บทที่ 3

การทำงานของทรานซิสเตอร์

วงจรรวมในปัจจุบันประกอบด้วยส่วนประกอบหลักที่สำคัญได้แก่ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์เฉื่อยงาน (Passive element) อื่นๆ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้อย่างแพร่หลายมีอยู่สองประเภทได้แก่ ทรานซิสเตอร์ชนิดสนามไฟฟ้า (Filed effect transistor: FET) และทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อ (Bipolar Junction Transistor) ทรานซิสเตอร์ชนิดสนามไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นทรานซิสเตอร์ชนิดมอส (Metal Oxide Semiconductor: MOS) ซึ่งบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดและการคำนวณของทรานซิสเตอร์ทั้งสองชนิดนี้

3.1 ทรานซิสเตอร์ชนิดมอส

ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มี 4 โนดได้แก่ เกต (gate) ซอร์ส (source) เดรน (drain) และบัล์ค (bulk) ซึ่งมีทั้งแบบเอ็น (n-channel) และพี (p-channel) สัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแสดงได้ดังรูปที่ 3.1

(ก) แบบเอ็น *(ข) แบบพี*

รูปที่ 3.1 สัญลักษณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดมอส

โครงสร้างภายในของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบเอ็นแสดงไว้ดังรูปที่ 3.2 การทำงานหลักของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสคือการควบคุมกระแสที่ไหลจากโนดเดรนไปยังโนดซอร์สหรือเรียกว่ากระแสเดรน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันเกต-ซอร์ส (V_{gs}) และแรงดันเดรน-ซอร์ส (V_{ds}) โดยที่แรงดันเกต-ซอร์สเป็นค่าแรงดันที่ควบคุมช่องในการนำกระแสเดรน ส่วนแรงดันเดรน-ซอร์สเป็นแรงดันที่

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดมอส

	Name (Alias)	Units	Default	Description
Basic	COX	F/m^2	3.453e-4	Oxide capacitor per unit gate area
	KP (BETA)	A/V^2		Intrinsic transconductance parameter Default for NMOS = 50e-6 Default for PMOSk = 20e-6
	LAMBDA	V^{-1}	0.0	Channel-length modulation
	TOX	m	1e-7	Gate oxide thickness
	U0	$cm^2/(V \cdot s)$		Carrier mobility
Size	LD	m	0.0	lateral diffusion into channel from source and drain diffusion
	WD	m	0.0	lateral diffusion into channel from bulk along width
Threshold Voltage	GAMMA	$V^{1/2}$	0.0	Body effect factor
	PHI	V		Surface inversion potential Default for NMOS = 0.9 Default for PMOS = 0.8
	VT0	V		Zero-bias threshold voltage Default for NMOS = 0.7 Default for PMOS = -0.8

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ย่านคัทออฟ (Cutoff Region), $V_{gs} \le V_{th}$

$$I_{ds} = 0.0 \tag{3.1a}$$

ย่านอิ่มตัว (Saturation Region), $V_{th} \le V_{gs} \le V_{ds} + V_{th}$

$$I_{ds} = \frac{KP}{2} \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot (V_{gs} - V_{th})^2 \tag{3.1b}$$

ย่านเชิงเส้น (Linear Region), $V_{ds} + V_{th} < V_{gs}$

$$I_{ds} = KP \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot (V_{gs} - V_{th} - \frac{V_{ds}}{2}) \cdot V_{ds} \tag{3.1c}$$

โดยค่า W_{eff} และค่า L_{eff} คำนวณจากสมการ

$$L_{eff} = L - 2 \cdot LD \tag{3.2a}$$

$$W_{eff} = W - 2 \cdot WD \tag{3.2b}$$

ค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage) จะแบ่งออกเป็นสองช่วงโดยนิยามไว้ดังนี้

$$V_{sb} \ge 0 \ : V_{th} = V_{bi} + GAMMA \cdot \sqrt{PHI + V_{sb}} \tag{3.3a}$$

$$V_{sb} < 0 \ : V_{th} = V_{bi} + GAMMA \cdot \left(\sqrt{PHI} + 0.5 \frac{V_{sb}}{\sqrt{PHI}} \right) \tag{3.3b}$$

โดยที่ค่าแรงดันในตัว (Build-in voltage) สามารถคำนวณจากสมการ

$$V_{bi} = VT0 - GAMMA \cdot \sqrt{PHI} \tag{3.4}$$

ส่วนค่าแรงดันอิ่มตัว (Saturation voltage) จะคำนวณจากสมการ

$$V_{sat} = V_{gs} - V_{th} \tag{3.5}$$

จากสมการ (3.1) และ (3.3) จะได้ว่ากระแสเดรนเป็นฟังก์ชันไม่เชิงเส้นของแรงดัน V_{ds}, V_{gs}, V_{bs} จึงต้องนำเอาหลักการของนิวตัน-ราฟสัน มาใช้โดยเริ่มจาก

$$\mathbf{f}(\mathbf{v}_{k+1}) = \mathbf{f}(\mathbf{v}_k) + \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{v}_k)}{\partial \mathbf{v}} \cdot [\mathbf{v}_{k+1} - \mathbf{v}_k] \tag{3.6}$$

ดังนั้นจะได้

$$\mathbf{I}_{\mathbf{ds}(k+1)} = \mathbf{I}_{\mathbf{ds}(k)} + \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ds}(k)}}{\partial V_{ds}} \cdot \left[V_{ds(k+1)} - V_{ds(k)}\right] + \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ds}(k)}}{\partial V_{gs}} \cdot \left[V_{gs(k+1)} - V_{gs(k)}\right] + \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ds}(k)}}{\partial V_{bs}} \cdot \left[V_{bs(k+1)} - V_{bs(k)}\right] \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) จะเห็นว่าการคำนวณค่ากระแสเดรนจะขึ้นอยู่กับอนุพันธ์ย่อยของกระแสเดรนเทียบกับค่าแรงดัน V_{ds},V_{gs},V_{bs} ค่าอนุพันธ์ย่อยเหล่านี้ถูกนิยามไว้ดังนี้

Conductance : $G_{ds} = \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ds}}}{\partial V_{ds}}$ (3.8)

Transconductance : $G_m = \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ds}}}{\partial V_{gs}}$ (3.9)

Bulk transconductance : $G_{mbs} = \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ds}}}{\partial V_{bs}}$ (3.10)

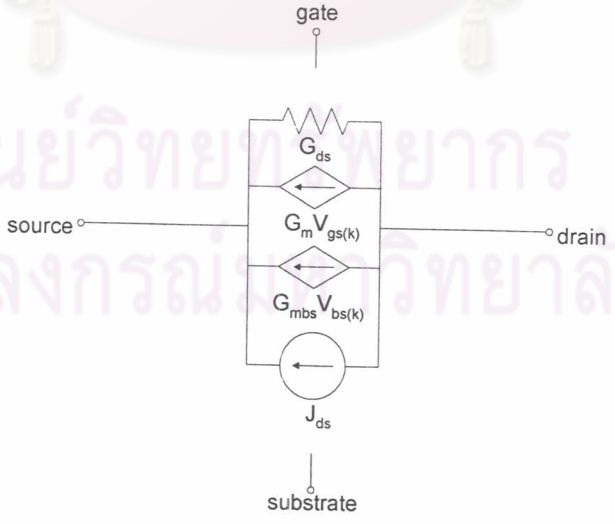
จากสมการ (3.8) ถึง (3.10) เราสามารถเขียนสมการ (3.7) ใหม่ได้ดังนี้

$$\mathbf{I}_{\mathbf{ds}(k+1)} = G_{ds} \cdot V_{ds(k+1)} + G_m \cdot V_{gs(k+1)} + G_{mbs} \cdot V_{bs(k+1)} + J_{ds} \quad (3.11)$$

โดยที่

$$J_{ds} = \mathbf{I}_{\mathbf{ds}(k)} + G_{ds} \cdot V_{ds(k)} + G_m \cdot V_{gs(k)} + G_{mbs} \cdot V_{bs(k)} \quad (3.12)$$

จากสมการ (3.11) ทำให้ได้วงจรสมมูลของกระแสเดรนดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของกระแสเดรน

จากสมการที่ (3.1) ถึง (3.4) เราจะสรุปค่าอนุพันธ์ย่อยของกระแสเดรนได้ดังนี้

3.1.1.1 Conductance

ย่านคัทออฟ (Cutoff Region), $V_{gs} \le V_{th}$

$$G_{ds} = 0.0 \qquad (3.13a)$$

ย่านอิ่มตัว (Saturation Region), $V_{th} \le V_{gs} \le V_{ds} + V_{th}$

$$G_{ds} = \frac{KP}{2} \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \left(V_{gs} - V_{th}\right)^2 \cdot LAMBDA \qquad (3.13b)$$

ย่านเชิงเส้น (Linear Region), $V_{ds} + V_{th} < V_{gs}$

$$G_{ds} = KP \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot [(1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot \left(V_{gs} - V_{th} - V_{ds}\right) + \left(V_{gs} - V_{th} - \frac{V_{ds}}{2}\right) \cdot V_{ds} \cdot LAMBDA] \qquad (3.13c)$$

3.1.1.2 Transconductance

ย่านคัทออฟ (Cutoff Region), $V_{gs} \le V_{th}$

$$G_m = 0.0 \qquad (3.14a)$$

ย่านอิ่มตัว (Saturation Region), $V_{th} \le V_{gs} \le V_{ds} + V_{th}$

$$G_m = \frac{KP}{2} \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot \left(2 \cdot V_{gs} - V_{th}\right) \qquad (3.14b)$$

ย่านเชิงเส้น (Linear Region), $V_{ds} + V_{th} < V_{gs}$

$$G_m = KP \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot V_{ds} \qquad (3.14c)$$

3.1.1.3 Bulk transconductance

ย่านคัทออฟ (Cutoff Region), $V_{gs} \le V_{th}$

$$G_{mbs} = 0.0 \qquad (3.15a)$$

ย่านอิ่มตัว (Saturation Region), $V_{th} \le V_{gs} \le V_{ds} + V_{th}$

$$G_{mbs} = \frac{KP}{2} \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot \left(2 \cdot \left(V_{gs} - V_{th}\right) \cdot -\frac{\partial V_{th}}{\partial V_{bs}}\right) \qquad (3.15b)$$

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ย่านเชิงเส้น (Linear Region), $V_{ds} + V_{th} < V_{gs}$

$$G_{mbs} = KP \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot V_{ds} \cdot -\frac{\partial V_{th}}{\partial V_{bs}} \qquad (3.15c)$$

โดยที่ $\frac{\partial V_{th}}{\partial V_{bs}}$ สามารถหาค่าได้ดังนี้

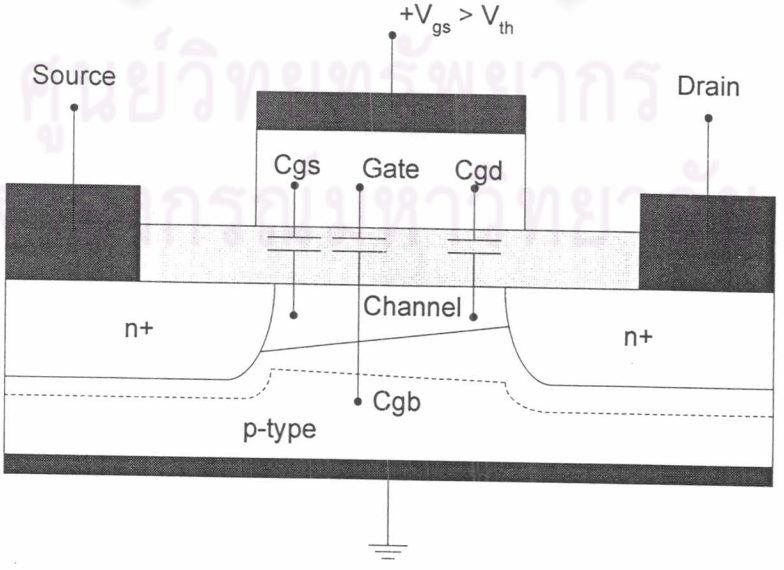
$$V_{sb} \geq 0 \; : \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{bs}} = -GAMMA \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot (PHI + V_{sb})^{-\frac{1}{2}} \right] \qquad (3.16a)$$

$$V_{sb} < 0 \; : \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{bs}} = -GAMMA \cdot \frac{0.5}{PHI^{\frac{1}{2}}} \qquad (3.16b)$$

รูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่าโครงสร้างภายในของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสจะเป็นแบบสมมาตร ดังนั้นในกรณีที่แรงดันที่โนดซอร์สมีค่ามากกว่าแรงดันที่โนดเดรน จะทำให้กระแสเดรนไหลจากโนดซอร์สไปโนดเดรนแทนที่จะไหลจากโนดเดรนไปโนดซอร์ส ซึ่งเราสามารถคำนวณค่าของกระแสได้จากสมการที่กล่าวไว้ข้างต้นแต่ต้องสลับระหว่างค่าแรงดันที่โนดซอร์สและค่าแรงดันที่โนดเดรน จึงจะให้ผลลัพธ์ตรงกับความเป็นจริง

3.1.2 ตัวเก็บประจุที่เกต

เนื่องจากโครงสร้างในทรานซิสเตอร์ชนิดมอส ตัวนำที่โนดเกตและสารกึ่งตัวนำจะถูกคั่นด้วยชั้นออกไซด์ที่เกต ในการใช้งานจริงเมื่อมีแรงดันตกคร่อมระหว่างชั้นออกไซด์จะทำให้เกิดตัวเก็บประจุที่เกตขึ้น รูปแบบตัวเก็บประจุที่เกตแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ตัวเก็บประจุในทรานซิสเตอร์ชนิดมอส

ในวิทยานิพนธ์นี้ การคำนวณค่าตัวเก็บประจุที่เกตซึ่งได้แก่ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-ซอร์ส (C_{gs}) ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-เดรน (C_{gd}) และตัวเก็บประจุระหว่างเกต-บัล์ค (C_{gb}) จะอ้างอิงจากแบบจำลองของ Meyer ซึ่งได้นิยามค่าตัวเก็บประจุต่างๆ ไว้ดังนี้

3.1.2.1 ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-บัล์ค (C_{gb})

ย่านสะสม (Accumulation region), $V_{gs} \le V_{th} - PHI$

$$C_{gb} = C_{ox} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \qquad (3.17a)$$

ย่านดีพลีชัน (Depletion), $V_{gs} \le V_{th}$

$$C_{gb} = C_{ox} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot \frac{V_{th} - V_{gs}}{PHI} \qquad (3.17b)$$

ย่านแปรเปลี่ยน (Strong Inversion), $V_{gs} \ge V_{th}$

$$C_{gb} = 0 \qquad (3.17c)$$

3.1.2.2 ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-ซอร์ส (C_{gs})

ย่านสะสม (Accumulation), $V_{gs} \le V_{th} - \frac{PHI}{2}$

$$C_{gs} = 0 \qquad (3.18a)$$

ย่านดีพลีชัน (Depletion), $V_{gs} \le V_{th}$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} \cdot C_{ox} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot (V_{gs} - V_{th})}{3 \cdot PHI}\right) \qquad (3.18b)$$

ย่านอิ่มตัว (Saturation Region), $V_{th} \le V_{gs} \le V_{ds} + V_{th}$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} \cdot C_{ox} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \qquad (3.18c)$$

ย่านเชิงเส้น (Linear Region) $V_{ds} + V_{th} < V_{gs}$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} \cdot C_{ox} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot \left\{1 - \left[\frac{V_{dsat} - V_{ds}}{2 \cdot (V_{dsat} - V_{bs}) - V_{ds} + V_{bs}}\right]^2\right\} \qquad (3.18d)$$

3.1.2.3 ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-เดรน (C_{gd})

ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-เดรน จะมีค่าในช่วงย่านเชิงเส้นเท่านั้นดังสมการ

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$C_{gd} = \frac{2}{3} \cdot C_{ox} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot \left\{ 1 - \left[\frac{V_{dsat} - V_{bs}}{2 \cdot (V_{dsat} - V_{bs}) - V_{ds} + V_{bs}} \right]^2 \right\} \qquad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.17) ถึง (3.19) เราสามารถสรุปค่าตัวเก็บประจุที่เกตได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ค่าตัวเก็บประจุที่เกต

Range of V_{gs}	Operating Region	C_{gb}	C_{gs}	C_{gd}
$-\infty$ to $V_{th} - \phi$	Accumulation	C_G	0	0
$V_{th} - \phi$ to V_{th}	Depletion	$C_G \cdot \frac{V_{th} - V_{gs}}{\phi}$	$\frac{2}{3} \cdot C_G \cdot X$	0
V_{th} to $V_{ds} + V_{th}$	Saturation	0	$\frac{2}{3} \cdot C_G$	0
$V_{ds} + V_{th}$ to ∞	Linear	0	$\frac{2}{3} \cdot C_G \cdot Y$	$\frac{2}{3} \cdot C_G \cdot Z$

โดย $C_G = C_{ox} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff}$

$$X = 1 + \frac{4 \cdot (V_{gs} - V_{th})}{3 \cdot \phi}$$

$$Y = 1 - \left[\frac{V_{dsat} - V_{ds}}{2 \cdot (V_{dsat} - V_{bs}) - V_{ds} + V_{bs}} \right]^2$$

$$Z = 1 - \left[\frac{V_{dsat} - V_{bs}}{2 \cdot (V_{dsat} - V_{bs}) - V_{ds} + V_{bs}} \right]^2$$

3.1.3 ไดโอด

วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ชนิดมอส จะมีไดโอดเป็นส่วนประกอบ โดยมีค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสมาเกี่ยวข้องได้แก่ค่าพื้นที่และค่าความยาวรอบเดรนหรือซอร์สขึ้นอยู่กับว่าเป็นไดโอดที่ตำแหน่งเดรนหรือซอร์ส รวมทั้งค่าพารามิเตอร์อื่นๆ ดังตารางที่ 3.3

3.1.3.1 การคำนวณค่ากระแสอิ่มตัวประสิทธิผล

ค่ากระแสอิ่มตัวประสิทธิผล (Effective Saturation Current) สามารถคำนวณได้โดยเริ่มจากสมการ

$$val = JS \cdot A + JSW \cdot P \qquad (3.20)$$

โดยที่ A คือพื้นที่ของเดรนหรือซอร์ส

P คือความยาวรอบเดรนหรือซอร์ส

ค่า val เป็นค่าที่ใช้สำหรับกำหนดค่ากระแสอิ่มตัวประสิทธิผลของไดโอด ทำให้ได้ค่ากระแสอิ่มตัวประสิทธิผลตามสมการ

$$val > 0 \ : I_{sd} = val \qquad (3.21a)$$

$$val \leq 0 \ : I_{sd} = I_s \qquad (3.21b)$$

โดยที่ I_s คือค่ากระแสอิ่มตัวของจุดเชื่อมต่อ (Bulk junction saturation current)

3.1.3.2 การคำนวณกระแสที่ไหลผ่านไดโอด

กระแสที่ไหลผ่านไดโอดจะคำนวณตามสมการ

ไบแอสตาม (Forward Biased), $V_d \geq 0$

$$I_d = I_{sd} \cdot \left(e^{V_d/(N \cdot V_t)} - 1\right) \qquad (3.22a)$$

ไบแอสย้อน (Reverse Biased) ช่วงแรก, $0 > V_d \geq VNDS$

$$I_d = |I_{sd}| \cdot V_d \qquad (3.22b)$$

ไบแอสย้อนช่วงหลัง, $V_d < VNDS$

$$I_d = |I_{sd}| \cdot VNDS + \left(\frac{|I_{sd}|}{NDS}\right) \cdot (V_d - VNDS) \qquad (3.22c)$$

โดยที่ V_d คือค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด

V_t คือค่าแรงดันอุณหภูมิ (Thermal voltage)

N คือค่าสัมประสิทธิ์อีมิตชัน (Emission coefficient)

$VNDS$ คือค่าจุดเปลี่ยนทิศกระแสไดโอดย้อน

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณการทำงานของไดโอด

	Name (Alias)	Units	Default	Description
DC Model	JS	amp/m^2	0	bulk junction saturation current
	JSW	amp/m	0	sidewall bulk junction saturation current
	IS	amp	1e-14	bulk junction saturation current
	N	-	1	emission coefficient
	NDS	-	1	reverse bias slope coefficient
	VNDS	-	-1	reverse diode current transition point
Capacitor Model	CJ	F/m^2	579.11e-6	zero-bias bulk junction capacitance
	CJSW	F/m	0	zero-bias sidewall bulk junction capacitance
	MJ	-	0.5	bulk junction grading coefficient
	MJSW	-	0.33	bulk sidewall junction grading coefficient
	PB	V	0.8	bulk junction contact potential
	PHP	V	PB	bulk sidewall junction contact potential
	TT	s	0	transit time

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จากสมการ (3.22) จะได้ว่ากระแสผ่านไดโอดจะขึ้นกับแรงดันตกคร่อมตัวมันอย่างไม่เป็นเชิงเส้น เราจึงนำหลักการของนิวตัน-ราฟสันมาใช้ทำให้ได้

$$I_{d(k+1)} = I_{d(k)} + \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \cdot \left[V_{d(k+1)} - V_{d(k)}\right] = G_d \cdot V_{d(k+1)} + J_d \quad (3.23)$$

โดยที่ $$G_d = \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \quad (3.24)$$

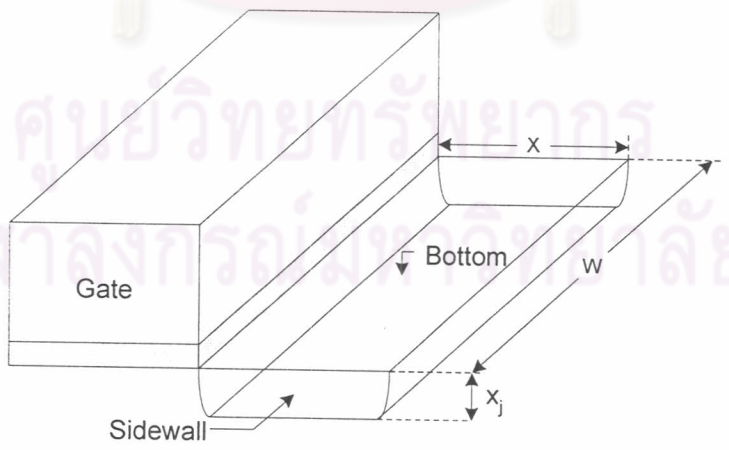
$$J_d = I_{d(k)} - \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \cdot V_{d(k)} \quad (3.25)$$

3.1.3.3 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุของไดโอด

รูปที่ 3.6 แสดงถึงโครงสร้างรอยต่อในทรานซิสเตอร์ชนิดมอสในส่วนที่ใช้สำหรับการคำนวณค่าตัวเก็บประจุของไดโอด เราจะแบ่งการคำนวณค่าตัวเก็บประจุออกเป็นค่าตัวเก็บประจุที่พื้น (bottom) และผนัง (sidewall) ซึ่งหลังจากการคำนวณเราจะนำค่าตัวเก็บประจุทั้งสองส่วนนี้มารวมกัน พิจารณาตัวเก็บประจุที่พื้น ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดมาให้คือค่าตัวเก็บประจุเมื่อไม่มีการไบแอส (CJ) เนื่องจากพื้นที่ของส่วนพื้นคือ A=WX ดังนั้นจะได้ค่าตัวเก็บประจุในส่วนพื้นดังสมการ

$$C0 = CJ \cdot A \quad (3.26)$$

โดย A เป็นค่าพื้นที่ของรอยต่อ



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของรอยต่อในทรานซิสเตอร์ชนิดมอส

สำหรับตัวเก็บประจุที่ผนัง เนื่องจากแต่ละผนังจะมีความลึก (x_j) ดังนั้นเราจะนิยามค่าตัวเก็บประจุที่ผนังเมื่อไม่มีการไบแอสต่อความยาวรอบรูปดังนี้

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$CJSW = CJ0SW \cdot x_j \qquad (3.27)$$

โดย $CJ0SW$ เป็นค่าตัวเก็บประจุที่ผนังเมื่อไม่มีการไบแอส (zero-bias sidewall junction capacitance)

ดังนั้นเราจะได้ค่าตัวเก็บประจุที่ผนังรอยต่อดังสมการ

$$C0_SW = CJSW \cdot P \qquad (3.28)$$

โดย P เป็นค่าความยาวรอบรูปของรอยต่อ

เมื่อคำนวณค่าตัวเก็บประจุที่พื้น ($C0$) และตัวเก็บประจุที่ผนัง ($C0_SW$) ได้แล้ว เราสามารถหาค่าตัวเก็บประจุของไดโอดได้ดังสมการต่อไปนี้

กรณี $(C0 + C0_SW) > 0$, $V_d < 0$

$$C = TT \cdot \frac{\partial I_d}{\partial V_d} + C0 \cdot \left(1 - \frac{V_d}{PB}\right)^{-MJ} + C0_SW \cdot \left(1 - \frac{V_d}{PHP}\right)^{-MJSW} \qquad (3.29a)$$

กรณี $(C0 + C0_SW) > 0$, $V_d \geq 0$

$$C = TT \cdot \frac{\partial I_d}{\partial V_d} + C0 \cdot \left(1 + MJ \cdot \frac{V_d}{PB}\right) + C0_SW \cdot \left(1 + MJSW \cdot \frac{V_d}{PHP}\right) \qquad (3.29b)$$

กรณี $(C0 + C0_SW) \leq 0$, $V_d < 0$

$$C = TT \cdot \frac{\partial I_d}{\partial V_d} + C0 \cdot \left(1 - \frac{V_d}{PB}\right)^{-MJ} \qquad (3.29c)$$

กรณี $(C0 + C0_SW) \leq 0$, $V_d \geq 0$

$$C = TT \cdot \frac{\partial I_d}{\partial V_d} + C0 \cdot \left(1 + MJ \cdot \frac{V_d}{PB}\right) \qquad (3.29d)$$

โดย MJ คือสัมประสิทธิ์ความลาดที่รอยต่อบัล์ค (bulk junction grading coefficient)

$MJSW$ คือสัมประสิทธิ์ความลาดที่ผนังรอยต่อบัล์ค (bulk sidewall junction grading coefficient)

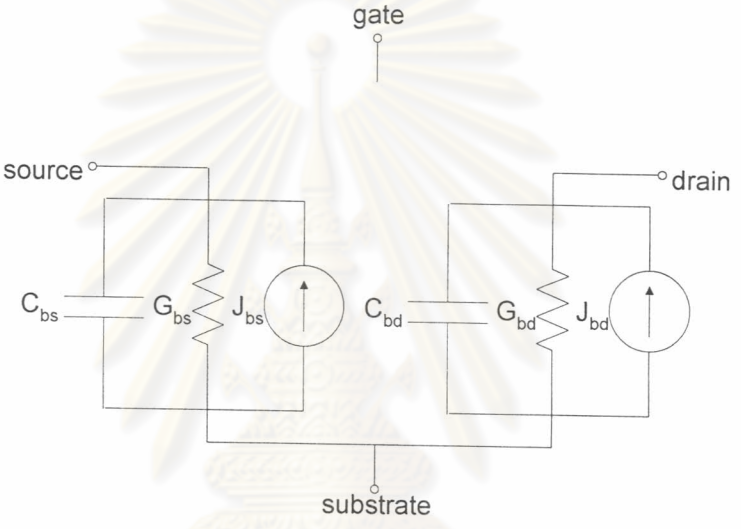
ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PB คือศักย์สัมผัสที่รอยต่อบัล์ค (bulk junction contact potential)

PHP คือศักย์สัมผัสที่ผนังรอยต่อบัล์ค (bulk sidewall junction contact potential)

TT คือเวลาเคลื่อนตัว (transit time)

จากสมการที่ (3.23) จะได้วงจรสมมูลของไดโอดที่ประกอบไปด้วยตัวต้านทานและแหล่งจ่ายกระแส เมื่อรวมกับตัวเก็บประจุทำให้ได้วงจรสมมูลในส่วนของไดโอดสำหรับทรานซิสเตอร์ชนิดมอสดังรูปที่ 3.7

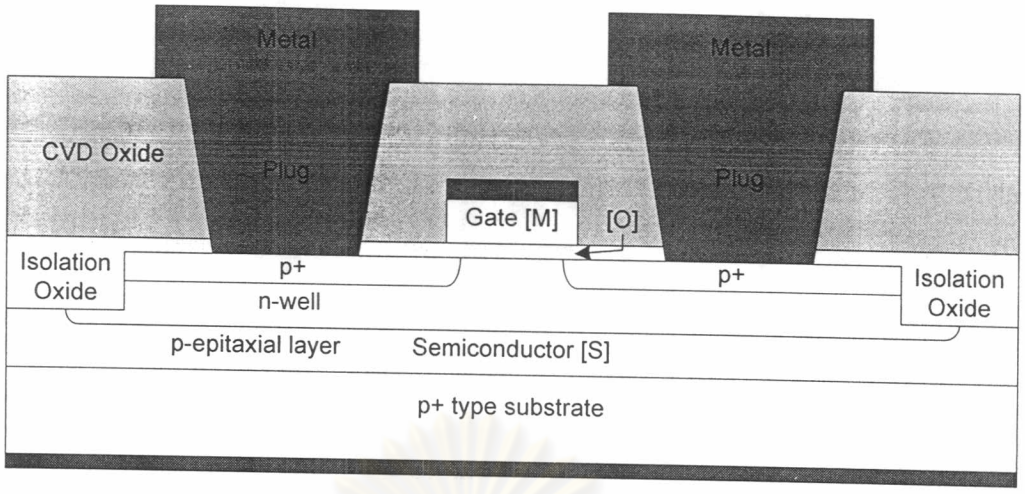


รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลของไดโอดภายในทรานซิสเตอร์ชนิดมอส

3.1.4 ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบพี

โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบพีจะเป็นส่วนกลับของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบเอ็น กล่าวคือสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นจะเปลี่ยนไปใช้สารกึ่งตัวนำชนิดพี และสารกึ่งตัวนำชนิดพีจะเปลี่ยนไปใช้สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นแทน ทำให้ได้โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบพีดังรูปที่ 3.8

เนื่องจากสารกึ่งตัวนำที่ใช้ในทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบพีกลับกันกับสารกึ่งตัวนำที่ใช้ในทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบเอ็น ทำให้บทบาทของอิเล็กตรอนและโฮลสลับกัน ดังนั้นเราสามารถอธิบายการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบพีได้ด้วยการใช้สมการของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบเอ็นแต่จะต้องกลับขั้วของแรงดันทุกโนดที่ป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ชนิดมอส และกลับทิศของกระแสเดรนที่ไหลในทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบเอ็นให้ไหลไปยังทิศตรงข้าม รวมทั้งกลับทิศของไดโอดด้วย

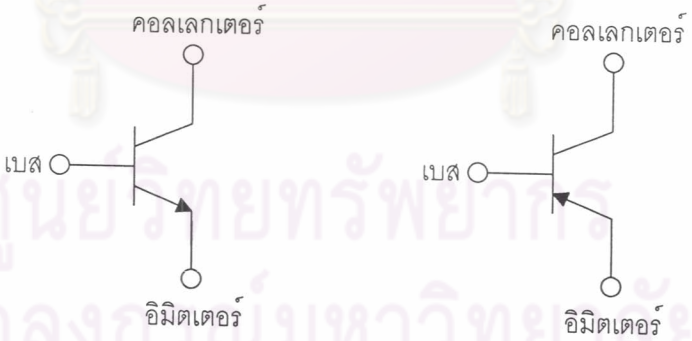


รูปที่ 3.8 โครงสร้างภายในของทรานซิสเตอร์ชนิดมอสแบบพี

3.2 ทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อ

ทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มี 3 โนดได้แก่คอลเลกเตอร์ (Collector) เบส (Base) และอิมิตเตอร์ (Emitter) สัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแสดงได้ดังรูปที่ 3.9

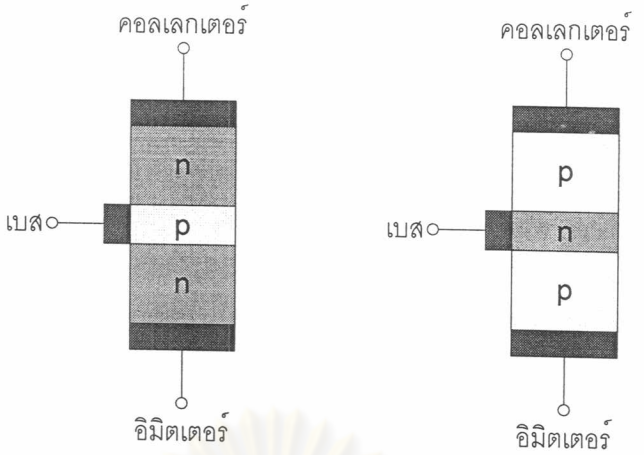
ทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้สำหรับการขยายสัญญาณและการสวิตช์ โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 การทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ NPN จะใช้วงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 3.11



(ก) แบบ NPN *(ข) แบบ PNP*

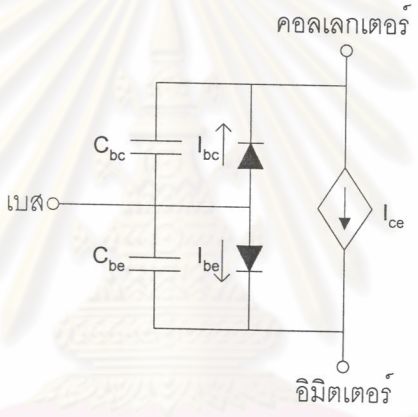
รูปที่ 3.9 สัญลักษณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อ

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) แบบ NPN *(ข) แบบ PNP*

รูปที่ 3.10 โครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อ



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ NPN

ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อ

Name (Alias)	Units	Default	Description
BF	-	100.0	forward beta
BR	-	1.0	reverse beta
IS	amp	1e-15	transport saturation current
VA	V	250	early voltage

จากรูปที่ 3.11 จะเห็นว่าวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อประกอบไปด้วยอุปกรณ์ไฟฟ้าภายในได้แก่ไดโอด แหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยกระแส และตัวเก็บประจุ

ทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแต่ละตัวจะมีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 3.4 และมีรายละเอียดของอุปกรณ์ไฟฟ้าภายในดังนี้

3.2.1 ไดโอด

กระแสที่ไหลผ่านไดโอดในทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อจะเป็นไปตามสมการ

$$I_d = I_s \cdot \left[e^{V_d / V_t} - 1 \right] \qquad (3.30)$$

โดยที่ I_s สำหรับไดโอดเบส-คอลเลคเตอร์มีค่าเท่ากับ $\frac{IS}{BR}$

I_s สำหรับไดโอดเบส-อีมิตเตอร์มีค่าเท่ากับ $\frac{IS}{BF}$

ในการคำนวณหาผลลัพธ์ เราจะนำหลักการของนิวตัน-ราฟสันมาใช้ จะได้

$$\begin{aligned} I_{d(k+1)} &= I_{d(k)} + \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \cdot \left[V_{d(k+1)} - V_{d(k)} \right] \\ &= G_d \cdot V_{d(k+1)} + J_d \end{aligned} \qquad (3.31)$$

โดยที่ $$G_d = \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \qquad (3.32)$$

$$J_d = I_{d(k)} - \frac{\partial I_d}{\partial V_d} \cdot V_{d(k)} \qquad (3.33)$$

จะได้ $$G_{bc} = \frac{IS}{BR \cdot V_t} \cdot e^{V_{bc} / V_t} \qquad (3.34)$$

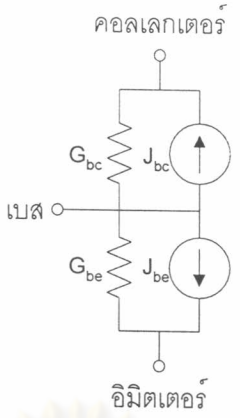
$$G_{be} = \frac{IS}{BF \cdot V_t} \cdot e^{V_{be} / V_t} \qquad (3.35)$$

$$J_{bc} = I_{bc(k)} - G_{bc} \cdot V_{bc(k)} \qquad (3.36)$$

$$J_{be} = I_{be(k)} - G_{be} \cdot V_{be(k)} \qquad (3.37)$$

จากสมการที่ (3.31) ถึง (3.37) ทำให้ได้วงจรสมมูลในส่วนของไดโอดดังรูปที่ 3.12

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลไดโอดในทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อ

3.2.2 <u>แหล่งจ่ายกระแสที่ถูกควบคุมด้วยกระแส</u>

แหล่งจ่ายกระแสในทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อสามารถคำนวณได้ดังสมการ

$$I_{ce} = \left(BF \cdot I_{be} - BR \cdot I_{bc}\right) \cdot \left(1 + \frac{V_{ce}}{VA}\right) \qquad (3.38)$$

จากสมการ (3.38) จะเห็นว่าค่ากระแส I_{ce} จะขึ้นอยู่กับค่ากระแส I_{be}, I_{bc} และค่าแรงดัน V_{ce} แต่เนื่องจาก I_{be} ขึ้นกับ V_{be} และ I_{bc} ขึ้นกับ V_{bc} ทำให้ได้ว่าค่ากระแส I_{ce} จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน V_{be}, V_{bc}, V_{ce} เราจึงนำหลักการของนิวตัน-ราฟสันมาใช้โดยเริ่มจาก

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{\mathbf{ce}(k+1)} &= \mathbf{I}_{\mathbf{ce}(k)} + \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ce}}}{\partial V_{ce}} \cdot \left[V_{ce(k+1)} - V_{ce(k)}\right] \\ &\quad + \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ce}}}{\partial V_{be}} \cdot \left[V_{be(k+1)} - V_{be(k)}\right] + \frac{\partial \mathbf{I}_{\mathbf{ce}}}{\partial V_{bc}} \cdot \left[V_{bc(k+1)} - V_{bc(k)}\right] \end{aligned} \qquad (3.39)$$

เนื่องจาก $V_{be} = V_{bc} - V_{ce}$ เราสามารถเขียนสมการ (3.59) ใหม่ได้ดังนี้

$$\mathbf{I}_{\mathbf{ce}(k+1)} = G_{ce} \cdot V_{ce(k+1)} + G_{mbe} \cdot V_{be(k+1)} + J_{ce} \qquad (3.40)$$

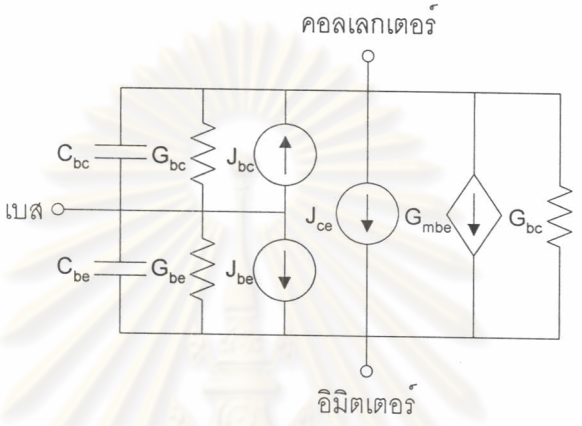
โดยที่

$$G_{ce} = \frac{BF \cdot I_{be(k)}}{VA} - \frac{BR \cdot I_{bc(k)}}{VA} + \left(1 + \frac{V_{ce(k)}}{VA}\right) \cdot BR \cdot G_{bc} \qquad (3.41)$$

$$G_{mbe} = \left(BF \cdot G_{be} - BR \cdot G_{bc}\right) \cdot \left(1 + \frac{V_{ce(k)}}{VA}\right) \qquad (3.42)$$

$$J_{ce} = (BF \cdot J_{be} - BR \cdot J_{bc}) \cdot \left(1 + \frac{V_{ce(k)}}{VA}\right) - \left(\frac{BF \cdot I_{be(k)} - BR \cdot I_{bc(k)}}{VA}\right) \cdot V_{ce} \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.31) และสมการที่ (3.39) ทำให้ได้วงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณสำหรับทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อดังรูปที่ 3.13

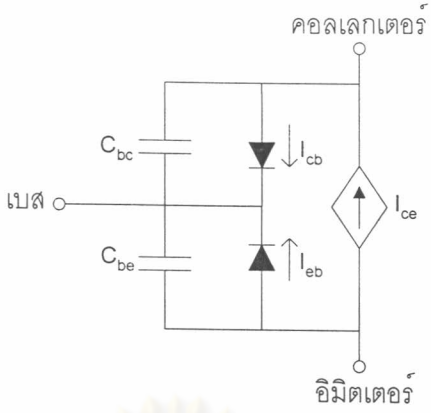


รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ NPN

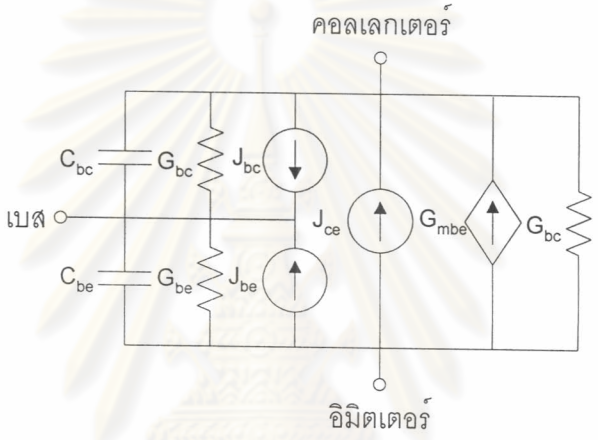
3.2.3 ทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ PNP

จากรูปที่ 3.10 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ PNP เมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบเอ็นจะเห็นว่าสารกึ่งตัวนำที่ใช้จะสลับกัน กล่าวคือสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นจะเปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำแบบพี และสารกึ่งตัวนำแบบพีจะเปลี่ยนเป็นสารกึ่งตัวนำแบบเอ็น ทำให้ทิศทางของพาหะสลับกันด้วย ดังนั้นทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ PNP จะมีวงจรสมมูลของการทำงานดังรูปที่ 3.14

ในการคำนวณการทำงานของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ PNP จะใช้สมการเดียวกันกับทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ NPN แต่ทิศของกระแสจะเปลี่ยนไปดังรูปที่ 3.14 ทำให้ได้วงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ PNP ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ PNP



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณของทรานซิสเตอร์ชนิดสองหัวต่อแบบ PNP

3.3 สรุปท้ายบท

ในบทนี้เราได้กล่าวถึงสมการที่ใช้อธิบายการทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้งแบบชนิดมอสและชนิดสองหัวต่อ และได้เสนอถึงแนวทางในการพัฒนาการทำงานของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเราสามารถที่จะนำเอาอุปกรณ์ไฟฟ้าพื้นฐานมาประกอบกันเพื่อให้ตรงกับวงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณ และใช้แทนการทำงานของทรานซิสเตอร์ได้ ดังนั้นหากเราสามารถพัฒนาโปรแกรมให้แยกการทำงานของแต่ละอุปกรณ์ไฟฟ้าได้ก็จะทำให้การพัฒนาการทำงานของทรานซิสเตอร์นั้นสะดวกขึ้น ซึ่งในบทต่อไปจะนำเสนอถึงการพัฒนาโปรแกรมเชิงวัตถุเพื่อนำเอามาใช้พัฒนาการทำงานตามแนวคิดนี้