

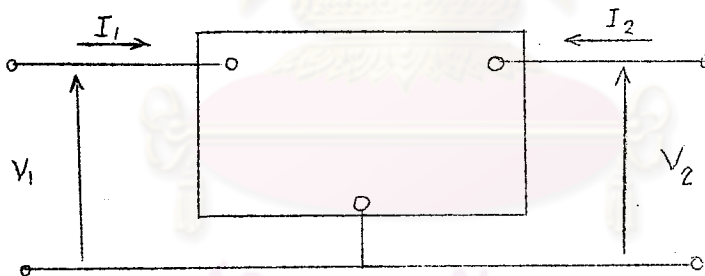
วงจรสมมูล และ parameter ของทรานซิสเตอร์

3.1. Parameter ของทรานซิสเตอร์

โดยทั่วไปมักจะแทนวงจรทรานซิสเตอร์ด้วย active three-terminal network หรือ active four-terminal network ที่ขั้วร่วมกัน หนึ่ง คือใช้ขั้วหนึ่งเป็น ground หรือ reference สำหรับขั้วที่เหลือสองขั้ว ใช้ขั้วหนึ่งเป็น input ใช้อีกขั้วหนึ่งเป็น output โดยหมายด้วย  $V_1, I_1$  และ  $V_2, I_2$  ตามลำดับ ดังรูปที่ 3.1 ในกรณีที่มีตัวแปรสี่ตัว เรามักจะเลือกตัวแปรสองในสี่ตัวนี้เป็น independent variable คือ

$$I_2 = f(I_1, V_2) \quad (3.1)$$

$$V_1 = f(I_1, V_2) \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.1. block diagram ของ active three-terminal network

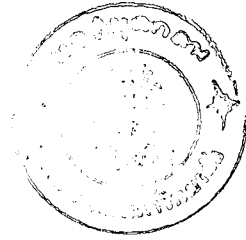
สมการทั้งสองนี้อาจใช้ Taylor series อธิบายการเปลี่ยนแปลงของฟังก์ชันได้ดังนี้

$$\Delta I_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \Delta V_2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_2}{\partial I_1^2} \Delta I_1^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_2}{\partial V_2^2} \Delta V_2^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_2}{\partial I_1 \partial V_2} \Delta I_1 \Delta V_2 + \dots \quad (3.3)$$

และ

$$\Delta V_1 = \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial V_1}{\partial V_2} \Delta V_2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 V_1}{\partial I_1^2} \Delta I_1^2 + \dots \quad (3.4)$$

ถ้าหากพิจารณาถึงกรณีที่สัญญาณมีค่าต่ำ ฟังก์ชันข้างบนจะเป็น linear สามารถหาค่าที่ order



สูงๆได้ สมการที่(3.3)และ(3.4)จะเป็น

$$dI_2 = \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{V_2} dI_1 + \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right|_{I_1} dV_2 \tag{3.5}$$

$$dV_1 = \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2} dI_1 + \left. \frac{\partial V_1}{\partial V_2} \right|_{I_1} dV_2 \tag{3.6}$$

สำหรับกรณีที่มีสัญญาณเป็นค่าตัว เรามักจะเขียนแทน differential ของกระแสและของศักย์เป็น

$$dI_2 = i_2 \qquad dI_1 = i_1 \tag{3.7}$$

$$dV_2 = v_2 \qquad dV_1 = v_1 \tag{3.8}$$

ดังนั้นอาจเขียนสมการที่ (3.5) และ (3.6) เป็น

$$v_1 = \eta_{11} i_1 + \eta_{12} v_2 \tag{3.9}$$

$$i_2 = \eta_{21} i_1 + \eta_{22} v_2 \tag{3.10}$$

เมื่อ  $\eta_{11}$ ,  $\eta_{12}$ ,  $\eta_{21}$  และ  $\eta_{22}$  เป็นค่า partial derivative ต่างๆดังนี้

$$\eta_{11} = \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2}, \quad \eta_{12} = \left. \frac{\partial V_1}{\partial V_2} \right|_{I_1}, \quad \eta_{21} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{V_2}, \quad \eta_{22} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right|_{I_1} \tag{3.11}$$

ในกรณีของทรานซิสเตอร์ ค่าเหล่านี้จะขึ้นกับกระแสของ emitter ศักย์ของ collector และอุณหภูมิ

ดังได้กล่าวไว้ข้างบนแล้วว่า เราอาจเลือกตัวแปรสองตัวใดๆในสี่ตัวเป็น independent

variable ก็ได้ ด้วยวิธีเช่นนี้ เราจึงเลือกได้หกวิธี และเขียนสมการได้หกสมการข้างล่างนี้ <sup>1</sup>

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [z] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \tag{3.12} \qquad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [y] \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [h] \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{3.14} \qquad \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [g] \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = [a] \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \tag{3.16} \qquad \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix} = [b] \begin{bmatrix} v_1 \\ -i_1 \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

สมการทั้งหมดนี้เป็นรากฐานเบื้องต้นของ network และจะเห็นได้ว่าparameter

นี้อาจเป็นอัตราส่วนของกระแส หรือของศักย์ล้วนๆ ดังนั้นอาจเป็นตัวเลขเฉยๆ เป็น impedance

หรือเป็น admittance ก็ได้ ดังใน

1. Mason S.J., Zimmermann H.J.; "Electronic Circuits, Signals, and Systems" John Wiley & Sons, Inc. 1960 p. 40

$z$  matrix ในสมการที่ (3.12) มีค่าเป็น impedance และมีชื่อต่างๆดังข้างล่างนี้

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{I_2=0} && \text{open-circuit input resistance} \\ z_{12} &= \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_2} \right|_{I_1=0} && \text{open-circuit reverse transfer impedance} \\ z_{21} &= \left. \frac{\partial V_2}{\partial I_1} \right|_{I_2=0} && \text{open-circuit forward transfer impedance} \\ z_{22} &= \left. \frac{\partial V_2}{\partial I_2} \right|_{I_1=0} && \text{open-circuit output impedance} \end{aligned} \quad (3.18)$$

$y$  parameter ในสมการที่ (3.13) เป็น admittance อาจวัดหาและมีชื่อต่างๆดังนี้

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{\partial I_1}{\partial V_1} \right|_{V_2=0} && \text{short-circuit input admittance} \\ y_{12} &= \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_1} \right|_{V_2=0} && \text{short-circuit reverse transfer admittance} \\ y_{21} &= \left. \frac{\partial I_1}{\partial V_2} \right|_{V_1=0} && \text{short-circuit forward transfer admittance} \\ y_{22} &= \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right|_{V_1=0} && \text{short-circuit output admittance} \end{aligned} \quad (3.19)$$

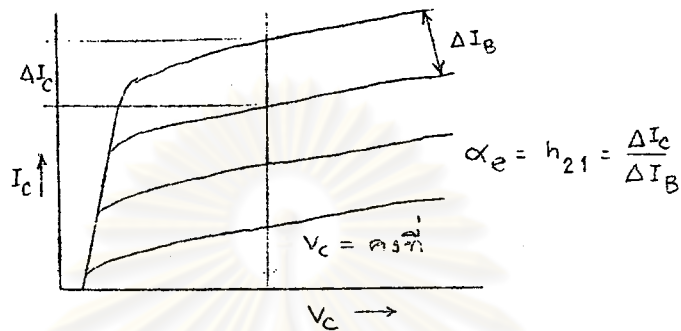
$h$  หรือ hybrid parameter ในสมการที่ (3.14) นิยมกันใช้กันมากในวงจรทรานซิสเตอร์ เพราะค่าของ parameter ตรงกันกับค่า input impedance, output admittance และ current gain ของทรานซิสเตอร์ นอกจากนี้สามารถวัดหาค่าได้ง่ายๆในปฏิบัติการและสภาวะที่จะใช้ในการคำนวณ ซึ่งมีค่าจำกัดความดังนี้

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2=0} && \text{short-circuit input impedance} \\ h_{12} &= \left. \frac{\partial V_1}{\partial V_2} \right|_{I_1=0} && \text{open-circuit reverse voltage gain or transfer ratio} \\ h_{21} &= \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{V_2=0} && \text{short-circuit forward current gain or transfer ratio} \\ h_{22} &= \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right|_{I_1=0} && \text{open-circuit output admittance} \end{aligned} \quad (3.20)$$

สำหรับ  $g$ ,  $a$  และ  $b$  parameter ไม่ค่อยนิยมใช้กันจึงไม่ขอกล่าวในที่นี้

จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) อาจหาค่า parameter ต่างๆได้จาก static characteristics โดยเลือก small increment ของตัวแปรต่างๆตรงจุด bias และ ตามค่าตัวคงที่ที่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 3.2 เราอาจหาค่า common-emitter current gain  $\alpha_e$  ได้ แต่ parameter เหล่านี้ใช้ได้สำหรับความถี่ต่ำเท่านั้น เพราะหามา

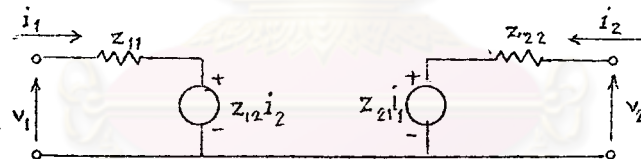
ได้จาก static characteristics



รูปที่ 3.2. ตัวอย่างการหา parameter  $\alpha_e$  ที่สัญญาณมีค่าน้อยจาก static characteristics

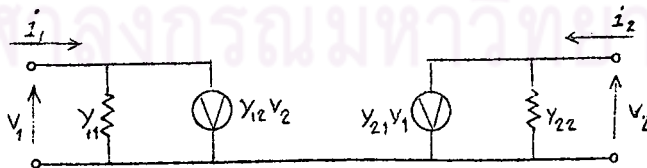
3.2. วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์

จากสมการในรูป z matrix (3.12 ถึง 3.17) อาจเขียนวงจรสมมูลได้ 2 สำหรับ z matrix ดังสมการที่ (3.12) สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.5. สำหรับ y matrix ดัง



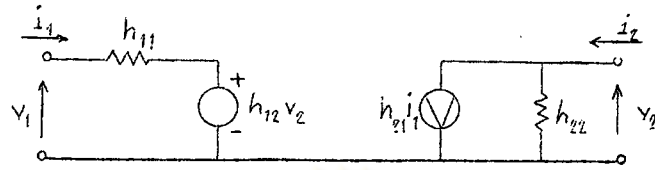
รูปที่ 3.3. วงจรสมมูลแบบ z parameter

สมการที่ (3.13) สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.4. และสำหรับ h matrix ดังสมการที่(3.14) สามารถ



รูปที่ 3.4. วงจรสมมูลแบบ y parameter

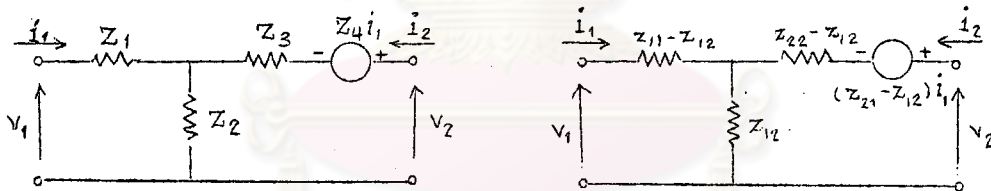
เขียนไค้ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลของแบบ z- และแบบ y-parameter รวมกัน



รูปที่ 3.5. วงจรสมมูลแบบ h-parameter

ในรูปที่ 3.3, 3.4 และ 3.5 มี generator อยู่ในวงจรสมมูลสองตัว จึงเป็นการยากในการคำนวณ ฉะนั้นเราขอใช้วงจรสมมูลที่มี generator ตัวเดียวดังแสดงในรูปที่ 3.6 มากกว่า โดยสามารถเขียนสมการสำหรับวงจรรูป T ของรูปที่ 3.6 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 + z_2 & z_2 \\ z_2 + z_4 & z_3 + z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$



(ก)

(ข)

รูปที่ 3.6. (ก) วงจรสมมูลรูป T (ข) วงจรสมมูลรูป T เมื่อใช้ค่าเป็น z-parameter

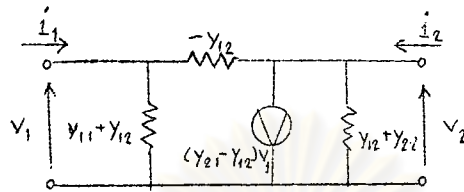
เมื่อเทียบกับ z matrix

$$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

เราสามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned} z_1 &= z_{11} - z_{12} , & z_2 &= z_{12} \\ z_3 &= z_{22} - z_{12} , & z_4 &= z_{21} - z_{12} \end{aligned} \quad (3.23)$$

ค่าต่างๆเหล่านี้ได้เขียนแสดงไว้ในรูป 3.6(ข) ในทำนองเดียวกันเราสามารถเขียนวงจรสมมูลรูป  $\pi$  ในเทอมของ y-parameter ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7. วงจรสมมูลรูป  $\pi$

ค่าต่างๆของ z-parameter ของ four-terminal network จะแตกต่างกับค่า impedance ต่างๆของวงจรรูป T ซึ่ง z-parameter จะมีค่าอยู่ในเทอมของตัวแปรทางค่าน input และ output ฉะนั้นจะมีค่าเปลี่ยนไปเมื่อต่อทรานซิสเตอร์เป็นแบบ common-base, common-emitter และ common-collector ซึ่งค่าต่างๆของวงจรรูป T จะไม่เปลี่ยนแปลงเพียงแต่ย้ายไปอยู่ในตำแหน่งอื่น

การเลือกใช้ parameter ใดและวงจรสมมูลรูปใดมักจะขึ้นอยู่กับ

- (1) ความง่ายในการวัดหาค่าต่างๆของ parameter
- (2) ความง่ายในการคำนวณ
- (3) ความที่ค่าต่างๆของ parameter นี้ค่าใกล้เคียงกับขบวนการทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์มากที่สุด
- (4) ความที่ parameter ต่างๆมีค่าคงที่ ณ จุด bias
- (5) ช่วงของควมถี่ที่วงจรแบบนี้สามารถใช้งานได้ประโยชน์มากที่สุด

### 3.3. วงจรสมมูลสัมพันธ์กับขบวนการทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์

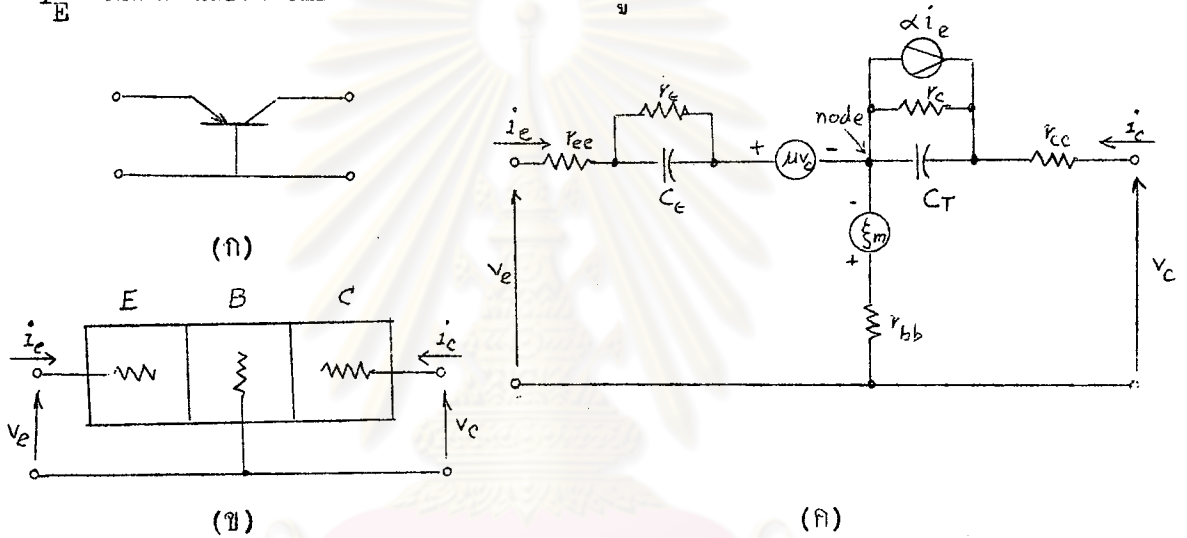
ถ้าพิจารณาทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบ common-base ดังรูปที่ 3.3(ก) สาย lead ต่างๆของ emitter, base และ collector จะต้องมีค่าเป็นความต้านทาน ohmic ดังรูปที่ 3.3(ข)

ในการพิจารณานั้น ถ้าเริ่มต้นจากขั้ว emitter เราจะพบว่า มีค่าความต้านทานของบริเวณ emitter ซึ่งมีค่าน้อยมากในทางปฏิบัติ เรามักจะทิ้งและไม่ใส่ลงไปในวงจรสมมูลย์ สิ่งที่เราจะพบต่อไปคือ emitter diode ซึ่งจะมีค่าความต้านทานทาง forward ดังนี้ 3



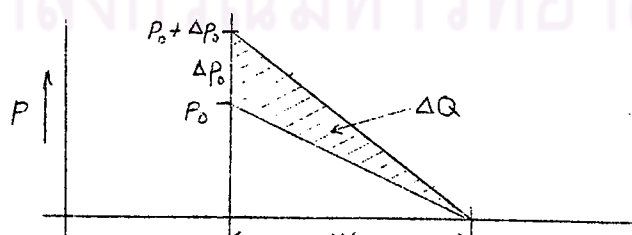
$$r_E \cong \frac{kT}{e} \frac{1}{I_E} \tag{3.24}$$

- เมื่อ  $r_E$  เป็นความต้านทานของ emitter-diode ในทิศ forward
- $k$  เป็นค่าคงตัวของ Boltzmann
- $T$  เป็นอุณหภูมิในเคลวิน
- $e$  เป็นประจุของอิเล็กตรอน
- $I_E$  เป็นกระแสของ emitter-diode เมื่อต่ออยู่ในทิศ forward



รูปที่ 3.8. ทรานซิสเตอร์ต่อแบบ common-base

สิ่งที่สองที่เราจะพบก็คือ emitter capacitance  $C_E$  ซึ่งประกอบด้วย transition capacitance  $C_T$  ที่เล็กน้อย และ diffusion capacitance  $C_D$  ที่มากกว่าสองอันดับ 4 ฉะนั้นค่าของ emitter capacitance จะเท่ากับ diffusion capacitance โดยประมาณ ซึ่งอาจคำนวณหาค่าได้โดยพิจารณาการเรียงตัวของ minority carrier ใน base ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9. แสดงถึงประจุไฟฟ้าที่อยู่ในบริเวณ base ซึ่งทำให้เกิด emitter diffusion capacitance

4. Dewitt D., Rossoff A.L.; "Transistor Electronics" McGraw-Hill Book Co. Inc 1957 p.113

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแส emitter เพียงเล็กน้อย อาจเขียนได้ดังนี้

$$\Delta I_E = \frac{eD}{W} \Delta p_0 \quad (3.25)$$

เมื่อ  $D$  เป็นค่าคงตัวของการแพร่กระจาย

$p_0$  เป็นความหนาแน่นของ hole

$W$  เป็นความกว้างของ base

สมการที่ (3.25) หมายความว่าเพื่อที่จะมีกระแส  $\Delta I_E$  ไหล เราจะต้องได้ประจุ  $\Delta Q$  จากวงจร input และประจุนี้ก็คือ hole ไหลผ่านเข้าไปในบริเวณ base ทาง emitter ซึ่งจะรวมกับอิเล็กตรอนในบริเวณ base เพื่อกลายเป็นกลาง และอาจเขียนได้ว่า

$$\Delta Q = e \frac{W \Delta p_0}{2} \quad (3.26)$$

สำหรับการเปลี่ยนแปลงศักย์ของ emitter ต่อการเปลี่ยนแปลงกระแสของ emitter สามารถเขียนได้ว่า

$$\frac{\Delta V_E}{\Delta I_E} = \frac{1}{g_E} \quad (3.27)$$

ค่าความจุอันเนื่องด้วยประจุ  $\Delta Q$  กับการเปลี่ยนแปลงของศักย์  $\Delta V_E$  นี้เราให้ชื่อเป็น diffusion capacitance  $C_D$  เมื่อรวมสมการที่ (3.25) (3.26) และ (3.27) จะได้

$$C_E = \frac{\Delta Q}{\Delta V_E} = \frac{W^2}{2D} g_E \quad (3.28)$$

ถ้าอยู่ในย่านความถี่สูง ค่า RC ของ emitter จะมีความสำคัญมาก และค่า capacitance  $C_E$  จะมี effect เป็น distributed แต่ในย่านความถี่ต่ำ distributed effect หมดความสำคัญลง จึงอาจแทนด้วย lumped element ดังในรูปที่ 3.3 (ค)

element อันต่อไปคือ reverse-voltage transfer ratio  $h_{12}$  หรือ  $\mu$  สำหรับกรณีที่เป็น common base ค่านี้จะขึ้นกับ generator ในวงจรสมมูลย์ อันนี้เกิดขึ้นมาเพื่อแทนผลของการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ base ไปตามศักย์ collector ซึ่งเราเรียกว่า Early effect จากคำจำกัดความของ reverse-voltage transfer ratio อาจเขียนได้ว่า

$$\mu = \frac{\partial V_{EB}}{\partial V_{CB}} \Big|_{I_E} = \frac{dV_{EB}}{dI_E} \cdot \frac{dI_E}{dW} \cdot \frac{dW}{dV_{CB}} \quad (3.29)$$



$$\text{เมื่อ} \quad \frac{dV_{EB}}{dI_E} = r_E \quad (3.30a)^5$$

$$\text{และ} \quad \frac{dI_E}{dW} = -\frac{I_E}{W} \quad (3.30b)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.24), (3.29) และ (3.30) เราจะได้

$$\mu = -\frac{kT}{e} \frac{1}{W} \frac{dW}{dV_{CB}} \quad (3.31)$$

จะเห็นได้ว่า generator ที่จะเขียนลงไปในวงจรสมมูลย์ทางกัน emitter (รูปที่ 3.8ค) จะขึ้นกับค่า  $dW/dV_{CB}$  หรือค่าการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ base ไปตามศักย์ของ collector transition region ต่อจากนี้ เราจะมาถึง node ของรูปที่ (3.8ค) ซึ่งเทคนิคเอาไว้ว่าอาจมีได้ ณ จุดใดจุดหนึ่งในบริเวณ base ที่จุดนี้จะมีกิ่งหนึ่งแยกออกไปทางขั้ว base อีกกิ่งหนึ่งแยกไปทางขั้ว collector สำหรับกิ่งที่แยกไปทางขั้ว base จะประกอบด้วยความต้านทาน ohmic ของ base  $r_{bb}$  และ generator อีกตัวหนึ่ง ซึ่งเกิดขึ้นมาเพื่อแทนผลของความต้านทานจำเพาะของ base เปลี่ยนไปตามการเปลี่ยนแปลงความกว้างของ base ที่เปลี่ยนไปตามศักย์ของ collector แต่ค่าศักย์ของ generator  $\xi$  นั้นน้อยมาก ในวงจรสมมูลย์ทั่วๆไปจึงทิ้งเสีย

สำหรับกิ่งที่แยกไปยังขั้ว collector นั้นจะผ่าน collector junction ซึ่งมี element อยู่สองอัน อันหนึ่งคือ ความต้านทานหรือความนำไฟฟ้าของ collector อีกอันหนึ่งคือ collector capacitance สำหรับ collector capacitance นี้เป็น junction transition capacitance ที่แท้จริง<sup>6</sup> และเป็น nonlinear function กับ collector voltage และขึ้นกับรูปโครงสร้างของ junction โดยมีค่า<sup>7</sup>

$$C_C = A(V_d - V_C)^{-a} \quad (3.32)$$

เมื่อ  $C_C$  เป็น collector capacitance,  $V_C$  เป็น collector voltage,  $V_d$  เป็นศักย์ลดของ barrier,  $A$  เป็นค่าคงที่ และ  $a$  เป็นค่าคงที่ที่มีค่าเท่ากับ  $1/2$  สำหรับ abrupt junction และ  $1/3$  สำหรับ graded junction

5. Greiner R.A., loc cit p. 216

6. Greiner R.A., ibid pp. 115 - 119

7. Dewitt D, Rossoff A.L., loc cit p. 273

สำหรับ collector conductance จะหาได้จาก

$$g_c = \left. \frac{\partial I_c}{\partial V_{CB}} \right|_{I_E} = \frac{dI_c}{dW} \frac{dW}{dV_{CB}} \quad (3.33)$$

การนำไฟฟ้า  $g_c$  นี้ประกอบด้วยสองส่วน ส่วนหนึ่งเกิดจาก leakage ซึ่งสำหรับทรานซิสเตอร์ทั่วไป จะมีย่าน้อยมาก อีกส่วนหนึ่งเกิดขึ้นจากการออกแบบ อันอาจดูได้จากสมการที่ (3.33) คือ

$$g_c = \frac{d(\alpha I_E)}{dW} \frac{dW}{dV_{CB}} = I_E \frac{d\alpha}{dW} \frac{dW}{dV_{CB}} \quad (3.34)$$

แต่  $\alpha_B$  มีค่า 3

$$\alpha_B = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L_P} \right)^2 - \frac{W}{L_n} \frac{\sigma_B}{\sigma_E} \cong 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L_P} \right)^2 \quad (3.35)$$

เมื่อค่า  $\alpha_B$  เป็น current amplification factor ที่คือแบบ common base,  $L_P$  เป็น diffusion length ของ hole,  $L_n$  เป็น diffusion length ของอิเล็กตรอน,  $W$  เป็นความกว้างของ base  $\sigma_B$  และ  $\sigma_E$  เป็นความนำเฉพาะของ base และของ emitter ตามลำดับ

ดังนั้น

$$\frac{d\alpha}{dW} = - \frac{W}{L_P^2} \quad (3.36)$$

แทนสมการที่ (3.36) ในสมการที่ (3.34) จะได้

$$g_c = - \frac{I_E W}{L_P^2} \frac{dW}{dV_{CB}} \quad (3.37)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่า collector conductance จะแปรไปตามค่าศักย์ของ collector

ใน collector junction นอกจาก element สองอันดังกล่าวข้างบน ถ้าคิดดูให้ ก็จะยังมีอีก element หนึ่งซึ่งเกิดจากกระแสไหลตลอด (through current) จาก emitter ไปยัง collector โดยมีค่าเท่ากับ  $\alpha_b i_e$  เมื่อ  $\alpha_b$  เป็น internal short circuit current amplification factor ซึ่งมีค่าเกือบเท่ากับ external short circuit current amplification factor ดังนั้นเราจึงคิดให้ element อันที่สามนี้เป็น forward-current generator มีค่า  $\alpha_b i_e$  ต่อขนานกับ element ทั้งสองที่กล่าวข้างบน โปรดดูรูปที่ 3.8(ค) element อันสุดท้ายคือ ความต้านทานของตัว collector  $r_{cc}$  ซึ่งมีค่าน้อยมาก เราจึงทิ้งมันในวงจรมุมมั่วๆ ทั่วไป รูปวงจรมุมมั่วๆ ที่แท้จริงของทรานซิสเตอร์จะเป็นวงจรรูป T ดังรูปที่ 3.8(ค) ซึ่งในรูปนี้จุดออกจะมุ่ง

อย่างไรก็ตามเมื่อทั้งค่าบางค่าที่น้อยมาก จะถูกละเลย

### 3.4. วงจรสมมูลที่ใช้ hybrid parameter

เนื่องด้วย hybrid parameter นี้ เรานิยมใช้กันมาก จึงขอกล่าวโดยละเอียดอีก

ครั้งหนึ่ง

สำหรับ h parameter เราได้มาจากสมการชุกข้างล่างนี้

$$v_1 = f(I_1, v_2) \quad (3.38ก)$$

$$I_2 = f(I_1, v_2) \quad (3.38ข)$$

ถ้าหากเราใช้การต่อแบบ common-base จะเขียนได้ว่า

$$dV_E = \left. \frac{\partial V_E}{\partial I_E} \right|_{V_C} dI_E + \left. \frac{\partial V_E}{\partial V_C} \right|_{I_E} dV_C \quad (3.39ก)$$

$$dI_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \right|_{V_C} dI_E + \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_C} \right|_{I_E} dV_C \quad (3.39ข)$$

เมื่อสัญญาณมีค่าต่ำ อาจเขียนได้ว่า

$$\begin{bmatrix} v_e \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

โดยทั่วไปเรามักใช้ตัวอักษรห้อยข้างท้ายแทนตัวเลขอย่างข้างบน ตัวอักษรตัวแรกบอกลักษณะของวงจร

ว่าเป็น input หรือ output อักษรตัวที่สองบอกแบบของการต่อ ดังนั้นสมการที่ (3.40)

สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} v_e \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ib} & h_{rb} \\ h_{fb} & h_{ob} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

เมื่อ  $h_{ib}$  เป็น input impedance เมื่อต่อแบบ common-base

$h_{rb}$  เป็น reverse-voltage gain เมื่อต่อแบบ common-base

$h_{fb}$  เป็น forward-current gain เมื่อต่อแบบ common-base

$h_{ob}$  เป็น output admittance เมื่อต่อแบบ common-base

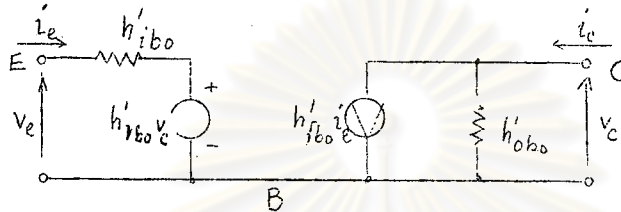
รูปที่ 3.10 แสดงถึงวงจรสมมูลของสมการที่ (3.41) อักษร  $o$  ที่เขียนห้อยท้ายเพิ่มเข้า

ไปอีกตัวหนึ่งแสดงว่าเป็น parameter ที่ความถี่ต่ำ และเครื่องหมายชี้ข้างบนแสดงว่าเป็น parameter ของทรานซิสเตอร์ชนิดคอมพิลิต

จากรูปที่ 3.10 ถ้าพิจารณา parameter เหล่านี้ทีละตัว จะเห็นว่า

$$h'_{ibo} = \left. \frac{\partial V_E}{\partial I_E} \right|_{V_C} \quad (3.42)$$

เป็นค่าความต้านทานของ forward-bias diode สำหรับสัญญาณต่ำ



รูปที่ 3.10. วงจร hybrid parameter สำหรับทรานซิสเตอร์อุณหภูมิต่ำ

จากสมการที่ (3.24) จะได้

$$h'_{ibo} = \frac{kT}{e} \cdot \frac{1}{I_E} \quad (3.43)$$

parameter ตัวที่สองคือ open-circuit reverse-voltage ratio

$$h'_{rbo} = \left. \frac{\partial V_E}{\partial V_C} \right|_{I_E} \quad (3.44)$$

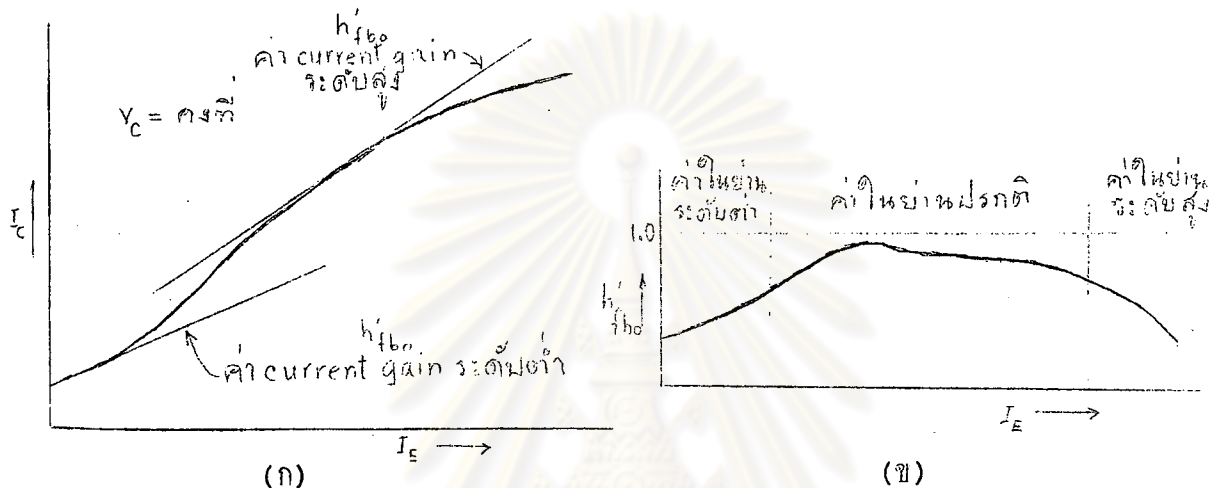
เทอมนี้จะตรงกับ  $\mu$  ในรูปที่ 3.8(ค) และสมการที่ (3.31) parameter ของทรานซิสเตอร์ที่สำคัญที่สุด

คือ short-circuit forward-current transfer ratio

$$h'_{fbo} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \right|_{V_C} \quad (3.45)$$

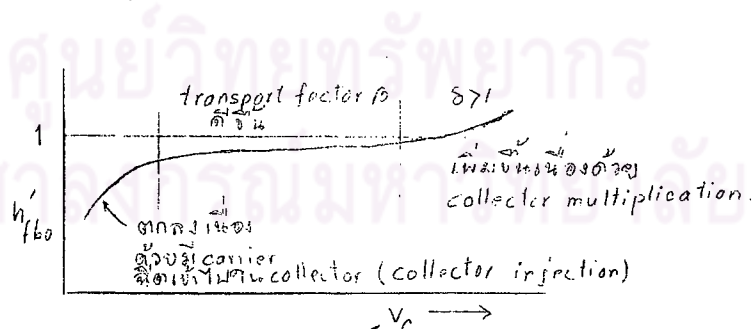
สำหรับสัญญาณเพิ่มค่าต่ำ สมการที่ (3.45) แสดงถึง short-circuit current gain  $\alpha_B$  และค่านี้อาจขึ้นกับค่ากระแสของ emitter และศักย์ของ collector ร่วมกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ในย่านระดับต่ำ current gain จะต่ำเนื่องด้วย hole และอิเล็กตรอนจะรวมตัวกันกลายเป็นกลางเสียบ้าง คือ diffusion และ drift ของประจุทั้งสองจะต้องเข้าสมดุล ทำให้เกิด minority-carrier space charge และประจุนี้จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าช่วยเร่งให้ hole ไปถึง collector ได้ดีขึ้น (transport factor ดีขึ้น) เมื่อเพิ่มกระแส emitter จะช่วยให้มีค่าของสนามสูงขึ้น และช่วยให้ hole ไปถึง collector ได้ดีกว่าเมื่อค่า  $I_E$  ต่ำๆ ฉะนั้นในย่านการทำงานปกติ ค่า  $\alpha_B$  จะมีค่าใกล้เคียงกับหนึ่ง ซึ่งค่านี้จะไม่สำคัญถ้าถือเป็นแบบ common-base

แต่เมื่อต่อแบบ common-emitter จะให้ค่า current gain สูงมาก สำหรับในย่านระดับสูงค่า  $\alpha$  จะตกลงมาอีก เนื่องจากมี carrier เข้าไปอยู่ในบริเวณ base มากทำให้การนำไฟฟ้าของ base เพิ่มขึ้น ทำให้กระแสไหลระหว่าง base กับ emitter คีขึ้น และ minority carrier ไปถึง collector ได้ยาก ค่า  $\alpha_B$  จึงตกลง



รูปที่ 3.11. ค่า current gain ที่สูญเสียค่า

ถ้าหากเราให้ศักย์ของ collector เปลี่ยนแปลงค่าได้ ค่า  $h'_{fbo}$  จะสูงขึ้นตามศักย์ของ collector ดังรูปที่ 3.12 ทั้งนี้เนื่องด้วย carrier สามารถวิ่งไปถึง collector ได้ดี และเมื่อศักย์ของ collector สูงมาก ค่า  $h'_{fbo}$  อาจสูงกว่าหนึ่งได้ เนื่องด้วย carrier จะเกิดหัวขึ้น (collector multiplication)



รูปที่ 3.12. current gain เป็นฟังก์ชันกับ collector voltage

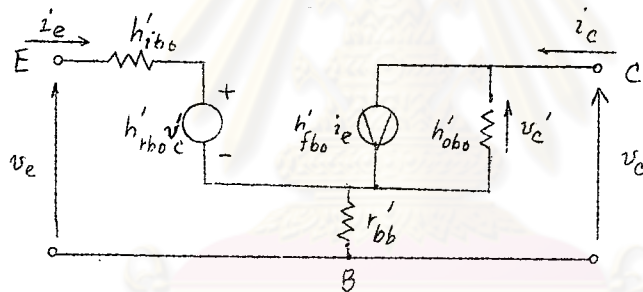
สำหรับ hybrid parameter คือ open-circuit output admittance หรือ

collector conductance

$$h'_{obo} = \left. \frac{\partial I_c}{\partial V_c} \right|_{I_E} \quad (3.40)$$

สมการนี้จะตรงกับ  $g_c$  ในสมการที่ (3.37) ซึ่งมีค่าความนำไฟฟ้าตาม Early effect ถ้าหากมีการนำไฟฟ้าเนื่องจาก leakage เราก็บวกเข้าไปกับ  $h'_{obo}$  อีก แทนที่พารามิเตอร์ต่างๆในสมการนี้ มี leakage น้อยมาก อาจทิ้งเสียได้

นอกจากนี้ยังมี effect บางสิ่งบางอย่างที่สำคัญ เช่น ความต้านทานของ base, emitter capacitance, collector capacitance และ transit time คิงที่หัวของ base ในรูปที่ 3.10 นั้น จะมีความต้านทานตัวหนึ่งซึ่งเกิดขึ้นเนื่องด้วยกระแส base ไหลอยู่ภายในเนื้อของ base ซึ่งบางมาก ความต้านทานนี้อาจเขียนในวงจรสมมูลแบบ hybrid ได้ดังรูปที่ 3.13 ฉะนั้น hybrid parameter ชุดใหม่ อาจคำนวณได้จากเทอมของ parameter อุดมคติจากสมการข้างล่างนี้คือ



รูปที่ 3.13. วงจรสมมูลของ hybrid parameter ที่คิดถึงความต้านทาน.

ของ base,  $r'_{bb}$  กวย

$$v_e = h'_{ibo} i_e + h'_{rbo} v_c + r'_{bb} (i_e + i_c) \quad (3.47)$$

$$v_c = v'_c + r'_{bb} (i_e + i_c) \quad (3.48)$$

และ 
$$v'_c = \frac{i_e}{h'_{obo}} - \frac{h'_{fbo} i_e}{h'_{obo}} \quad (3.49)$$

จากคำจำกัดความในการหาค่า input impedance  $h_{ibo}$  นั้น ทาง output จะต้อง short-circuit คือ  $v_c = 0$  ฉะนั้นจากสมการที่ (3.48) และ (3.49) จะคำนวณได้ว่า

$$i_c = \frac{(h'_{fbo} - r'_{bb} h'_{obo})}{(1 + r'_{bb} h'_{obo})} i_e \quad (3.50)$$



เมื่อนำสมการที่ (3.49) และ (3.50) แทนในสมการที่ (3.47) จะได้

$$h_{ibo} = \frac{v_e}{i_e} = h'_{ibo} + \frac{r'_{bb}(h'_{fbo} + 1)(1 - h'_{rbo})}{1 + h'_{obo}r'_{bb}} \quad (3.51)$$

จากคำจำกัดความในการคำนวณหาค่า reverse-voltage transfer ratio  $h_{rbo}$  นั้น ทาง input จะต้อง open circuit นั่นคือ  $i_e = 0$  ฉะนั้นจากสมการที่ (3.43) และ (3.49) จะพิสูจน์ได้ว่า

$$v'_c = \frac{v_c}{1 + r'_{bb}h'_{obo}} \quad (3.52)$$

และ

$$i'_c = \frac{h'_{obo}}{1 + r'_{bb}h'_{obo}} \quad (3.53)$$

เมื่อนำเอา  $i_e = 0$  และสมการที่ (3.52), (3.53) ไปแทนในสมการที่ (3.47) จะได้

$$h_{rbo} = \frac{v_e}{v_c} = \frac{h'_{rbo} + r'_{bb}h'_{obo}}{1 + r'_{bb}h'_{obo}} \quad (3.54)$$

จากคำจำกัดความในการคำนวณหาค่า forward-current gain  $h_{fbo}$  นั้น ทาง output จะต้อง short-circuit คือ  $v_c = 0$  ฉะนั้นจากสมการที่ (3.43) และ (3.50) จะได้

$$h_{fbo} = \frac{i_c}{i_e} = \frac{h'_{fbo} - r'_{bb}h'_{obo}}{1 + r'_{bb}h'_{obo}} \quad (3.55)$$

จากคำจำกัดความในการคำนวณหาค่า output admittance  $h_{obo}$  นั้น ทาง input จะต้อง open circuit คือ  $i_e = 0$  ฉะนั้นจากสมการที่ (3.55) จะได้

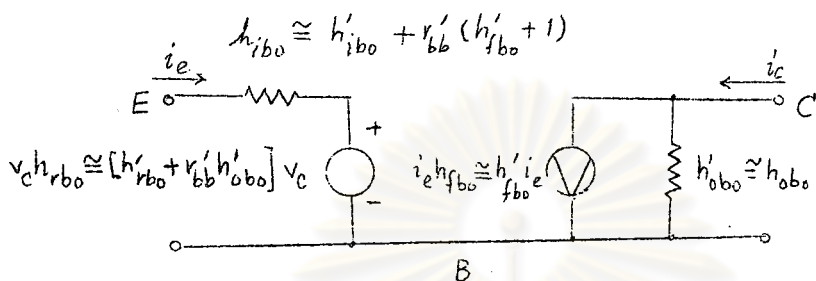
$$h_{obo} = \frac{i_c}{v_c} = \frac{h'_{obo}}{1 + r'_{bb}h'_{obo}} \quad (3.56)$$

โดยทั่วไปทรานซิสเตอร์จะมีค่า  $r'_{bb}h'_{rbo} \ll 1$  และค่า  $1 - h'_{rbo} \cong 1$  , ฉะนั้นสมการที่ (3.51) (3.54) (3.55) และ (3.56) จะเขียนใหม่ได้ว่า

$$\begin{aligned} h_{ibo} &\cong h'_{ibo} + r'_{bb}(h'_{fbo} + 1) \\ h_{rbo} &\cong h'_{rbo} + r'_{bb}h'_{obo} \\ h_{fbo} &\cong h'_{fbo} \\ h_{obo} &\cong h'_{obo} \end{aligned} \quad (3.57)$$

ค่า parameter ตามสมการที่ (3.57) นี้เป็นค่าที่ใช้ในวงจรสมมูล hybrid ของทรานซิสเตอร์ที่มีอยู่โดยทั่วไป โดยมีรูปวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.14 และค่าเหล่านี้มีหน่วยผลิตภัณฑ์ทรานซิสเตอร์จะพิมพ์ออก

ไว้ให้จากสมมุติฐานโดยไม่มีสัณขร ๐ ห้อยท้าย โดยละไว้ในฐานที่เข้าใจว่าเป็นค่า parameter ที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.14. รูปวงจรสมมุติ hybrid ของทรานซิสเตอร์ที่แท้จริง โดยพิจารณาความกั้นทานของ base,  $r'_{bb}$  เข้าไว้ด้วย

สำหรับในย่านความถี่สูง การเรียงตัวของ minority carrier ในบริเวณ base สามารถเปรียบเทียบได้เหมือนกับ transmission line และอาจเขียนค่า Current gain ได้เป็น<sup>9</sup>

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_1})(1 + j\frac{\omega}{\omega_2})(1 + j\frac{\omega}{\omega_3})} \quad (3.58)$$

เมื่อ  $\alpha_0$  เป็น current gain ที่ความถี่ต่ำ  $\omega$  เป็น angular frequency

ในย่านความถี่ปานกลางอาจเขียนได้โดยประมาณว่า<sup>10</sup>

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}} \quad (3.59)$$

เมื่อ  $\omega_\alpha = \frac{2D_p}{W^2}$  เป็นความถี่ cut-off หรือ alpha cut-off frequency ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้  $\alpha$  ลดลงเหลือ 0.707 ของค่าความถี่ต่ำ  $D_p$  เป็นค่าคงตัว diffusion ของ hole และ  $W$  เป็นความกว้างของ base

ในทำนองเดียวกัน เมื่อคำนึงถึง collector capacitance และความถี่ cut-off

เราอาจเขียนแทน

$$h'_{fbo} \quad \text{ด้วย} \quad \frac{h'_{fbo}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}} \quad (3.60a)$$

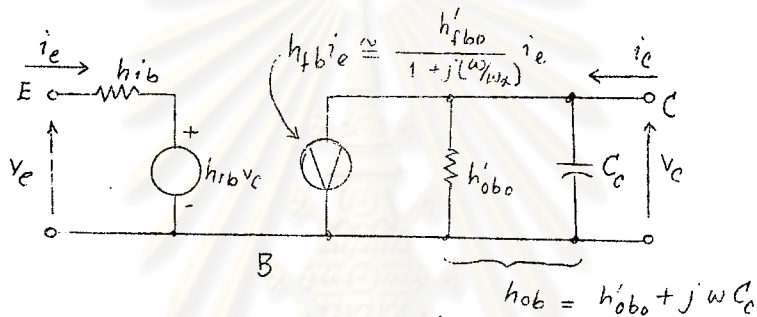
และ  $h'_{obo} \quad \text{ด้วย} \quad h'_{obo} + j\omega C_c \quad (3.60b)$

9. Lo A.W.; "Transistor Electronics" Prentice-Hall, Inc. 4th. printing 1957 pp. 233-259.  
 10. Greiner R.A.; loc cit pp. 218-219.

สมการที่ (3.57) จะเขียนได้ใหม่ว่า

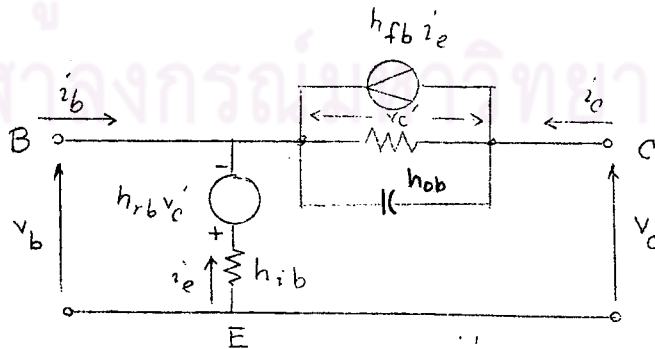
$$\begin{aligned}
 h_{ob} &\cong h'_{ibo} + r'_{bb} \left[ 1 + \frac{h'_{fbo}}{1 + j(\omega/\omega_\alpha)} \right] \\
 h_{rb} &\cong h'_{rbo} + r'_{bb} (h'_{obo} + j\omega C_c) \\
 h_{fb} &\cong \frac{h'_{fbo}}{1 + j(\omega/\omega_\alpha)} \\
 h_{ob} &\cong h'_{obo} + j\omega C_c
 \end{aligned}
 \tag{3.61}$$

วงจรสมมูลของสมการชุดที่ (3.61) ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15. วงจรสมมูลแบบ hybrid เพื่อคำนึงถึง collector capacitance และความถี่ cut-off

โดยทั่วไป การต่อแบบ common-emitter เป็นที่นิยมกันมาก เพราะได้ power gain สูง โดยสามารถ amplify กระแสและสัญญาณในเวลาเดียวกัน ฉะนั้น hybrid parameter ของการต่อแบบ common-emitter จึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจมาก ดังนั้นถ้าพิจารณาวงจรสมมูลของรูปที่ 3.15 เสียใหม่ให้เป็นการต่อแบบ common-emitter จะได้ดังรูป 3.16 และสามารถเขียนสมการได้ว่า



รูปที่ 3.16. วงจร hybrid parameter ที่ต่อแบบ common-emitter

$$v_b = -h_{rb}v_c' + (i_b + i_c)h_{ib} \quad (3.62)$$

$$v_c = v_c' - h_{rb}v_c' + (i_b + i_c)h_{ib} \quad (3.63)$$

$$v_c' = \frac{i_c}{h_{ob}} - \frac{h_{fb}i_e}{h_{ob}} \quad (3.64)$$

$$i_e + i_b + i_c = 0 \quad (3.65)$$

เมื่อ short circuit ทาง output คือ  $v_c = 0$  เราจะหา  $h_{fe}$  และ  $h_{ie}$  ได้ สำหรับ  $h_{fe}$  จะหาได้โดยนำเอา  $v_c = 0$  และสมการที่ (3.65) (3.64) แทนในสมการที่ (3.63) จะได้

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} = - \frac{(1-h_{rb})h_{fb} + h_{ib}h_{ob}}{(1-h_{rb})(1+h_{fb}) + h_{ib}h_{ob}} \quad (3.66)$$

และสำหรับ  $h_{ie}$  จะหาได้โดยนำสมการที่ (3.63) (3.66) และ  $v_c = 0$  แทนในสมการที่ (3.62) จะได้

$$h_{ie} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{h_{ib}}{(1-h_{rb})(1+h_{fb}) + h_{ib}h_{ob}} \quad (3.67)$$

สำหรับ  $h_{oe}$  และ  $h_{re}$  จะหาได้เมื่อ open circuit ทาง input คือ  $i_b = 0$  เมื่อนำเอา  $i_b = 0$  และ สมการที่ (3.64) (3.65) แทนในสมการที่ (3.63) จะได้

$$h_{oe} = \frac{i_c}{v_c} = \frac{h_{ob}}{(1-h_{rb})(1+h_{fb}) + h_{ib}h_{ob}} \quad (3.68)$$

และเมื่อนำเอาสมการที่ (3.63) และ  $i_b = 0$  แทนในสมการที่ (3.62) จะได้

$$h_{re} = \frac{v_b}{v_c} = \frac{h_{ib}h_{ob} - h_{rb}(1+h_{fb})}{(1-h_{rb})(1+h_{fb}) + h_{ib}h_{ob}} \quad (3.69)$$

โดยทั่วไป  $h_{ib}$  มีค่าประมาณ 50 โอห์ม  $h_{ob}$  มีค่าประมาณ  $10^{-5}$  ถึง  $10^{-6}$  โมห์ ผลคูณ  $h_{ib}h_{ob}$  จึงมีค่าน้อยมาก นอกจากนั้น  $h_{rb}$  มีค่าประมาณ  $10^{-3}$  หรือ  $10^{-4}$  ซึ่งน้อยมากเหมือนกัน ฉะนั้น สมการที่ (3.66) (3.67) (3.68) และ (3.69) เขียนใหม่โดยประมาณจะได้

$$h_{ie} \cong \frac{h_{ib}}{1+h_{fb}} \quad (3.70)$$

$$h_{re} \cong \frac{h_{ib}h_{ob} - h_{rb}(1+h_{fb})}{1+h_{fb}} \quad (3.71)$$

$$h_{fe} \cong - \frac{h_{fb}}{1+h_{fb}} \quad (3.72)$$

และ 
$$h_{oe} \approx \frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}} \quad (3.73)$$

ค่าเหล่านี้ใช้ใ้ทั่วๆไปถึงแม้จะอยู่ในย่านความถี่สูง

เช่นเดียวกับ  $h_{fb}$  หรือ  $\alpha$  (สมการที่ 3.61) เราสามารถเขียน  $h_{fe}$  หรือ  $\beta$  แปรไปตามความถี่ได้ดังนี้

$$h_{fe} = \frac{h_{fec}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \quad (3.74)$$

เมื่อ  $\omega_p$  เป็นความถี่ cut-off เมื่อต่อแบบ common-emitter หรือ beta cut-off frequency จากสมการที่ (3.72) และ (3.61) จะสามารถเขียนได้ว่า

$$h_{fe} = \frac{h_{fbo} / (1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha})}{1 + h_{fbo} / (1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha})} \quad (3.75ก)$$

เมื่อทำให้ขาลงจะได้

$$h_{fe} = \frac{h_{fbo}}{1 + h_{fbo} + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}} \quad (3.75ข)$$

$h_{fe}$  ในสมการที่ (3.75ข) จะลดคาลง 3 db หรือลดคาลง 0.707 ของค่าเมื่อความถี่ค่า ขณะเมื่อ

$$1 + h_{fbo} = \frac{\omega}{\omega_\alpha} \quad (3.76)$$

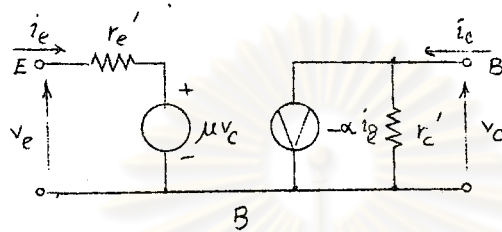
หรือ 
$$\omega = (1 + h_{fbo}) \omega_\alpha \quad (3.77ก)$$

นั่นคือ 
$$\omega_p = (1 + h_{fbo}) \omega_\alpha \quad (3.77ข)$$

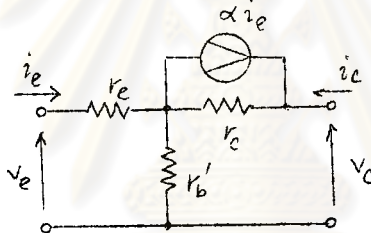
โดยทั่วๆไป  $h_{fbo}$  มีค่าประมาณ -0.93 ฉะนั้น  $(1 + h_{fbo})$  จึงมีค่าต่ำกว่า 0.1 มาก เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.77ข) จะสามารถกล่าวได้ว่า ทหรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบ common-emitter จะทำงานในย่านความถี่สูงได้ไม่เท่าการต่อแบบ common-base จากสมการที่ (3.75) อาจกล่าวได้ว่า collector conductance และ capacitance จะมีค่าสูงกว่าการต่อแบบ common-base มาก effect อีกอย่างหนึ่งก็คือ current gain อันจะพิจารณาได้จากสมการที่ (3.75ข) จะเห็นว่า current gain  $h_{fe}$  หรือ  $\beta$  มีค่าสูงกว่า current gain  $h_{fb}$  หรือ  $\alpha$  มาก ด้วยเหตุนี้จึงนิยมใช้วงจรต่อแบบ common-emitter กันมากถึงแม้จะเป็นวงจรใช้งานในย่านความถี่สูง

3.5. วงจรสมมูลรูป T

วงจรสมมูลรูป T นี้เราใช้กันในสมัยก่อน ขณะนี้ไม่ค่อยใช้กันแล้ว และพอจะประมวล  
วงจรมันได้ดังนี้ 11



รูปที่ 3.17. รูปที่ 3.3. เขียนใหม่ให้ง่ายลง



รูปที่ 3.18. วงจรสมมูลรูป T จากทรานซิสเตอร์อุดมคติ

เราอาจพิสูจน์หาวงจรมูลรูป T ได้โดยใช้วิธีเดียวกับหัวข้อ 3.4. โดยเริ่มต้นจาก  
ทรานซิสเตอร์อุดมคติของรูปที่ 3.3. แปลงให้ง่ายลงดังรูปที่ 3.17. และเปลี่ยนให้เป็นวงจรมูล  
ดังรูปที่ 3.18 ซึ่งได้รวมยอดขึ้นเนื่องจาก voltage-feedback generator ในกิ่งของ base ด้วย  
เมื่อนำไปเปรียบกับรูปที่ 3.6 เราจะได้

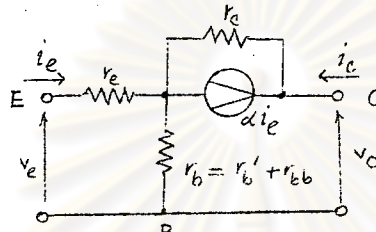
$$\begin{aligned}
 r_e &= z_{11} - z_{12} = r_e' - (1 - \alpha)\mu r_c' \\
 r_b' &= z_{12} = \mu r_c' \\
 r_c &= z_{22} - z_{12} = (1 - \mu) \cdot r_c' \\
 \alpha &= \frac{z_{21} - z_{12}}{z_{22} - z_{12}} = \frac{\alpha - \mu}{1 - \mu}
 \end{aligned}
 \tag{3.73}$$



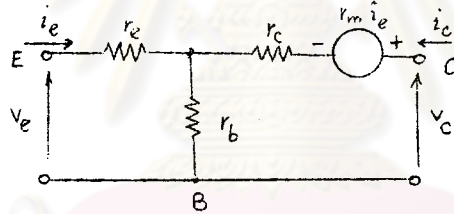
เพราะว่า  $\mu \ll 1$  เราอาจให้

$$r_c = r_c' \quad \text{และ} \quad \alpha = \alpha \quad (3.79)$$

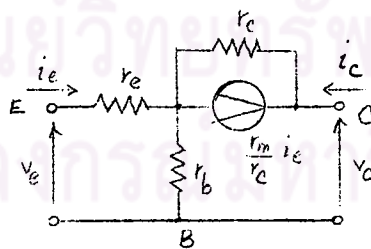
ถ้าหากเพิ่ม  $r_{bb}$  เข้าไปในที่ base เราจะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 3.19. ซึ่งเป็นวงจรมูลฐานรูป T  
 วงจรแบบนี้ยังมีอีกหลายชนิดอันรวมถึงพวกที่ต่อแบบ common-base และ common-emitter



รูปที่ 3.19. วงจรสมมูลรูป T ที่รวมความต้านทานของ base เข้าไว้ด้วย



รูปที่ 3.20. วงจรสมมูลรูป T ที่ใช้ voltage generator

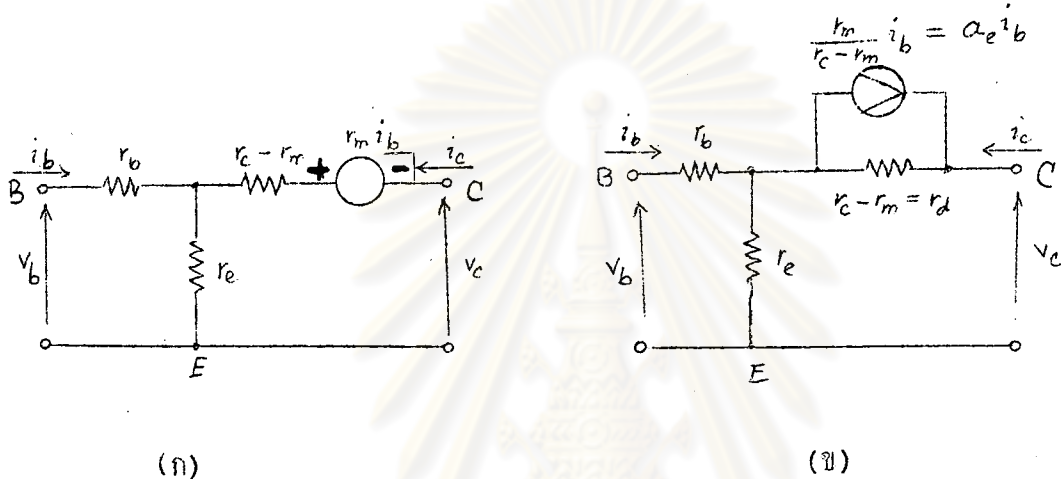


รูปที่ 3.21. วงจรสมมูลรูป T ที่ใช้ current generator

รูปที่ 3.20 เป็นวงจรที่ใช้กันโดยสามัญแรกๆ รูปที่ 3.21 ใช้ current generator แทน voltage generator ซึ่งมีรูปเหมือนกับรูปที่ 3.19 ทุกอย่าง

สำหรับค่า external short-circuit current gain  $\alpha$  หรือสำหรับค่า internal short-circuit current gain  $\alpha = \frac{r_{in}}{r_c}$  โดยประมาณ อาจหาได้จาก

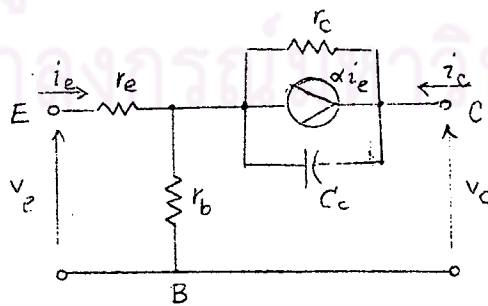
$$\alpha = \frac{r_m + r_b}{r_c + r_b} \quad (3.30)$$



รูปที่ 3.22. วงจรสมมูลรูป T คอแมม common-emitter

- (ก) ที่ใช้ voltage generator
- (ข) ที่ใช้ current generator

การเปลี่ยนจากการคอแมม common-base เป็น common-emitter นั้น สามารถทำได้ง่ายๆ โดยสลับเปลี่ยนที่ base กับที่ emitter ในวงจรของรูปที่ 3.20 หรือ รูปที่ 3.21 และในขณะเดียวกัน เปลี่ยนตัวแปรที่ควบคุม generator จากระแส base เป็นกระแส emitter ดังวงจรในรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.23. วงจรรูป T ที่ใช้ current generator กับค่า collector capacitance และค่า alpha ที่ขึ้นกับความถี่

ในกรณีที่ย่านผ่านกลาง เรามักจะใช้วงจรสมมูลรูป T ที่มี collector capacitance และค่า current gain ที่ขึ้นกับความถี่ สำหรับวงจร common-base ที่มี collector capacitance นี้ได้เขียนแสงไว้รูปที่ 3.23 และค่า current gain อาจคำนวณหาจาก

$$\alpha_b \cong \alpha_b = \frac{\alpha_o}{1 + j(\omega/\omega_\alpha)} \quad (3.31)$$

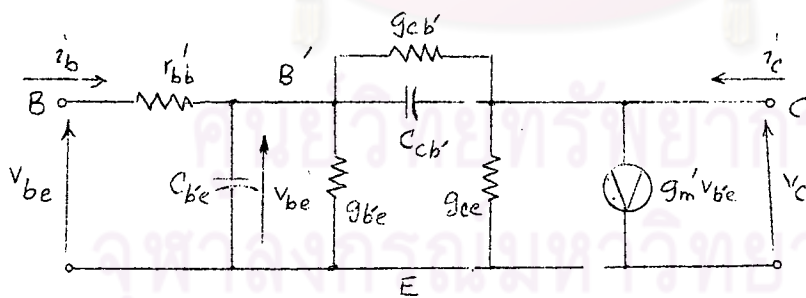
ถ้าหากใช้วงจรต่อแบบ common-emitter จะสามารถใช้ current gain  $\alpha$  ตามสมการที่ (3.31) ได้แต่ต้องเปลี่ยน  $\omega_\alpha$  เป็น  $\omega_{\alpha e}$  เสียก่อน และใช้ค่า collector capacitance สำหรับ common-emitter ดังนี้

$$C_{ce} = C_{cb} \alpha_e \quad (3.32)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง element ต่างๆของวงจรรูป T กับ h parameter จะดูได้จากภาคผนวกที่ 3

### 3.6. วงจรสมมูล hybrid รูป $\pi$

วงจร hybrid รูป  $\pi$  นี้ นิยมใช้กันมาก เพราะสามารถใช้ได้ดีสำหรับงานในย่านความถี่สูง และทำให้เกิดความเข้าใจอันดีถึงความสัมพันธ์ระหว่างโครงสร้างทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์กับ element ต่างๆของวงจรสมมูล

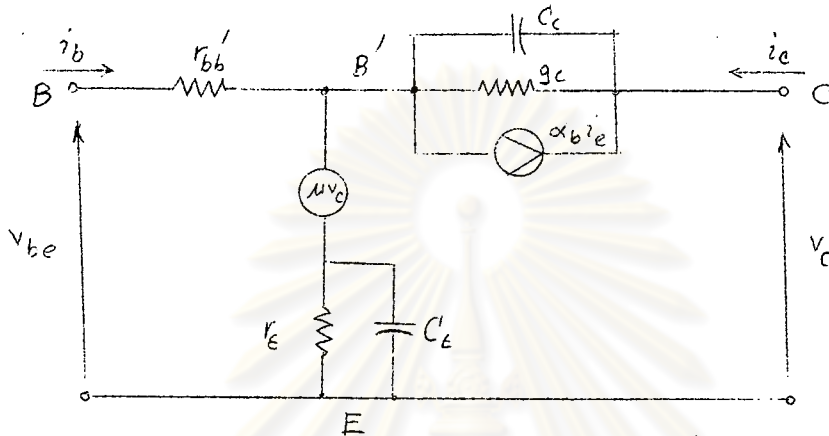


รูปที่ 3.24. วงจรสมมูล hybrid รูป  $\pi$

รูปที่ 3.24 แสดงถึงวงจรสมมูล hybrid รูป  $\pi$  ที่ต่อแบบ common-emitter ซึ่งนิยมใช้กันมาก เพราะว่าได้รวมเอา reactive element ต่างๆเข้าไว้อย่างละเอียดจึงเป็นวงจรที่ดีใช้ในย่านความถี่ต่างๆได้

จากรูปที่ 3.8(ค) เขียนเสียใหม่ให้เป็นวงจรต่อแบบ common-emitterดังรูปที่ 3.25

ซึ่งเราจะเห็นความคล้ายคลึงและความแตกต่างกับรูปที่ 3.24 จะเห็นได้ว่าในรูปที่ 3.24 จะมี generator อยู่ในวงจร collector-emitter เพียงตัวเดียว และ feedback voltage generator หายไป



รูปที่ 3.25. วงจรที่ต่อแบบ common-emitter อันเป็นรูปที่แปลงจากรูปที่ 3.3(ค) ให้ง่ายลง ในรูปที่ 3.24 ค่าของ  $r_{bb'}$  ยังคงเป็นค่าความต้านทานของ base อันปรากฏเป็นความต้านทานระหว่างขั้วของ base ภายนอก B กับขั้ว base ภายใน B' ถ้าความต้านทานนี้จะมีส่วนเกี่ยวข้องกับการทำงานของทรานซิสเตอร์และเป็นกรยากที่จะหาค่านี้ได้ กระแสส่วนใหญ่ในวงจร hybrid รูป T จะไหลจาก collector ไปสู่ emitter ตรงๆโดยผ่าน generator  $g_m v_{be}$  ดังนั้นค่าของ  $r_c$  จะต้องเปลี่ยนไปโดยค่า  $1/(1 - \alpha_b)$  เท่า เพื่อให้จะให้ค่าที่ถูกต้อง เราจึงแทน  $r_c$  ด้วย conductance  $g_{be} = (1 - \alpha_b)/r_e$  สำหรับค่า capacitance ระหว่าง base กับ emitter จะคงเดิม เพราะวิธีการเช่นนี้ความถี่จะขึ้นอยู่กับการเคลื่อนย้ายของ minority carrier ข้าม base ค่าของ  $C_{be}$  จึงมีค่าเท่ากับค่าของ  $C_e$  ค่า RC time constant ของการที่  $r_e$  และ  $C_e$  ต่อขนานกันจะยังคงมีที่ B' ไปในทางซึ่งจะแก้ไขให้ความถี่ขึ้นกับ main current generator  $g_m v_{be}$  ถูกต้อง

Collector capacitance จะเป็นค่าเดียวกันกับ transition capacitance ของ collector junction และปรากฏอยู่ระหว่าง base กับ collector ในทำนองเดียวกัน collector conductance เป็นค่าความนำไฟฟ้าของ junction ปรากฏอยู่ระหว่าง base กับ collector ด้วย

นอกจากนี้ยังมีอีกสอง element ที่จะต้องพิจารณาคือ

- (1) main current generator และ
- (2) reverse-voltage generator

ค่าของ main current generator จะขึ้นกับ base voltage ภายใน  $v_{b'e}$  ดังนั้นจะหา  
ค่าของ  $g_m'$  ได้จาก

$$\alpha_b i_e = \alpha_e i_b = g_m' v_{b'e} \tag{3.33}$$

จึงจะได้ให้

$$g_m' \cong \frac{\alpha_e i_b}{v_{b'e}} \cong \frac{\alpha_e}{r_e} \tag{3.34}$$

สำหรับ reverse-voltage generator  $\mu_{vc}$  เราอาจพิจารณาให้ conductance ตัวหนึ่งแทน  
โดยใส่เข้าไประหว่าง collector และ emitter คือ

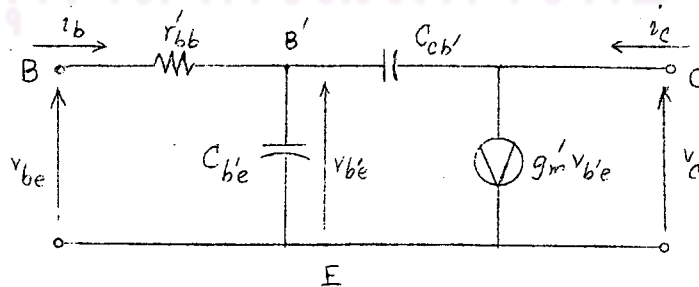
$$g_{ce} \cong \frac{i_c}{v_c} = \frac{\mu}{r_e} \tag{3.35}$$

เพราะว่า  $i_c = \mu v_c / r_e$  สำหรับ  $v_{b'e}$  คงที่

โดยย่อ เราอาจเขียน hybrid  $\pi$  element ในเทอมของ element ทั่วๆไป  
หัวข้อ 3.3. คือ

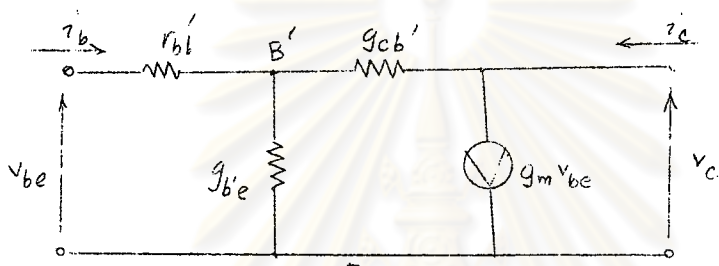
$$\begin{aligned} g_{b'e} &\cong \frac{1-\alpha_b}{r_e} & g_{c,b'} &\cong g_c \\ C_{b'e} &\cong C_e & C_{c,b'} &\cong C_c \\ g_{ce} &\cong \frac{\mu}{r_e} & g_m' &\cong \frac{\alpha_e}{r_e} \end{aligned} \tag{3.86}$$

สำหรับรูปที่ 3.24 อันเป็นวงจรแบบ hybrid รูป  $\pi$  ที่ใช้โน้มน้าวความถี่สูงมาก จะกลายเป็น  
เป็นวงจรที่ปรุปรุง่ายดังรูปที่ 3.26

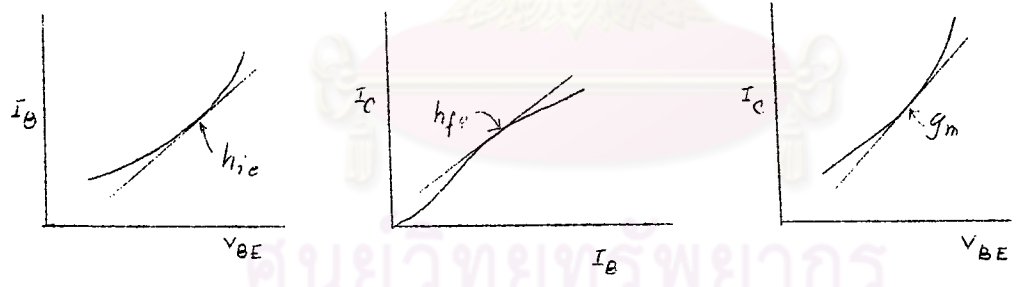


รูปที่ 3.26. วงจรสมมูล hybrid รูป  $\pi$  ซึ่งใช้เป็นประโยชน์โน้มน้าวความถี่สูงมาก

รูปที่ 3.27 แสดงถึงวงจร hybrid รูป  $\pi$  ในย่านความถี่ต่ำ อันได้มาจากการเปลี่ยนแปลงรูปที่ 3.24 เพียงเล็กน้อย ในรูปที่ 3.27 นี้เราใช้ input voltage ความถี่ main generator ซึ่งเหมาะกับวงจรใช้งานบางอย่างที่ใช้ input voltage เป็นตัวแปร ฉะนั้นในวงจรแบบนี้เราจำเป็นต้องคำนึงถึง transconductance  $g_m$  โดยพิจารณาเส้นโค้งของ input-current transfer และ transconductance ดังแสดงในรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.27. วงจรสมมูล hybrid รูป  $\pi$  ซึ่งใช้ในย่านความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.28. รูปเส้นโค้งของ input impedance, current transfer ratio และ transconductance

สำหรับการออกแบบ common-emitter เราจะได้ว่า

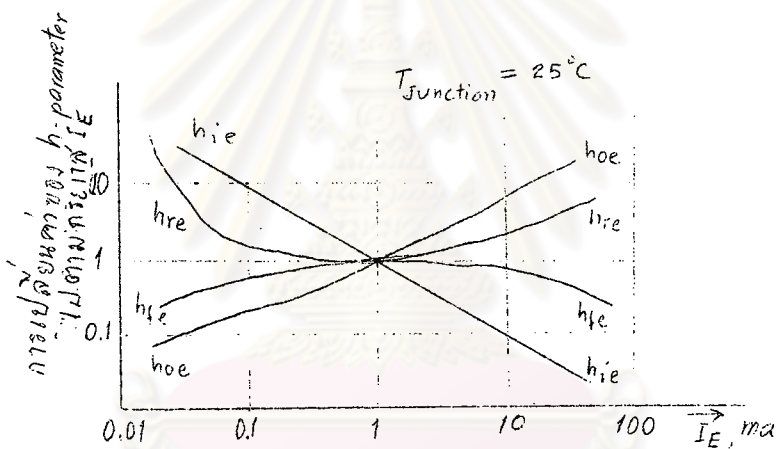
$$g_m \approx \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \quad (3.37)$$

ณ operating point ใดๆ ค่า parameter นี้จะใช้ได้สำหรับ power transistor ที่ทำงานในบริเวณกระแสสูง ในที่ซึ่ง  $h_{fe}$  มีค่าน้อยลงมาก ด้วยเหตุที่  $h_{fe}$  มีค่าน้อยลง  $g_m$  จึงคงที่อยู่ได้

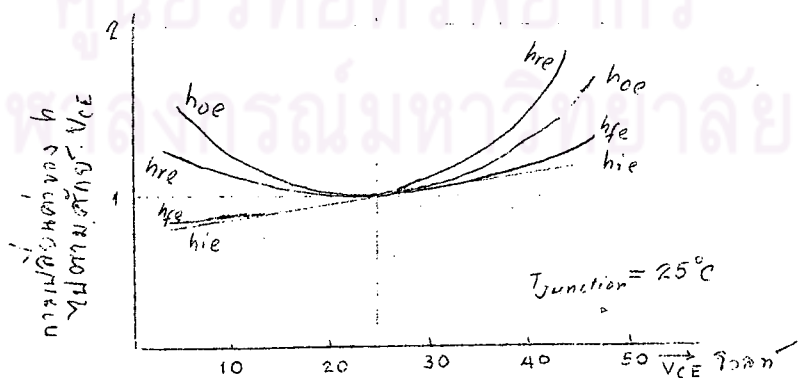


3.7. parameter ทางที่ขึ้นกับจุด operating point และอุณหภูมิ

ดังจะเห็นว่าจากรูปที่ 3.11 และ 3.12 ว่า current gain มีค่าขึ้นกับกระแส emitter และศักย์ของ collector สำหรับ hybrid parameter ที่อื่น ๆ จะแปรค่าไปตามรูปที่ 3.29 และ รูปที่ 3.30  
 ถ้า input resistance  $h_{ie}$  จะลดลงเป็นสัดส่วนกลับกับกระแส emitter  
 ดังสมการที่ (3.24)      ถ้า collector conductance  $h_{oe}$  จะเปลี่ยนไปตามค่า  $I_E$  โดยตรง  
 ดังสมการที่ (3.37)      สำหรับค่า reverse-voltage transfer ratio  $h_{re}$  จะเปลี่ยน ค่ายิ่งยากกว่าที่กล่าวไว้ในทฤษฎีมาก



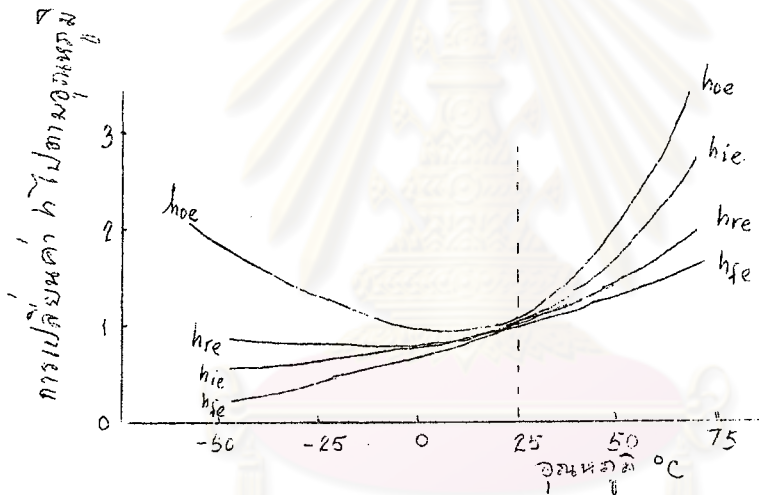
รูปที่ 3.29. ค่า hybrid parameter ที่ต่อแบบ common-emitter เปลี่ยนค่าไปตามกระแส emitter



รูปที่ 3.30. ค่า hybrid parameter ที่ต่อแบบ common-emitter เปลี่ยนค่าไปตามศักย์ของ collector

รูปที่ 3.30 แสดงให้เห็นว่า hybrid parameter ต่างๆเปลี่ยนค่าไปตามสัณย collector แต่ไม่มากเท่ากับการเปลี่ยนค่าไปตามกระแส emitter ค่าที่สำคัญที่สุดที่เปลี่ยนค่าไปตามสัณย collector ก็คือ  $h_{fe}$  และ  $h_{oe}$

นอกจากนี้ค่า parameter เหล่านี้ยังขึ้นกับอุณหภูมิอีกด้วย ซึ่งจะพบว่า การเปลี่ยนแปลงค่าของอุณหภูมิจะเปลี่ยนไปจากเดิมหลายร้อยเปอร์เซ็นต์ดังแสดงในรูปที่ 3.31 ฉะนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องหาวิธีการทางทฤษฎีเพื่อหา thermal stability ที่ดี และจะต้องพิจารณาถึงว่าจะให้ทำงานอยู่ในย่านอุณหภูมิใดถึงไหน



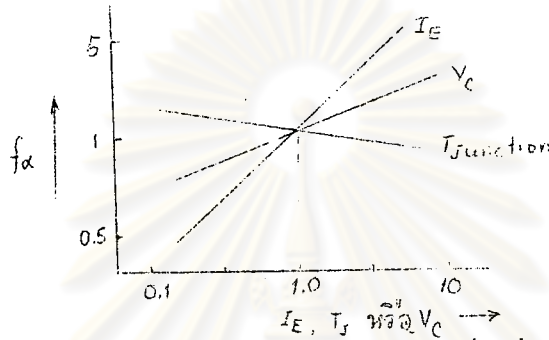
รูปที่ 3.31. ค่า hybrid parameter ของแบบ common-emitter แปรค่าไปตามอุณหภูมิ

ค่า alpha cutoff frequency จะขึ้นกับอุณหภูมิ สัณยของ collector และกระแส emitter ด้วย การเปลี่ยนแปลงของ cutoff frequency สำหรับทรานซิสเตอร์เบอร์ต่างๆกัน จะแปรไปต่างๆกันดังแสดงในรูปที่ 3.32 ซึ่งเป็นเส้นโค้งที่ได้จากผลการทดลองของทรานซิสเตอร์ที่ทำการ alloying<sup>12</sup>

ค่าของ element ต่างๆในวงจรรูป T รูป TT หรือรูปใดก็ตามของทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนค่าคล้ายๆกัน ดังนั้นถ้าหากใช้ operating point แยกต่างไปจากบริเวณจุดตัดไขว้

12. Greiner R.A.; ibid p. 100

จำเป็นต้องปรับค่า parameter ที่บริษัทพิมพ์ให้ไว้เสียใหม่ สิ่งที่สำคัญคือ ค่า parameter ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวถึงแม้จะเป็นเบอร์เดียวกันก็แตกต่างกันได้มาก อันเกิดขึ้นได้จากวิธีการผลิต ดังนั้น



รูปที่ 3.32. alpha cutoff frequency จะเปลี่ยนค่าไปตามอุณหภูมิ กระแส emitter และศักย์ของ collector

บริษัทผู้ผลิตจะห้องบอกค่าต่างๆไว้ที่มาตรฐานอย่างหนึ่งคือ จะบอกความต้านทานของ base วัตต์ค่าสูงสุด บอกค่าความต้านทานของ collector วัตต์ค่าต่ำสุด บอก current gain วัตต์ค่าต่ำสุด ซึ่งค่าเหล่านี้อาจผิดพลาดได้ถึงสองต่อหนึ่ง ถึงแม้ว่าบริษัทผู้ผลิตจะบ่งว่ามีความผิดพลาดน้อยที่สุดก็ตาม กระแส leakage และ breakdown voltage จะแปรค่าได้มาก ตามปกติจะบอกกระแส leakage ที่ค่าสูงสุด และบอกค่า breakdown voltage ที่ค่าต่ำสุด

3.8. single-stage amplifier ที่ใช้กับสัญญาณต่ำ

รูปที่ 3.33 แสดงถึงวงจร amplifier ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ hybrid parameter

ซึ่งจะคำนวณหา voltage gain ได้จาก

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} \tag{3.88}$$

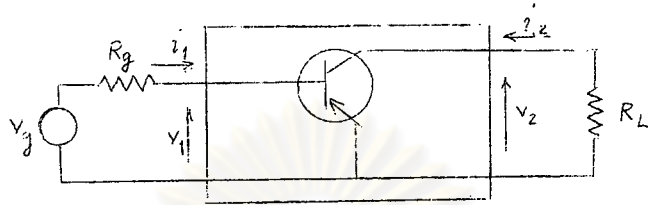
จากรูปที่ 3.33(ข) เราจะได้

$$h_r v_2 + h_i i_1 = v_1 \tag{3.89}$$

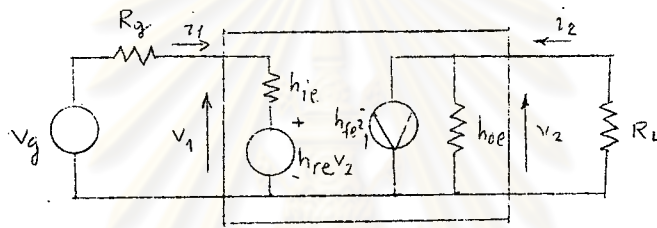
$$v_2 (h_o + \frac{1}{R_L}) + h_f i_1 = 0 \tag{3.90}$$

และ

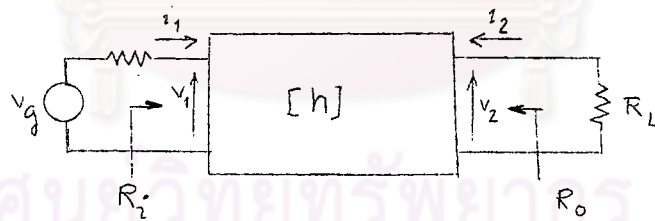
$$v_2 = -i_1 R_L \tag{3.91}$$



(ก)



(ข)



- รูปที่ 3.33. (ก) ทราบนิสเตอร์เมื่อกอเซากับ generator และ load  
 (ข) เมื่อใช้วงจรสมมุติเป็น hybrid parameter  
 (ค) เมื่อใช้ [h] แทนวงจรสมมุติแบบ hybrid parameter

โดยแทนค่าของ  $i_1$  จากสมการที่ (3.90) ลงในสมการที่ (3.89) จะคำนวณหา voltage gain ได้คือ

$$v_1 = v_2 \cdot \frac{1}{h_f} (h_r h_f - h_i h_o - \frac{h_i}{R_L}) = v_2 \cdot \frac{1}{h_f} (\Delta^h - \frac{h_i}{R_L}) \quad (3.92)$$

หรือ 
$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-h_f R_L}{\Delta^h R_L + h_i} \quad (3.93)$$

เมื่อแทนค่า  $v_2$  จากสมการที่ (3.91) ลงในสมการที่ (3.90) จะได้ current gain

$$-i_2 R_L (h_o + \frac{1}{R_L}) + h_f i_1 = 0 \quad (3.94a)$$

คือ 
$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_f}{1 + h_o R_L} \quad (3.94b)$$

จากสมการที่ (3.90) แทนค่า  $v_2$  ในสมการที่ (3.39) จะได้ input impedance คือ

$$R_i = \frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta^h R_L + h_i}{1 + h_o R_L} \quad (3.95)$$

ในการหา output impedance จะลองคิดว่า generator ทาง input จะต้อง short circuit ฉะนั้นสมการที่ (3.39) และ (3.90) อาจเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$h_r v_2 + (h_i + R_g) i_1 = 0 \quad (3.96)$$

$$h_o v_2 - i_2 + h_f i_1 = 0 \quad (3.97)$$

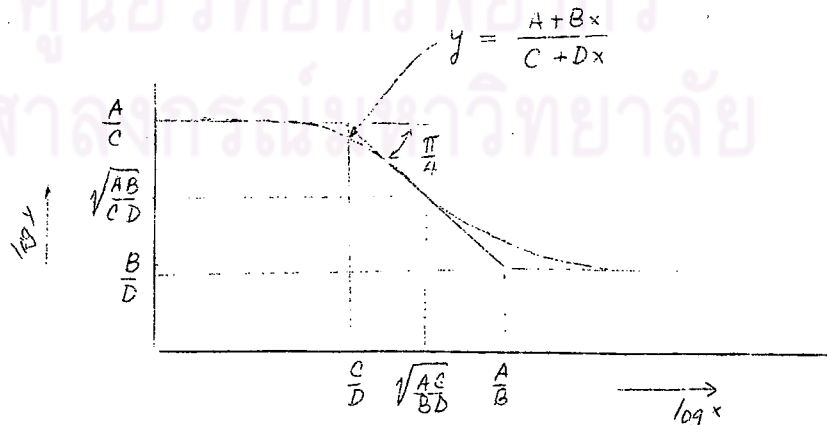
โดยแทนค่า  $i_1$  จากสมการที่ (3.97) ลงในสมการที่ (3.96) จะได้ output impedance ดังนี้

$$R_o = \frac{v_2}{i_2} = \frac{h_i + R_g}{\Delta^h + h_o R_g} \quad (3.98)$$

โดยทั่วไป เราสามารถเขียนสมการแทนสมการที่ (3.93) (3.94) และ (3.98) ได้ดังนี้

$$y = \frac{A + Bx}{C + Dx} \quad (3.99)$$

ถ้านำสมการที่ (3.99) ไปเขียนบน log-log coordinate จะได้เส้นโค้งและมีเส้น asymptote ต่างๆดังรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34. เส้นโค้งของสมการ gain และ impedance ต่างๆ

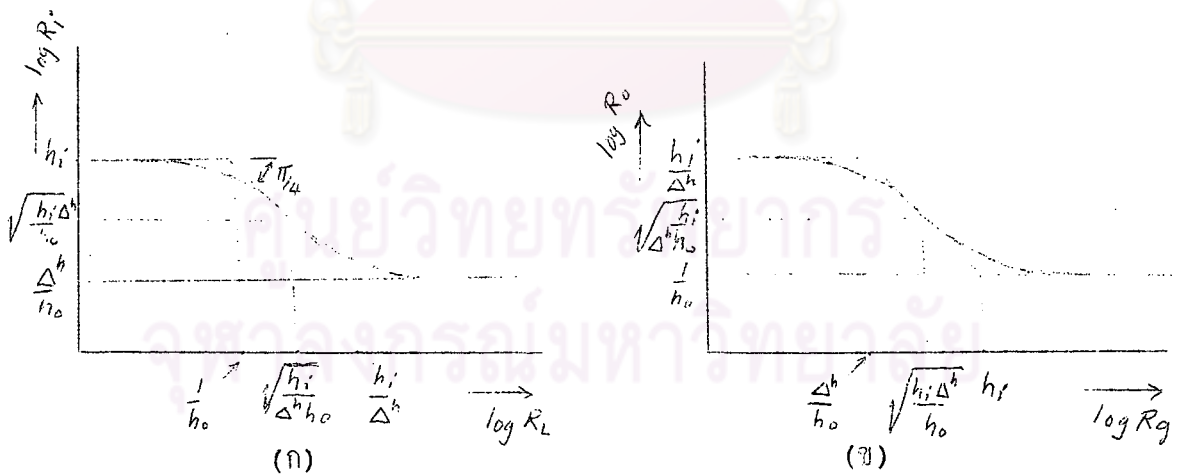
สำหรับการเขียน input impedance เป็นฟังก์ชันของ load impedance ดังสมการที่ (3.95) เรา  
ใช้เส้น asymptote ดังต่อไปนี้<sup>13</sup>

$$\begin{aligned}
 \text{เมื่อ } x = R_L = 0; & \quad y = R_i = h_i' \\
 \text{เมื่อ } x = R_L = \infty; & \quad y = R_i = \frac{\Delta^h}{h_o} \\
 \text{เมื่อ } x = R_L = \left(\frac{h_i'}{\Delta^h h_o}\right)^{\frac{1}{2}}; & \quad y = R_i = \left(\frac{h_i' \Delta^h}{h_o}\right)^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned} \tag{3.100}$$

ในทำนองเดียวกัน สำหรับ output impedance เป็นฟังก์ชันกับ generator impedance  
นั้นจะหาเส้น asymptote ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 \text{เมื่อ } x = R_g = 0 & \quad y = R_o = \frac{h_i'}{\Delta^h} \\
 \text{เมื่อ } x = R_g = \infty & \quad y = R_o = \frac{1}{h_o} \\
 \text{เมื่อ } x = R_g = \left(\frac{h_i' \Delta^h}{h_o}\right)^{\frac{1}{2}} & \quad y = R_o = \left(\frac{h_i'}{\Delta^h h_o}\right)^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned} \tag{3.101}$$

จากสมการที่ (3.100) และ (3.101) สามารถจะเขียนเส้นโค้งของ input impedance และ  
output impedance ได้ดังรูปที่ 3.35(ก)และ(ข)



รูปที่ 3.35. (ก) แสดงถึง input impedance เป็นฟังก์ชันกับ  $R_L$   
(ข) แสดงถึง output impedance เป็นฟังก์ชันกับ  $R_g$

13. Greiner R.A.; ibid pp.230-243

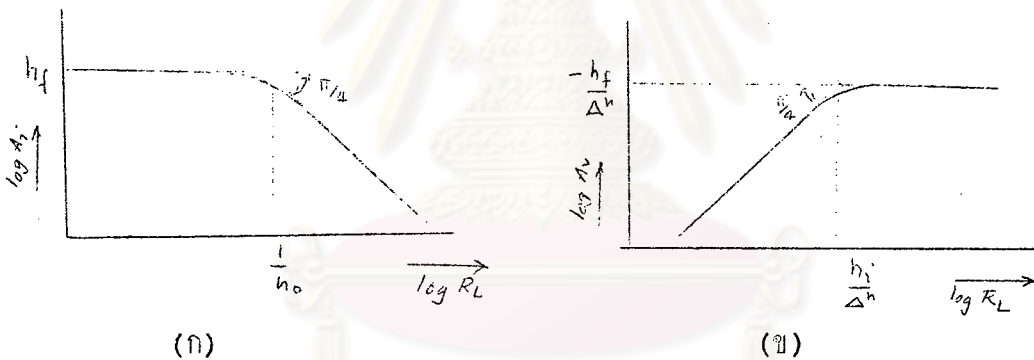


current และ voltage gain อาจเขียนแยกหากดังแสดงในรูปที่ 3.30 current gain จะมีค่าใหญ่ที่สุดเมื่อ short circuit ที่ output terminal ในขณะที่เดียวกัน voltage gain จะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อเพิ่ม load ให้สูงขึ้น จุดครึ่ง gain ตกลง 6 db (หรือตกลงครึ่งหนึ่ง) ของ current gain จะได้จากสมการที่ (3.94)

$$(R_L)_{\text{at 6 db down}} = \frac{1}{h_o} \quad (3.102)$$

และจุดครึ่ง voltage gain ตกลง 6 db จะหาได้จากสมการที่ (3.93)

$$(R_L)_{\text{at 6 db down}} = \frac{h_i'}{\Delta^n} \quad (3.103)$$



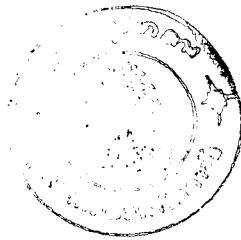
รูปที่ 3.30. เส้นโค้งของ current และ voltage gain เป็นฟังก์ชันกับ  $R_L$

power gain อาจหาได้จากผลคูณของ  $A_i$  และ  $A_v$  ดังนั้นจากสมการที่ (3.93) และ (3.94) จะได้

$$G_P = A_i A_v = \frac{h_f^2 R_L}{(1 + h_o R_L)(h_i' + \Delta^n R_L)} \quad (3.104)$$

$$\begin{aligned} \text{หรือ} \quad G_P = A_i A_v &= A_i \frac{v_2}{v_1} = A_i \frac{i_2 R_L}{i_1 R_i} = A_i^2 \frac{R_L}{R_i} \\ &= A_v \frac{i_2}{i_1} = A_v \frac{v_2/R_L}{v_1/R_i} = A_v^2 \frac{R_i}{R_L} \end{aligned} \quad (3.105)$$

จากสมการที่ (3.104) เราอาจหาค่าสูงสุดของ power gain ในเทอมของ  $R_L$  โดย differentiate with respect to  $R_L$  แล้วเทียบให้เท่ากับศูนย์



$$\frac{dG_P}{dR_L} = \frac{h_f^2}{(1+h_o R_L)(h_i+\Delta^h R_L)} + \frac{h_f^2 R_L (-h_o)}{(1+h_o R_L)^2 (h_i+\Delta^h R_L)} + \frac{h_f^2 R_L (-\Delta^h)}{(1+h_o R_L)(h_i+\Delta^h R_L)^2} = 0 \quad (3.106)$$

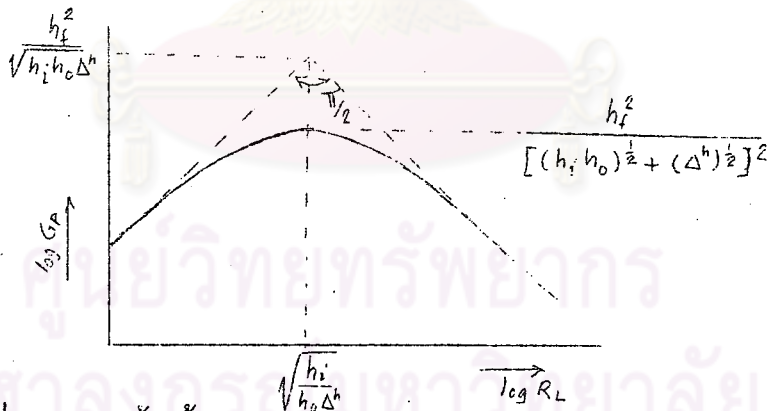
ซึ่งจะได้

$$R_L = \sqrt{\frac{h_i}{h_o \Delta^h}} \quad (3.107)$$

ถ้า  $R_L$  จากสมการที่ (3.106) จะตรงกับจุด inflection ในรูปที่ 3.35(ก)และ(ข) และจะหา power gain สูงสุดได้เมื่อ amplifier อยู่ใน matching condition จากสมการที่ (3.104) และ (3.107) จะหาค่า gain ภายใต้ภาวะนี้ได้คือ

$$G_{P, \max} = \frac{h_f^2}{[\sqrt{h_i h_o} + \sqrt{\Delta^h}]^2} \quad (3.108)$$

จากสมการที่ (3.108) นี้สามารถเขียนเส้นโค้งได้ดังรูปที่ 3.37 และจะเห็นได้ว่า เส้นโค้งที่ให้ค่าสูงสุดจะมีรูปแบนๆ ผลอันนี้แสดงว่า ถึงแม้ amplifier จะไม่อยู่ใน matching condition ก็จะไม่ทำให้ gain เสียมากเกินไป!



รูปที่ 3.37. เส้นโค้งของ power gain

### 3.9. วงจร amplifier ที่ตัดแปลงโดยเพิ่ม element ภายนอกไว้อีก 14

วงจร amplifier ที่ต่อ series element เพิ่มเข้าไปอีกอาจเขียนได้ง่ายๆดัง

รูปที่ 3.38 วงจรที่นิยมใช้กันมากนั้นเป็นวงจร amplifier ที่ต่อแบบ common-emitter



แต่ 
$$v_e = -v_2' \quad (3.111)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.109) และ (3.111) ลงในสมการที่ (3.110) จะได้ input impedance

$$h_i = \frac{v_1}{i_1} = h_i' + \frac{(1-h_r')(1+h_f')}{1+h_o'Re} R_e \quad (3.112)$$

จาก collector node จะเขียนได้ว่า

$$i_2 = h_o'v_2' + h_f'i_1 \quad (3.113)$$

นำสมการที่ (3.109) และ (3.111) แทนลงในสมการที่ (3.113) จะได้ current gain

$$h_f = \frac{v_2}{i_1} = \frac{h_f' - h_o'Re}{1 + h_o'Re} \quad (3.114)$$

เมื่อ open circuit ทาง input คือ  $i_1 = 0$  จะเขียนสมการได้ว่า

$$v_1 = h_r'v_2' + v_e \quad (3.115)$$

$$v_2 = v_2' + v_e \quad (3.116)$$

$$v_2' = i_2/h_o' \quad (3.117)$$

$$v_e = R_e i_2 \quad (3.118)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.116) (3.117) และ (3.118) แทนใน (3.115) จะได้ reverse-voltage transfer ratio

$$h_r = \frac{v_1}{v_2} = \frac{h_r' + h_o'Re}{1 + h_o'Re} \quad (3.119)$$

และนำสมการที่ (3.116) (3.117) แทนใน (3.117) จะได้ output admittance

$$h_o = \frac{h_o'}{1 + h_o'Re} \quad (3.120)$$

ถ้า parameter ต่างๆเหล่านี้เอาหน้าไปหา gain และ impedance ต่างๆเช่นเดียวกับหัวข้อ 3.9

### 3.10. amplifier ที่มี feedback <sup>15</sup>

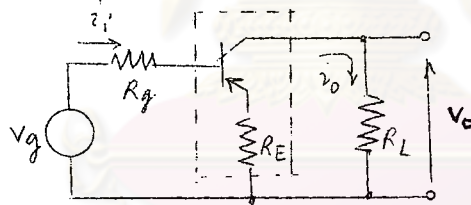
การใช้ feedback ในวงจร amplifier ทั่วๆไปเพื่อจะช่วยให้เสถียรภาพของ voltage หรือ current gain ไว้ และใน amplifier ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ยิ่งมีความจำเป็นที่จะต้องใช้ feedback มากยิ่งขึ้นเพราะ

15. Greiner R.A; ibid pp. 259-264

- (1) parameter ของทรานซิสเตอร์จะแปรค่าไปได้กว้างมากถึงแม้ว่าจะเป็นทรานซิสเตอร์เบอร์เดียวกันก็ตาม
- (2) parameter จะมีค่าขึ้นลงกับอุณหภูมิ และ
- (3) parameter เหล่านี้ยังมีค่าขึ้นอยู่กับ operating point มาก

วงจร feedback ขึ้นอยู่กับการศึกษาเสถียรภาพของ current gain หรือ voltage gain หรือ input และ output impedance ซึ่งอาจแบ่งออกได้เป็น 4 แบบ คือ series-current feedback, parallel-voltage feedback, parallel-current feedback และ series-voltage feedback

สำหรับวงจรของแบบแรก คือ series-current feedback ซึ่งได้เขียนแสดงไว้ในรูปที่ 3.40 และคำว่า series-current feedback มาจากคำว่า feedback ของ series voltage เป็นสัดส่วนกับกระแส output ถ้าพิจารณาเฉพาะแต่ในกรอบสี่เหลี่ยมที่เขียนไว้ด้วยเส้นประ



รูปที่ 3.40. วงจร series-current feedback amplifier

โดยสมการที่ (3.112) (3.114) (3.119) (3.120) และภาวะที่ว่า

$$h'_{re} \ll 1 \quad \text{และ} \quad 1 + h_{oe} R_e \cong 1 \quad (3.121)$$

สามารถเขียน hybrid parameter ต่างๆ ได้ว่า

$$\begin{aligned} h_{ie} &\cong h'_{ie} + (1 + h'_{fe}) R_E \\ h_{re} &\cong h'_{re} + h'_{oe} R_E \end{aligned} \quad (3.122)$$

$$h_{fe} \cong h'_{fe}$$

$$h_{oe} \cong h'_{oe}$$

เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.53) (3.54) (3.55) และ (3.58) จะได้ voltage gain,

current gain, input และ output resistance ดังนี้

$$A_v \approx \frac{-h'_{fe} R_L}{h'_{ie} + (1 + h'_{fe}) R_E} \approx -\frac{R_L}{R_E} \quad (3.123)$$

$$A_i \approx h'_{fe} \quad (3.124)$$

$$R_i \approx h'_{ie} + (1 + h'_{fe}) R_E \quad (3.125)$$

และ

$$R_o \approx \frac{1}{h'_{oe}} \frac{h'_{ie} + R_g + (1 + h'_{fe}) R_E}{h'_{ie} + R_E + R_g - h'_{fe} h_{re} / h'_{oc}} \quad (3.126)$$

$h'$  เป็นค่า parameter ที่ได้จากวิธีหาค่าที่พบข้อ

จากสมการข้างบนนี้ จะเห็นได้ว่าเมื่อใส่ emitter degeneration หรือ series-current feedback ลงไปในวงจรจะมีผลที่สำคัญคือ ประการแรก ถ้า current gain  $h'_{fe}$  สูงมาก จากสมการที่ (3.123) จะแสดงได้ว่า voltage gain จะเป็นอัตราส่วนระหว่างความต้านทานของ load กับความต้านทานของ emitter จึงสะดวกมากในการหา gain ประการที่สอง ถ้า input impedance จากสมการที่ (3.125) จะขึ้นอยู่กับค่า  $R_E$  เป็นอย่างมากด้วย ซึ่งเมื่อต้องการ amplifier ที่มี input impedance สูงเราก็อาจปรับค่า  $R_E$  ให้เหมาะสมได้ ประการที่สาม output impedance จะมีค่าสูงกว่า  $1/h'_{oe}$  หลายเท่า ซึ่งอาจเป็นค่าที่หรือข้อเสียก็ได้ขึ้นอยู่กับการใช้งาน ประการสุดท้าย current gain จะคงที่

สิ่งสำคัญที่สุดของ amplifier คือ gain และ input impedance ซึ่งเมื่อนำเอาไปคูณกันจะได้

$$A_v R_i = -\frac{R_L}{R_E} h'_{fe} R_E = -h'_{fe} R_L \quad (3.127)$$

ดังนั้นสำหรับ load และทรานซิสเตอร์ที่กำหนดได้ เราอาจเปลี่ยน input impedance โดยเปลี่ยน voltage gain หรือเปลี่ยน voltage gain โดยเปลี่ยน input impedance ก็ได้

แบบที่สองของ feedback ซึ่งใช้กันมาก คือ parallel-voltage feedback

และสามารถคำนวณหา hybrid parameter ต่างๆของทรานซิสเตอร์ที่มี feedback resistor ต่อระหว่าง collector กับ emitter ดังในกรอบสี่เหลี่ยมของรูปที่ 3.41 ได้ดังนี้



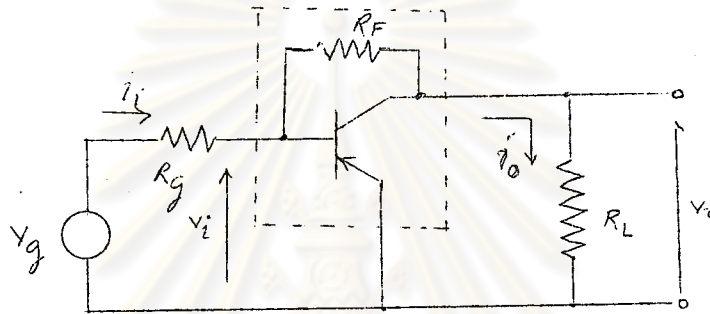
$$h_{ie} = h'_{ie} R_f / (h_{ie} + R_f) \tag{3.123}$$

$$h_{re} = h'_{re} + h'_{ie} (1 - h'_{re}) / (1 + R_f) \tag{3.129}$$

$$h_{fe} = (h'_{fe} R_f - h'_{ie}) / (h_{ie} + R_f) \tag{3.130}$$

และ

$$h_{oe} = h'_{oe} + (1 - h'_{re})(1 + h'_{fe}) / (h_{ie} + R_f) \tag{3.131}$$



รูปที่ 3.41. วงจร amplifier ที่มี feedback แบบ parallel voltage feedback

เมื่อนำค่าไปแทนในสมการที่ (3.112) (3.114) (3.119) และ (3.120) จะได้

$$A_v \cong \frac{-h'_{fe} R_L}{h'_{ie} [h'_{ie}/R_f + 1 + h'_{oe} R_L]} \cong \frac{-h'_{fe} R_L}{h'_{ie}} \tag{3.132}$$

$$A_i \cong \frac{h_{fe}}{1 + h'_{fe} R_L / R_f} \cong \frac{R_f}{R_L} \tag{3.133}$$

$$R_i \cong h'_{ie} \frac{R_f}{R_f + h'_{fe} R_L} \tag{3.134}$$

และ

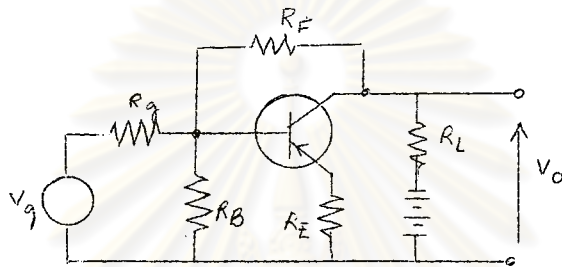
$$R_o \cong \frac{(h'_{ie} + R_g) R_f}{(h'_{ie} + R_g) h'_{ie} R_f + R_g h'_{fe}} \tag{3.135}$$

เราจะเห็นว่า การที่จะทำให้ voltage gain มีเสถียรภาพเราใช้ series-current feedback และการที่จะทำให้ current gain มีเสถียรภาพเราใช้ parallel-voltage feedback ฉะนั้นบางทีจึงชอบทั้งสองแบบรวมกันเพื่อช่วยให้มีเสถียรภาพที่ทั้งสองอย่าง ดังแสดงในรูปที่ 3.42(ก) และเมื่อคิดรวมถึงวงจร bias อาจเขียนวงจร ขมดูลงได้ดังรูปที่ 3.42(ข) ซึ่งจะสามารถคำนวณหา voltage gain และ input impedance ได้โดยนำค่าจากสมการที่ (3.121)

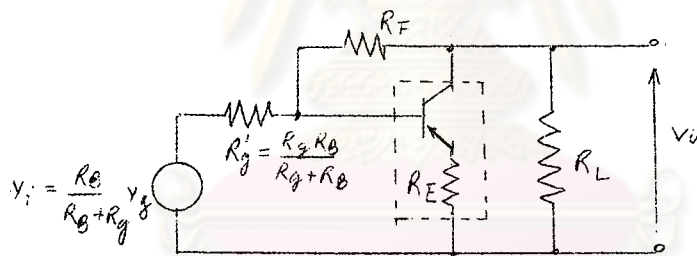
และ (3.122) โพลเทินในสมการที่ (3.132) และ (3.134) จะได้

$$A_{vT} = \frac{-h_{fe} R_L}{h_{ie} - h_{fe} R_E} = \frac{v_o}{v_b} \quad (3.136)$$

$$R_{iT} = \frac{(h_{ie} - h_{fe} R_E) R_E}{R_F + h_{fe} R_L} \quad (3.137)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.42. (ก) วงจรที่ใช้ series-current และ parallel-voltage feedback  
รวมกัน และ (ข) วงจรสมมูลของ(ก)

จากวงจรของรูปที่ 3.42(ข) จะหาคำนวณได้ว่า

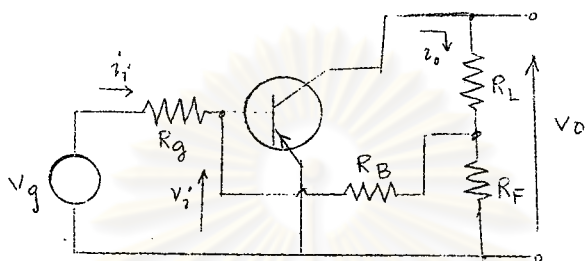
$$\frac{v_b}{v_g} = \frac{v_b}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_g} = \frac{R_{iT}}{R_{iT} + \frac{R_B R_g}{R_B + R_g}} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_g} \quad (3.138)$$

เมื่อ  $R_E h_{fe} \gg h_{ie}$  จะได้ over-all gain ดังนี้

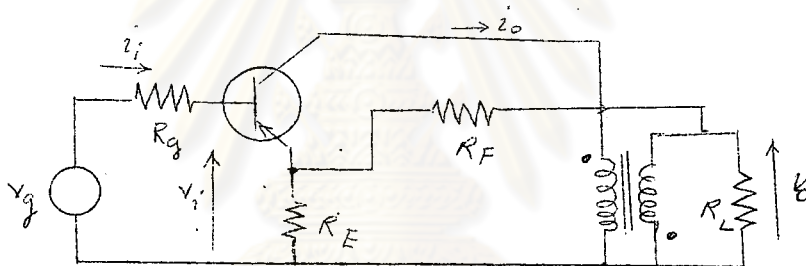
$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = A_{vT} \frac{v_b}{v_g} = \frac{-h_{fe} (R_L R_F R_B)}{h_{fe} (R_F R_g R_E + R_F R_E R_B + R_g R_B R_L) + R_g R_B R_F} \quad (3.139)$$

นอกจากนี้ยังมีวงจร feedback อีกสองแบบดังรูปที่ 3.43(ก) และ (ข) แต่ไม่คอย

พบบ่อยนัก



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.43. (ก) วงจร parallel-current feedback

(ข) วงจร series-voltage feedback

สูตรทางทฤษฎีของวงจร parallel-current feedback ในรูปที่ 3.43(ก) คือ

$$\begin{aligned}
 A_v &\cong - \frac{h'_{fe} R_L}{h'_{ie}} \\
 A_i &\cong \frac{h'_{fe}}{1 + h'_{fe} [R_F / (R_B + R_F)]} \cong \frac{R_F + R_B}{R_F} \\
 R_i &\cong h'_{ie} \left( 1 + h'_{fe} \frac{R_F}{R_F + R_B} \right) \\
 R_o &\cong \frac{1}{h'_{oe}} \left[ 1 + \frac{h'_{fe} R_F R_g}{(R_g + h'_{ie})(R_F + R_B)} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.140}$$

สำหรับวงจร series-voltage feedback ในรูปที่ 3.43(ข) มีสูตรดังนี้

$$\begin{aligned}
 A_i &\approx \frac{h'_{fe} n}{1 + \Delta h'_{fe} R_L - h'_{fe} R_L} \approx n h'_{fe} \\
 A_v &\approx \frac{\frac{R_E + R_F}{n}}{h'_{ie} + \frac{R_E h'_{fe}}{R_E + R_F} \frac{R_L}{n}} \approx \frac{R_E + R_F}{R_E} \\
 R_i &\approx h'_{ie} + h'_{fe} \frac{R_E R_L}{R_E + R_F} \\
 R_o &\approx \frac{1}{h'_{oe}} \frac{h'_{fe} R_E}{(R_E + R_F)(h'_{ie} + R_g)}
 \end{aligned} \tag{3.141}$$

ผลของวงจร feedback ต่างๆสามารถสรุปได้ดังในตารางที่ 3.1

### ตารางที่ 3.1

การเปรียบเทียบ gain และ impedance สำหรับวงจร feedback แบบต่างๆ

คุณสมบัติ	series-current feedback	parallel-voltage feedback	parallel-current feedback	series-voltage feedback
$A_v$	เสถียรภาพ	ไม่เปลี่ยนแปลง	ไม่เปลี่ยนแปลง	เสถียรภาพ
$A_i$	ไม่เปลี่ยนแปลง	เสถียรภาพ	เสถียรภาพ	ไม่เปลี่ยนแปลง
$R_i$	เพิ่มขึ้น	ลดลง	ลดลง	เพิ่มขึ้น
$R_o$	เพิ่มขึ้น	ลดลง	เพิ่มขึ้น	ลดลง