบวก เราสามารถปรับค่าหรือเลือกค่าให้เหมาะสม คือค่าของ I_1, R_1, R_2 จะทำให้ได้สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นศูนย์

2.4.1.8 วงจรรวมแรงดันอ้างอิงชนิดแมนคแนทของ A. PAUL BROKAW

ความต้องการแรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพมีความต้องการทั่วไปในวงจรอิเล็กทรอนิกส์โคโยคแบบซคเซยอุณหภูมิถูกใช้มาก แต่วิธีขบภรตรงไม่สามารถทำงานที่แหล่งจ่ายไฟต่ำ ๆ มักมีปัญหาเรื่องเสถียรภาพในระยะยาวนาน (Long term stability) การใช้

V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ที่เชื่อมกับแบบคณพโวลเตจของซิลิคอนสามารถแก้ปัญหานี้ได้ โดยใช้วงจรมอนอลิติก จะให้วงจรแรงดันอ้างอิง 3 ขา ที่มีแรงดันออก 2.5 โวลต์ และทำงานได้เมื่อแหล่งจ่ายไฟลดค่าลงเหลือเพียง 4 โวลต์



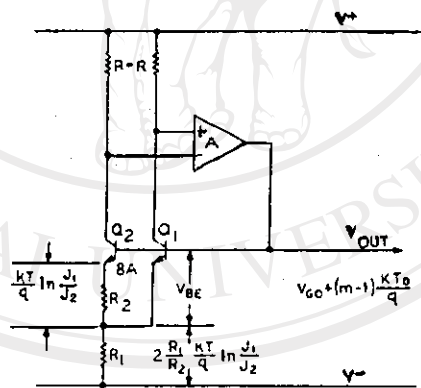
รูปที่ 2.35 แสดงวงจรแรงดันอ้างอิงแบบแบบคณพ

Q_1 และ Q_2 ทำงานที่ความหนาแน่นกระแสต่างกัน เพื่อให้แรงดันที่เป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิปรากฏบน R_3 และ R_2 ทรานซิสเตอร์ Q_3 จะให้แรงดันอ้างอิงออกมาเท่ากับแรงดันคร่อม R_2 และรวมกับ V_{BE} ของ Q_3 ถ้าตั้งค่าแรงดันให้เท่ากับแรงดันแบบคณพของซิลิคอนแรงดันคร่อม R_2 จะชดเชยกับ V_{BE} ของ Q_3 แล้วแรงดันออกจะไม่เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ การแปรค่า μ_{FE} ของ $Q_{1,2,3}$ เนื่องจากผลของอุณหภูมิทำให้เกิดปัญหาของแรงดันออกที่ผิดพลาดไปและเกิดครีฟที่ขึ้นได้ การแก้ไขทำได้โดยใช้ Q_2 มีกระแสสูงกว่า Q_1 และ Q_3 ความต้านทานแบบสร้างจากการแพร่ (diffused resistors) ที่มีสมบัติแปรเปลี่ยนไปแบบไม่เส้นตรงนัก ก็นับว่าเป็นปัญหาในการออกแบบวงจรนี้ เราแก้ปัญหาโดยการให้ทรานซิสเตอร์ที่พอเหมาะกัน (match) และใช้ความต้านทานแบบฟิล์มบางที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ (TCR.) ค่า ๆ

หลักการพื้นฐานของวงจรถ่าย

ก. การผลิตแรงดันแบบแคบ

จากวงจรถ่ายที่มีมิเตอร์ของ Q_2 ใหญ่กว่า Q_1 ประมาณ 8:1 เมื่อแรงดันที่เบสรวมมีค่าน้อยแรงดันที่คร่อม R_2 ก็น้อยด้วย แต่พจน์ที่มีมิเตอร์ที่มากกว่าของ Q_2 จะทำให้มีค่ากระแสส่วนหนึ่งผ่าน R_1 ทำให้แรงดันของคอลเลกเตอร์ทั้ง 2 ไม่เท่ากัน จึงขับออฟแอมป์ให้ทำงานในแรงดันออกสูงขึ้น จึงทำให้แรงดันที่เบสเพิ่มขึ้น เมื่อแรงดันที่เบสมีค่าเพิ่มขึ้นจะขับกระแสจำนวนมากผ่าน R_1 แรงดันที่คร่อม R_2 จะจำกัดกระแสที่ไหลผ่าน Q_2 ให้น้อยกว่าใน Q_1 ทำให้แรงดันที่คอลเลกเตอร์ไม่เท่ากันอีก แต่เป็นแบบตรงข้ามกับตอนแรก ผลอันนี้จะทำให้แรงดันที่เบสต่ำลงอีกครั้ง



รูปที่ 2.36 การใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวสร้างเป็นเซลล์แบบแคบ

ผลจากการที่กระแสแตกต่างกัน ทำให้เกิดแรงดันที่แตกต่างกันคือ ΔV_{BE}

$$\Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{J_1}{J_2}$$

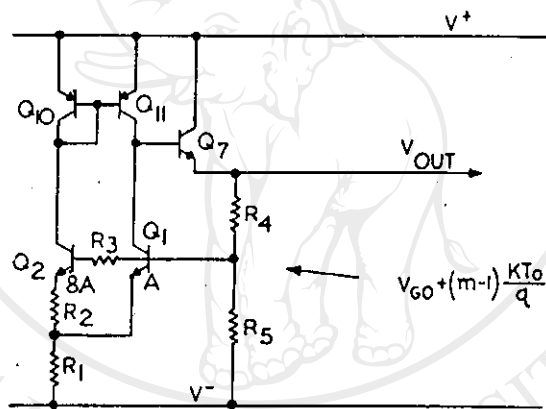
ถ้ากระแสใน Q_1 เท่ากับ Q_2 ทำให้มีกระแส 2 เท่าผ่าน R_1 ฉะนั้นแรงดันคร่อม R_1 ถูกกำหนดโดย

$$V_1 = 2 \frac{R_1}{R_2} kT \ln \frac{J_1}{J_2}$$

แรงดันนี้ใช้ชดเชยกับ V_{BE} ของ Q_1 ที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นลบจะได้แรงดันอ้างอิงที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นศูนย์ได้ ถ้ามีการปรับค่า R_1/R_2 ให้เหมาะสม

ข. การเพิ่มความเสถียรภาพของแรงดันออก

พิจารณารูป

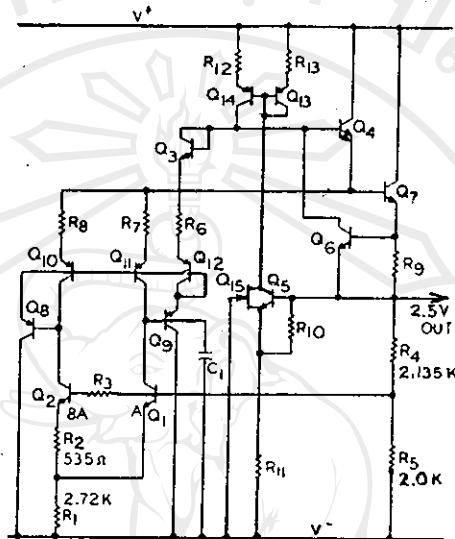


Eliminate error due to base current in R_4 by setting:

$$R_3 = \frac{R_2 R_4 R_5}{R_1 R_4 \cdot R_5}$$

รูปที่ 2.37 วงจรที่ให้แรงดันออกสูงกว่าของแมนคัท

เราใช้แอกทีฟโหลด (active load) เพื่อตรวจกระแสของ Q_1 และ Q_2 โดยตรง พังค์ชั้นของออฟแอมป์ถูกแทนด้วย Q_{10}, Q_{11} และ Q_7 โดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบที่เส้นที่ ต่อเป็นวงจร current mirror เพื่อตรวจจับความแตกต่างของกระแสใน Q_1, Q_2 และไปขับเบสของ Q_7 ให้แรงดันออกมา ซึ่ง R_4 และ R_5 จะเป็นตัวกำหนดแรงดันออกมาโดยสูงกว่าแรงดันของแมนคัทที่ต่ออยู่ที่เบสของ Q_1, Q_2 ยกตัวอย่างวงจรที่สมบูรณ์ของชิพ (chip) แรงดันอ้างอิงที่ทำจากโมโนลิธิคมี 3 ขาคังรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 วงจรสมรรถของวงจรรวมแบบโมโนลิธิกชนิดแรงดัน
อ้างอิง 3 ขา

จากรูป สามารถหาค่าสมบัติได้ตามตาราง

ตารางที่ 2.2 แสดงคุณสมบัติของวงจรรวมแรงดันอ้างอิงชนิดหนึ่ง

Typical Reference Circuit Parameters
(-55 to +125°C)

Output voltage	2.5 V \pm 2 percent
Minimum input voltage	4 V
Load regulation, 0 to 10 mA	3 mV
Supply rejection, 4.5 to 7 V	0.25 mV
Supply rejection, 7 to 30 V	0.25 mV
Standby current	1 mA
Output voltage temperature coefficient (γ)	5 to 60 ppm/°C

$$\left(\gamma = \frac{(V_{max} - V_{min})}{(V_{nominal})(\Delta T)} \right)$$

ข้อสังเกต ผลของสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของตัวต้านทาน (TCR.) ก่อให้เกิดความคลาดเคลื่อนได้

$$V_{BE1} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{i_{e1}}{I_S} \right)$$

$$\frac{dV_{BE1}}{dR_2} = \frac{kT}{q} \frac{I_S}{i_{e1}} \left(\frac{-i_{e1}}{R_2 I_2} \right) = -\frac{kT}{qR_2}$$

$$\frac{dV_{BE1}}{dR_2} \cdot R_2 = -\frac{kT}{q}$$

ที่อุณหภูมิห้องประมาณ -26 mV หรือ $-260 \text{ } \mu\text{V}/\%$ ถ้าหารด้วย 1.22 โวลต์ ซึ่งเป็นแรงดันของเซลล์ จะได้ $-2.13 \times 10^{-4} \%$ ในวิธีการของไมโนลิคจะใช้ความต้านทานทำด้วยฟิล์มบาง (Thin-film) หรือทำด้วยซิลิคอน (Silicon resistor) ซึ่งสัมประสิทธิ์อุณหภูมิ -60 ppm .

2.4.1.9 แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิงที่เสถียรภาพของ D.HAMPEL (4)

จากวงจรรูปที่ 2.39

แรงดันที่ e คือ

$$V_e = V_c - V_{be2}$$

กระแสผ่าน R_1 คือ

$$I_1 = \frac{-V_{EE} + (V_e - V_{be2})}{R_1}$$

แรงดัน c คือ

$$V_c = V_{CC} - I_1 R_2 \alpha$$

$$= V_{CC} - \left[-V_{EE} + (V_e - V_{be2}) \right] \alpha \frac{R_2}{R_1}$$

แต่

$$V_e = V_c - V_{be1}$$

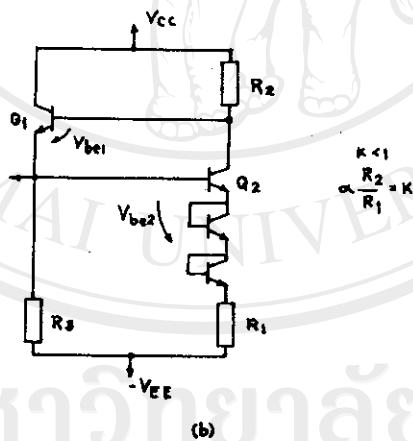
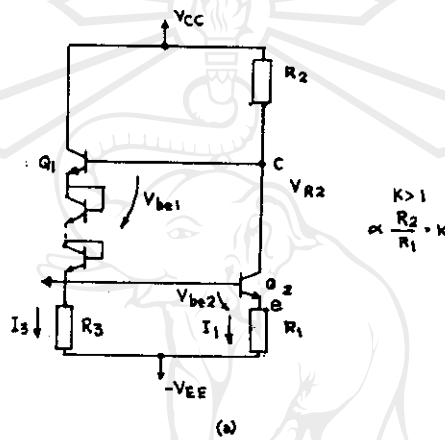
$$V_e = V_{CC} + V_{EE} \alpha \frac{R_2}{R_1} - (V_e - V_{be2}) \alpha \frac{R_2}{R_1} - V_{be1}$$

$$V_e = \frac{V_{CC} + V_{EE} \alpha R_2 / R_1}{1 + \alpha R_2 / R_1} + \frac{V_{be2} \alpha R_2 / R_1 - V_{be1}}{1 + \alpha R_2 / R_1}$$

ให้

$$\alpha \frac{R_2}{R_1} = K$$

$$V_o = \frac{V_{oc} + KV_{EE}}{1+K} + \frac{V_{be2}K - V_{be1}}{1+K}$$



รูปที่ 2.39 แสดงวงจรแรงดันอินพุตที่เสถียรภาพของ D. HAMPEL

สำหรับเสถียรภาพที่อุณหภูมิ ผลของ V_{be} กับ Q_1 ต้องตัดกันกับ Q_2 ซึ่งกระทำโดยเติมโคโอคแบบอนุกรมเข้าไปที่ขาข้างใดข้างหนึ่ง เป็นจำนวนเต็ม K ซึ่งเราเรียกว่า V_{be} ทดกรอม สำหรับ $K > 1$, $N = K$ การเติม V_{be} บน Q_1 ต้องใช้สมการ

$$V_{be2}K = NV_{be1}$$

สำหรับ $K < 1$, $N = 1/K$ การเพิ่ม V_{be} บน Q_2 ต้องใช้สมการ

$$V_{be1} = NV_{be2}K$$

ตารางให้ค่าแรงดันออกมาแต่ละค่า K ซึ่งเป็นจำนวนไดโอดที่ต้องการกับการแปรค่าของแหล่งจ่ายกำลัง

ตารางที่ 2.3 แสดงแรงดันออกของวงจรแรงดันอ้างอิงของ D. HAMPEL

$\frac{\alpha R_2}{R_1} = K$	Number of Diodes in Series With		$V_o = \frac{V_{cc} + KV_{EE}}{1 + k}$		
	Q_1	Q_2	$V_{cc} = 0$	$V_{cc} = V_{EE} = V$	$V_{EE} = 0$
1	0	0	$-\frac{1}{3}V_{EE}$	0	$\frac{1}{3}V_{cc}$
2	1	0	$-\frac{2}{3}V_{EE}$	$-\frac{1}{3}V$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
3	2	0	$-\frac{1}{3}V_{EE}$	$-\frac{2}{3}V$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
4	3	0	$-\frac{2}{3}V_{EE}$	$-\frac{1}{3}V$	$\frac{1}{3}V_{cc}$
...
...	0	1	$-\frac{1}{3}V_{EE}$	$+\frac{1}{3}V$	$\frac{2}{3}V_{cc}$
...	0	2	$-\frac{2}{3}V_{EE}$	$+\frac{2}{3}V$	$\frac{2}{3}V_{cc}$
...	0	3	$-\frac{1}{3}V_{EE}$	$+\frac{1}{3}V$	$\frac{2}{3}V_{cc}$
...

ค่าของ R_3 จะได้จากกรณี
จากรูป (a) $k > 1$

$$I_1 = I_3$$

$$I_3 = -\frac{V_{EE} + V_o}{R_3} = I_1$$

$$-\frac{V_{EE} + V_o}{R_3} = -\frac{V_{EE} + (V_o - V_{be2})}{R_1}$$

$$R_3 = \frac{R_1(-V_{EE} + V_o)}{-V_{EE} + (V_o - V_{be2})}$$

จากรูป (b) $K < 1$

$$I_3 = -\frac{V_{EE} + V_o}{R_3} = I_1$$

$$I_1 = \frac{V_o + V_{be1}}{R_2}$$

$$-\frac{V_{EE} + V_o}{R_3} = \frac{V_o + V_{be1}}{R_2}$$

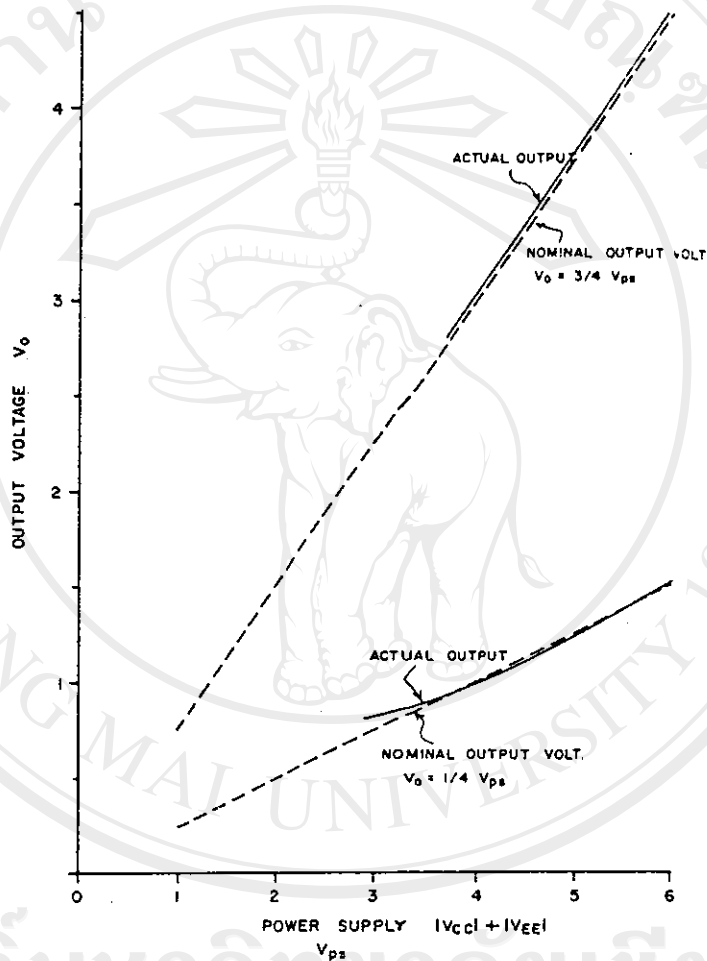
$$R_3 = R_2 \left(-\frac{V_{EE} + V_o}{V_o + V_{be1}} \right)$$

อัตราส่วนของ K กับค่าของแหล่งจ่ายกำลังได้จาก

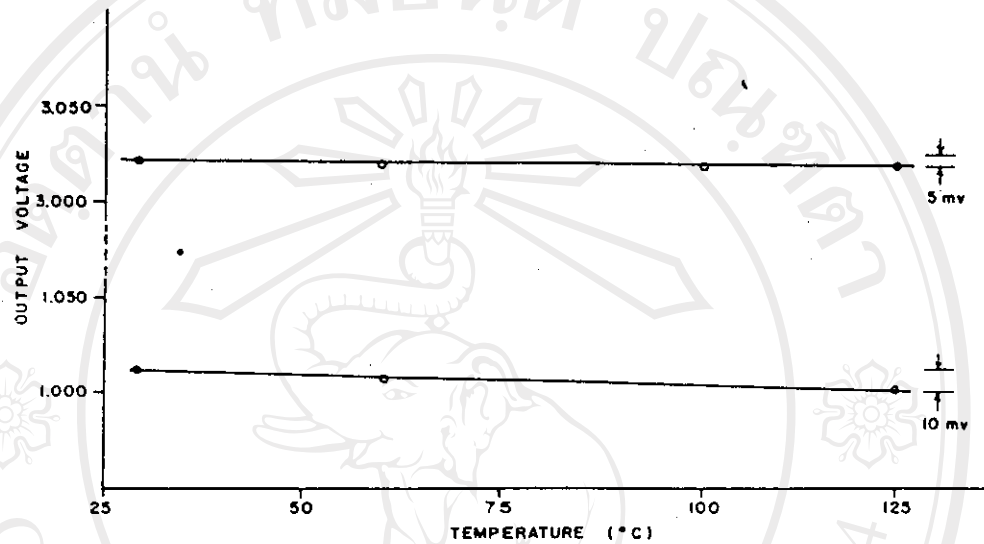
$$K > 1, \text{ แล้ว } |V_{EE} - V_{cc}| \geq 1 + K$$

$$K < 1, \text{ แล้ว } |V_{EE} - V_{cc}| \geq \frac{0.8 + K}{K}$$

ผลการทดลองจากวงจรนี้ D. HAMPEL ได้ผลพบว่า วงจรที่ 1 ใช้ $K = 3$ และ $K = 1/3$ กับทรานซิสเตอร์ที่เหมือนกันของ RCA เบอร์ TA 6083 ซึ่งเป็นชิปประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว $R_2 = 1115 \Omega$, $R_1 = 364 \Omega$ และ $R_3 = 1.3 K \Omega$ และจากกรณีหลัง $R_2 = 122 \Omega$, $R_1 = 364 \Omega$ และ $R_3 = 750 \Omega$ ได้ผลดังรูป 2 รูปที่กำหนดให้ เมื่อแปรค่าแหล่งจ่ายกำลังและอุณหภูมิทำให้แรงดันเปลี่ยนแปลงไปดังรูปนั้น โดยวงจรแรกให้ค่าของอุณหภูมิที่มอดแรงดันออก 0.2 % และ 1 % ในวงจร 2 ตลอดช่วง 30° ถึง $125^\circ C$



รูปที่ 2.40 กราฟแสดงแรงดันออกและแหล่งจ่ายไฟของทั้ง $\frac{1}{4}$ และ $\frac{3}{4} V_{cc}$ วงจร D. HAMPPEL



รูปที่ 2.41 เสดียรภาพทางอุณหภูมิของวงจรรวมแรงดันอ้างอิง
ของ D. HAMPEL

2.4.1.10 ตัวอย่างแหล่งกำเนิดแรงดันอ้างอิงชนิดที่ง่ายตรงของ
KAREL E. KUIJK (7)

KAREL E. KUIJK โคโธสมการ

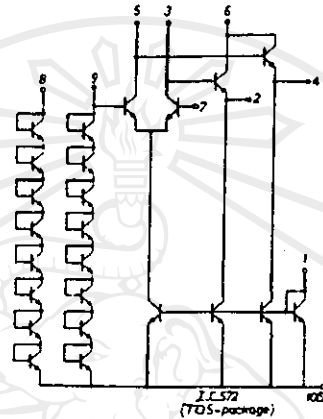
$$V_o = V_{GO} + (n-1) \frac{kT_o}{q} - \frac{1}{2}(n-1) \frac{kT_o}{q} \left(\frac{\Delta T}{T_o}\right)^2$$

$$V_{GO} = 1.205 \text{ V.}$$

$$n = 2.2$$

พบว่า $(V_o)_{300K} = 1.236 \text{ V.}$

และ $\Delta T = 30 \text{ K}$ จะเปลี่ยนแรงดันออกไป $-156 \mu\text{V}$ จาก
การใช้วงจรรวมเบอร์ 572

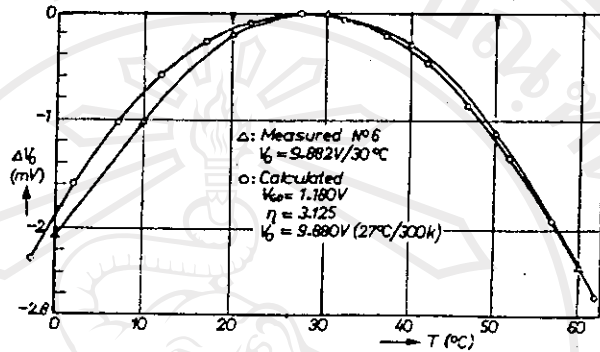


รูปที่ 2.42 รูปวงจรรวมเบอร์ 572 ของวงจรร่างแรงดัน
อ้างอิงของ KAREL E. KUIJK

ซึ่งประกอบด้วยโคโอดู จำนวน 8 ตัวต่อกัน และใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดที่มี
ครีฟท์ต่ำ ๆ รวมทั้งวงจรมิติเทอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter follower) บรรจุอยู่ในวงจ
เดียวกัน

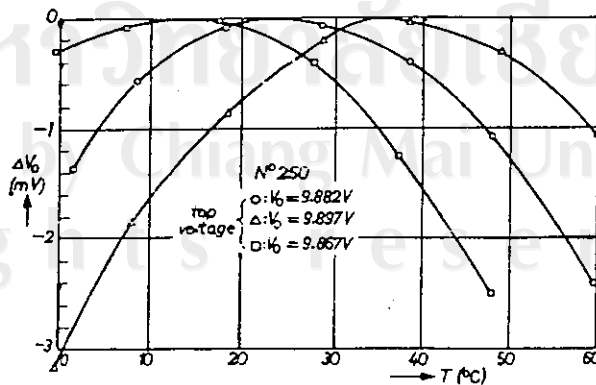
การขึ้นกับอุณหภูมิ จะเป็นรูปหาราโบลา โคโยใช้ยอกอยู่ที่ 300°K และ
แรงดันออก $8 \times 1.236 = 9.888$ โวลต์ และถ้าอุณหภูมิแปรไป $\pm 30\text{ K}$ แรงดันออก
จะเปลี่ยนไป $8 \times 156 \mu\text{V} = 1,248 \mu\text{V}$.

อย่างไรก็ดีเราใช้อุณหภูมิเปลี่ยนไป $\pm 30\text{ K}$ จะมีแรงดันออกเปลี่ยนไปประมาณ
 -2.2 mV จากค่าที่เราหา $n = 3.125$ และ $V_{GO} = 1.180$ โวลต์

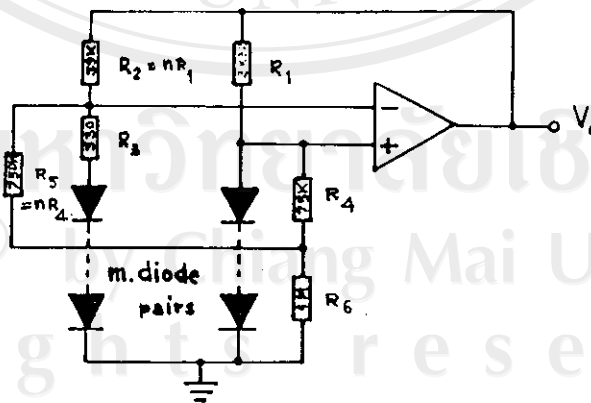
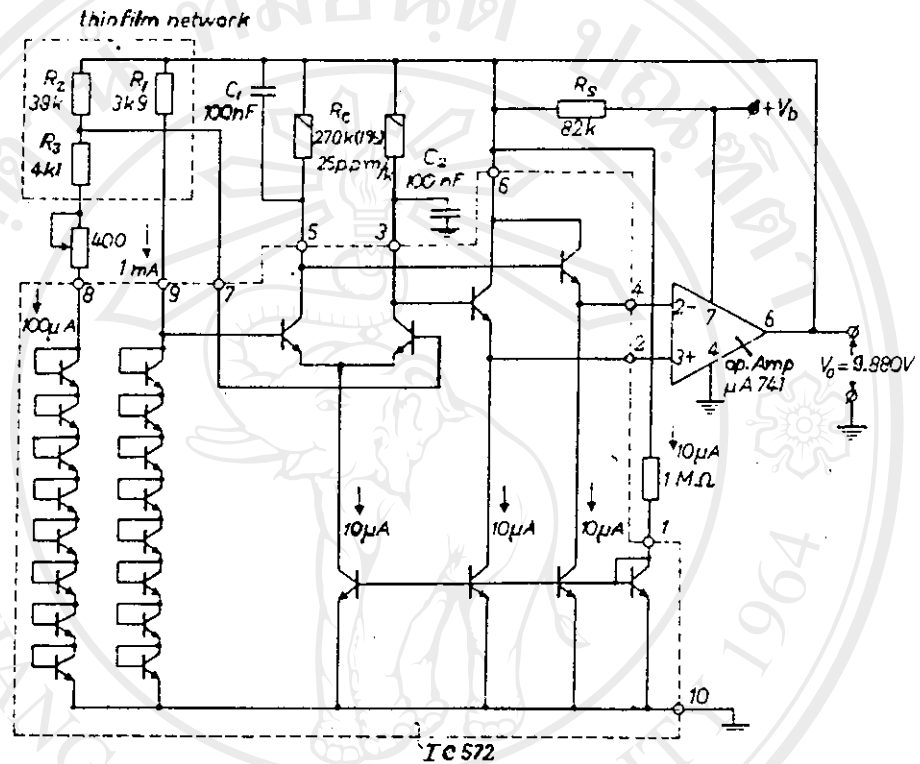


รูปที่ 2.43 กราฟแสดงผลของอุณหภูมิของแรงดันอ้างอิงที่ออกมาแล้วเปลี่ยนไป ของวงจร KAREL E. KUIJK ที่จากการวัดและการคำนวณ

จากรูป ถ้าปรับแรงดันออกให้ต่างกับ $V_0 = 9.882$ โวลต์ เท่ากับ ± 15 mV. จะโคจรของกราฟของอุณหภูมิที่ต่างกัน $+12.5$ และ -9.5 K ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 2.44



รูปที่ 2.44 แสดงพฤติกรรมทางอุณหภูมิของตัวอย่างหนึ่งของวงจร KAREL E. KUIJK ที่ถูกปรับให้ค่าแรงดันออกต่างกัน 3 ค่า



รูปที่ 2.45 วงจรสมบูรณ์ของแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิงของ KAREL E. KUIJK และวงจรที่สามารถปรับปรุงให้ได้อัตราความผิดพลาดที่ต่ำ

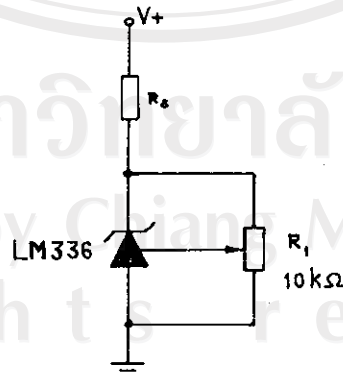
2.4.1.11 ตัวอย่างโคโตนแรงดันอ้างอิง(11)

LM 336 - 2.5 โวลต์

LM 336 เป็นวงจรรวมที่เที่ยงตรงขนาด 2.5 โวลต์ เป็นโคโตนชนิดซีร็อกไซด์-เลเซอร์ วงจรรวมแรงดันอ้างอิงชนิดโมโนลิธิคนี้เป็นซีเนอร์โคโตนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิค่าและมีไคนามิกอิมพีแดนซ์ 0.2 โอห์ม โดยมีขาต่อออกใช้งาน 3 ขา คือแรงดันอ้างอิงและขาปรับสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

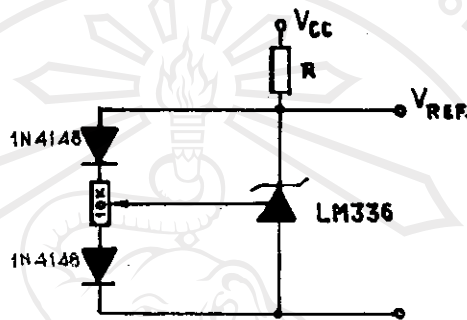
LM 336 สามารถใช้ได้ทั้งในการสร้างแรงดันอ้างอิงค่า ๆ ขนาด 2.5 โวลต์ และเที่ยงตรงเช่นในโวลต์มิเตอร์ชนิดตัวเลขและแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง วงจรรวมแรงดันอ้างอิงนี้สร้างไว้ในตัวถังชนิด TO-46 และ TO-92 และทำงานได้ในช่วง 0°C ถึง 70°C

จากรูปความต้านทานปรับค่าได้ 10 K ที่มีอยู่ สามารถปรับแรงดันเบรกดาวน์ย้อนกลับ การปรับด้วยวิธีนี้ ไม่ทำให้สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไปแต่อย่างใด การปรับนี้สามารถปรับได้ทั้งความคลาดเคลื่อนในวงจรคอนแรก ๆ และความไม่เที่ยงตรงของวงจรมินิเพอร์



รูปที่ 2.46 การปรับแรงดันเบรกดาวน์ใน LM 336

การปรับให้สัมพันธ์ทางอุณหภูมิค่า ๆ เราใช้วิธีต่อไดโอด 2 ตัว อนุกรมกับ
ความต้านทานที่ปรับค่าได้ ดังรูปที่ 2.47



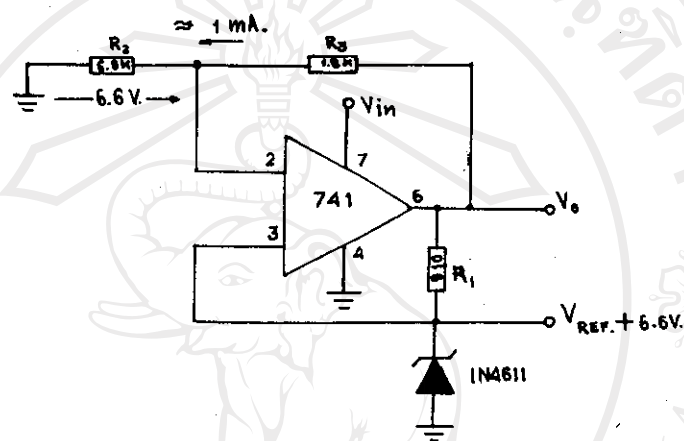
รูปที่ 2.47 การปรับสัมพันธ์ทางอุณหภูมิของวงจรรวม LM 336

เมื่อการปรับให้ได้นแรงดัน 2.490 โวลต์ สัมประสิทธิ์อุณหภูมิจะค่า ไดโอดที่ใช้
เป็นไดโอดสัญญาณที่ใช้ซิลิคอนใด ๆ ก็ได้ เช่น 1N914, 1N4148 หรือ 1N457 เพื่อให้
ได้ผลดีในแง่การชดเชยอุณหภูมิ ควรวางไดโอด 2 ตัวไว้ที่อุณหภูมิแวดล้อมเดียวกันกับ LM 336
ค่าของ R ไม่ได้กำหนดแน่นอนอาจใช้ได้ตั้งแต่ 2 กิโลโห์มถึง 20 กิโลโห์ม

วงจรภายในประกอบด้วยวงจรตั้งรูปและค่าอัตราทวนสูงสุดของวงจรรวม LM 336

กระแสย้อนกลับสูงสุด = 15 มิลลิแอมแปร์

กระแสไบอัสตรงสูงสุด = 10 มิลลิแอมแปร์



รูปที่ 2.49 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงใช้กับออปแอมป์

จะทำให้ขานอนอินเวอร์ตึงเท่ากับ 6.6 โวลต์ ซึ่งตอนนี้การป้อนกลับแบบลบจะเกิดขึ้นซ้ำกว่า โดยป้อนผ่าน R_3 และ R_2 และเสถียรภาพจะเกิดขึ้นเมื่อ A_1 ขยายแรงดัน 6.6 โวลต์ที่ ไคจาก D_1 ให้ไคแรงดันออกที่ขยายมากกว่า สรุปว่า R_1 จำกัดกระแสผ่าน D_1 ส่วน R_2 , R_3 จะถูกเลือกเพื่อปรับแรงดันออก ซึ่งจะจ่ายกระแสไคโดยไม่ว่าให้แรงดันอ้างอิงขึ้นต้นหรือ ที่ขยายแล้วเปลี่ยนแปลงแต่อย่างไร นอกจากผลของไคไคแล้ว ออปแอมป์ที่ใช้ต้องเป็นออปแอมป์ที่ ดี ที่มีผลต่ออุณหภูมิค่า ความต้านทานที่ใช้ต้องมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิค่าด้วย เช่นความต้านทาน แบบไว้วาววาคหรือความต้านทานแบบฟิล์ม

2.4.2 หน่วยขยายความคลาดเคลื่อน (error amplifier)

ถึงแม้ว่าหน่วยสร้างแรงดันอ้างอิงจะเสถียรภาพที่แล้ว หน่วยที่เกิดความคลาดเคลื่อนอีกหน่วยหนึ่งที่พิจารณา คือ หน่วยขยายความคลาดเคลื่อนในวงจรคงค่าแรงดัน จากรูป แสดงคิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์ (Differential amplifier) ในวงจรคงค่า

แรงดัน ซึ่งจะทำให้แรงดันไฟเลี้ยงวงจรและอุณหภูมิของรอยต่อ (V_{CC}, T_j) คงที่แล้ว แรงดันที่ออกมา (V_o) ถูกกำหนดโดย (1)

$$V_o = A_{VOL} V_i - Z_{OL} I_o = A_{VOL} \{ (V_{REF} \pm V_{IO}) - V_o \beta \} - Z_{OL} I_o$$

A_{VOL} = อัตราการขยายแบบเปิดลูปของแอมพลิฟายเออร์ (Amplifier openloop Gain)

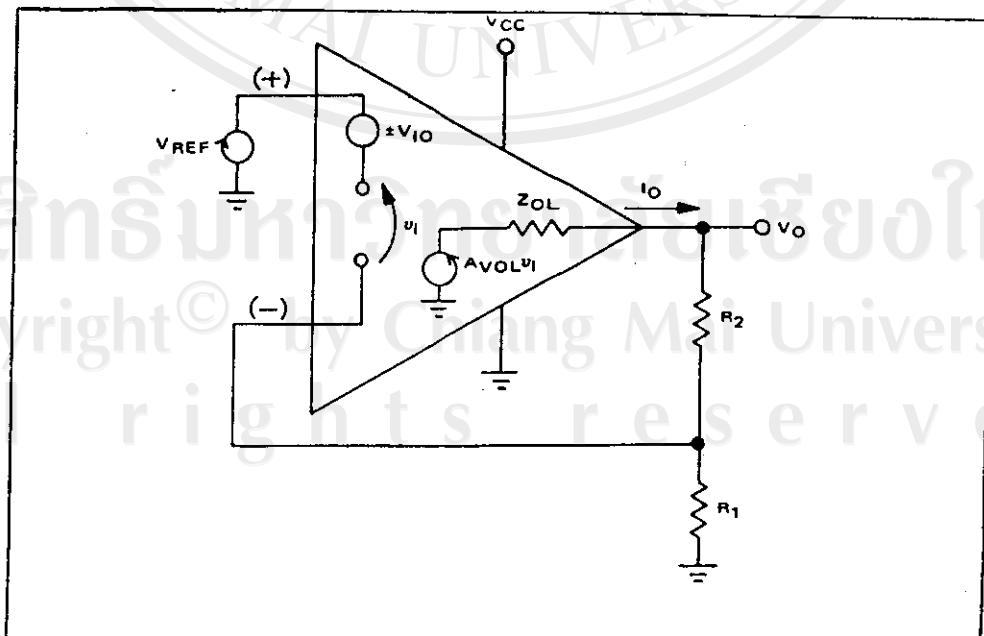
V_{IO} = แรงดันออฟเซตขาเข้า (input offset voltage)

Z_{OL} = อิมพีแดนซ์ขาออกแบบลูปเปิด (openloop output impedance)

β = อัตราส่วนป้อนกลับ = $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ (feedback ratio) ปกติมักจะน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1

I_o = กระแสขาออก (output current)

V_i = แรงดันที่ต่างกันที่ปรากฏบนขาเข้า (true differential input voltage)



รูปที่ 2.50 รูปแบบวงจรสร้างแรงดันคงที่ใช้ออปแอมป์

จากการแปรค่าสมการ

$$V_o = \frac{(V_{REF} \pm V_{IO}) - \frac{Z_{OL}}{A_{VOL}} I_o}{\beta + \frac{1}{A_{VOL}}}$$

ถ้า A_{VOL} มีค่ามาก

$$V_o = \frac{1}{\beta} (V_{REF} \pm V_{IO}) = (V_{REF} \pm V_{IO}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

เราให้แรงดันอ้างอิงคงที่และ A_{VOL} มีค่านับแล้ว ความคลาดเคลื่อนของแรงดันออกมาจากคุณสมบัติของแอมพลิไฟเออร์ ดังนี้

2.4.2.1 ครีพท์ที่เกิดกับแรงดันออฟเซตขาเข้าของแอมพลิไฟเออร์ (Amplifier input offset voltage drift)

ความไม่พอดีของทรานซิสเตอร์ภาคขาเข้าของวงจรถิฟเฟอร์เรนเซียทำให้เกิดครีพท์ของแรงดันออฟเซตขาเข้า เราใช้สัญลักษณ์ V_{IO} ที่อุณหภูมิที่กำหนดให้ เราสามารถปรับให้ผลเป็นศูนย์ได้คือปรับ V_{REF} และ $\frac{1}{\beta}$ โดยปกติ V_{IO} อยู่ในช่วง ± 5 ถึง $15 \mu V/^\circ C$ การแก้ไขโดยการใส่ทรานซิสเตอร์ที่พอสักกัน (Match) และเลือก β เข้าใกล้ 1, $\Delta V_{IO}/^\circ C$ ของวงจรรวมเบอร์ 107 หรือ 101 A กำหนดไว้เป็น $3.0 \mu V/^\circ C$ (ปกติ) และ $15 \mu V/^\circ C$ (สูงสุด)

ผลของความร้อนจากตัวจรรวมเองและความร้อนจากการรับโหลดของวงจรรวม ทำให้มีความร้อนเกิดขึ้นบนชิป ความต้านทานทางอุณหภูมิ (thermal resistance) ของวงจรรวม 107 หรือ 101 A มีค่าเท่ากับ $150^\circ C/W$ โดยใช้ตัวถัง TO-92

สมมติว่า $V_{in} = 30$ โวลต์
 และ $V_{out} = 15$ โวลต์
 และกระแสโหลด = 30 มิลลิแอมป์
 จะให้กำลัง = 45 มิลลิวัตต์

$$\theta_{JA} = 150^{\circ}\text{C/W} \text{ หรือ } 6.7 \text{ mW}/^{\circ}\text{C}$$

$$4^{\circ}\text{C} = \frac{45 \text{ mW}}{6.7 \text{ mW}/^{\circ}\text{C}} = 6.7^{\circ}\text{C}$$

และถ้าอุณหภูมิแวดล้อมเปลี่ยนไป 70°C

$$\begin{aligned} \Delta V_{IO} &= (\Delta V_{IO}/^{\circ}\text{C})(\Delta^{\circ}\text{C}) \\ &= (3.0 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C})(76.7^{\circ}\text{C}) = 230 \mu\text{V}. \end{aligned}$$

ซึ่งค่า 230 ไมโครโวลต์นี้ขึ้นอยู่กับค่าการขยายของ A_1

กรณีที่ใช้ 15 ไมโครโวลต์ต่อองศาเซลเซียสนั้น จะให้ครีทท์ทั้งหมดถึง 1 มิลลิโวลต์ แต่การเลือกใช้วงจรรวมเช่น 725 ซึ่งมี V_{IO} สูงสุด $2.0 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ แต่ 725 นี้สามารถปรับครีทท์ของแรงดันออฟเซตเข้าได้และมีการชดเชยป้องกันวงจรรวมเข้าด้วย ฉะนั้นจึงแทน 741 หรือ 107 ได้โดยตรง⁽⁶⁾

2.4.2.2 ครีทท์ที่เกิดจากกระแสออฟเซตเข้า (input offset current drift)

ความจริงครีทท์ที่เกิดจากกระแสออฟเซตเข้ามักไม่ค่อยมีปัญหาก็เพราะสามารถปรับได้ แต่การเปลี่ยนของครีทท์ในออฟเซตเข้ากับอุณหภูมิเป็นปัญหาหลักที่พิจารณา

จากวงจร A_1 จะมีขานอนอินเวอร์ตึง จะรับรู้อิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม ของ D_1 ในขณะที่ขานอนเวอร์ตึงรับรู้อิมพีแดนซ์ที่เกิดจากการขนานของ R_2/R_3 ประมาณ 1500 โอห์ม ในกรณีที่ต้องการเสถียรภาพ ความต้านทาน 2 ชุดนี้ควรเท่ากัน การแก้ไขโดยการเพิ่มความต้านทานเข้าไปที่ความต้านทานชุดน้อย กรณีตัวอย่างนี้ ควรต่อความต้านทาน 1500 โอห์ม เข้าระหว่างขานอนอินเวอร์ตึงกับ D_1 เพื่อให้ความต้านทานแหล่งกำเนิดน้อยลง

ขอควรคำนึง แม้ว่าเราจะไม่สามารถจัดการกับค่ากระแสออฟเซตเข้า แต่เราทำให้มันน้อยลงได้ โดยการเลือกชนิดของออปแอมป์ และใช้หลักการทำให้ความต้าน

ทานของแหล่งกำเนิดต่ำลง โดยที่กล่าวในข้างต้น

ครีฟท์ที่เกิดจากกระแสออฟเซตซาเซาสามารถแปลงไปสู่ ครีฟท์ในค่านแรงคั้นออฟเซตซาเซา เช่น 725 มี $I_{IO} = 35 \text{ pA}/^{\circ}\text{C}$ และใช้ความต้านทานแหล่งกำเนิด 1500 โอห์ม

$$\begin{aligned}\Delta V_{IO}/^{\circ}\text{C} &= (\Delta I_{IO}/^{\circ}\text{C})(R_S) \\ &= (3.5 \times 10^{-11} \text{ V}/^{\circ}\text{C})(1.5 \times 10^3) \\ &= 5.25 \times 10^{-8} \text{ V}/^{\circ}\text{C} \\ &= 0.053 \text{ } \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}\end{aligned}$$

จะเห็นว่าน้อยกว่าค่า V_{IO} ของ 725 มาก ๆ จึงถือว่า $\Delta I_{IO}/^{\circ}\text{C}$ มีค่าน้อยไม่ต่องคำนึงถึงมากนัก (6)

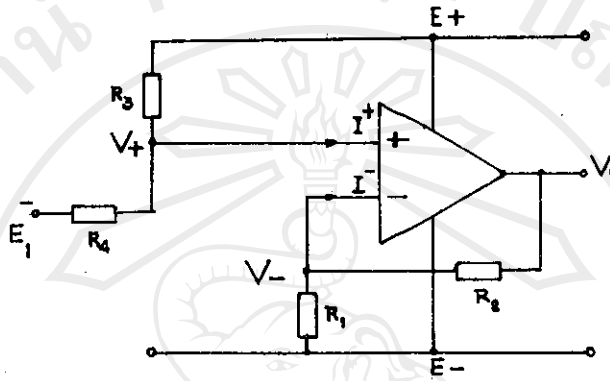
อย่างไรก็ดี ถ้าความต้านทานแหล่งกำเนิดอยู่ในย่าน 100 กิโลโอห์ม ครีฟท์ที่เกิดจากแรงคั้นออฟเซตซาเซาที่เป็นผลจากกระแสออฟเซตซาเซาจะมากขึ้น 67 เท่า กรณีการใช้งานที่มีค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดในย่าน 1.0 เมกะโอห์ม ออฟแอมป์ที่ใช้กระแสซาเซาค่า ๆ เช่น 108 หรือ 108 A นั้นควรเลือกใช้เพราะว่าครีฟท์ของกระแสซาเซาเพียง $0.5 \text{ pA}/^{\circ}\text{C}$ และเมื่อใช้กับวงจรที่มีความต้านทานของแหล่งกำเนิด 1.0 เมกะโอห์ม จะให้ครีฟท์ของแรงคั้นซาเซาเพียง $0.5 \text{ } \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$

ผลของอุณหภูมิที่มีต่อออฟแอมป์

ที่อุณหภูมิของออฟแอมป์ชนิดมีฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อ (JFET) เป็นอินพุทจะมีกระแสไบอัสอยู่ในขนาด 10^{-11} ถึง 10^{-10} แอมแปร์ ในขณะที่ออฟแอมป์ชนิดไบโพลาร์ประกอบเป็นอินพุทนั้น มีกระแสไบอัสซาเซาประมาณ 10^{-8} ถึง 10^{-6} แอมแปร์

ยกเว้นออฟแอมป์ที่มีขบวนการทำทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ชนิดที่มี β สูง เช่น วงจรรวมของ National Semiconductor ในเบอร์ LM 108 จะใช้กระแสไบอัส

ขาเข้าเพียงน้อยกว่า 1 ขา โนแอมแปร์ที่ 25°C



รูปที่ 2.51 วงจรออปแอมป์ แสดงค่าการหาความคลาดเคลื่อนที่
เกิดขึ้นบนแรงดันออก

ในการที่จะลดความคลาดเคลื่อนของแรงดันออก ซึ่งเป็นผลมาจากกระแสไบอัสขา
เข้า สิ่งแรกคือการเลือกออปแอมป์ และใช้การสมดุลของความต้านทาน

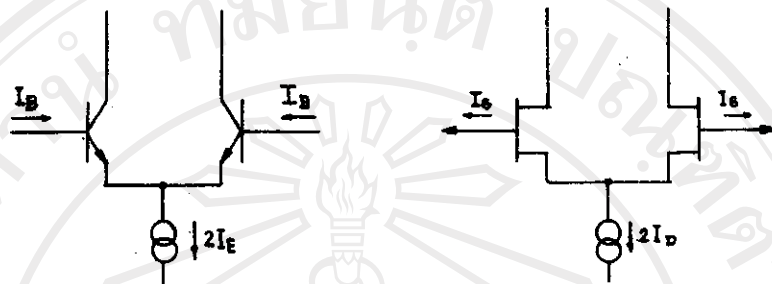
$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

จากสมการ

$$V_o = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} E^+ + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} E_1^- - \frac{R_2}{R_1} E^- - I^+ \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + I^- R_2 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

จากการหาค่าของครีห์ทางอนุกรมของแรงดันออก

$$\frac{dV_o}{dT} = - \frac{dI^+}{dT} \cdot \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{dI^-}{dT} R_2 - \frac{dE_o}{dT} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$



รูปที่ 2.52 แสดงกระแสไบอัสเข้าของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar) กับฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อ (JFET)

กรณีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ขณะทำงาน

$$I_B = - \frac{I_E}{1 + \beta} - I_{CO}$$

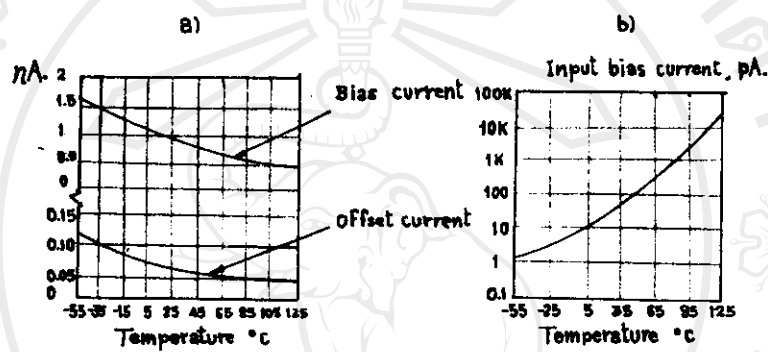
β คืออัตราขยายกระแส, I_{CO} คือกระแสชนกลับอิมิต์ของรอยต่อคอลเลกเตอร์และเบส ที่กระแส I_E คงที่ β เพิ่มขึ้นกับอุณหภูมิดังนี้

$$\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} = 1 \%/^{\circ}C$$

I_{CO} เพิ่มขึ้นกับอุณหภูมิ กรณีซิลิคอน I_{CO} จะเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า ทุก $10^{\circ}C$ ของการแปรไปของอุณหภูมิ

ในกรณีของไมโนลิธิคเราทำให้ I_{CO} น้อยกว่า 100 พิโคแอมป์ค่าของ $\frac{I_E}{1+\beta}$ จะสูงเป็น 2 หรือ 3 เท่าของ I_{CO} เราสรุปได้ว่า กระแสไบอัสเข้าของออปแอมป์จะลดลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น กรณี JFET เราถือว่า I_G คล้ายกับ I_{CO} , I_G จะเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าทุกการเพิ่ม $10^{\circ}C$ ของอุณหภูมิ

ในช่วงอุณหภูมิของ JFET จะมีกระแสไบอัสขาเข้าต่ำกว่า แต่ที่อุณหภูมิสูง ๆ ออฟแอมป์ชนิดไบโพลาร์ก็ ๆ จะทำงานได้ดีกว่า ยกตัวอย่างเช่น LM 108 ซึ่งเป็นออฟแอมป์ชนิด β สูงมากและทำงานได้โดยใช้แรงดันคอลเลคเตอร์และเบสต่ำซึ่งเป็นการลด I_{CO} ด้วย



รูปที่ 2.53 การขึ้นกับอุณหภูมิของกระแสไบอัสขาเข้าของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์และฟีดแบคเฟคทรานซิสเตอร์รอยต่อ

ในรูปแสดงกระแสไบอัสขาเข้า เพิ่มขึ้นกับอุณหภูมิที่ 125°C กระแสไบอัสขาเข้ามากกว่า 10 nA.จริง ๆ แล้วทรานซิสเตอร์ชนิด β สูงเริ่มมีพฤติกรรมดีกว่า JFET ที่อุณหภูมิประมาณ 56°C ครีฟท์ที่มาจากอุณหภูมิของแรงดันออกจะได้จาก

$$\frac{dv_o}{dT} = R_2 \frac{d}{dT} [I^- - I^+] - \frac{de_o}{dT} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

ซึ่งแสดงว่าครีฟท์จากแรงดันขาออกประกอบด้วย การครีฟท์ของกระแสออฟเซตและการครีฟท์ของแรงดันออฟเซต

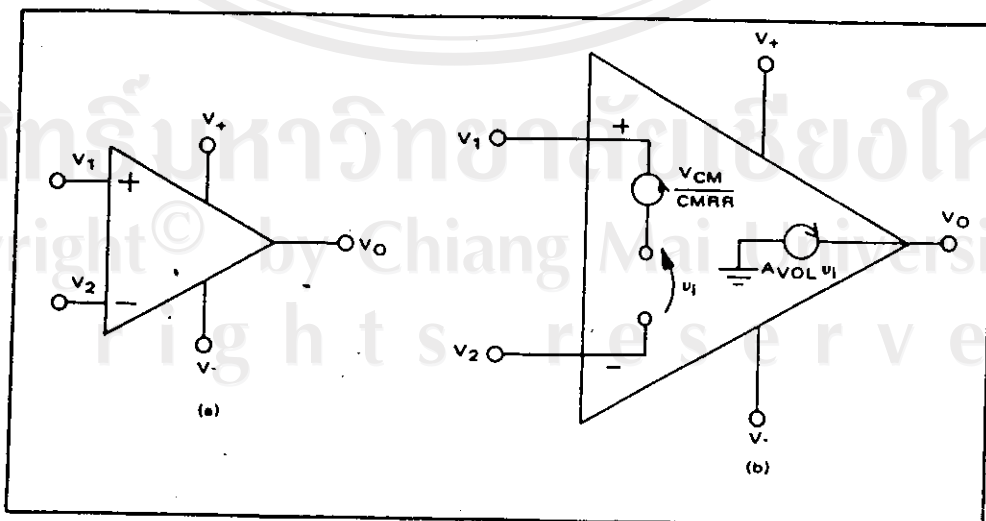
2.4.2.3 ความไวต่อแหล่งจ่ายไฟของแอมพลิไฟเออร์ (Amplifier power supply sensitivity)

การเปลี่ยนแปลงของแรงดันออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแหล่งจ่ายกำลังที่ให้กับหน่วยขยายความคลาดเคลื่อนพิจารณา 2 กรณีคือ

- เพาเวอร์รีเจกชันเรโซ (Power supply rejection ratio) (PSRR.)
- คอมมอนโหมดรีเจกชันเรโซ (Common mode rejection ratio) (CMRR.)

ในวงจรรวมของหน่วยขยายความคลาดเคลื่อน ด้วยการให้การจ่ายกระแสคงที่จะให้ค่า PSRR มาก ทำให้ผลของการเปลี่ยนแปลงในแรงดันออกนั้นทิ้งไปได้ แต่การเปลี่ยนแปลงความแรงจ่ายไฟจะทำให้เกิดผลการเปลี่ยนแปลงต่อแรงดันออก เพราะการเปลี่ยนแปลงของแหล่งจ่ายไฟจะปรากฏอยู่ในรูปแรงดันคอมมอนโหมดที่จะถูกวัดได้คือด้วย CMRR

ค่าจำกัดความของแรงดันคอมมอนโหมด, V_{CM} คือดังรูปที่ 2.54



รูปที่ 2.54 แสดงค่าจำกัดความของ ความคลาดเคลื่อนจากแรงดันคอมมอนโหมด

$$V_{CM} = \left(\frac{V_1+V_2}{2}\right) - \left(\frac{V_+ + V_-}{2}\right)$$

V_1 = แรงดันที่ขาอินพุตเวอร์ตติ้ง

V_2 = แรงดันที่ขาอินพุตเวอร์ตติ้ง

V_+ = แรงดันบวกของแหล่งจ่ายไฟ

V_- = แรงดันลบของแหล่งจ่ายไฟ

ในแอมพลิไฟเออร์จะขยายเฉพาะ $V_1 - V_2$ แต่จริง ๆ จะมี V_{CM} ไปเกี่ยวข้องกับแรงดันออก ซึ่งผลอันนี้เรารวมให้เป็นแรงดันออฟเซตเข้าเท่ากับ $\frac{C_{CM}}{CMRR}$ ซึ่งแสดงในรูป

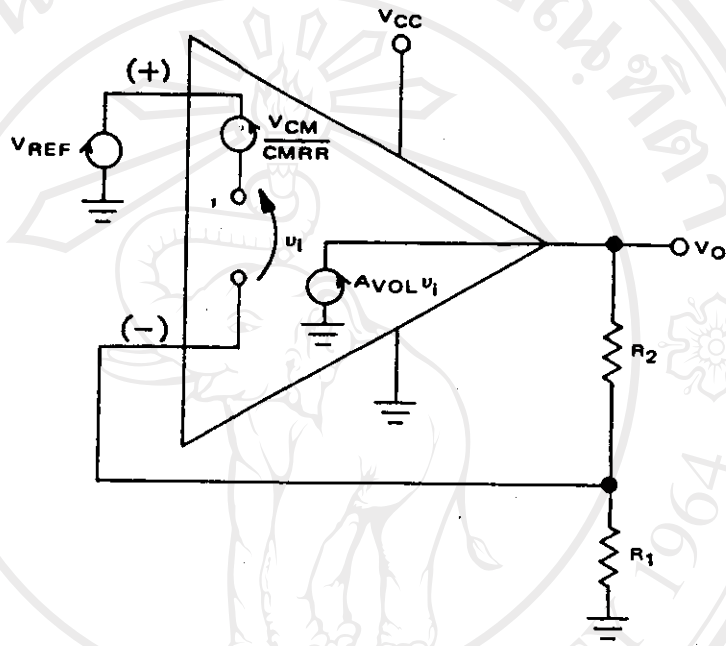
$$V_{out} = A_{VOL} V_i = A_{VOL} \left(V_{REF} - \frac{V_{CM}}{CMRR} - \beta V_o \right)$$

$$V_o = \frac{\left(V_{REF} - \frac{V_{CM}}{CMRR} \right)}{\beta + \frac{1}{A_{VOL}}}$$

$$V_{CM} = V_{REF} - \frac{V_o}{2}$$

ข้อควรระวังว่า ถ้า V_{CC} เปลี่ยนไปจะทำให้แรงดันออกเปลี่ยนไปด้วย ฉะนั้นเราจึงต้องใช้แอมพลิไฟเออร์ที่

- ให้ A_{VOL} สูงมาก
- ให้ $CMRR$ สูงมาก
- เลือก β ให้ใกล้ 1 มาก ๆ



รูปที่ 2.55 ผลของคอมมอนโหมดต่อวงจรคงค่าแรงดัน

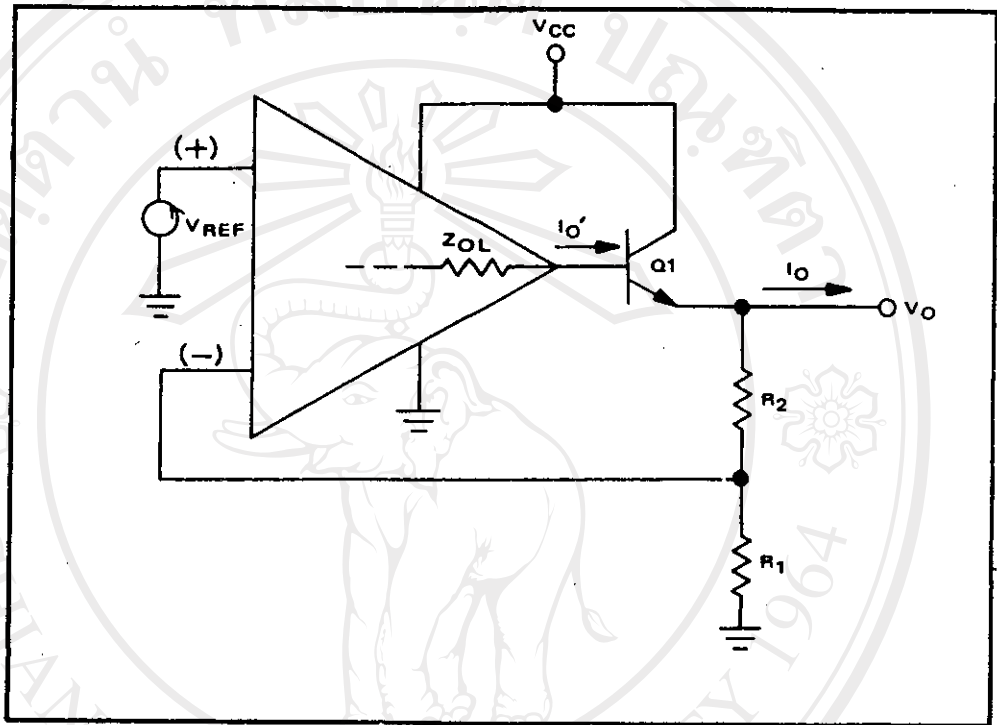
2.4.2.4 อิมพีแดนซ์ขาออกของแอมพลิฟายเออร์ (Amplifier output impedance)

จากสมการ

$$z_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \approx \frac{z_{OL}}{\beta A_{VOL}}$$

เราต้องทำให้ z_o ต่ำที่สุดเพื่อให้ผลกระทบจากกระแสขั้วสุดท้าย วิธีการคือการทำให้ A_{VOL} ของแอมพลิฟายเออร์สูง และใช้ β ใกล้เคียง 1 (1)

วิธีการอย่างง่ายอีกอย่างหนึ่ง เพื่อจะทำให้ค่า z_{OL} นี้ต่ำลงโดยการเปลี่ยนอิมพีแดนซ์ขั้ววงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter follower) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.56



รูปที่ 2.56 แสดงการลดค่า Z_{OL} โดยการใช้มีดเตอร์ฟอลโลเวอร์ที่แรงดันออก

การเปลี่ยนแปลงของ ΔI_o ที่เกิดขึ้นนั้นแอมพลิไฟเออร์ได้ใช้เพียง $\frac{\Delta I_o}{h_{FEQ1}}$ เท่านั้น ซึ่งจะทำให้ Z_{OL} ลดเหลือเพียง Z_{OL}/h_{FEQ1} จึงทำให้ Z_o ลดน้อย

ตารางสรุปการแก้ไขผลของตัวแปรต่าง ๆ ต่อแรงดันออกของวงจรคงค่าแรงดัน⁽¹⁾

All rights reserved

ตารางที่ 2.4 การแก้ไขผลของตัวแปรต่าง ๆ ต่อแรงดันออกของวงจรคงค่าแรงดัน

Vo CHANGES SECTION	EFFECT CAN BE INDUCED BY	MINIMIZED BY SELECTING
Reference	Vcc	1. Constant current-zener method 2. Bandgap reference
	Tj	1. Bandgap reference 2. TC compensated zener method
Amplifier	Vcc	1. High CMRR amplifier 2. High Avol amplifier 3. $\beta = 1$
	Tj	1. Low Vio drift amplifier 2. High Avol amplifier 3. $\beta = 1$
	Io	1. Low Zol amplifier 2. High Avol amplifier 3. Additional emitter follower output 4. $\beta = 1$

2.4.3 หน่วยของอุปกรณ์ส่งผ่าน (Series pass element) (13)

อุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุมให้แรงดันออกของวงจรคงค่าแรงดันคงที่อีกตัวหนึ่งคือ (Series pass element) ซึ่งมีความสามารถนำกระแสเล็กน้อย เพื่อให้ได้แรงดันออกที่คงการของ closed loop regulator และมีความสามารถจ่ายกระแสได้มาก การใช้ทรานซิสเตอร์ในหน่วยนี้จะถูกพิจารณาดังนี้

2.4.3.1 รูปแบบของทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรคงค่าแรงดัน

1. การใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด เอ็นพีเอ็นจะต่อกับวงจรดังรูปที่ 2.57 ซึ่งอาจเป็น ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวหรือหลายตัวต่อแบบ คาร์ลิ่งตัน (Darlington) หรือต่อแบบ ขนานกัน

2.4.3.2 ค่าเฉพาะของอุปกรณ์ส่งผ่าน (Series pass element specifications) (1)

1. $I_{Cmax.}$ จากรูป

$$I_{Cmax. Q_2} \geq I_{Cmax.} - I_{Bmax.}(Q_2) = I_{Cmax.} - \frac{I_{Cmax.}(Q_2)}{h_{FE}(Q_2)}$$

$$\geq I_{Cmax.}$$

2. V_{CEO} เพราะขณะวงจรลัดหรือเริ่มทำงาน V_{CE} ของ Q_2 จะเท่ากับ $V_{inmax.}$ ฉะนั้น $V_{CEO}(Q_2) \geq V_{inmax.}$

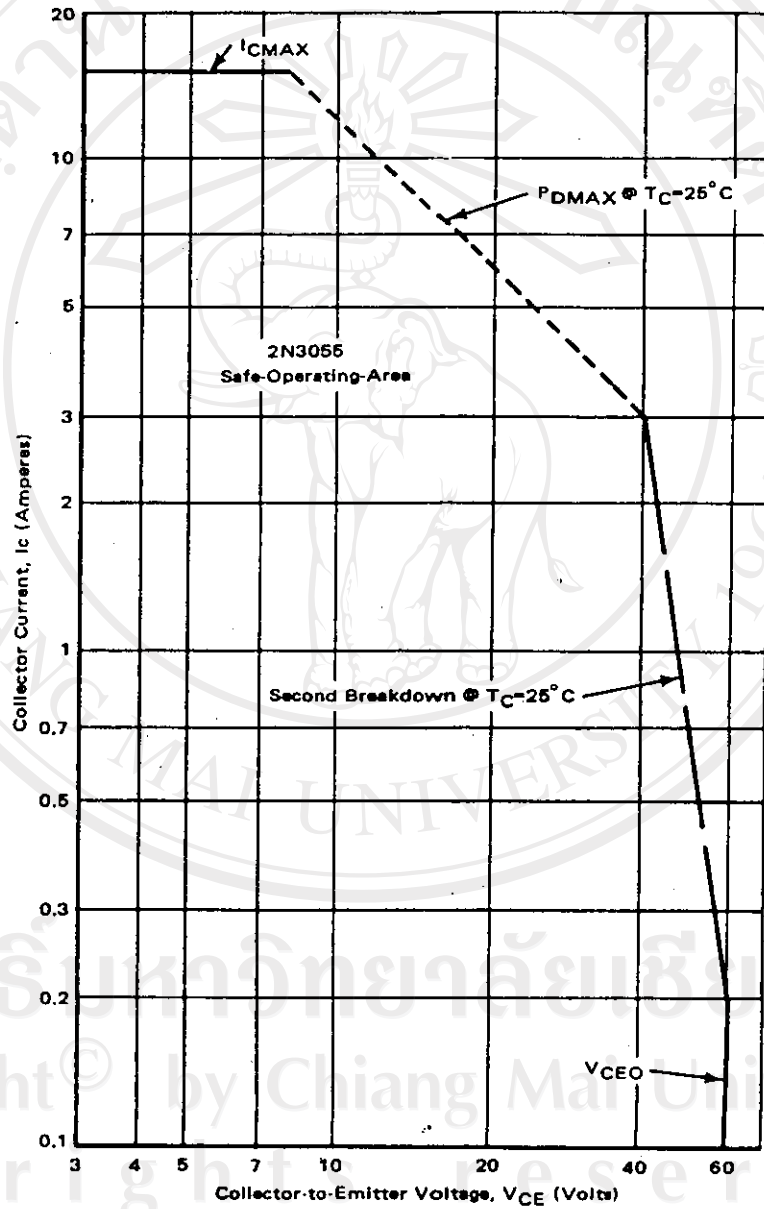
3. h_{FE} กำหนดโดย

$$h_{FEmin.} \geq \frac{I_{Cmax.}}{I_{Bmax.}} @ V_{CE} = (V_{in1(min.)} - V_o)$$

4. กำลังการสูญเสียสูงสุด (Maximum power dissipation, P.D.max.) และพื้นที่การทำงานอย่างปลอดภัย (Safe-Operating Area, SOA.)

ในทรานซิสเตอร์มีค่าที่สำคัญ 2 อย่างคือ I_C และ V_{CE} ที่จะกำหนดให้ทำงานอย่างปลอดภัย ถ้าเรานำค่าทั้ง 2 มากำหนดบนกราฟแรงดันคอลเลคเตอร์อิมิตเตอร์และกระแสคอลเลคเตอร์จะทำให้เกิดพื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยขึ้นบนกราฟนั้น

ตัวอย่าง Safe-Opert.Area (SOA) ของทรานซิสเตอร์ที่รู้จักกันดีคือ 2N3055 แสดงดังรูปที่ 2.59 ซึ่งพื้นที่การทำงานอย่างปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ประกอบด้วย $I_{Cmax.}$, Power dissipation, second breakdown และ V_{CEO} ล้อมรอบอยู่ แต่ข้อสังเกตคือ Power dissipation และ second breakdown กำหนดไว้ที่อุณหภูมิของตัวถัง $25^\circ C$ และจะน้อยลงถ้าอุณหภูมิสูงขึ้น จึงต้องมีการระบายความร้อนเพื่อไม่ให้อุณหภูมิของรอยต่อสูงถึงจุดสูงสุดที่ทนได้



รูปที่ 2.59 แสดงพื้นที่การทำงานอย่างปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ 2N3055

2.4.3.3 การต่อทรานซิสเตอร์กำลังแบบขนาน (Paralleling pass element transistor)

บางครั้งการใช้ทรานซิสเตอร์ให้อยู่ในช่วงพื้นที่การทำงานอย่างปลอดภัยนั้น อาจใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว หรือมากกว่านั้นต่ออย่างขนานเป็นการประหยัดอีกอย่างหนึ่ง เพื่อให้กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ต่อขนานกันมีค่าเท่ากัน จากรูปที่ 2.60 เราใช้ความต้านทานไปหมวงไว้ที่ขาอิมิตเตอร์

$$\text{จาก } V_{BE1} + V_1 = V_{BE2} + V_2$$

$$\Delta V_{BE} = \Delta V = V_{BE1} - V_{BE2} = V_2 - V_1$$

เราประมาณว่า $I_{E1} \approx I_{C1}$ และ $I_{E2} \approx I_{C2}$ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่เท่ากันหาได้

จาก

$$\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{\left(\frac{V_2}{R_E}\right) - \left(\frac{V_1}{R_E}\right)}{V_2/R_E} = \frac{V_2 - V_1}{V_2} = \frac{\Delta V}{V_2} = \frac{\Delta V_{BE}}{V_2}$$

ฉะนั้นจะมีกระแสไหลในคอลเลกเตอร์ไม่เท่ากัน โดยต่างกันเพียง $\frac{\Delta V_{BE}}{V_2} \times 100\%$, V_2 จะแปรค่าจาก 1.0 โวลต์ ถึง 0.5 โวลต์ เราสามารถคำนวณ R_E จาก

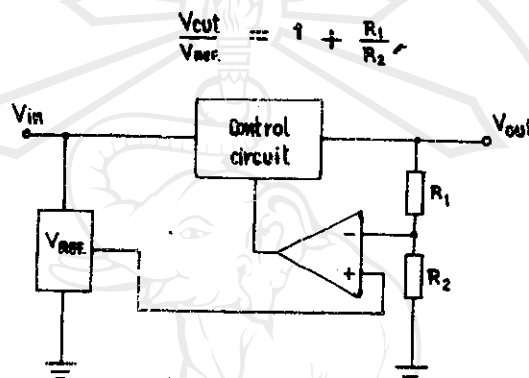
$$R_E = \frac{0.5 \text{ ถึง } 1.0 \text{ โวลต์}}{I_{C1}}$$

$$= \frac{0.5 \text{ ถึง } 1.0 \text{ โวลต์}}{I_{C2}}$$

$$= \frac{0.5 \text{ โวลต์ ถึง } 1.0 \text{ โวลต์}}{I_C/2}$$

2.4.4 หน่วยสุ่มตัวอย่างแรงดัน (Sampling element) (13)

เป็นอุปกรณ์ตรวจจับแรงดันออกมาส่วนหนึ่ง แล้วมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง จะประกอบด้วยความต้านทาน 2 ตัว บางครั้งจะเป็นความต้านทานปรับค่าได้ เพื่อเตรียมไว้ ปรับแรงดันออกให้ไ้ตามความต้องการ



รูปที่ 2.61 แสดงวงจรสุ่มตัวอย่างแรงดัน

แรงดันที่ป้อนกลับนี้ หาได้จากอัตราส่วนของความต้านทาน บางครั้งเรียกว่า β ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{R_2}{R_1+R_2}$ อาจเรียกว่า **feedback ratio** ผลของแรงดันออกที่แปรไปอันเนื่องมาจาก **error amplifier** นั้น การใช้ค่า $\beta = 1$ จะช่วยแก้ปัญหาอันนี้ได้

ทั้ง R_1 และ R_2 จะมีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเฉพาะตัวและผลต่างของสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทานในวงจรสุ่มตัวอย่างแรงดันนี้จะมีผลให้เกิดความคลาดเคลื่อนในวงจรขาออกของแอมพลิไฟเออร์ เราเรียกสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของความต้านทานว่า **TCR**. ความต้านทานในวงจรรวมชนิดแพร่ (diffused) นั้นมีค่า TCR. มากและไม่เป็นเส้นตรง ทำให้เกิดครีฟท์ในวงจรขยายความคลาดเคลื่อนมากกรณีในวงจรรวม การใช้ความต้านทานแบบฟิล์มบางหรือชนิดซิลิคอนจะได้อ TCR. ประมาณ -60 ppm

2.4.4.1 การเลือกใช้ตัวต้านทาน

ตัวอย่างตัวต้านทานที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ แสดงดังตารางนี้⁽⁸⁾

ตารางที่ 2.6 สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของตัวต้านทานแบบต่าง ๆ

ชนิด	สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ (ppm/°C)
Carbon Composition	-200 ถึง -8000
Carbon Composition Potentiometer	1000
Carbon film	-200 ถึง -1000
Metal film	±25 ถึง ±175
Film Networks	±25 ถึง ±3000
Chip resistor	-
Power Wirewound	น้อยกว่า ±260
Precision Wirewound	แปรตามค่าความต้านทาน
Precision conductive plastic	-
Potentiometer	น้อยกว่า 70
Hybrid Potentiometer	น้อยกว่า ±100
Conductive plastic Potentiometer	-500 ถึง -300

กรณีความต้านทานแบบไว้วาวคั้นนี้มีนิยมใช้ Alloy 3 ชนิด คือ Nickel-chromium มี TCR น้อยกว่า ± 5 ppm/°C, Copper-Nickel มี TCR ± 20 ppm/°C และ Gold-platinum มี TCR ± 650 ppm/°C

ฉะนั้นการใช้ตัวต้านทานในวงจรนี้ควรเป็นตัวต้านทานที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิต่ำ เช่น ไว้วาวคั้น หรือแบบฟิล์มโลหะที่เที่ยงตรง สำหรับความต้านทาน 1 % ที่ทำมาจากฟิล์มคาร์บอนหรือออกไซด์ ของกึ่งนำ หรือฟิล์มโลหะนั้นไม่เหมาะสมเพราะมีครีพที่ถึง 0.5 % ถ้าจะให้ดีกว่าได้ 1 ppm/°C ซึ่งพวกไว้วาวคั้นจะดีกว่าฟิล์มตรงที่มีเทอร์โมอิเล็กทริกเอฟเฟค

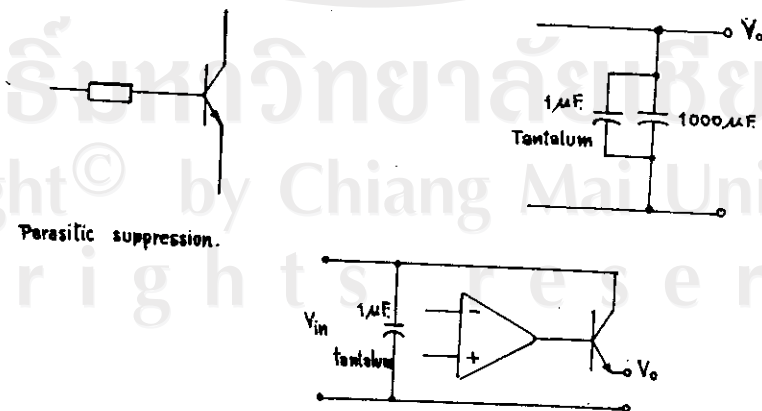
(Thermo electric effect) คำกว่า (8)

2.4.4.2 การแก้ไขความไม่เสถียรภาพในเครื่องจ่ายไฟตรงชนิดใช้ออฟแอมป์

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ขยายกระแสหรือใช้จำกัดกระแสสามารถสร้างปัญหาความเสถียรภาพ ถ้ามีอัตราขยายสูง เช่น เบอร์ 2N3904 หรือ 2N906 ซึ่งเราสามารถป้องกันได้โดยใช้ความต้านทานชนิด Parasitic suppression ต่อเข้ากับขาเบสของทรานซิสเตอร์เหล่านั้นค่าประมาณ 100 โอห์ม ถึง 1.0 กิโลโอห์ม ถ้าทรานซิสเตอร์มี f_T มากกว่าหรือเท่ากับ 5.0 เมกะเฮิรตซ์

ตัวเก็บประจุที่ใช้กรองทางค่านแรงคั้นของแหล่งจ่ายไฟสามารถไหลหาความไม่เสถียรภาพได้ ถ้าเป็นชนิดที่ใช้กับความถี่สูงไม่ถี่ วิธีแก้ไขโดยการต่อตัวเก็บประจุชนิดแทนทาลัม ความจุ 1 ไมโครฟารัดคร่อมกับตัวเก็บประจุที่กรองอยู่ค่านแรงคั้นออก

แต่เราก็ต้องใช้ตัวเก็บประจุทางค่านขาเข้าอีก ถ้าแอมพลิไฟเออร์ห่างจากตัวเก็บประจุในแหล่งจ่ายมากพอควร โดยวิธีการคิดให้ตัวเก็บประจุใกล้ออฟแอมป์มาก ๆ โดยใช้ 1 ไมโครฟารัด ชนิดแทนทาลัม (6) ดังรูปที่ 2.62



รูปที่ 2.62 การแก้ไขความไม่เสถียรภาพในเครื่องจ่ายไฟตรงชนิดใช้ออฟแอมป์

ตอนที่ 2 การตอบสนอง (Response)

พิจารณาว่าเมื่อสภาพโหลดของแหล่งจ่ายไฟเปลี่ยนไป ใช้เวลานานน้อยเท่าใดที่วงจรคงค่าแรงดันจะปรับให้ได้ออกที่คงไว้ โดยที่ไม่คำนึงถึงค่าแรงกฏเลขขึ้น

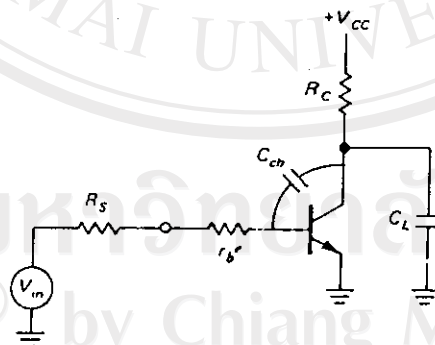
2.5 ลักษณะทางการสวิตช์

สิ่งแรกที่พิจารณาค่าลักษณะของทางสวิตช์แบบความเร็วสูง

2.5.1 การสวิตช์ด้วยความเร็วสูง (High-speed switching) (5)

ข้อจำกัดอย่างหนึ่งของแอมพลิไฟเออร์แบบลิเนียร์คือ ที่ความถี่สูงค่าของความจุของรอยต่อ (Junction capacitance) ความจุป้อนกลับ (feedback capacitance) มิลเลอร์เอฟเฟกต์ (Miller effect), สเตรย์คาปาซิแตนซ์ จะเป็นตัวกำหนดอัตราเร็วของการทำงานของอุปกรณ์

โมเดลของทรานซิสเตอร์และสมการ (Transistor model and equations)

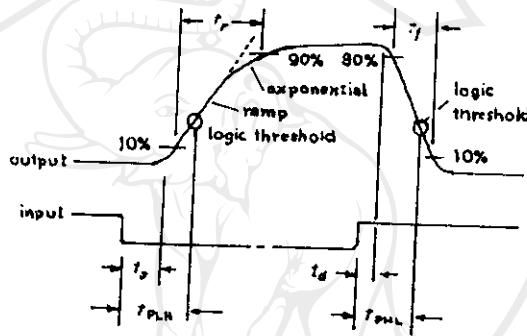


รูปที่ 2.63 โมเดลการทำงานแบบสวิตช์ของทรานซิสเตอร์

แสดงทรานซิสเตอร์ทำงานแบบอิมพัลส์ คอแบบอินเวอร์เตอร์ซัฟต์ด้วยพัลส์ที่มีเวลาขาขึ้น และเวลาขาลงที่เร็วมาก (Fast rise-fall time)

R_S = อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด r_b' เป็นความต้านทาน spreading ของเบสที่มีค่าค่าประมาณ 5 โอห์ม, C_{cb} เป็นความจุป้อนกลับทั้งหมดของระบบ, มี R_C และ C_L เป็นความต้านทานภาระและความจุที่ต่อขนานกันอยู่

จากรูปที่ 2.64 แสดงค่าจากการสวิชของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.64 รูปแบบคลื่นของทรานซิสเตอร์ขณะทำหน้าที่สวิช

2.5.2 การกำหนดช่วงเวลาขาขึ้น (Estimate of risetime) (5)

ตัวการที่จำกัดอัตราเวลาขาขึ้น มี 2 ชนิดคือ

1. R_C ที่รวมอยู่กับ C_{cb} และ C_L จะให้ค่าคงที่ของเวลาที่จะให้กราฟเป็นรูป exponential พุ่งสู่แรงดันไฟเลี้ยงวงจร
2. ถ้าอัตราการเพิ่มของคอลเลกเตอร์สูงพอ จะมีกระแสผ่าน C_{cb} จะทำให้ป้อนไฟตรงสู่เบส โดยผ่านอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด ($R_S + r_b'$) และทำให้คอลเลกเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นช้าลง โดยการป้อนกลับแบบลบ ฉะนั้นรูปคลื่นจึงเป็นรูป ramp

วิธีการแก้ไข

1. กำหนดค่า "Integrator-limited" อัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดัน

ของคอลเลกเตอร์

$$dv_c = \frac{V_{BE} - V_{in(Low)}}{C_{cb}(R_s + r'_b)}$$

2. หาแรงดัน V_x ซึ่งเป็นแรงดันที่เปลี่ยนจาก ramp ไปเป็น exponential

$$V_x = V_{cc} - \left(\frac{V_{BE} - V_{in(Low)}}{R_s + r'_b} \right) + C_L \frac{dv_c}{dt} R_C$$

2.5.3 การกำหนดช่วงเวลาขาลง (Estimate of falltime)

หลังจาก delaytime สิ้น ๆ แรงดันขาเข้าสูงขึ้น แรงดันที่คอลเลกเตอร์เริ่มตกลงเข้าสู่การทำงานแบบอิมพัลส์

$$\begin{aligned} I_C &= \left(\frac{V_{in(HIGH)} - V_{BE}}{R_s + r'_b} \right) + C_{cb} \frac{dv_c}{dt} h_{fe} \\ &= \frac{V_{cc} - V_c}{R_C} - (C_L + C_{cb}) \frac{dv_c}{dt} \end{aligned}$$

ตัวแรกคือ กระแสเบสสูงสุดด้วย h_{fe} ส่วนบรรทัดที่สอง คือค่าของกระแสคอลเลกเตอร์ผ่าน R_C ทำให้อยลงด้วย กระแสที่จำเป็นใช้ในการขับเคลื่อนที่สังเกตได้จากคอลเลกเตอร์ แต่ $\frac{dv_c}{dt}$ เป็นค่าลบ

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C_L + (h_{fe} + 1)C_{cb}} \times \left(\frac{V_{in(HIGH)} - V_{BE}}{R_s + r'_b} \right) \cdot h_{fe} - \frac{V_{cc} - V_c}{R_C}$$

ค่าแรกคือ $h_{fe} \cdot I_{drive}$ ส่วนตัวที่ 2 คือ $I_{pull\ up}$ จะเห็นว่า Rise-time หรือ falltime นั้นตัวที่มีผลมากคือความจุชนิดใดที่เราสามารถมองออกแล้ว

2.5.4 ช่วงเวลาหน่วงและเวลาสะสม (Delay time และ Storage time)

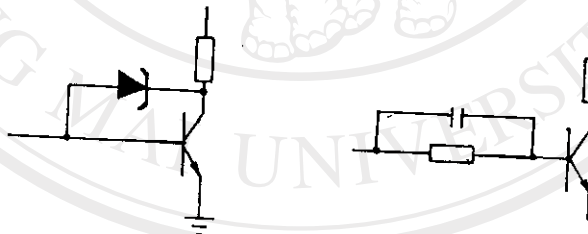
Delaytime คือค่าคงที่เกี่ยวกับเวลาที่ใช้ ให้เคลื่อนที่ของค่าความจุของเบส

ถึงค่า V_{BE}

Storage time คือเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในการทำงานแบบอิ่มตัว มีประจุสะสมอยู่ในบริเวณเบสหลังจากสัญญาณที่ขั้วเบสลดลงเทียบเท่ากับกราวด์แล้ว จะต้องใช้เวลาหนึ่งให้พาหะรองฉีดตามอิมิตเตอร์ ข้ามรอยต่อเบสไปโคโดยกระแสคอลเลคเตอร์

ยกตัวอย่างทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3904 มี delay time 35 ns. และ storage time 200 ns. ภายใต้การทดสอบมาตรฐาน

ในการแก้ไข Storage time ทำโดยใช้ Baker clamp โดยการต่อไดโอดแบบ schottky clamping เข้ากับขาเบสและคอลเลคเตอร์ เพื่อหลีกเลี่ยงมิให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว และอีกวิธีหนึ่งคือการใช้คาปาซิเตอร์ค่าน้อย ๆ (25-100 pF) ซึ่งเราเรียกว่า "Speedup" ต่อคร่อมกับความต้านทานที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์เพื่อลด Storage time ด้วยวิธีการใช้กระแสพัลส์ดึงประจุจากเบสเมื่อวงจรปิด และการเพิ่มแก๊มมีจะไปเพิ่มกระแสที่ขั้วเบสขณะเปิด



Baker clamp.

Capacitor speed up

ลิขสิทธิ์มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
Copyright © Chiang Mai University
All rights reserved

รูปที่ 2.65 แสดงวงจรแก้ไขช่วงเวลาสะสมในทรานซิสเตอร์ (5)

การเลือกทรานซิสเตอร์โดยดู C_{cb} , h_{fe} และ f_T , C_{cb} ควรน้อย, และ f_T ควรมาก ๆ ยกตัวอย่าง เลือกทรานซิสเตอร์พวก High speed เบอร์ 2N5179 มี C_{cb} 0.7 pF, f_T 1500 MHz. ซึ่งต่างจากทรานซิสเตอร์ที่ใช้โดยทั่วไปเช่น 2N2222 มี C_{cb} เพียง 5 pF และ f_T 300 MHz.

2.6 การพิจารณาการตอบสนองในออฟแอมป์

2.6.1 สลู่เรต (Slew Rate)

ค่าจำกัดความของสลู่เรต (SR.) คืออัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของแรงดันออกภายใต้เงื่อนไขสัญญาณขนาดใหญ่

ถ้าไม่กำหนดเฉพาะค่า Slew Rate จะวัดในเงื่อนไขปกติ และ การขยายเป็น 1 และการวัดนี้จะกำหนดในช่วงแบนด์วิธหนึ่ง (Full-power bandwidth) ซึ่งความถี่สูงสุดที่ออฟแอมป์ยังคงทำงานขับแรงดันออกมาอย่างเต็มที่ มักมีการคิดเพิ่มขึ้น 30 %

$$SR = 2\pi E_{OP} f_p$$

E_{OP} = ยอดของแรงดันออก

f_p = ความถี่ที่ยังมีการตอบสนองได้เต็มที่

2.6.2 ทรานเซียนท์เรสปอนส์ (Transient Response)

ค่าจำกัดความของทรานเซียนท์เรสปอนส์ (TR) คือ 10 % ถึง 90 % ของวงจรรูปเกิด ต่อการตอบสนองของฟังก์ชันเป็นขั้น (step) ของแอมพลิไฟเออร์ภายใต้เงื่อนไขสัญญาณขนาดเล็ก

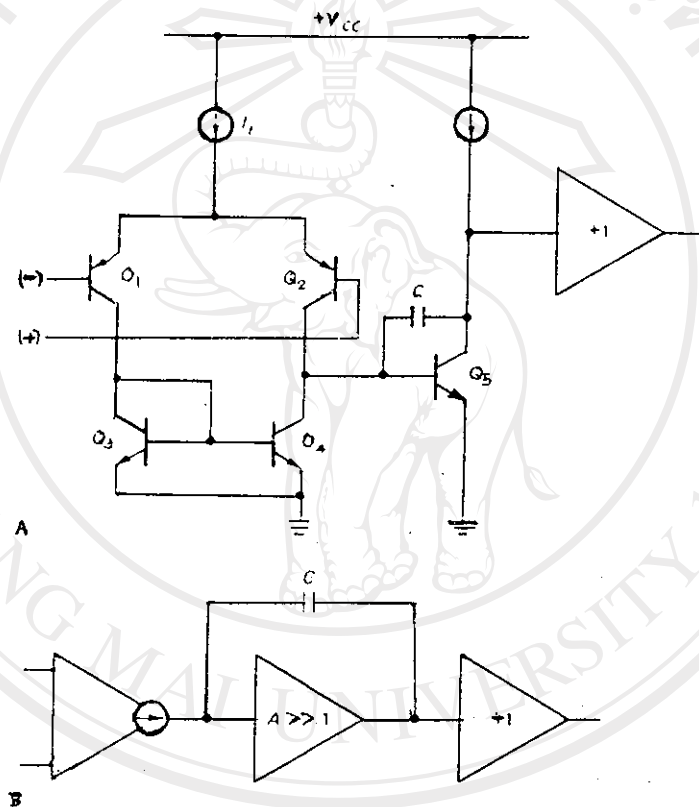
ที่สัญญาณเข้าขนาดเล็กที่เป็นพัลส์ แรงดันออกอยู่ในรูปเอ็กซ์โพเนนเชียลฟังก์ชันซึ่งมีค่าคงที่ของเวลาเป็นสัดส่วนกับแบนด์วิธ

$$\text{bandwidth} = \frac{0.35}{\text{rise time}}$$

โดยแบนด์วิธและ rise time มีหน่วยเป็น MHz และ ns ตามลำดับ โดยสัญญาณที่ใช้ทดสอบประมาณ 0.5 โวลต์

2.6.3 การพิจารณาอัตราเร็ว (Slew Rate)

ความเข้าใจเกี่ยวกับอัตราเร็ว ดูจากภาพที่ 2.66



รูปที่ 2.66 แสดงการพิจารณาเรื่องอัตราเร็ว

ภาคอินพุท คิวเพอร์เรนเซียมที่ขับออกจาก Current mirror จะขับภาคขยายแรงดัน ซึ่งมีค่าความจุที่อยู่ระหว่างส่วนขาออกมาถึงส่วนขาเข้า ส่วนภาคขยายออกเป็นแบบ push-pull ตัวเก็บประจุขดเชยถูกเลือกมาเพื่อทำให้การขยายแบบเปิดคูของแอมพลิฟายเออร์เป็น 1 ก่อนที่เฟสจะเลื่อนไปเสียก่อน โดยการกระทำของภาคขยายส่วนอื่น ๆ ภาคอินพุทที่มีค่าอิมพีแดนซ์ออกสูงมาก จึงเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสให้ขาดักไป

ออฟแอมป์มีค่าสโลว์เรตที่ถูกจำกัดโดยสัญญาณขาเข้าที่ขั้วทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งของ
ภาคคิฟเฟอเรนเชียลอินทิเกรเตอร์ การขั้วภาคที่ 2 ด้วยกระแสอิมิตเตอร์ทั้งหมดของคิฟเฟอ-
เรนเชียลซึ่งปรากฏการณ์มีขึ้นเมื่อแรงดันขาเข้ามีค่าต่างกันประมาณ 60 mV และที่จุดนี้อัตรา
ส่วนในภาคคิฟเฟอเรนเชียลมีค่าเป็น 10 : 1 ณ จุดนี้ Q_5 จะแบ่งค่าแรงดันที่คอลเลกเตอร์
ให้ไว้ที่สัปดาห์ที่จะทำไดค้วยค่า I_E ทั้งหมดที่จะไปประจุ C ด้วยเหตุนี้ Q_5 และ C จึงทำ
ตัวเป็นอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ซึ่งค่า Slow Rate จะถูกจำกัดให้เป็นรูป ramp.

จากสมการ

$$S = 0.3 f_T$$

S มีหน่วยเป็น V/ μ s, และ

f_T มีหน่วยเป็น MHz.

ยกตัวอย่าง 741 มี $f_T = 1.5$ MHz. จะมี $S = 0.5$ V/ μ s ซึ่งแสดง
ให้เห็นว่า ออฟแอมป์ที่มีค่า gain bandwidth สูงขึ้น จะทำให้ f_T มีค่าสูงและทำให้
สโลว์เรตสูงขึ้นด้วย การเพิ่ม f_T (โดยการเพิ่มกระแสคอลเลกเตอร์, หรือการใช้ทรานซิส-
เตอร์ที่เร็ว ๆ ฯลฯ) จะเพิ่มค่าสโลว์เรต (Slew Rate)

2.6.4 การเพิ่มค่าสโลว์เรต

การเพิ่มค่า Slow Rate ทำได้ดังนี้

- ก. ใช้ออฟแอมป์ที่มีค่า f_T สูง
- ข. การเพิ่ม f_T โดยการใช้อุปกรณ์ความจุต่ำ ๆ ชดเชย วิธีนี้ใช้
กับ closed loop gain มากกว่า 1
- ค. ลดค่าทรานคอนดักแตนซ์ขาเข้า (g_m) ด้วย การเพิ่มค่าความต้านทานที่
อิมิตเตอร์แล้วลดค่า C หรือเพิ่ม I_E อย่างเป็นสัดส่วน
- ง. ใช้วงจรภาคอินพุตวงจรต่าง ๆ กัน

ซึ่งเป็นวิธีการในข้อ ก. นิยมใช้ในออปแอมป์โดยทั่ว ๆ ไป เช่นเบอร์ HA 2607 หรือ HA 2507 ซึ่งเป็นวงจรรวมที่คล้ายกัน ยกเว้นว่ามีการเพิ่มความต้านทานอิมิตเตอร์เข้าไป ในภาคอินพุทของ HA 2507 เพื่อเพิ่มสโลว์เรต

ตารางแสดงค่าของไอซีซึ่งใช้ FET และมีค่า g_m ค่า และสโลว์เรตสูง แสดง ดังตารางนี้

ตารางที่ 2.7 เปรียบเทียบค่าสโลว์เรตของทรานซิสเตอร์ 2 ตัว

	HA 2607	HA 2507
f_T	12 MHz.	12 MHz.
Slew Rate	7 V/ μ s	30 V/ μ s
Open-loop Gain	150,000	150,000

2.6.5 เซทติง ไทม์ (Settling time)

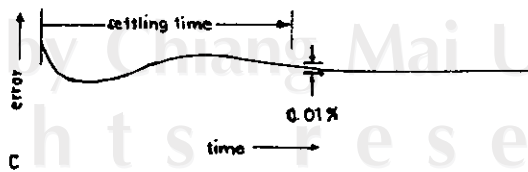
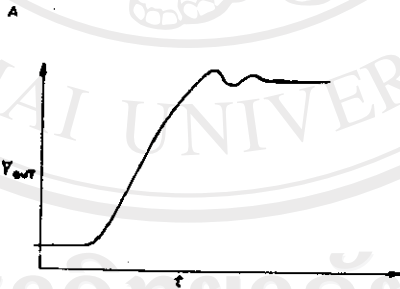
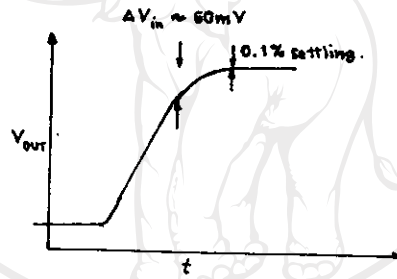
สโลว์เรตของออปแอมป์ที่แรงดันออกสามารถเปลี่ยนไปรวดเร็วเพียงใด ซึ่งจะใช้กับแรงดันขาเข้าขนาดใหญ่ ประมาณ 60 mV. และจำเป็นมากสำหรับวงจรที่ต้องการความเร็วสูง Settling time เป็นเวลาที่ต้องการใช้ในการให้โวลตาจที่สุดท้ายและคงที่อยู่ที่นั่น ตามค่าที่ถูกต้องของแรงดันที่ต้องการ ค่า Settling time นี้จะนำมาสำหรับอุปกรณ์เช่น คิซิทอลอนาลอก คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งความเที่ยงตรงจะเป็นตัวที่กำหนดให้แก่ออปแอมป์ธรรมดาทั่ว ๆ ไปไม่ได้ กำหนดค่า Settling time ให้

Settling time ขึ้นอยู่กับการขยาย หรือการชดเชยที่ใช้ในวงจร และรูปแบบ กลับจะใหม่มาแล้วในแผ่นข้อมูลของวงจรรอแอมป์ สิ่งที่เหมาะสมทำได้แก่

ก. Settling time สามารถทำได้เวลาเร็วที่สุด โดยจริง ๆ แล้ว เราต้อง ละทิ้งค่าจำกัดของสโลว์เรตที่มคือ rise time

ข. Settling time ที่เร็วมาก ๆ ที่จะถึง 1 % นั้นบางครั้งก่อนจะถึง 0.1 % มันอาจจะมีการที่ช้าออกมา

ค. ออฟแอมป์จะตั้งขึ้นในรูปคลื่นและเวลาอย่างรวดเร็ว ถ้ามีการชดเชยค่านความถี่ ซึ่งการใช้การเขียนกราฟ Openloop phase shift กับความถี่จะให้เส้นตรงบนกระดาษ log-log กราฟได้ออฟแอมป์ที่ไม่คืนในกราฟเฟสชิฟท์ จะแสดงพฤติกรรมแบบ Over shoot หรือ ringing เหมือนในรูป ซึ่งโปรตระกูลว่าสเตรตจะจำกัดค่าแรงดันออกให้เริ่มโต้งงอ เมื่อแรงดันเข้ามีความแตกต่างกัน ค่ากว่า 60 มิลลิโวลต์



รูปที่ 2.67 แสดงค่า Settling time

2.6.5.1 ออฟแอมป์ความเร็วสูง⁽⁵⁾

ตารางต่อไปนี้ จะให้รายการออฟแอมป์ที่คัดเลือกแล้วว่ามีความเร็วสูง (High speed op-amps) ซึ่งเหมาะสมในการประยุกต์ใช้งานที่ต้องการความถี่สูง ๆ, และมี Settling time ที่เร็วมาก ๆ

ตารางที่ 2.8 แสดงออฟแอมป์ที่มีความเร็วสูง

HIGH-SPEED OP-AMPS										
Compensated for gain > 1					Compensated for gain > 1					
Type	FET	f_r (MHz)	Slew rate (V/ μ s)	Settle to 0.1% (μ s)	Type	Min FET gain	f_r (MHz) @ Gain	Slew rate (V/ μ s)	Settle to 0.1% (μ s)	Comments
OP-01E ^a		2.5	18	0.7						Precision
OP-15E	✓	6	17	0.9						Precision
OP-16E	✓	8	25	0.7						Precision
LH0024C		70	400	—						
LH0032C	✓	70	500	0.3						
LH0061C		—	70	0.8						TO-3, 0.5A output
LH0062C	✓	15	70	1.0						
LM318		15	70	0.8						
LF356	✓	4.5	12	1.3	LF357	✓	5 20	5 50	1.3	Popular, inexpensive
AD518		12	70	0.8						
AD528J	✓	10	70	0.8						
NE530		3	25	0.9	NE538		5 6	5 60 ^b		Precision NE5530/8 dual mini-DIP
MC1741S		1	12	3						High-slew 741
					1435	2	1000	2 300	0.02	Fast settle
					1435 + 2035	2	700	2 270	0.08	120mA output
HA2C55A	✓	8	40			✓	3 20	10 120 ^c	0.4 ^c	Same as 1434
HA2C65A	✓	10	5			✓	5 100	10 35 ^b	0.8 ^b	Same as 1433
HA2505		12	30	0.33						2507 mini-DIP
HA2515 ^d		12	60	0.25	HA2525 ^e		3 20	10 120	0.2	2517, 2527 mini-DIP
					HA2535 ^e		10 70	10 370	0.5	Cable driver
HA2605		12	7	1.5	HA2625 ^e		5 100	100 35 ^b	0.3	
CA3100		30	25	0.6			10 38	10 70 ^f	0.6 ^g	
CA3140	✓	4.5	9	1.4						MOSFET, low cost, 3240 dual
3550K	✓	20	100	0.4	3551	✓	10 50	10 250	0.5	
					3554	✓	55 225	10 1200 ^b	0.12	TO-3, 100mA output
HA5155	✓	50	60	0.7	HA5165	✓	10 100	10 100	0.5	
					HA5195		5 150	10 200 ^h	0.05	Fast settle
					NE5539		7 1200	7 800	0.01 ⁱ	Fast settle
8017C ^a		10	130	1						
9906		100	250	0.15			30 300	100		OEI
9908		100	200	0.3						OEI
9909		100	2500	0.2			100 1000	100		OEI
9912		100	600	0.15			30 800	100		OEI
9914		300	1000	0.2			100 3000	100		OEI
9916		200	300	0.05						OEI
9932	✓	40	600	0.1			3 70	100		OEI

^aInverting amp.
35CSJ, AD507J.

^bAt $G = 5$.
^cAt $G = 10$.

^dAt $G = 3$.
^eTo 0.5%.

^fPopular, available also as 1322, 3507J, AD509J.
^gData sheet confusing.

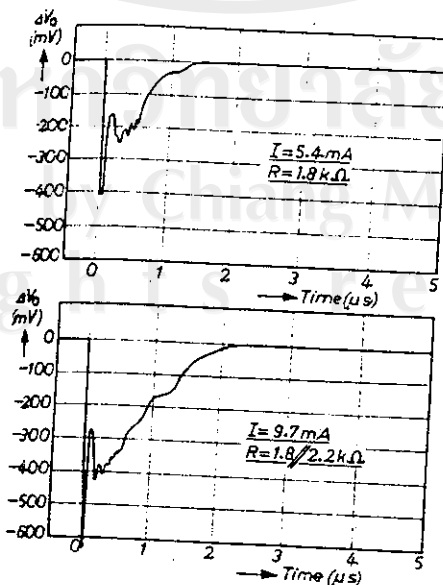
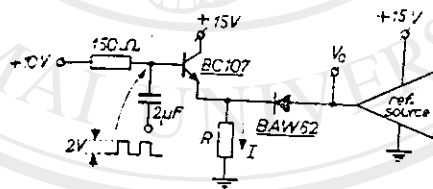
^hAt $G = 2$.

ⁱPopular, available also as 1321.

2.6.5.2 การทดสอบและวัดเซตติงใหม่ (Settling time) ของ ออฟแอมป์⁽⁷⁾

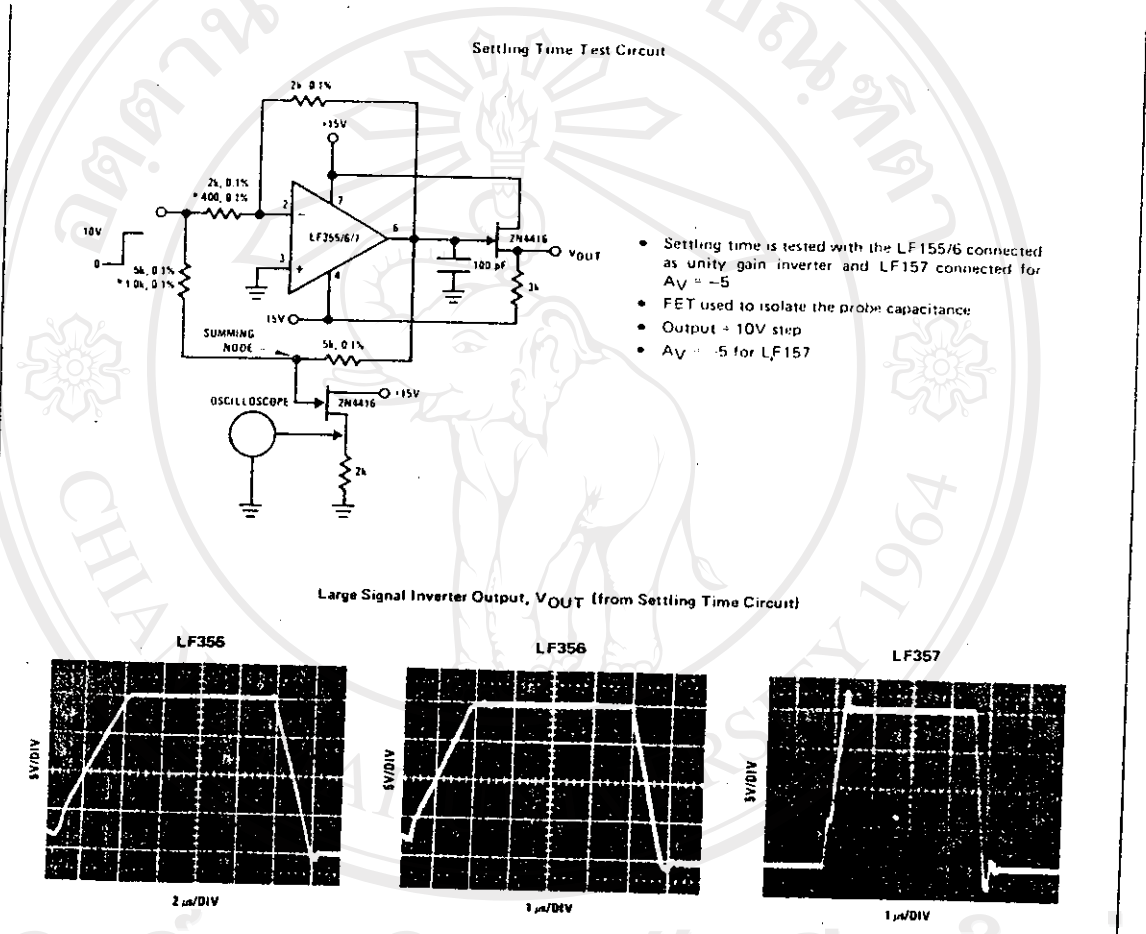
พิจารณาความเร็วของการตอบสนอง (speed of response) ต่อการแปรค่าอย่างรวดเร็วของโหลดในวงจรของแรงดันอ้างอิงที่สร้างจาก IC 572 และใช้ออฟแอมป์ 741 ของ KAREL E. KUIJK (1973) คำนวณการต่อตัวเก็บประจุค่า 100 นาโนฟารัด ขาดพลาดกราวด์ที่วงจรพีเอมพลีโพลีเออร์ การตอบสนองของวงจรต่อการแปรผันอย่างรวดเร็วของภาระหาได้จากค่าคงที่ของเวลาของออฟแอมป์ กรณี $\mu A 741$ ใช้ τ คือค่าคงที่ของเวลา $= 0.32 \mu s$ ($f_{0.5dB} = 0.5 \text{ MHz.}$) แรงดันออกจะแปรจนถึงค่า 0.1% ของค่าตอนแรกหลังจากเวลาผ่านไป $7\tau = 2.24 \mu s$.

การวัดทำได้โดยในรูปซึ่งเพิ่มกระแสอย่างรวดเร็วจนที่ทันใด 5 และ 10 มิลลิแอมแปร์ ทำให้แรงดันออกเปลี่ยนไป 400 และ 600 มิลลิโวลต์ ตามลำดับ ซึ่งจะใช้เวลา Settling time ประมาณ 1.5 μs และ 2.2 μs ตามลำดับ



รูปที่ 2.68 แสดงการวัด Settling time

ตัวอย่างการวัด Settling time ของวงจรรวมเบอร์ LF 355, 356, 357 โดยใช้แรงดันขาเข้าแบบขั้น (5)



รูปที่ 2.69 แสดงการวัดและผลของ Settling time ของวงจรรวมเบอร์ LF 355, 356, 357

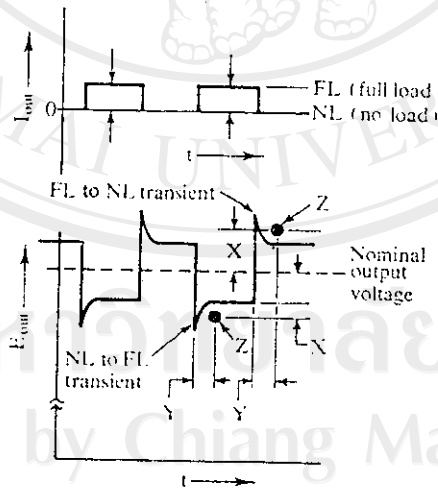
2.7 โหลดทรานเซียนท์รีคัฟเวอรี่ไทม์ (Load Transient Recovery Time)

หลังจากกำลังขั้วคางแรงดันนั้น เมื่อโหลดที่ต่อกับแหล่งจ่ายกำลังแปรเปลี่ยนอย่างช้า แรงดันออกจะเปลี่ยนไปเรียกว่าโหลดเรกูเลชัน (Load regulation) แต่ถ้าภาระเปลี่ยนอย่างรวดเร็วเราเรียกว่าการเปลี่ยนอย่างเป็นขั้นนั้น วงจรคางแรงดันในเครื่อง

จ่ายไฟกระแสตรงจะเปลี่ยนแปลงแรงดันออกไมทันจะเกิดเอาท์พุททรานเซียนท์ (output transient) ขึ้นจนกว่าแรงดันออกจะได้อตามที่ตั้งไว้ เราเรียก เวลาที่ใช้ให้แรงดันออกของแหล่งจ่ายกำลังไปสู่ค่าที่กำหนดเฉพาะไว้ว่า load transient recovery time อาจจะเรียกว่า recovery time, transient response time หรือ response time

ในเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงขนาดเล็กที่ใช้ทรานซิสเตอร์มักมีค่าของ response time ประมาณ 50 μ s, transient recovery ถูกกำหนดอยู่ในเทอมของ recovery time ในช่วง recovery voltage band

คั่งรูปที่ 2.70 ซึ่งปกคอยู่ในเงื่อนไข 10 mV. ที่เปลี่ยนไปของค่าเฉพาะของโลก เรกกูเลชัน (Load regulation)



X = transient recovery band, Y = transient recovery time, Z = points defined by X and Y which must lie outside recovery waveform for power supply to be within specification.

รูปที่ 2.70 แสดง Load transient recovery time