

ĐHBK Tp HCM-Khoa Đ-ĐT
BMĐT
GVPT: Hồ Trung Mỹ
Môn học: Dụng cụ bán dẫn

Chương 5

BJT

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

BJT

- Giới thiệu
- Bức tranh ý niệm
- Đặc tính tĩnh của BJT
- Các tham số hiệu năng của dụng cụ
- Các hiệu ứng thứ cấp
- Các đặc tuyến của BJT
- **Đáp ứng tần số và hoạt động chuyển mạch của BJT**
- **Các mô hình của BJT**
- **Các loại BJT khác**
- Các ứng dụng của BJT: Gương dòng điện, ...
- Thyristor

5.6 Đáp ứng tần số và hoạt động chuyển mạch của BJT

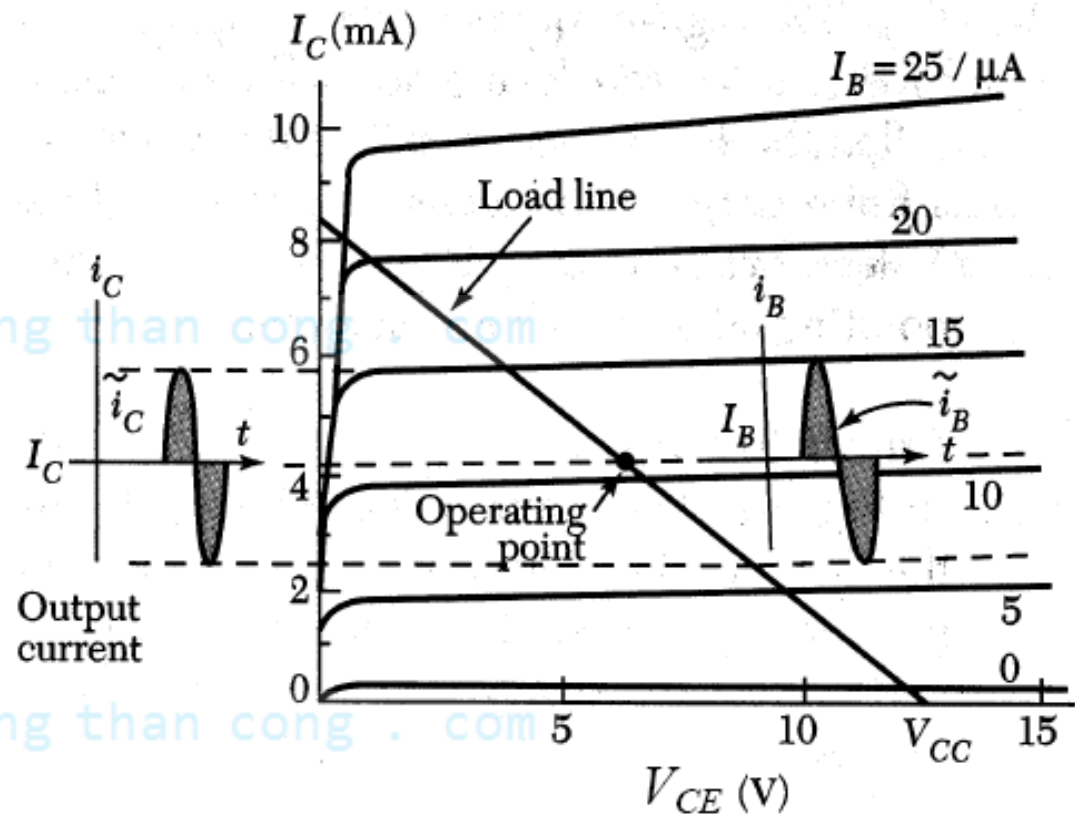
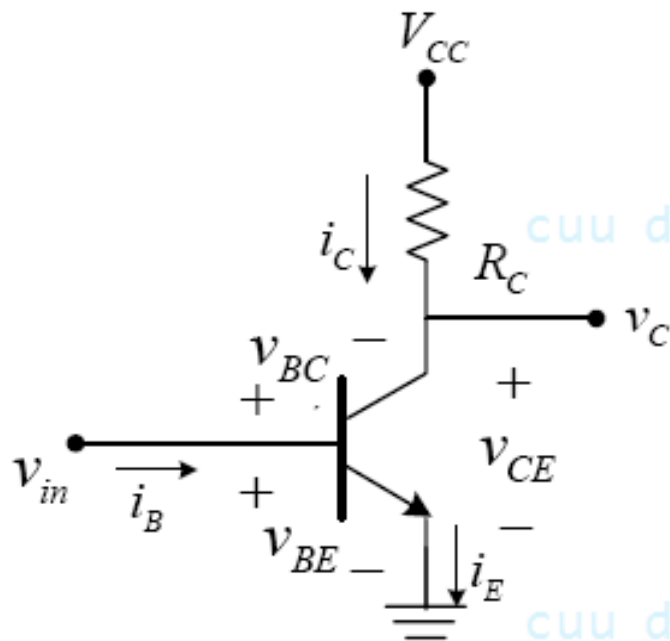
5.6.1 Đáp ứng tần số

- Mạch tương đương tần số cao
- Tần số cắt (cutoff frequency)

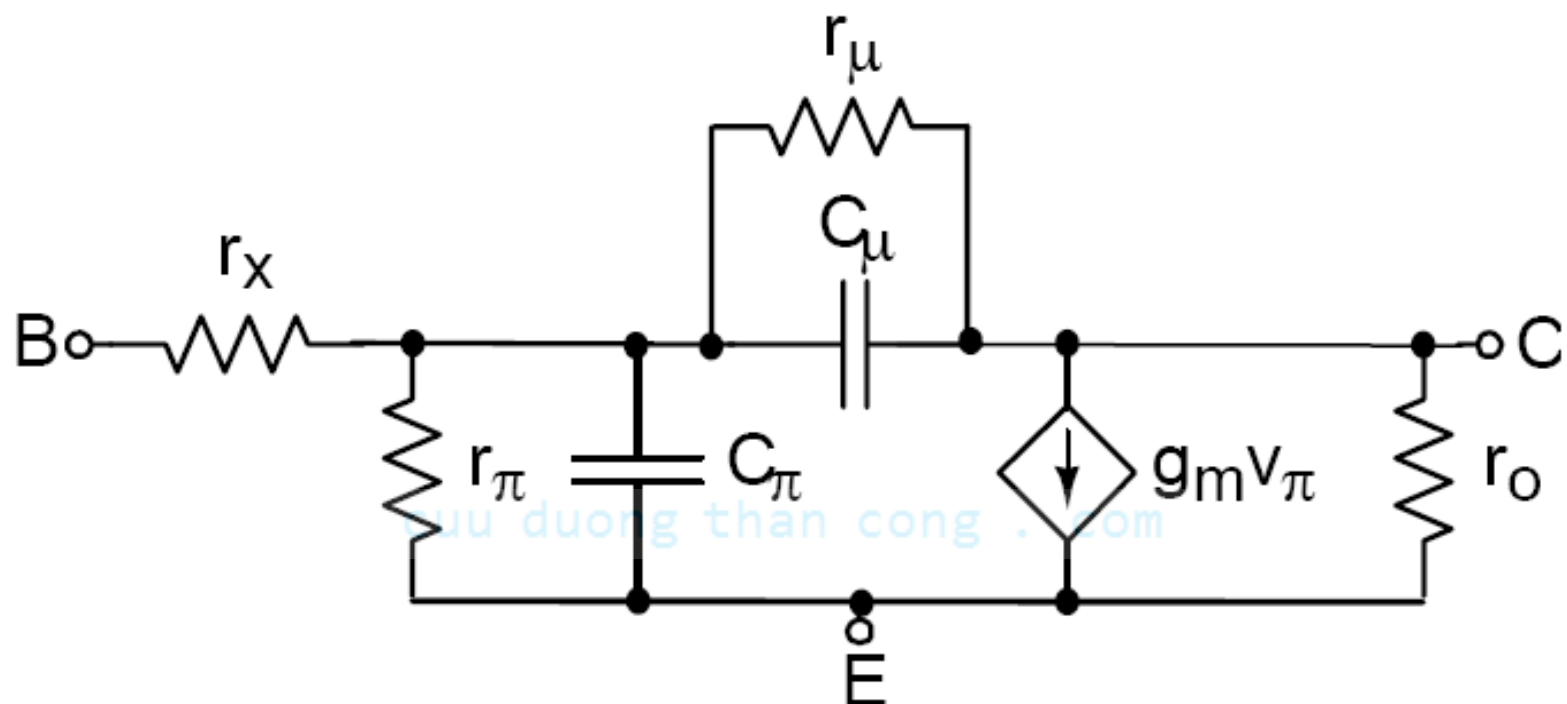
cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

Mạch KĐ CE – Hoạt động tín hiệu nhỏ



Mạch tương đương tần số cao



r_μ , $C_\mu (=C_{bc})$: tương đương tín hiệu nhỏ của J_C phân cực ngược

r_π , $C_\pi (=C_{be})$: tương đương tín hiệu nhỏ của J_E phân cực thuận

r_o : điện trở của BJT CE

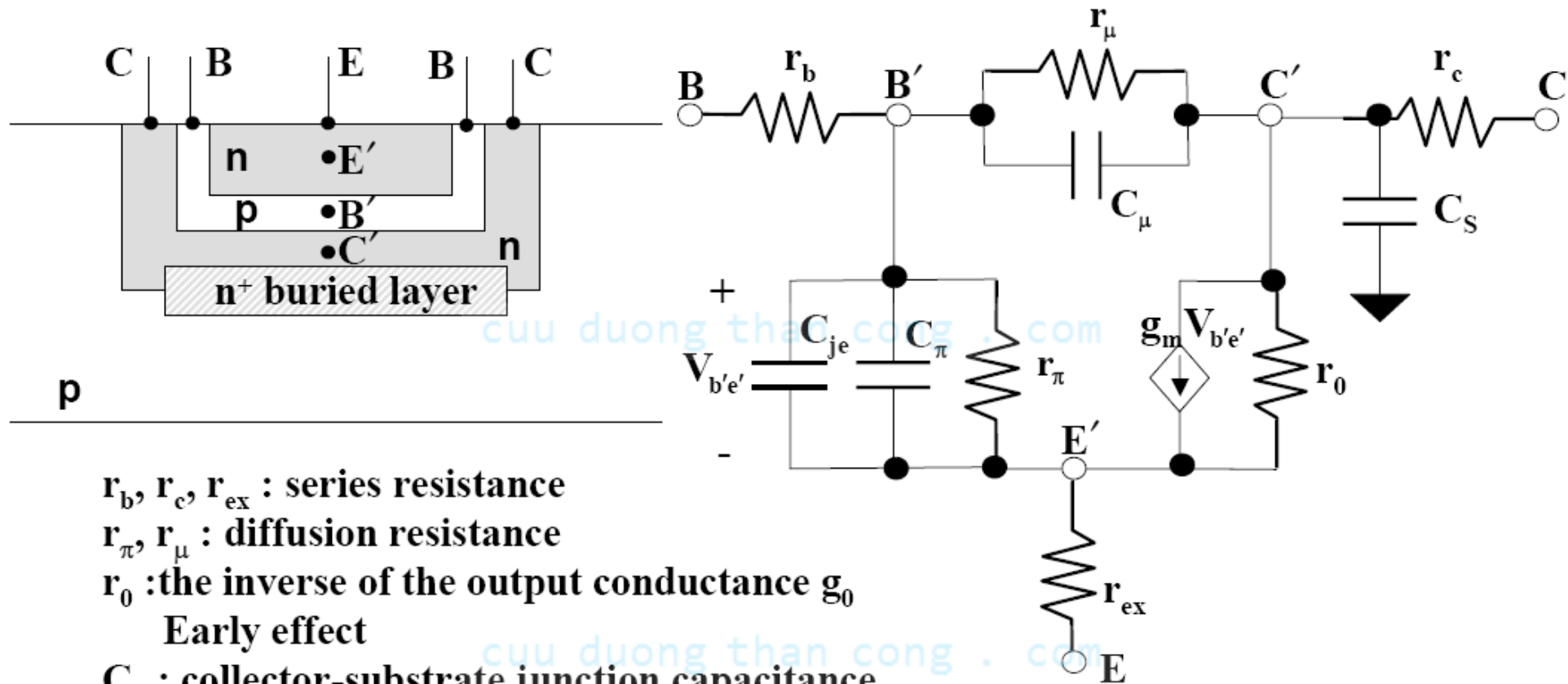
r_x : điện trở tại miền nền trung hòa (bỏ qua trong tần số trung bình)

Các giá trị thực tế của các tham số: r_μ rất lớn (có thể xem như hở mạch),

$C_\mu = 1-5\text{pF}$, $C_\pi = 5-50\text{pF}$

Hybrid-pi model

a useful small signal equivalent circuit



r_b, r_c, r_{ex} : series resistance

r_π, r_μ : diffusion resistance

r_o : the inverse of the output conductance g_o

Early effect

C_s : collector-substrate junction capacitance

C_μ, C_{je} : junction capacitance

C_π : diffusion capacitance. Stored minority charge in E & B

Các giới hạn tần số hoạt động

(1) Các yếu tố làm trễ

Thời hằng tổng cộng từ E đến C hay thời gian trễ

$$\tau_{ec} = \tau_e + \tau_b + \tau_d + \tau_c$$

với

τ_e : thời gian nạp điện dung tiếp xúc j_E

τ_b : thời gian đi qua miền nền

τ_d : thời gian đi qua miền nghèo ở miền thu (collector)

τ_c : thời gian nạp điện dung ở collector

(a)] Thời gian nạp điện dung tiếp xúc j_E

$$\tau_e = r'_e (C_{je} + C_p)$$

với

$$r'_e = \frac{kT}{e I_E} : \text{Điện trở khuếch tán tại tiếp xúc } J_E$$

C_{je} : Điện dung khuếch tán

C_p : Điện dung ký sinh giữa B và E

(b) Thời gian đi qua miền nền

Với transistor NPN, mật độ dòng điện tử ở miền nền:

$$J_n = -en_B(x)v(x)$$

$$v(x) = dx/dt \quad \text{hay} \quad dt = dx/v(x)$$

$$\begin{aligned} \tau_b &= \int_0^{x_B} dt = \int_0^{x_B} dx/v(x) = \int_0^{x_B} en_B(x)dx/(-J_n) = \left| \frac{Q_B}{J_n} \right| \\ &= \frac{x_B^2}{2D_n} \end{aligned} \quad \leftarrow \begin{cases} n_B(x) \cong n_{B0} [\exp(V_{BE}/V_t)] (1 - x/x_B) \\ J_n = eD_n \frac{dn_B(x)}{dx} \end{cases}$$

(c) Thời gian đi qua miền nghèo ở miền thu (collector)

Điện tử đi qua miền điện tích không gian B-C với tốc độ bão hòa của chúng trong transistor NPN

$$\tau_d = x_{dc} / 2v_s$$

Với x_{dc} là bề rộng miền điện tích không gian B-C và v_s là vận tốc bão hòa.

(d) Thời gian nạp điện dung ở collector

$$\tau_c = r_c (C_\mu + C_s)$$

với

r_c : Điện trở nối tiếp ở miền thu

C_μ : Điện dung ở tiếp xúc J_C

C_s : Điện dung từ miền thu đến đế (substrate) của transistor

(2) Tần số cắt (cutoff frequency) của transistor

Độ lợi dòng CB

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}$$

α_0 : Độ lợi dòng CB tần thấp

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi\tau_{ec}} : \text{Tần số cắt alpha}$$

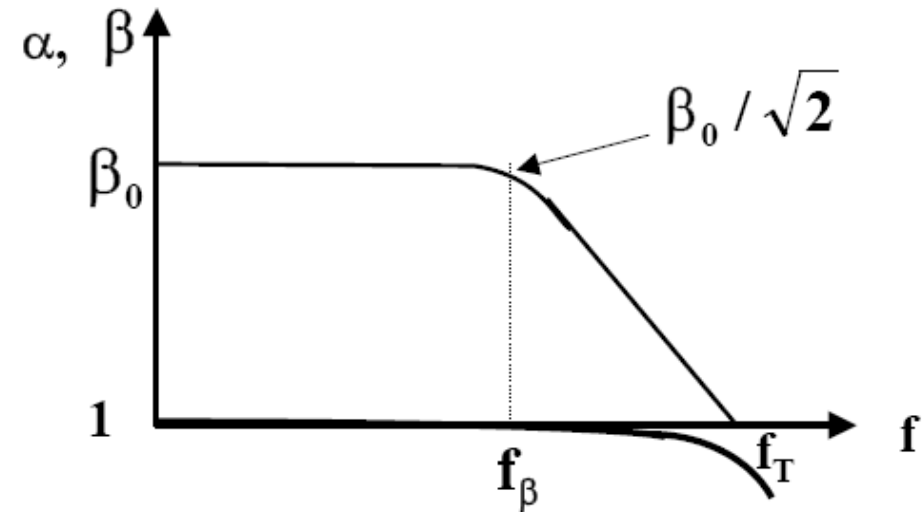
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{\frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}}{1 - \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}}$$

$$= \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0 + j(f / f_\alpha)}$$

$$\beta = \frac{\alpha_0}{(1 - \alpha_0) \left[1 + j \frac{f}{(1 - \alpha_0) f_\alpha} \right]}$$

$$[\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} \cong \frac{1}{1 - \alpha_0}]$$

$$\cong \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\beta_0 f}{f_\alpha}}$$



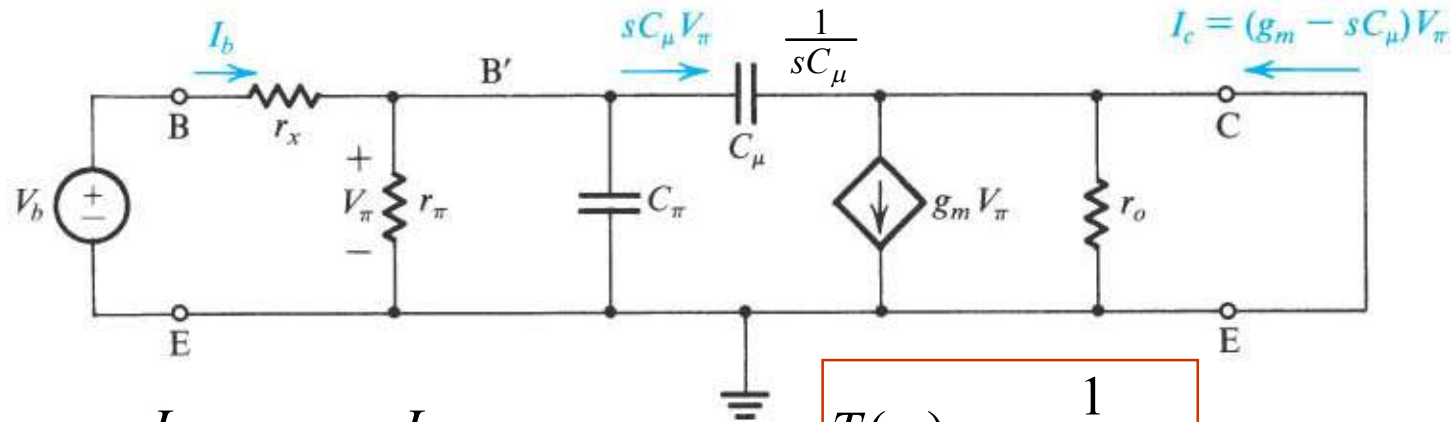
⇒ $f_\beta \cong \frac{f_T}{\beta_0}$: Tần số cắt beta

Tần số cắt f_T (tần số đơn vị) được định nghĩa là tần số mà ở đó biên độ của độ lợi dòng CE là 1 ($\beta_{ac}=1$).

$$f_T = f_\alpha$$

Chú ý: Hiện nay BJT có $f_T \sim 25\text{GHz}$
HBT có $f_T \sim 350\text{GHz}$ (năm 2002)

Tính f_T từ mô hình tương đương tần số cao



$$h_{fe} \equiv \frac{I_c}{I_b} \Leftrightarrow \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$$T(\omega) = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)}$$

$$I_c = g_m V_\pi - \frac{V_\pi}{1/sC_\mu} = (g_m - sC_\mu)V_\pi$$

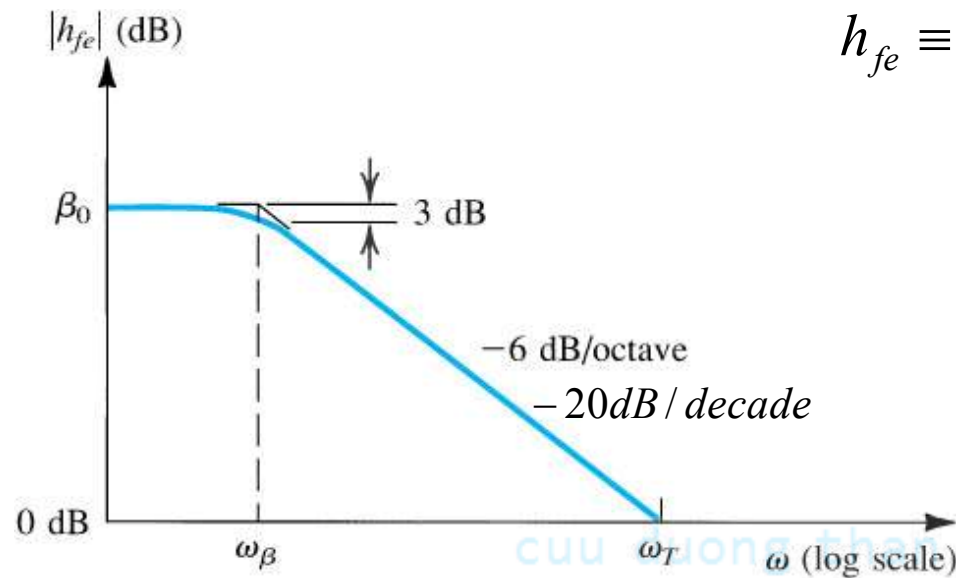
Tần số -3dB

$$\omega_\beta = \frac{1}{(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$

$$I_b = \frac{V_\pi}{(r_\pi \parallel C_\pi \parallel C_\mu)}$$

$$h_{fe} \equiv \frac{I_c}{I_b} = \frac{g_m - sC_\mu}{1/r_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} \quad \beta \text{ tần số thấp}$$

$$\Rightarrow h_{fe} \approx \frac{g_m r_\pi}{1 + s(C_\pi + C_\mu)r_\pi} = \frac{\beta_0}{1 + s(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$



$$h_{fe} \equiv \frac{I_c}{I_b} = \frac{\beta_0}{1 + s(C_\pi + C_\mu)r_\pi} \Leftrightarrow \frac{1}{1 + s/\omega_\beta}$$

$$20 \log \beta - 20 \log \sqrt{1 + (\omega_T / \omega_\beta)^2} = 0$$

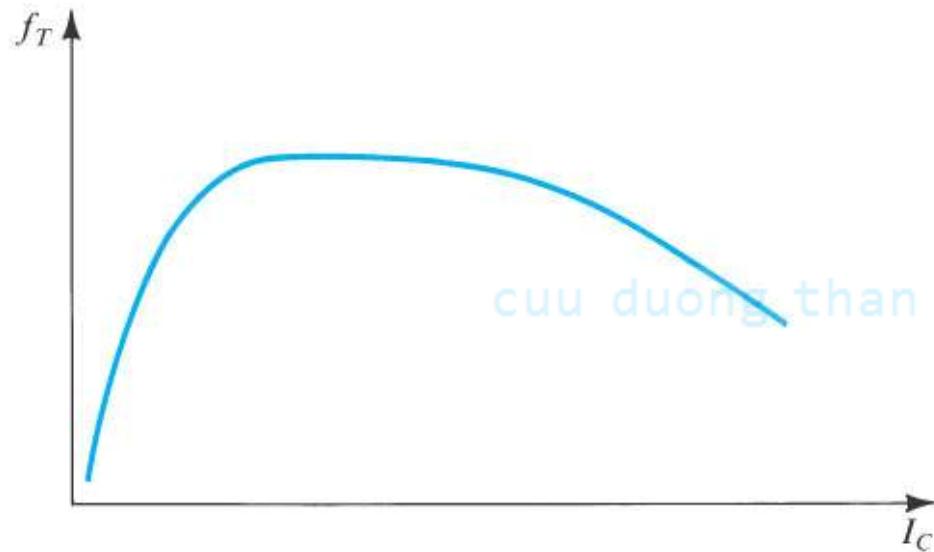
$$\beta = \sqrt{1 + (\omega_T / \omega_\beta)^2}$$

$$\omega_T \approx \omega_\beta \beta \because \beta \gg 1$$

Bảng thông độ lợi đơn vị

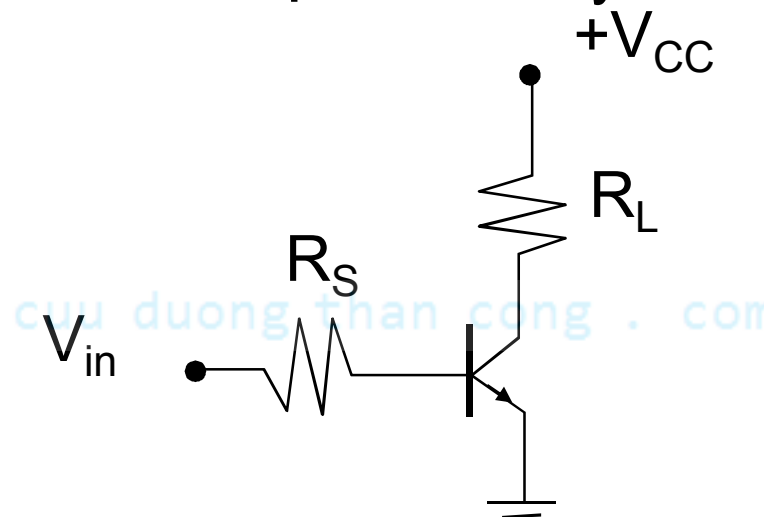
$$\omega_T \approx \omega_\beta \beta = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$$

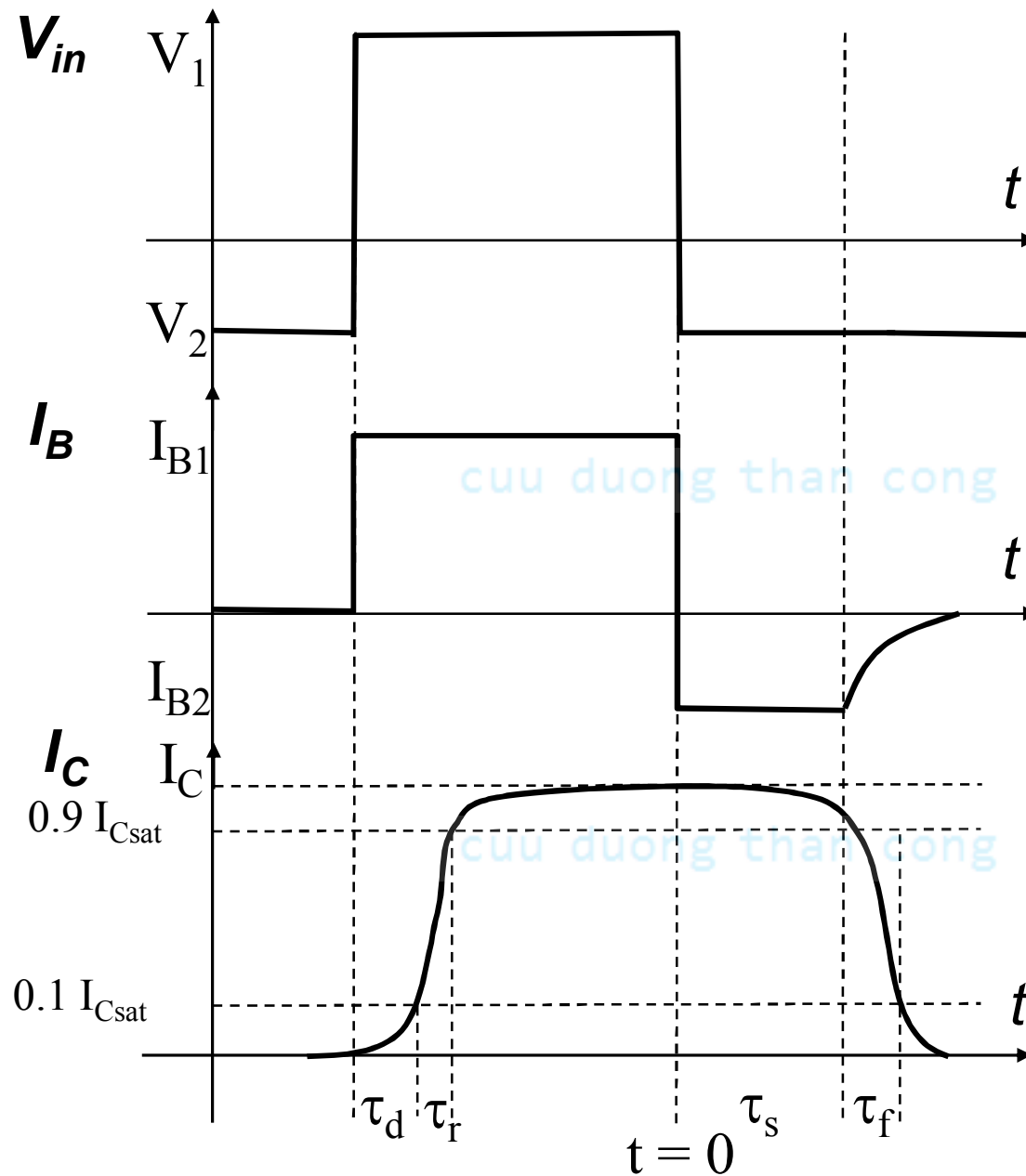
$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)}$$



5.6.2 Hoạt động chuyển mạch của BJT

- ⊙ BJT có thể hoạt động như một khóa (công tắc) giữa trạng thái dòng thấp-áp cao (OFF) và trạng thái dòng cao-áp thấp (ON).
- ⊙ Trạng thái tắt (OFF) tương ứng với chế độ tắt của BJT, trái lại trạng thái dẫn (ON) tương ứng với chế độ bão hòa.
- ⊙ Mạch tiêu biểu để đo đặc tính chuyển mạch như sau:





t_d = thời gian trễ
 t_r = thời gian lên
 t_s = thời gian xả
 điện tích chứa
 t_f = thời gian xuống

$$t_{on} = t_d + t_r$$

$$t_{off} = t_s + t_f$$

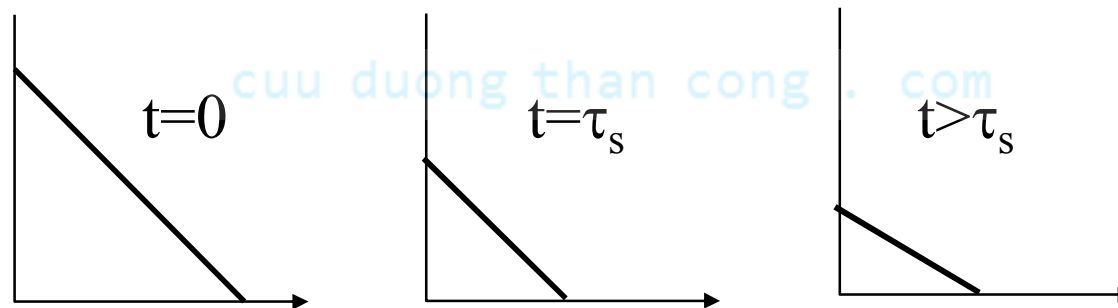
- ⊙ Khi đưa vào điện áp V_1 , dòng nền I_{B1} được cho bởi:

$$I_{B1} = (V_1 - V_{BEsat}) / R_S$$

- ⊙ Khi xung vào bị chuyển sang tắt và điện áp vào giảm xuống giá trị âm V_2 , dòng nền có trị số mới:

$$I_{B2} = (V_2 - V_{BEsat}) / R_S$$

- ⊙ Dòng nền giữ nguyên giá trị này gần như trong toàn bộ thời gian xả điện tích chứa, nghĩa là, khi phân bố hạt dẫn thiểu số trong miền nền vẫn còn tương ứng với chế độ bão hòa. Sau thời gian xả điện tích chứa, phân bố hạt dẫn thiểu số chuyển sang chế độ tích cực bình thường của nó.



- ⊙ Sau $t = \tau_s$, điện áp emitter bắt đầu giảm và

$$I_B = (V_2 - V_{BE}) / R_S \Rightarrow I_B = 0 \quad \text{khi} \quad V_{BE} = V_2$$

- ⊙ Thời gian xả điện tích chứa là một trong những thời gian quan trọng nhất làm giới hạn tốc độ chuyển mạch của BJT. Để ước lượng thời gian này, ta thấy rằng BJT bị lái vào bão hòa khi

$$I_C = (V_{CC} - V_{CEsat}) / R_L \approx V_{CC} / R_L$$

- ⊙ Từ đó, BJT bị lái vào bão hòa khi

$$I_B \geq I_{ba} \approx \frac{V_{CC}}{R_L h_{fe}}$$

- ⊙ Một khi bão hòa, dòng collector là $I_C = V_{CC} / R_L$. Trong lúc xảy ra xả điện tích chứa, dòng collector giữ gần như không đổi cho đến khi BJT vào miền tích cực. Thời gian xả điện tích chứa (storage time) là thời gian cần cho điện tích trong miền nền Q_{bs} giảm xuống giá trị của điện tích Q_{ba} tương ứng với chế độ tích cực.

- ⊙ Khi BJT ở chế độ tích cực , I_C giảm theo thời gian. Hiệu số của dòng nền ở chế độ bão hòa và tích cực là:

$$\Delta I_{bs} = I_{bs} - I_{ba} = I_{bs} - V_{CC} / (h_{fe} R_L)$$

- ⊙ Từ phương trình điều khiển điện tích

$$I_{bs} = \Delta Q_{bs} / \tau_{sr} + d\Delta Q_{bs} / dt$$

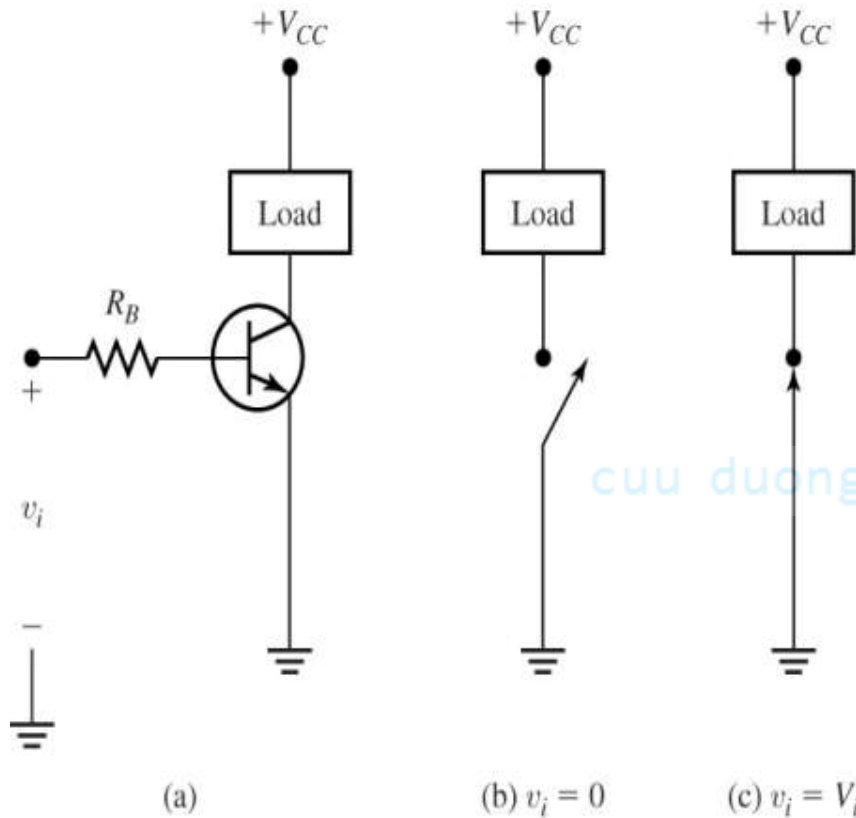
người ta có thể ước lượng thời gian xả điện tích chứa là:

$$\tau_s = \tau_{sr} \ln \left[\frac{I_{b1} - I_{b2}}{I_{ba} - I_{b2}} \right]$$

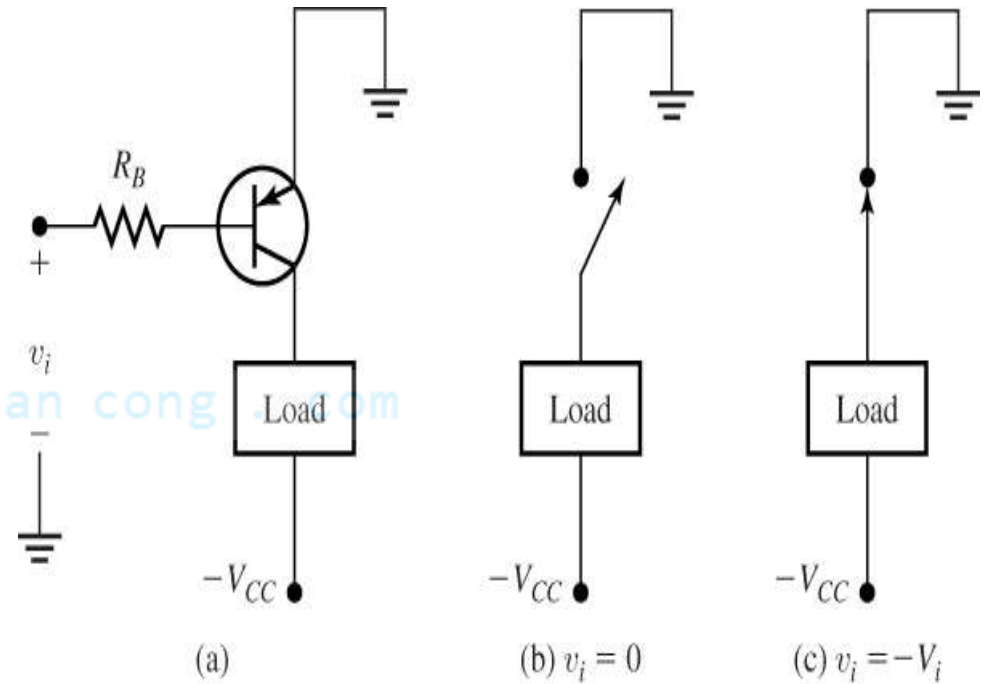
- ⊙ Khi $t > \tau_s$, phương trình điều khiển điện tích trở thành:

$$I_b = \frac{Q_b}{\tau_{nl}} + \frac{dQ_b}{dt} \rightarrow Q_b = Aq n_{po} W e^{V_{BE}/V_T} / 2$$

Khóa điện tử dùng BJT

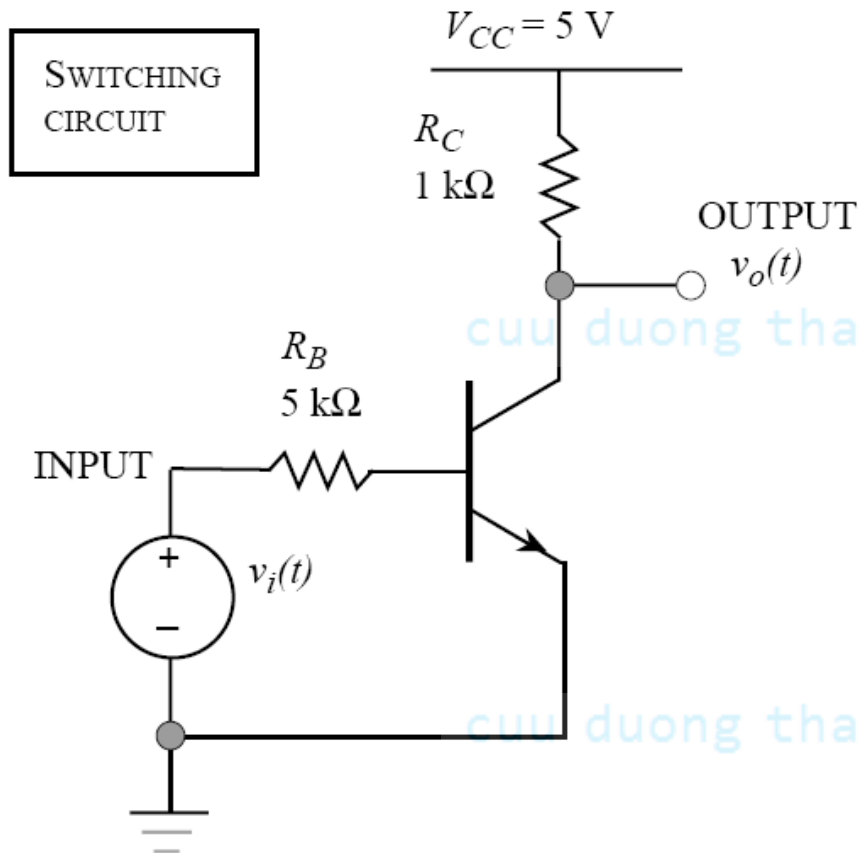


a) Với BJT NPN



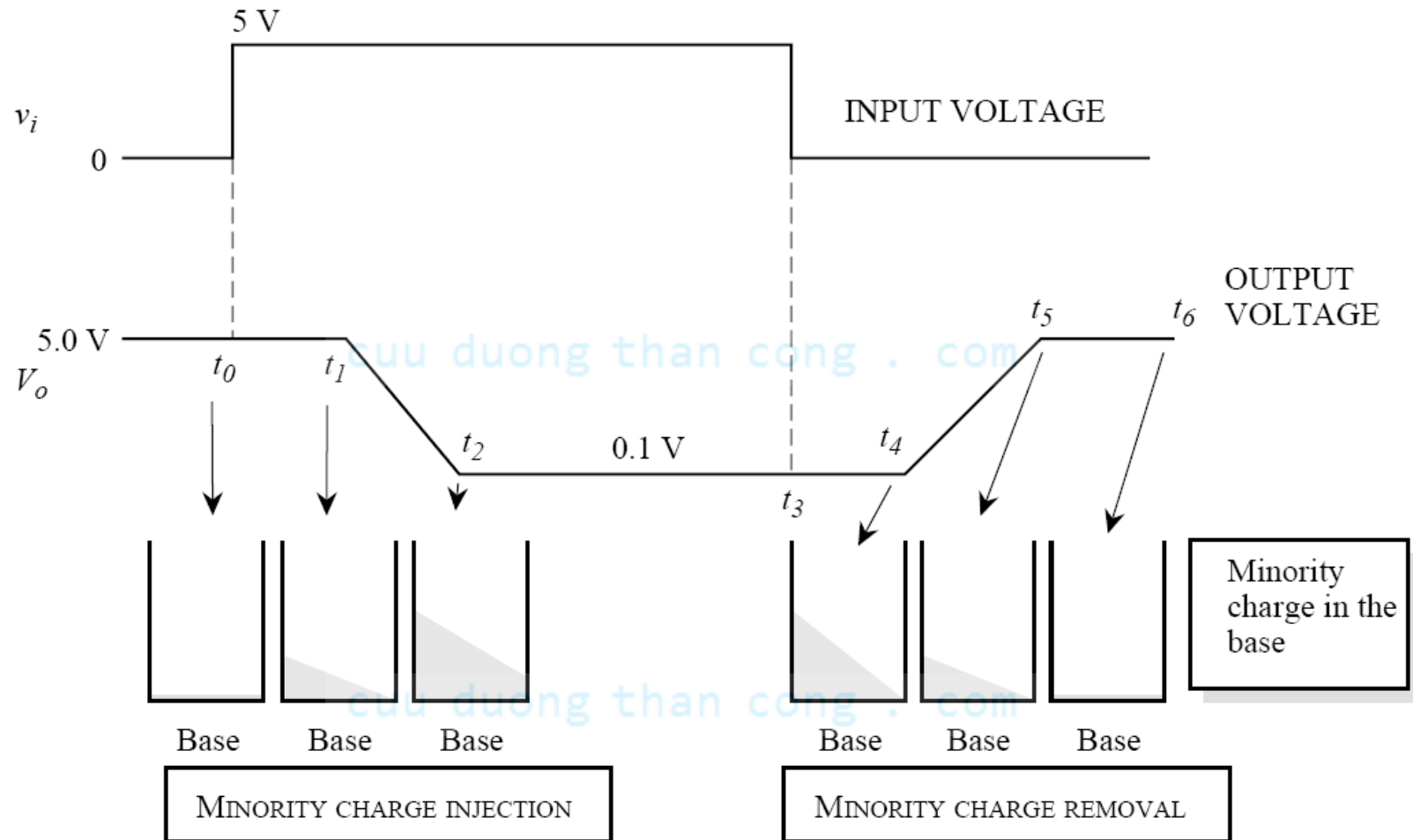
a) Với BJT PNP

SWITCHING DELAYS IN A BJT (1/2)



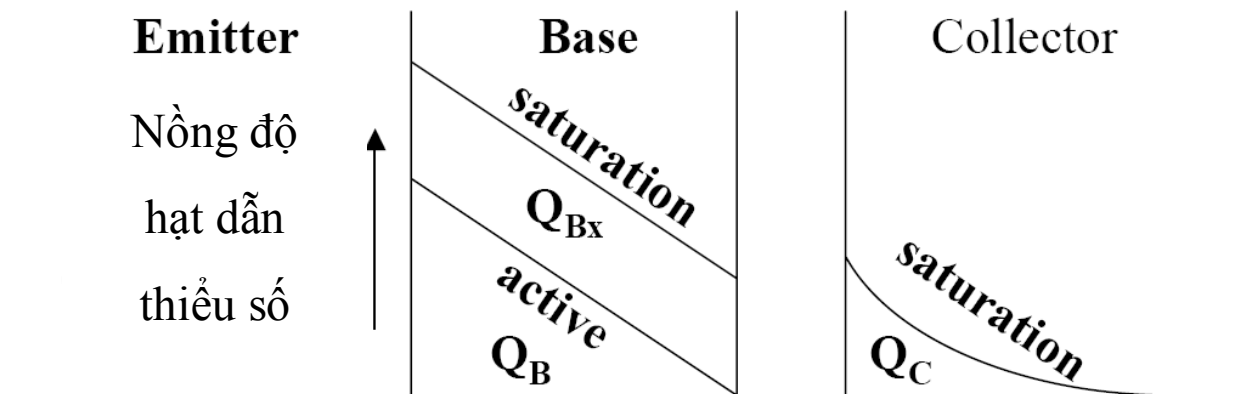
EXAMPLE PARAMETERS			
$V_{BE(\text{on})}$	$= 0.7\text{ V}$	τ_F	$= 0.1\text{ ns}$
$V_{BE(\text{sat})}$	$= 0.8\text{ V}$	τ_{BF}	$= 10\text{ ns}$
$V_{CE(\text{sat})}$	$= 0.1\text{ V}$	τ_S	$= 12\text{ ns}$
C_{je0}	$= 0.5\text{ pF}$	C_{jco}	$= 0.2\text{ pF}$
ϕ_e	$= 0.9\text{ V}$	ϕ_c	$= 0.7\text{ V}$
m_e	$= 0.50$	m_c	$= 0.5$

SWITCHING DELAYS IN A BJT (2/2)



IMPORTANT ISSUE: Avoid going into deep saturation.

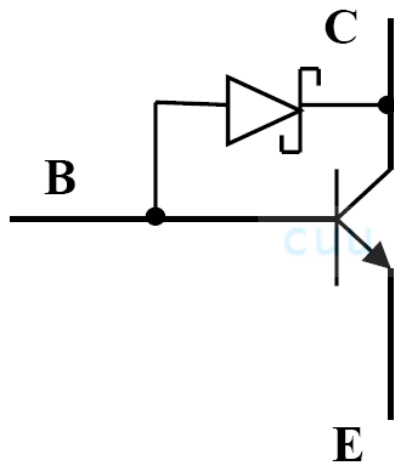
Chuyển mạch tín hiệu lớn



Q_B : Điện tích chứa tại B khi BJT ở tích cực thuận

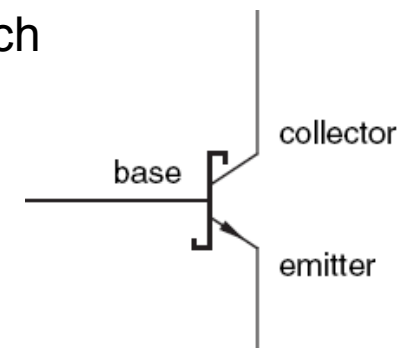
Q_{Bx} & Q_C : Điện tích chứa tại B và C khi BJT ở bão hòa

BJT được kẹp diode Schottky



- Giảm thời gian tích trữ điện tích
- Tăng tốc độ chuyển mạch

Ký hiệu

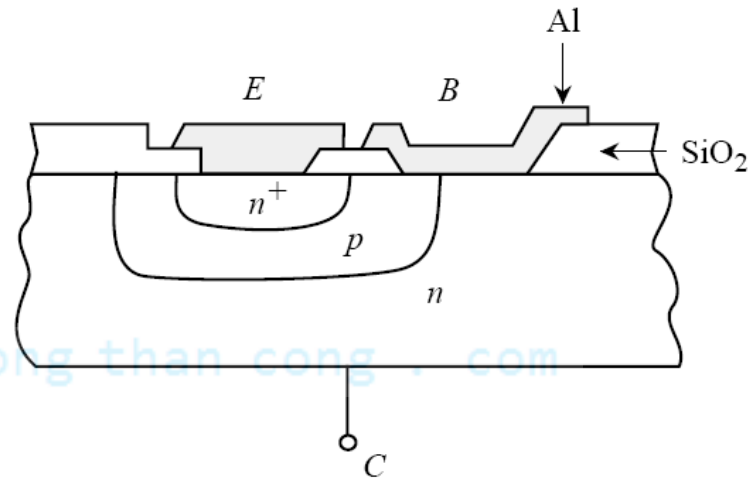
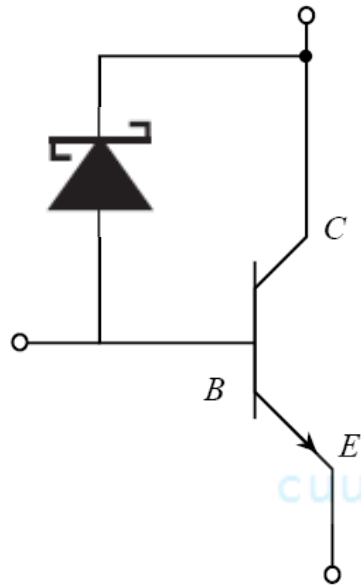


Transistor Schottky

- Diode Schottky là dụng cụ hạt dẫn đa số, có nghĩa là đáp ứng quá độ của nó nhanh hơn nhiều các dụng cụ lưỡng cực.
- Người ta dùng các tính chất của diode để tăng tốc đáp ứng của BJT.
- Kim loại tạo thành tiếp xúc Ohm với nền (base), nhưng tạo thành rào thế Schottky trên miền thu (collector).
 - Khi BJT đang ở chế độ tắt (hay tích cực thuận), J_C và diode Schottky bị phân cực ngược. Như vậy diode Schottky không ảnh hưởng đến dụng cụ.
 - Khi BJT đi vào bão hòa, diode Schottky được phân cực thuận và sụt áp trên JC bị kẹp bởi sụt áp thuận phân cực của diode (V_{ON} của Schottky $\sim 0.3V$).
- Điện áp ON của diode Schottky nhỏ hơn nhiều của J_C . Diode cho phép dòng nền dôi ra đi qua nó.
- Do đó BJT không vào chế độ bão hòa và sự rút điện tích dôi ra nhanh hơn
→ chuyển mạch nhanh hơn.
- Transistor Schottky là linh kiện quan trọng của logic lưỡng cực không bão hòa và nó được dùng trong các ứng dụng cần tốc độ chuyển mạch nhanh.

Schottky transistor

- MOTIVATION: Do not let the transistor go into deep saturation during switching.

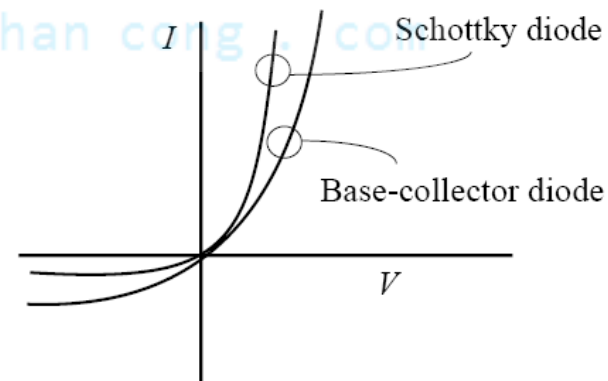


- Collector-Base reverse biased
Schottky diode is reverse biased

Al makes an ohmic contact to the p -type base and a Schottky contact to the n -type collector

- Collector-Base forward biased
Schottky diode turns ON
and collector is bypassed

Schottky diode is turned ON at a voltage smaller than what it takes the CBJ to be in the saturated mode



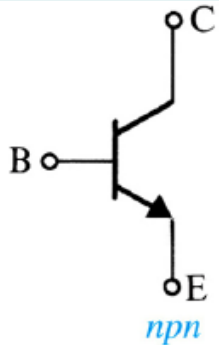
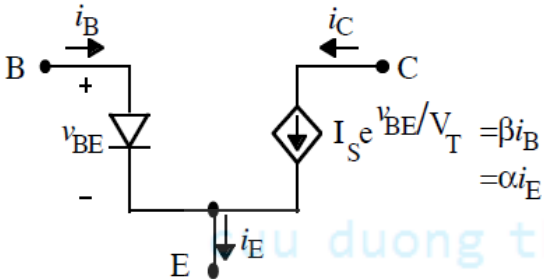
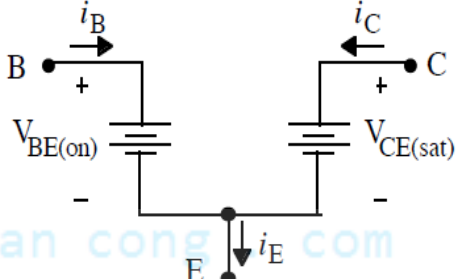
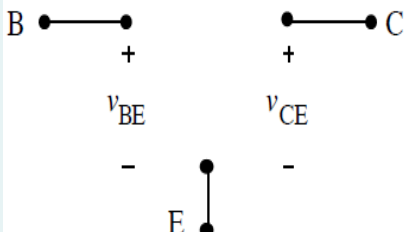
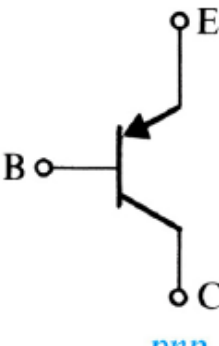
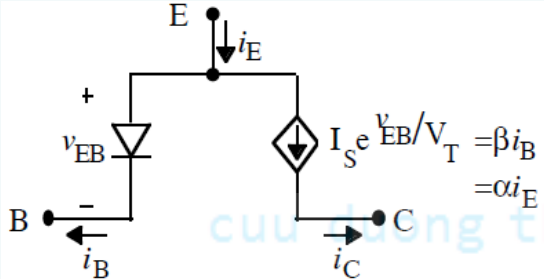
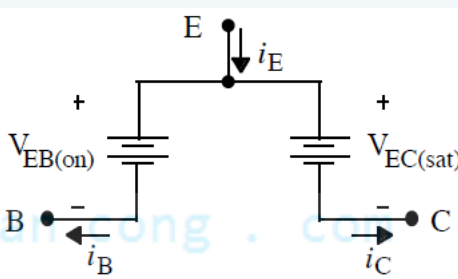
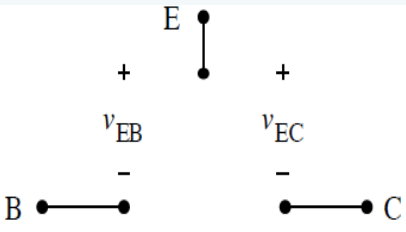
5.7 Các mô hình của BJT

1. *Mô hình tín hiệu lớn*

- 1) Mô hình **Ebers-Moll** (mô tả cho bất cứ chế độ làm việc nào và là cơ sở cho mô hình BJT trong SPICE)
- 2) Mô hình **Gummel-Poon** (có kể đến sự tái hợp khi xét các dòng điện)
- 3) **Xét từng chế độ làm việc khác nhau**

2. *Mô hình tín hiệu nhỏ* (dùng cho chế độ khuếch đại, tín hiệu nhỏ)

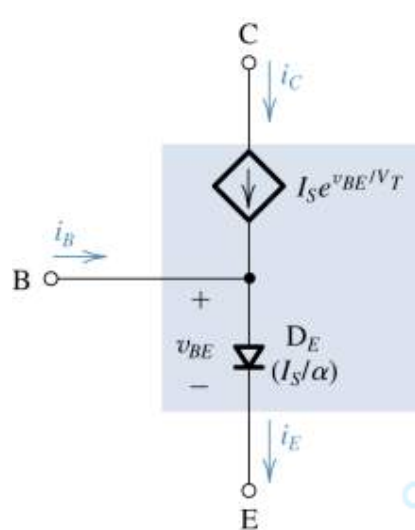
Mô hình tín hiệu lớn (tần số thấp)

Chế độ BJT	Tích cực thuận	Bão hòa $\beta I_B > I_C$	Tắt $I_E = I_B = I_C = 0$
 nnp	 $I_B > 0$ và $V_{CE} > V_{CE(sat)}$	 Si: $V_{BE(on)} = 0.7V$ và $V_{CE(sat)} = 0.2V$	
 pnp	 $I_B > 0$ và $V_{EC} > V_{EC(sat)}$	 Si: $V_{BE(on)} = 0.7V$ và $V_{EC(sat)} = 0.2V$	

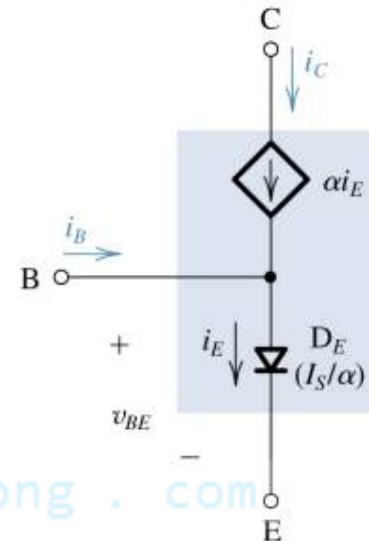
Chú ý:

- Với chế độ tích cực thuận, ta có thể dùng mô hình sụt áp hằng cho J_E khi tính toán
- Với chế độ bão hòa, người ta cũng dùng mô hình với $V_{BE} = V_{BE(sat)} = 0.8V$ (Si NPN)

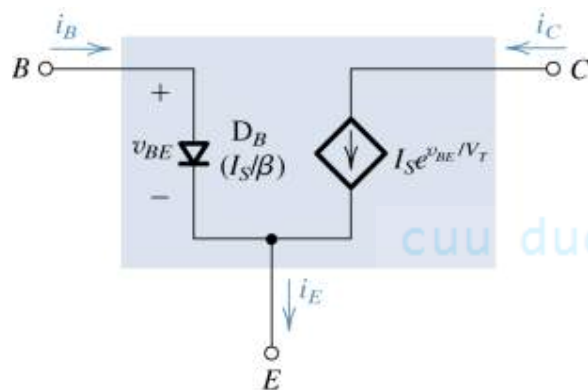
Mô hình tín hiệu lớn của BJT – NPN (chế độ KĐ)



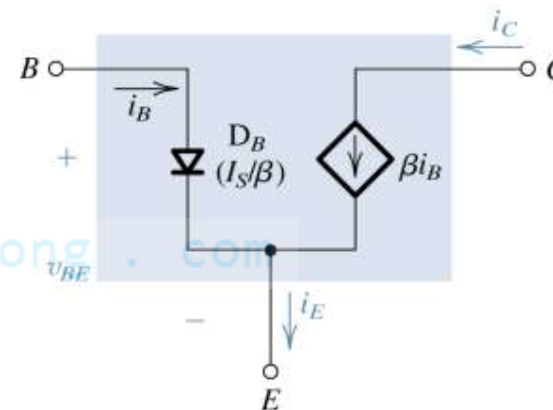
(a)



(b)



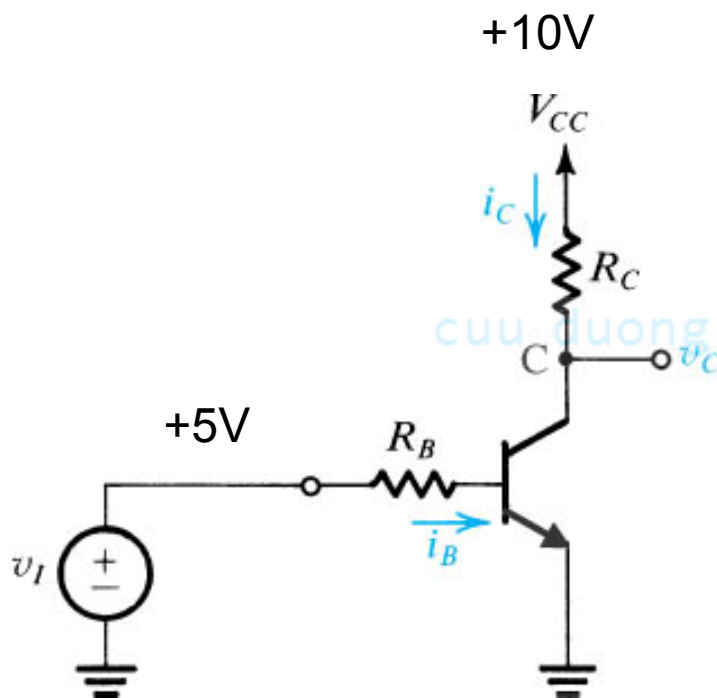
(c)



(d)

TD: BJT hoạt động như khóa điện tử

Cho trước $\beta=50 \rightarrow 150$ và $R_C = 1 \text{ K}\Omega$. Tìm R_B ?



$v_I = V_{IL} = 0\text{V} \rightarrow \text{BJT tắt (OFF)} \rightarrow v_C = V_{CC}$

$v_I = V_{IH} = 5\text{V} \rightarrow \text{BJT bão hòa (ON)} \rightarrow v_C = V_{CEsat}$

Khi bão hòa ta có $V_{CEsat} = 0.2\text{V (Si)}$ và

$$\beta_{\min} I_{Bsat} > I_{Csat}$$

với $\beta_{\min} = 50$

$$I_{Csat} = (V_{CC} - V_{CEsat})/R_C$$

$$I_{Bsat} = (V_{IH} - V_{BEsat})/R_B$$

Suy ra :

$$R_B < \beta_{\min} R_C (V_{IH} - V_{BEsat}) / (V_{CC} - V_{CEsat})$$

+Nếu $V_{IH} \gg V_{BEsat}$ và $V_{CC} \gg V_{CEsat}$ ta có:

$$R_B < \beta_{\min} R_C V_{IH} / V_{CC}$$

Hoạt động tín hiệu nhỏ và mô hình

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

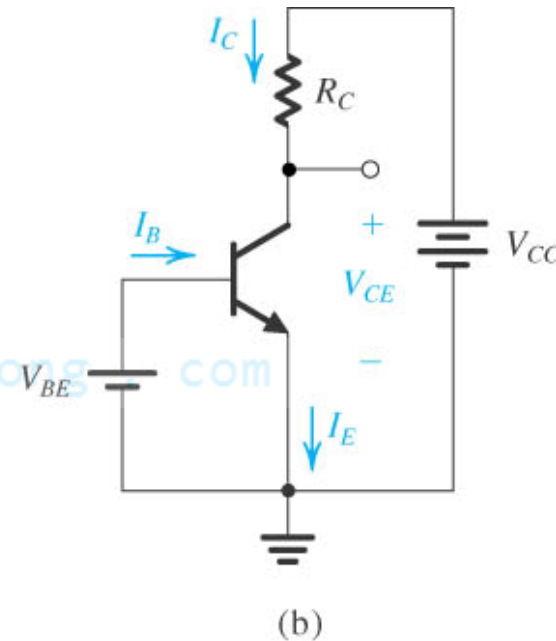
$$I_E = I_C / \alpha$$

$$I_B = I_C / \beta$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Với chế độ tích cực thuận, phân cực

$$V_C > V_B - 0.4$$



cuu duong than cong . com

Điện áp B-E tổng cộng tức thời

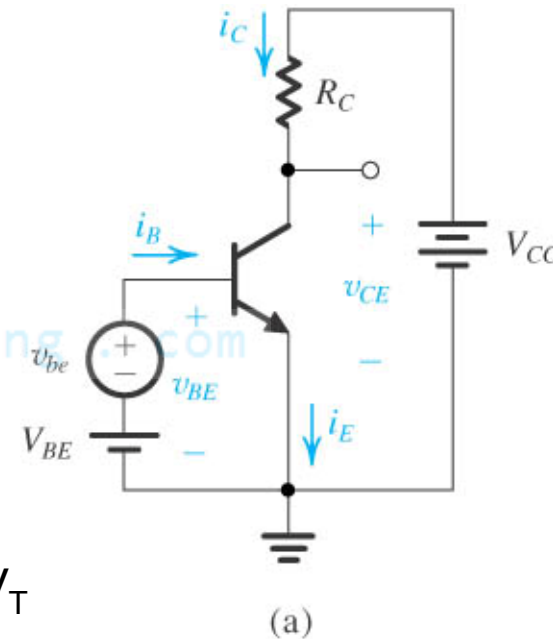
$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

được đưa vào chân B, và dòng cực thu là

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{v_{BE}/V_T} = I_S e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T} \\ &= I_S e^{(V_{BE}/V_T)} e^{(v_{be}/V_T)} \end{aligned}$$

Nghĩa là

$$i_C = I_C e^{v_{be}/V_T} \approx I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) \text{ nếu } v_{be} \ll V_T$$



Cụ thể, nếu $v_{be} \leq 10 \text{ mV} \rightarrow$ tín hiệu nhỏ

Dựa trên dòng toàn phần = DC + AC:

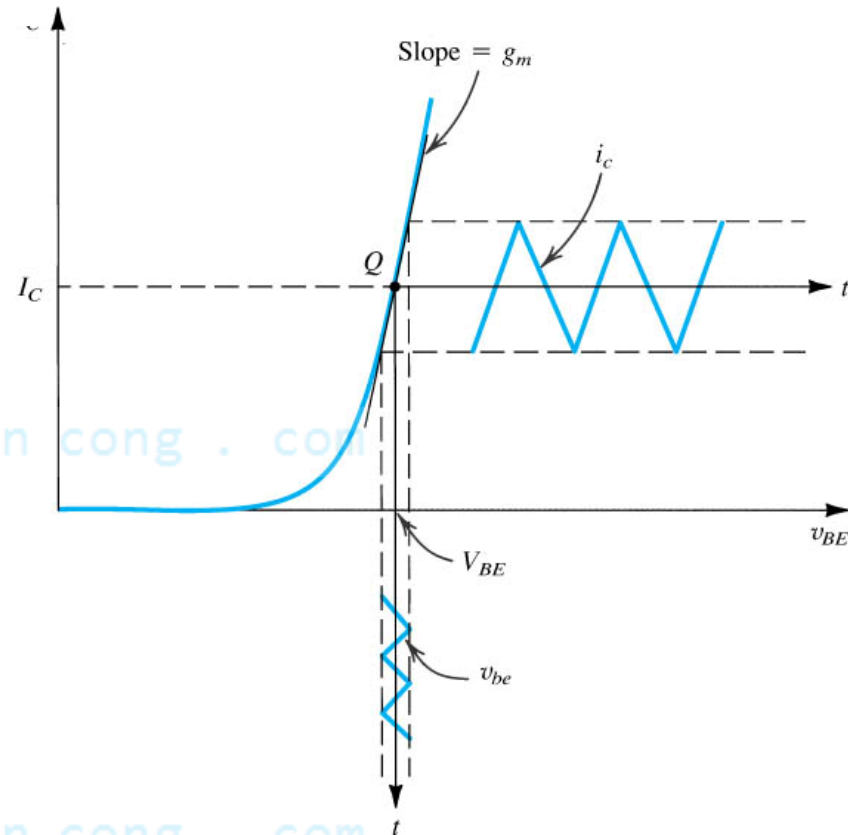
$$i_C = I_C + i_c = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

Dòng thu tín hiệu nhỏ là

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be} = g_m v_{be}$$

với hằng dẫn g_m là

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{i_C=I_C}$$



Hoạt động tuyến tính của BJT dưới điều kiện tín hiệu nhỏ: Tín hiệu nhỏ v_{be} với dạng sóng tam giác được xếp chồng lên điện áp DC V_{BE} . Nó làm xuất hiện dòng tín hiệu ở cực thu i_c , cũng có dạng sóng tam giác, được xếp chồng lên dòng DC I_C . Ở đây, $i_c = g_m v_{be}$, với g_m là độ dốc của đường cong i_C-v_{BE} tại điểm tĩnh Q.

➤ **Phát triển mô hình tín hiệu nhỏ:**

Phân tích trên đề xuất đối với tín hiệu nhỏ

$$V_{be} \ll V_T$$

BJT hoạt động như “nguồn dòng được điều khiển bằng áp” với hồ dẫn g_m .

Điện trở ra

Lý tưởng thì điện trở ra là “vô cực” (∞)

Do hiệu ứng Early, điện trở ra thì hữu hạn.

Điện trở ra r_o là

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C}$$

Dòng nền và điện trở vào ở miền nền

Dòng nền toàn phần là $i_B = \frac{i_C}{\beta}$, nghĩa là

$$i_B = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} = I_B + i_b$$

Do đó dòng nền tín hiệu nhỏ là

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} = \frac{g_m}{\beta} v_{be}$$

Điện trở vào tín hiệu nhỏ r_π là

$$r_\pi \equiv \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta}{(I_C/V_T)} = \frac{V_T}{I_B}$$

Mặt khác, ta có
$$r_\pi = \left(\frac{\partial i_B}{\partial v_{be}} \right)^{-1} = \frac{V_T}{I_B}.$$

Dòng phát và điện trở vào ở cực phát

Dòng phát toàn phần là

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha} + \frac{i_c}{\alpha} = I_E + i_e$$

Nghĩa là dòng phát tín hiệu nhỏ là

$$i_e = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha V_T} v_{be} = \frac{I_E}{V_T} v_{be}$$

Nếu ta định nghĩa điện trở tín hiệu nhỏ giữa cực nền và cực phát, nhìn vào cực phát, là r_e (hoặc r'_e). Khi đó r_e được tính như sau

$$r_e \equiv \frac{v_{be}}{i_e} \left(= \frac{v_{eb}}{-i_e} \right) = \frac{v_E}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

Vì $v_{be} = i_b r_\pi = i_e r_e$

Như vậy ta có
$$r_\pi = \frac{i_e}{i_b} r_e = (\beta + 1) r_e$$

• ***Độ lợi áp (tín hiệu nhỏ)***

Điện áp toàn phần tại cực thu là

$$\begin{aligned} v_C &= V_{CC} - i_C R_C \\ &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ &= (V_{CC} - I_C R_C) - i_c R_C = V_C - i_c R_C \end{aligned}$$

Điện áp tín hiệu nhỏ v_c là

$$v_c = -i_c R_C = -(g_m v_{be}) R_C = -(g_m R_C) v_{be}$$

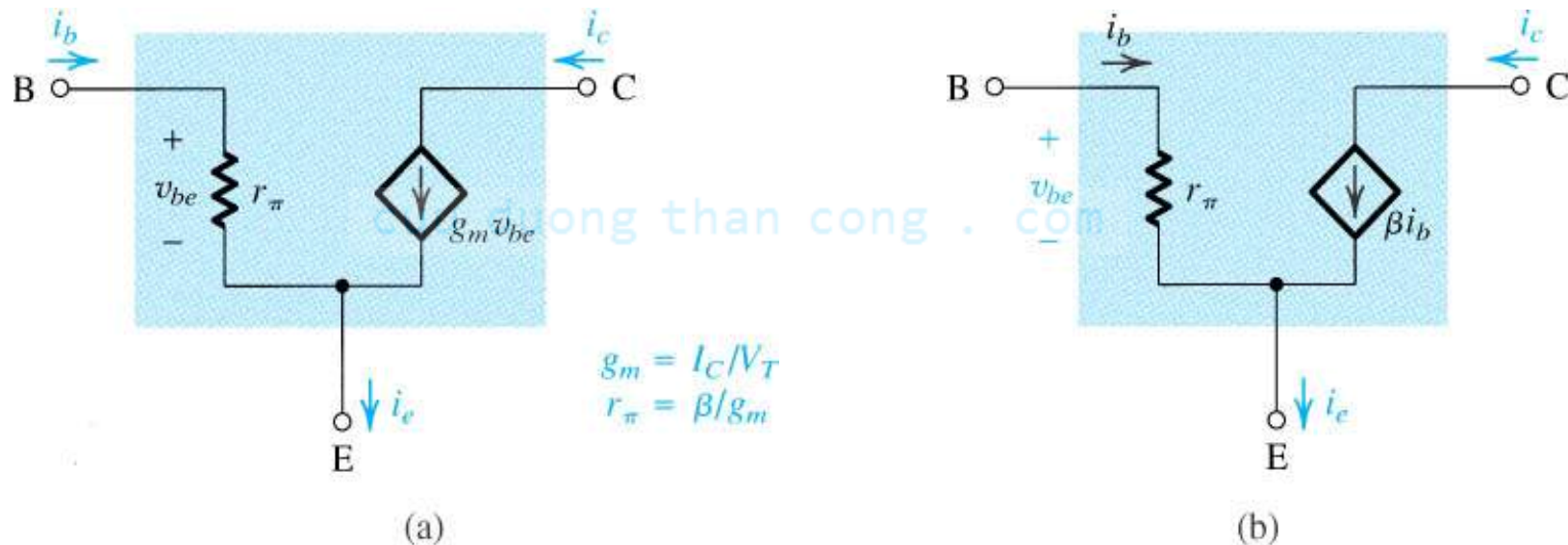
Như vậy độ lợi áp A_v của mạch khuếch đại này là

$$A_v \equiv \frac{v_c}{v_{be}} = -g_m R_C = -\frac{I_C R_C}{V_T}$$

➤ Các mô hình tín hiệu nhỏ: **Mô hình π hỗn hợp và mô hình T**

Từ phân tích trên, ta có thể tách riêng ra các đại lượng DC và tín hiệu để đơn giản hóa việc phân tích

Mô hình π hỗn hợp (Hybrid- π Model)



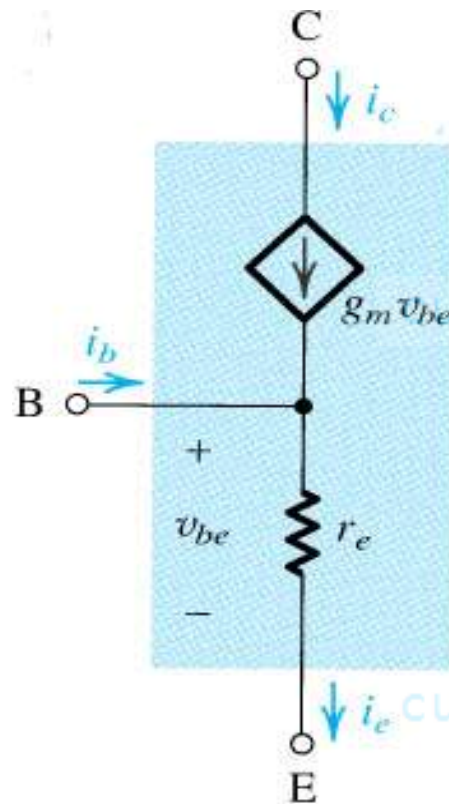
Hai phiên bản hơi khác nhau của mô hình pi được đơn giản hóa khi phân tích hoạt động tín hiệu nhỏ của BJT. Mạch tương đương trong (a) biểu diễn BJT như nguồn dòng được điều khiển bằng áp (mạch khuếch đại xuyên dẫn [transconductance amplifier]), và trong in (b) biểu diễn BJT như nguồn dòng được điều khiển bằng dòng (mạch khuếch đại dòng [current amplifier]).

Mô hình T

Chú ý: cả hai mô hình được xem như

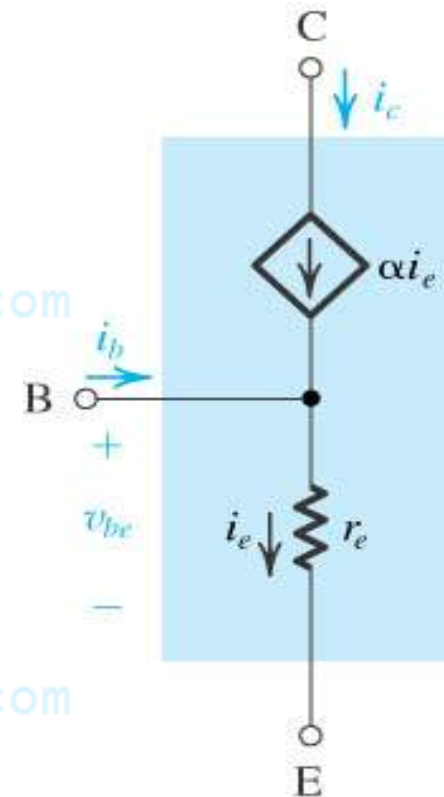
(a) nguồn dòng được điều khiển bằng áp, và

(b) nguồn dòng được điều khiển bằng dòng.



(a)

$$g_m = I_C / V_T$$
$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m}$$



(b)

➤ Các bước phân tích mạch BJT tín hiệu nhỏ

1. Xác định điểm hoạt động DC (với β cho trước) và có được dòng thu DC I_C .

2. Tính các tham số tín hiệu nhỏ của BJT

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}; \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m}; \quad r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m}$$

3. Khử các nguồn DC bằng cách:

Nguồn áp $\Rightarrow$ Ngắn mạch

Nguồn dòng $\Rightarrow$ Hở mạch

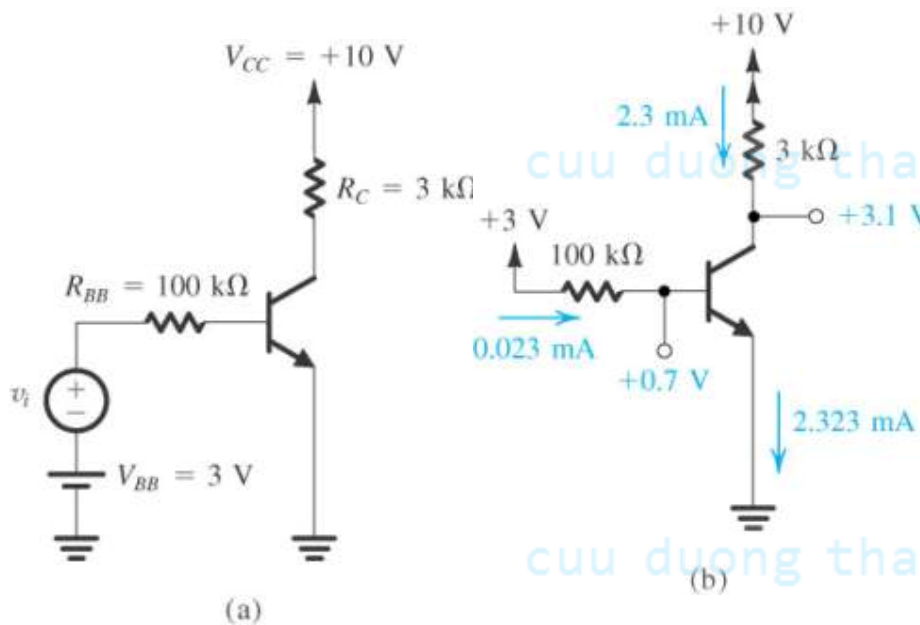
4. Thay thế BJT bằng 1 trong các mô hình tín hiệu nhỏ

5. Phân tích mạch có được để xác định các đại lượng mong muốn, thí dụ: với mạch trước có độ lợi áp là

$$A_v = -g_m R_C$$

TD: Giả sử $\beta=100$. Tìm độ lợi áp tín hiệu nhỏ v_o/v_i .

Ở chế độ tích cực thuận $|V_{BE}|=0.7V$

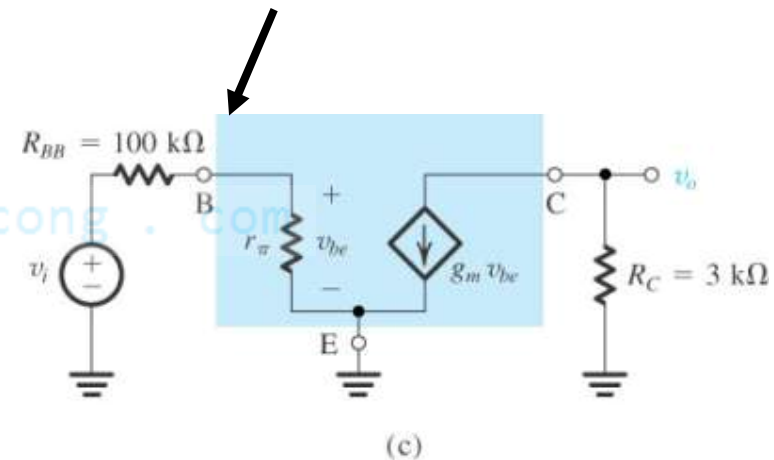


$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2.3\text{mA}}{25\text{mV}} = 92\text{mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{92} = 1.09\text{K}\Omega$$

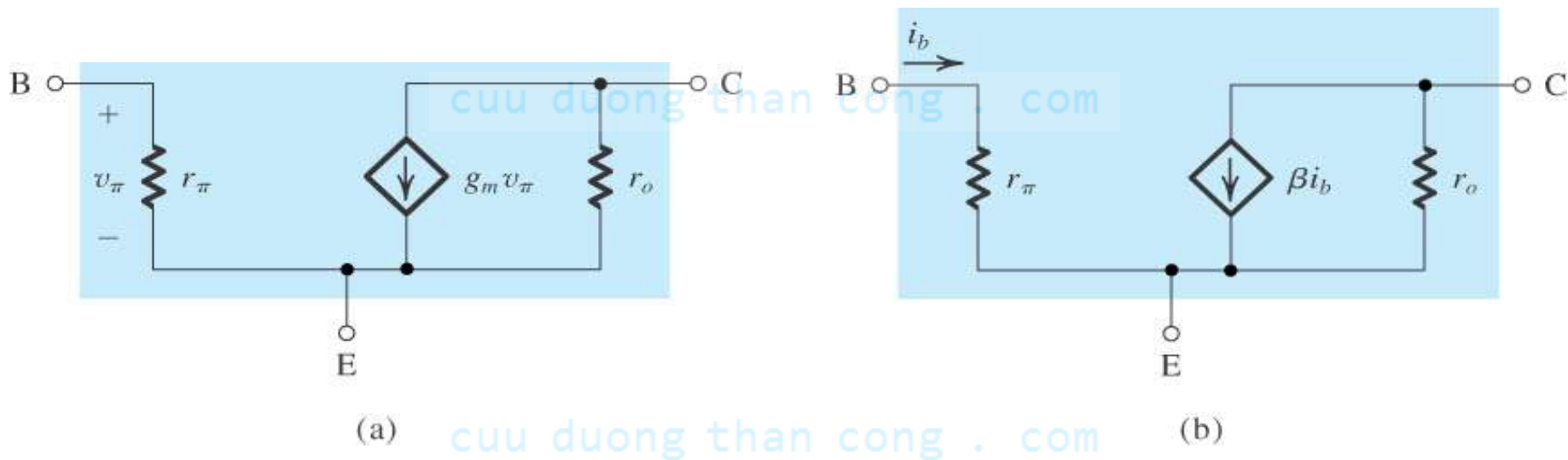
$$v_{be} = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{BB}} v_i = 0.011 v_i$$

$$v_o = -g_m v_{be} R_C = -3.04 v_i$$



➤ **Mô hình tín hiệu nhỏ có kể đến hiệu ứng Early** (có thêm điện trở ra r_o)

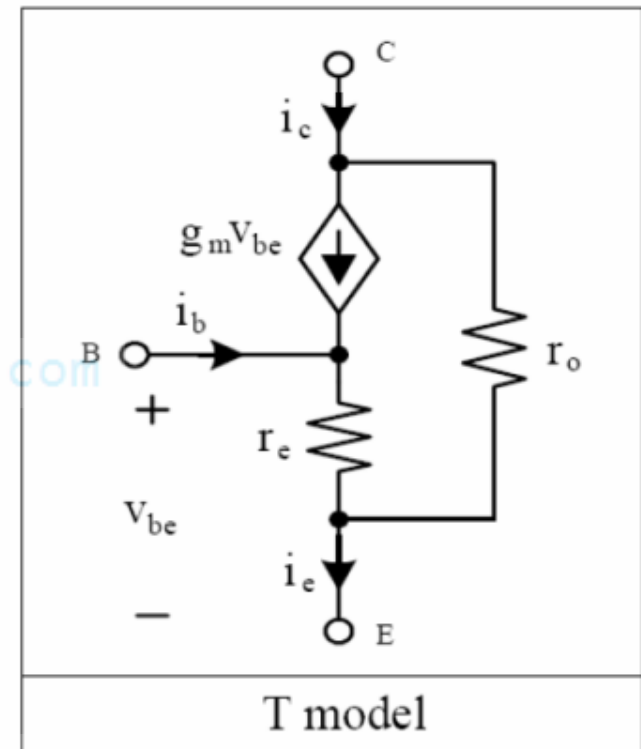
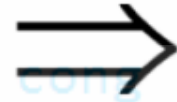
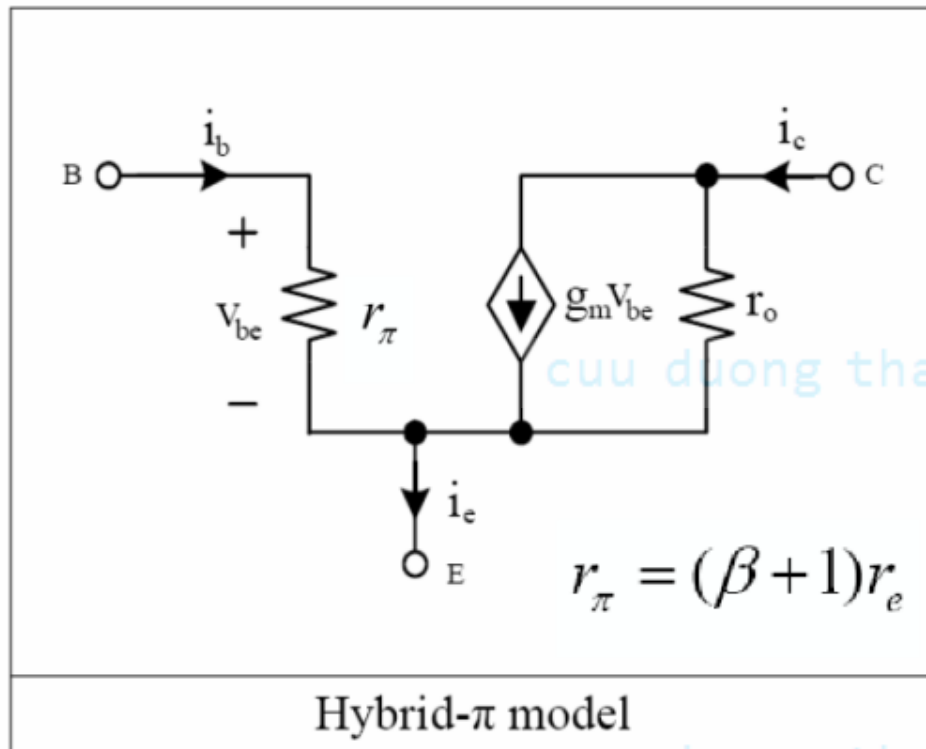
$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C} \quad (\Omega)$$



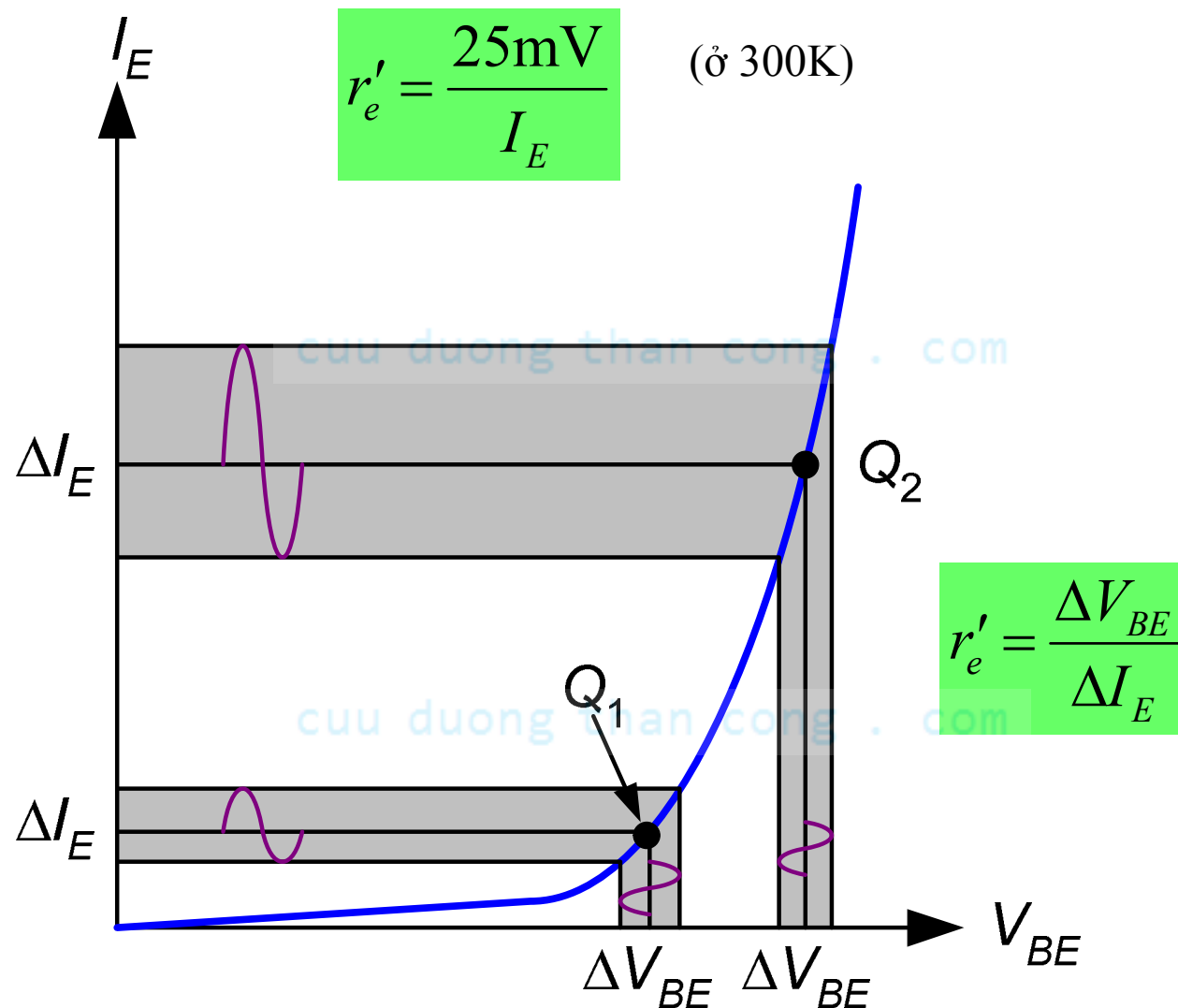
Nguồn dòng được điều khiển bằng áp

Nguồn dòng được điều khiển bằng dòng.

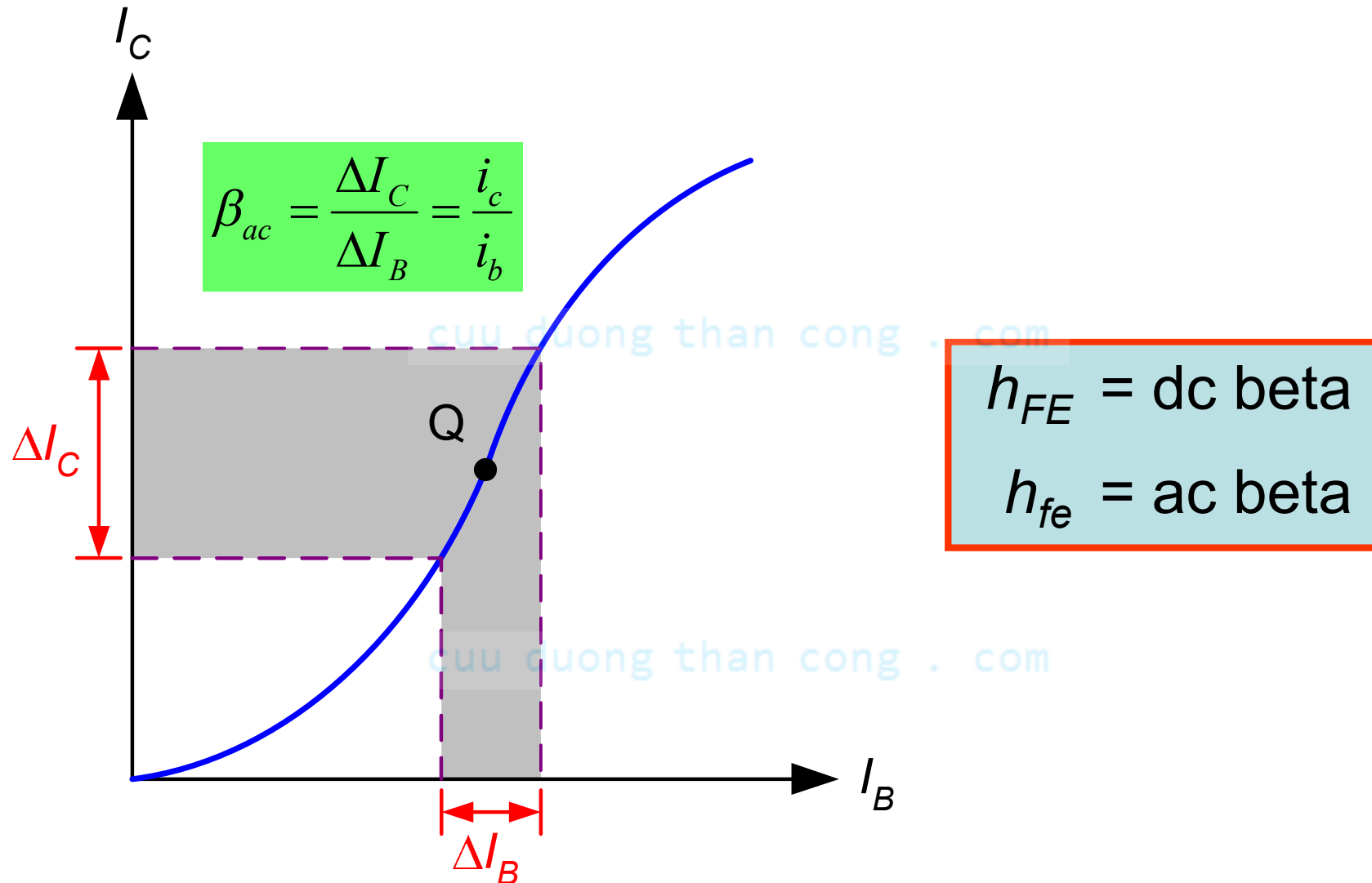
Biến đổi mô hình



Graphical determination of ac emitter resistance.



Xác định β_{ac} .



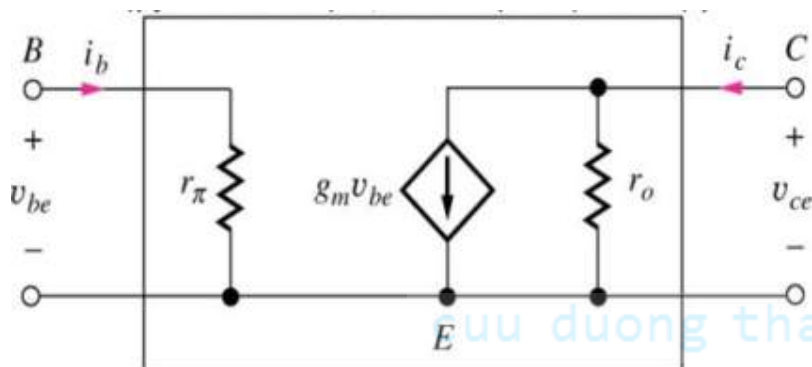
Các đại lượng AC trong bảng dữ liệu

Bốn tham số h truyền thống:

- h_{fe} là độ lợi dòng AC (mắc CE)
- $h_{ie} = r_{\pi}$ là tổng trở vào (mắc CE)
- $b_{ac} = h_{fe}$
- $r_e' = h_{ie}/h_{fe}$
- h_{re} và h_{oe} không cần cho các thiết kế cơ bản và troubleshooting

cuu duong than cong . com

Mô hình pi hỗn hợp (tín hiệu nhỏ) của BJT



Hỗ dẫn:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \cong 40I_C$$

Điện trở vào (hay h_{ie}):

$$r_\pi = \frac{\beta_o V_T}{I_C} = \frac{\beta_o}{g_m}$$

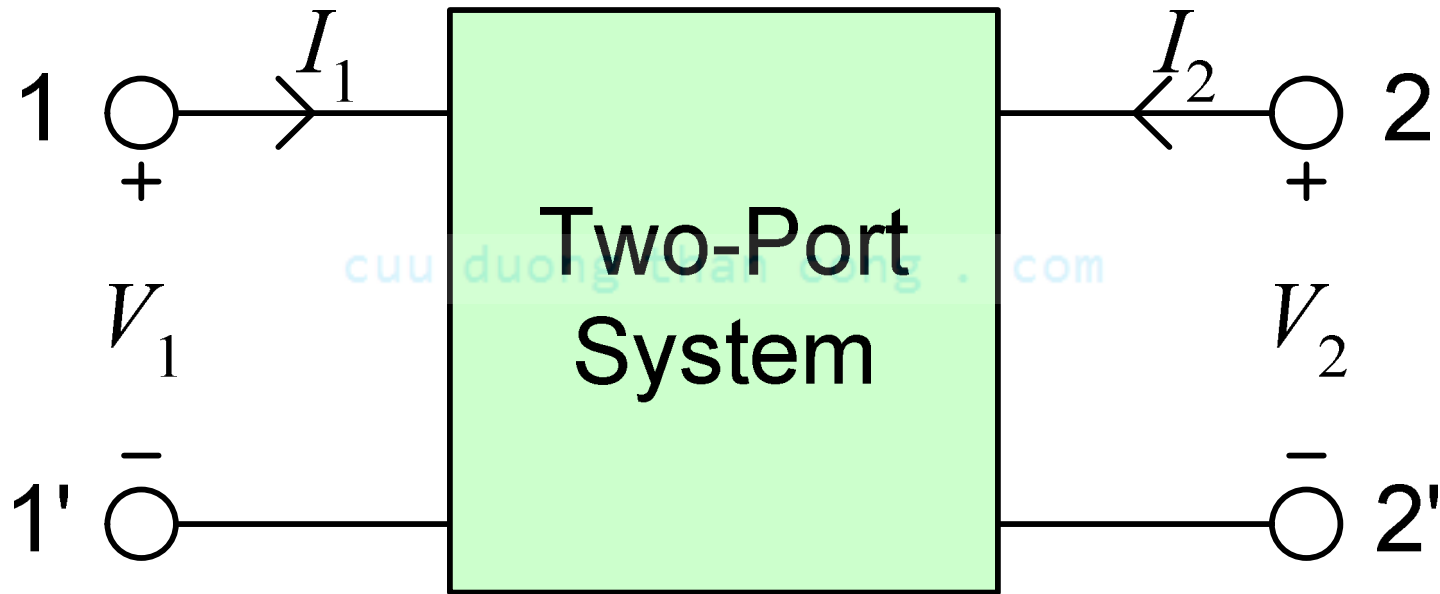
Điện trở ra (hay $1/h_{oe}$)

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

với V_A là điện áp Early

- Mô hình tín hiệu nhỏ pi-hỗn hợp là biểu diễn tần số thấp của BJT.
- Các tham số tín hiệu nhỏ bị điều khiển bởi điểm Q.

The Hybrid Equivalent Model



Hybrid model is derived from two-port system.

Six Circuit-Parameter Models for Two-Port Systems

Independent Variables	Dependent Variables	Circuit Parameters
I_1, I_2	V_1, V_2	Impedance Z
V_1, V_2	I_1, I_2	Admittance Y
V_1, I_2	I_1, V_2	Inverse Hybrid g
I_1, V_2	V_1, I_2	Hybrid h
V_2, I_2	V_1, I_1	Transmission T
V_1, I_1	V_2, I_2	Inverse Transmission T'

Equations for Hybrid Model

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

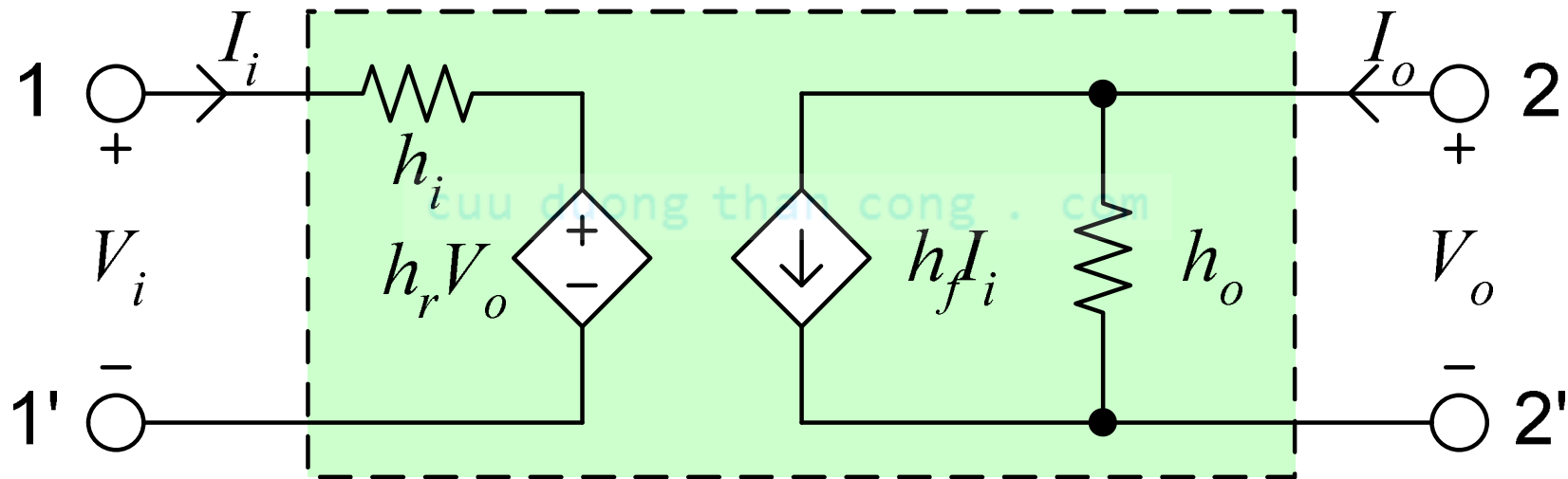
$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

Let $V_1 = V_i$, $I_1 = I_i$, $V_2 = V_o$, and $I_2 = I_o$.
Then

$$V_i = h_{11}I_i + h_{12}V_o$$

$$I_o = h_{21}I_i + h_{22}V_o$$

Equivalent Circuit for Hybrid Model



$$V_i = h_{11}I_i + h_{12}V_o = h_i I_i + h_r V_o$$

$$I_o = h_{21}I_i + h_{22}V_o = h_f I_i + h_o V_o$$

***h*-Parameters**

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{V_i}{I_i} \bigg|_{V_o = 0} & h_{12} &= \frac{V_i}{V_o} \bigg|_{I_i = 0} \\ h_{21} &= \frac{I_o}{I_i} \bigg|_{V_o = 0} & h_{22} &= \frac{I_o}{V_o} \bigg|_{I_i = 0} \end{aligned}$$

$h_{11} = h_i$ = Input Resistance

$h_{12} = h_r$ = Reverse Transfer Voltage Ratio

$h_{21} = h_f$ = Forward Transfer Current Ratio

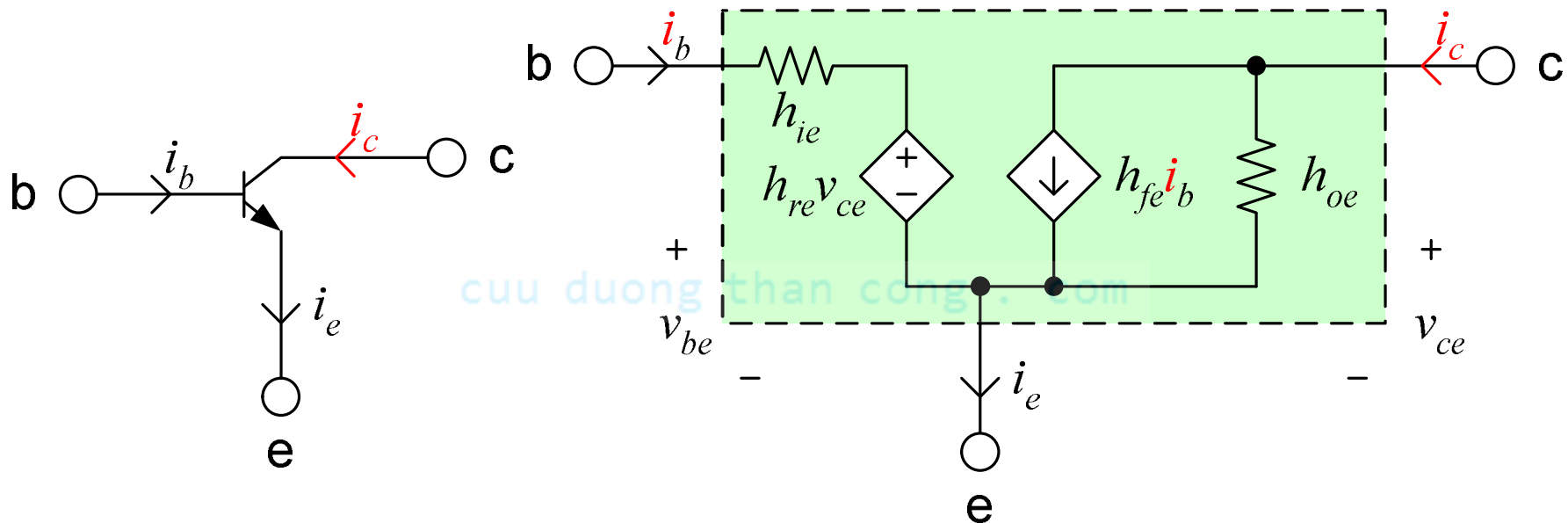
$h_{22} = h_o$ = Output Admittance

***h*-Parameters for CE Amp.**

- h_{ie} = the base input impedance
- h_{fe} = the base-to-collector current gain
- h_{oe} = the output admittance
- h_{re} = the reverse voltage feedback ratio

$$\begin{aligned}v_{be} &= h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \\ i_c &= h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}\end{aligned}$$

Hybrid Model for CE Configuration



$$h_{ie} = \frac{v_{in}}{i_b} \quad (\text{output shorted})$$

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} \quad (\text{output shorted})$$

$$h_{oe} = \frac{i_c}{v_{ce}} \quad (\text{input open})$$

$$h_{re} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \quad (\text{input open})$$

← May be neglected.

h-parameters of 2N3904

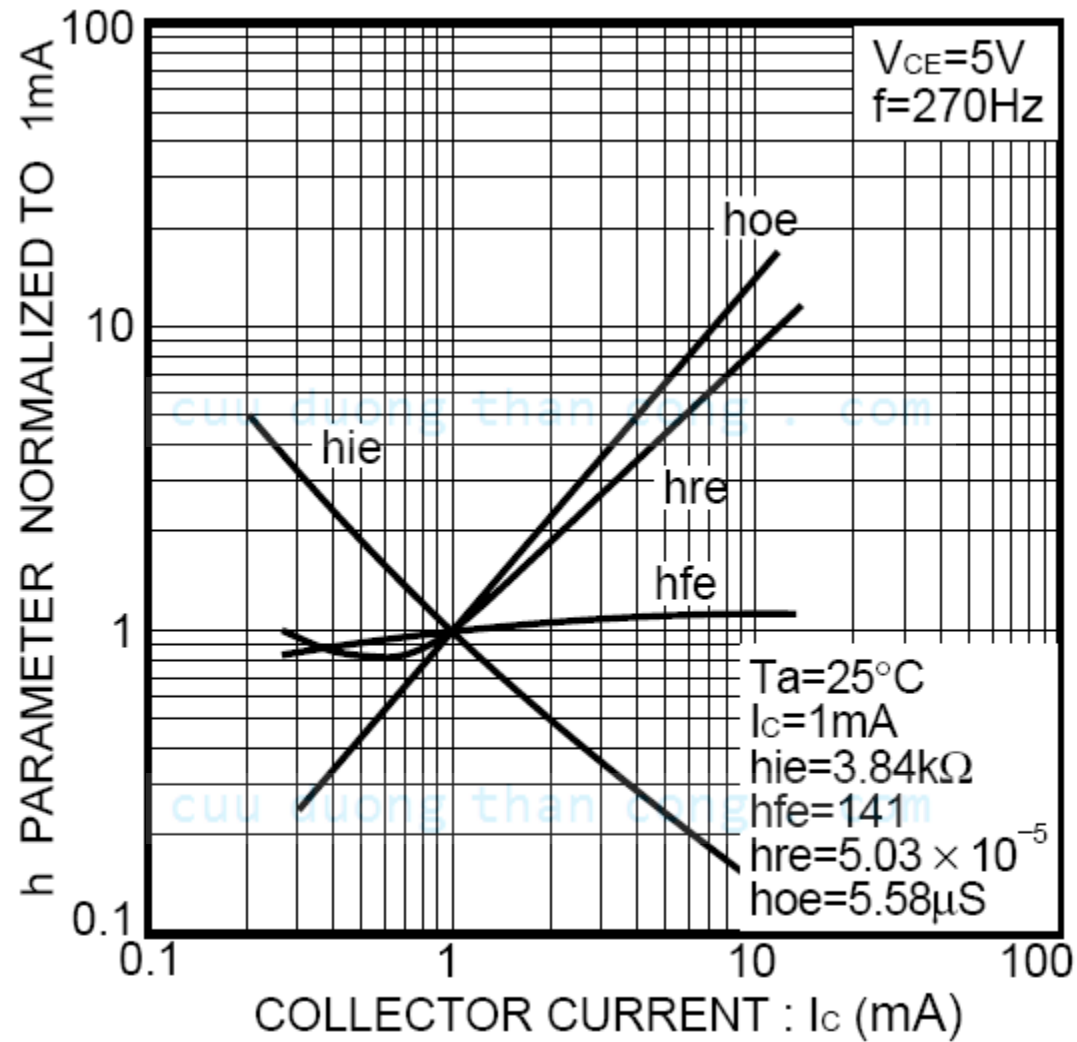
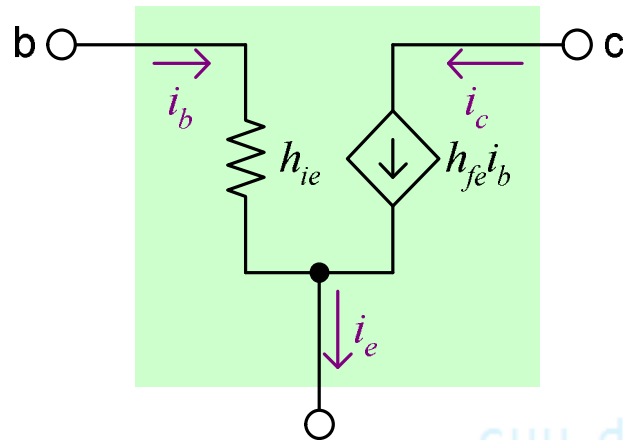


Fig.15 *h* parameter vs. collector current

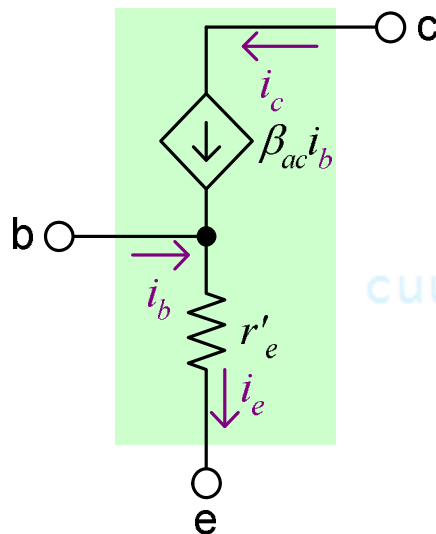
Hybrid Model without h_{re} and h_{oe}



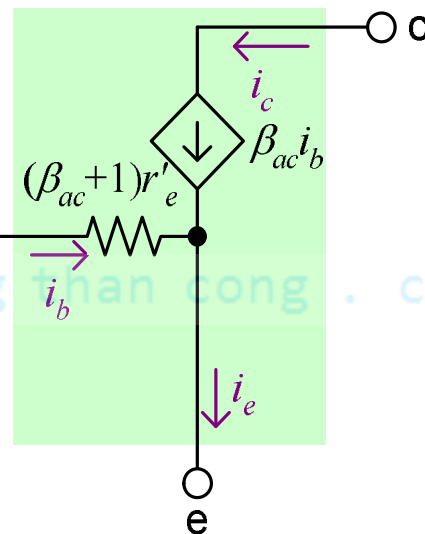
$$h_{fe} = \beta_{ac}$$

$$h_{ie} = (\beta_{fe} + 1)r'_e \cong \beta_{fe}r'_e = Z_{in(base)}$$

cuu duong than cong . com



$\Rightarrow$



cuu duong than cong . com

$$A_v = -\frac{\beta_{fe}r_C}{h_{ie}}$$

$$A_i = -\beta_{fe} \left(\frac{Z_{in}r_C}{h_{ie}R_L} \right)$$

Determining h -Parameter Values

Use geometric means if given max. and min. values.

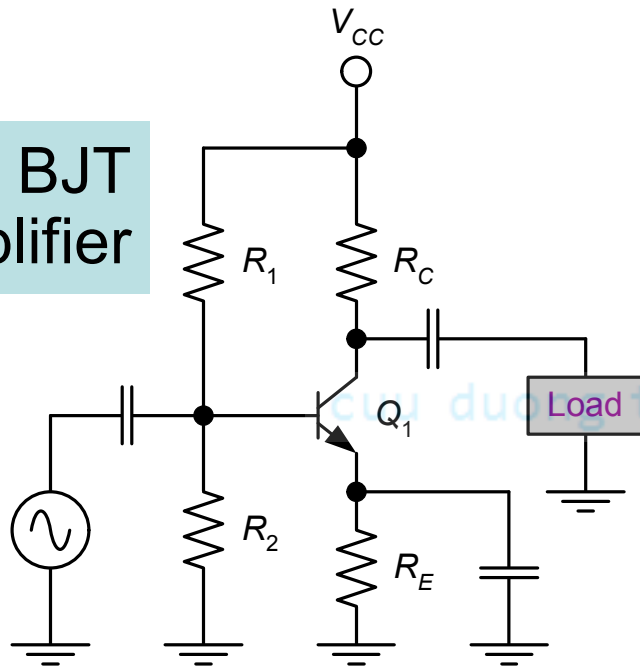
$$h_{ie} = \sqrt{h_{ie(\min)} \times h_{ie(\max)}}$$

$$h_{fe} = \sqrt{h_{fe(\min)} \times h_{fe(\max)}}$$

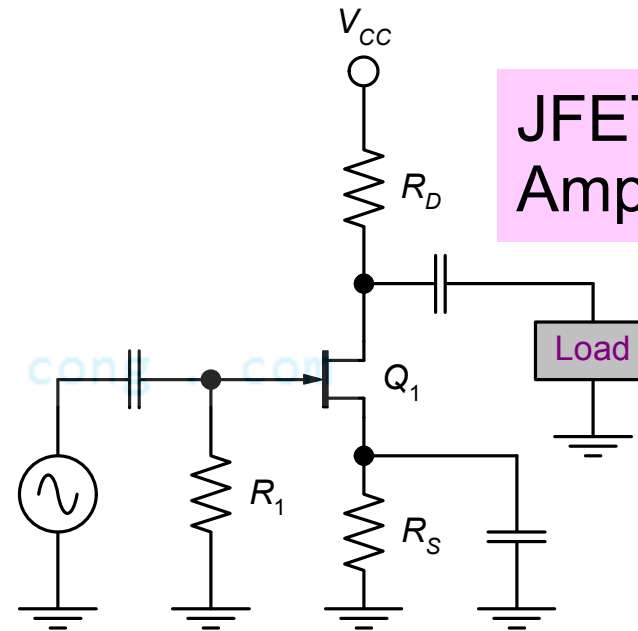
cuu duong than cong . com

Typical amplifiers

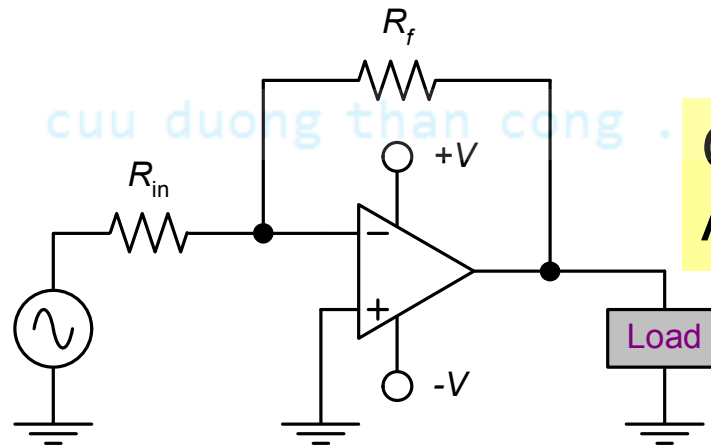
BJT Amplifier



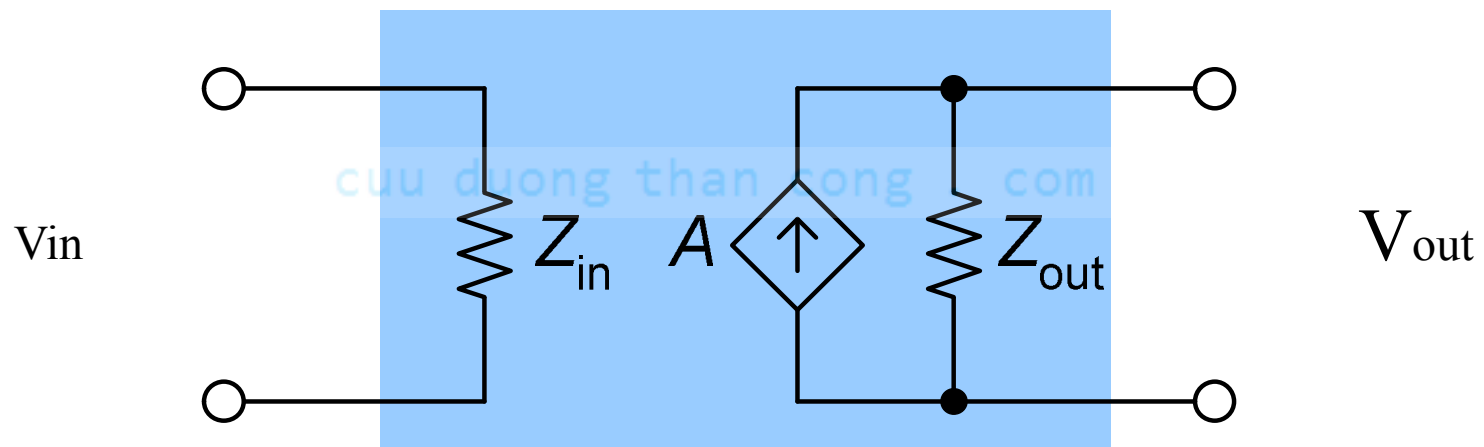
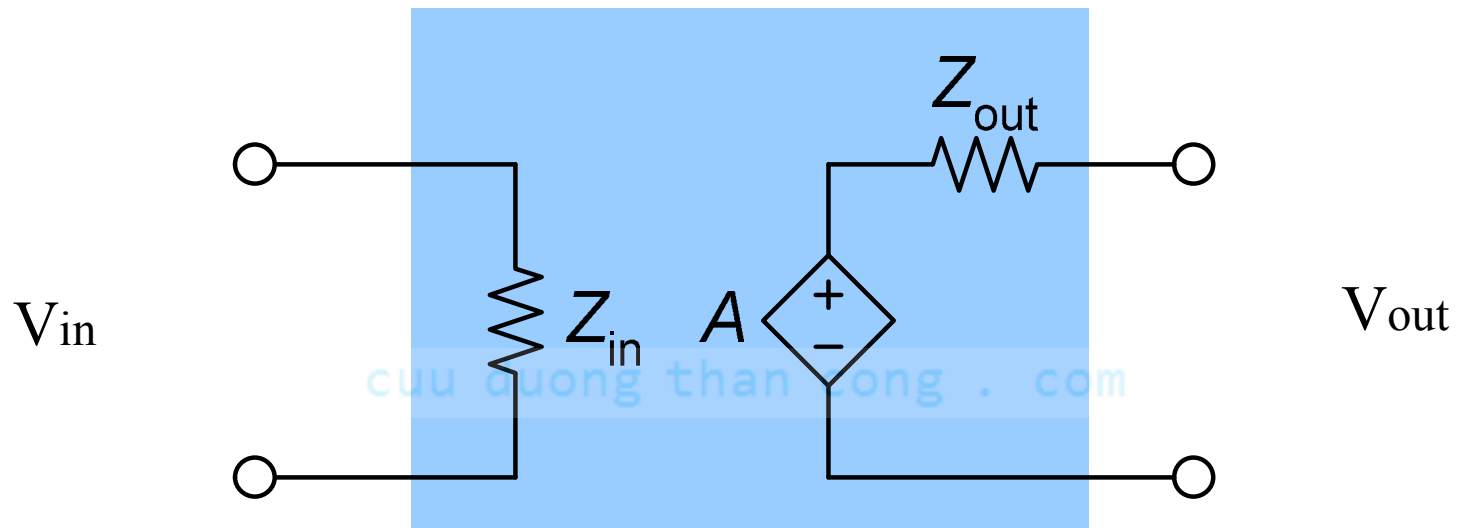
JFET Amplifier



Op-Amp Based Amplifier



General amplifier models.

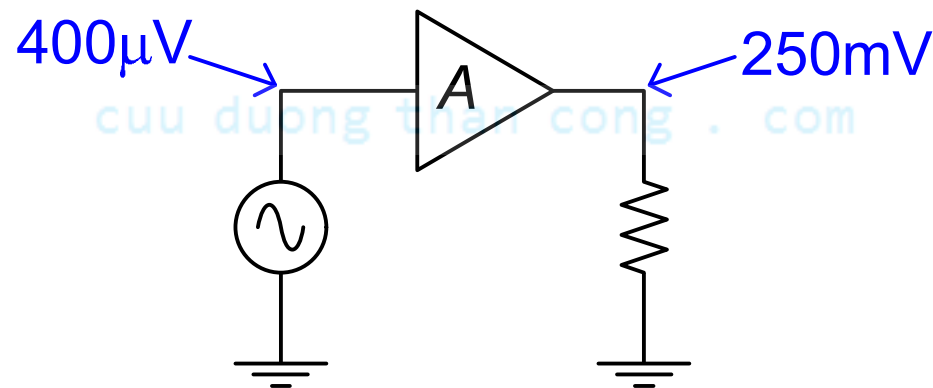


Gain symbols.

Type of Gain	Symbol	Relation
Voltage	A_v	$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}}$
Current	A_i	$A_i = \frac{i_{\text{out}}}{i_{\text{in}}}$
Power	A_p	$A_p = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}$

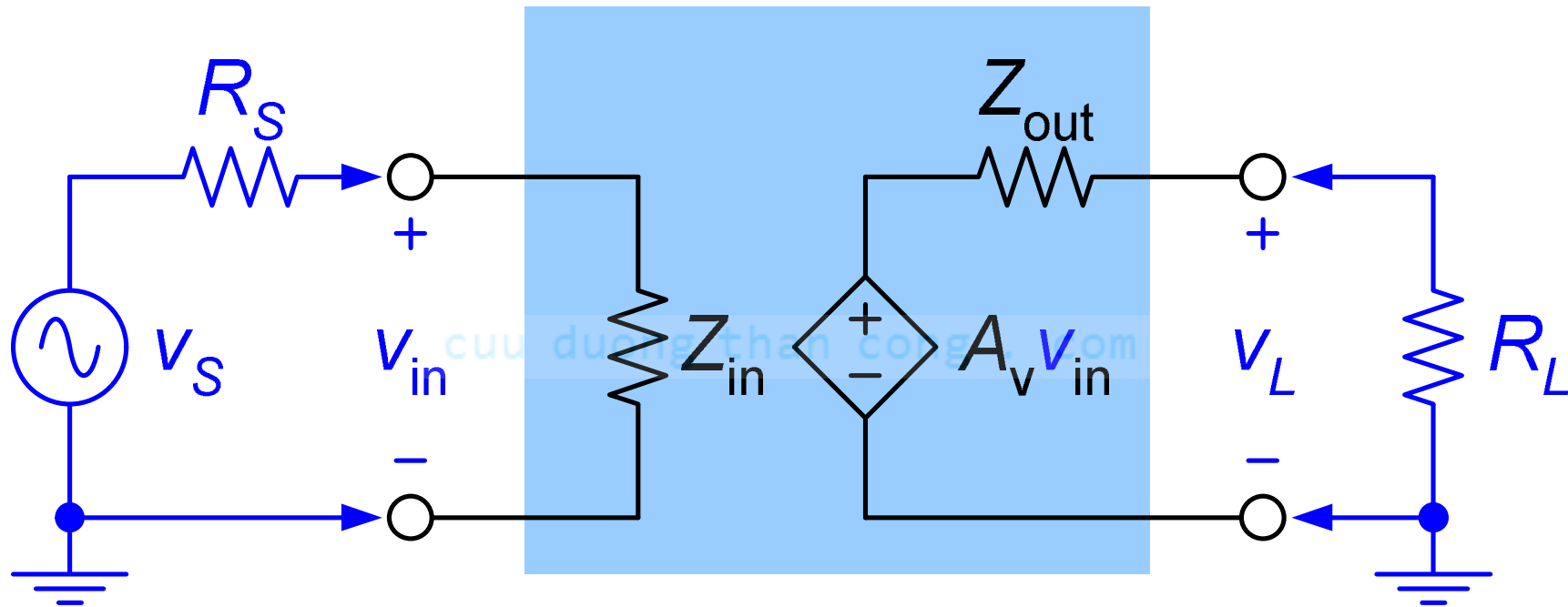
Example

The symbol shown in Fig. 8.3 is a generic symbol for an amplifier. Calculate the voltage gain for the amplifier represented in the figure.



$$A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{250\text{mV}}{400\mu\text{V}} = 625$$

Voltage amplifier model.



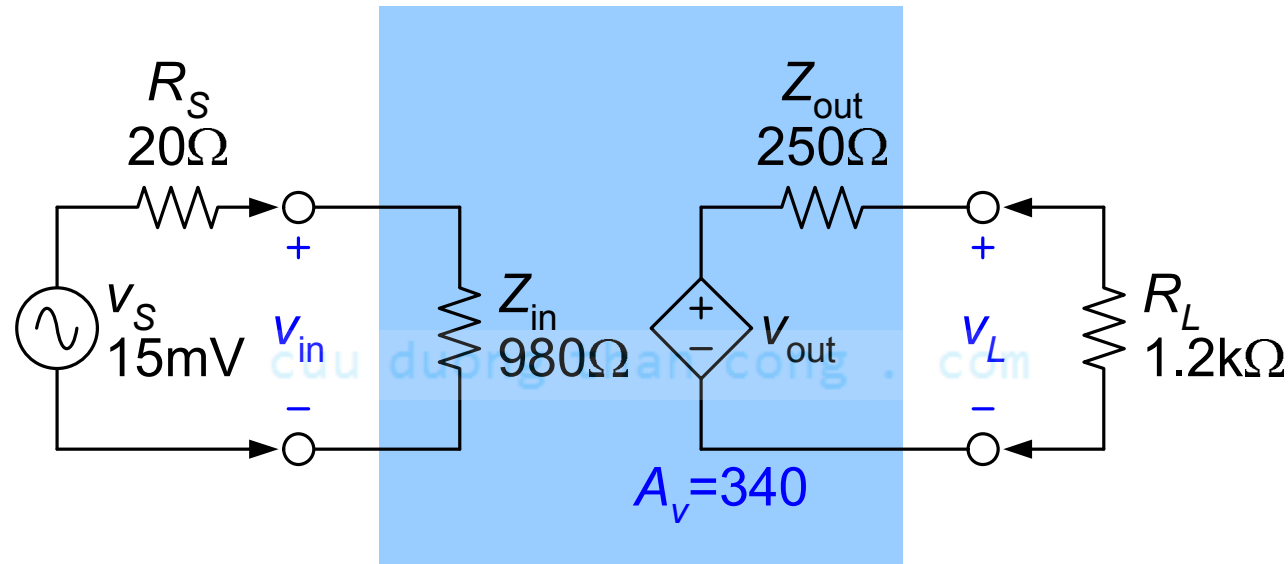
$$v_{in} = v_S \frac{Z_{in}}{R_S + Z_{in}}$$

$$v_{out} = A_v v_{in}$$

$$v_L = v_{out} \frac{R_L}{Z_{out} + R_L}$$

$$A_{v(\text{eff})} = \frac{v_L}{v_S}$$

Combined effects of the input and output circuits



$$v_{in} = v_s \frac{Z_{in}}{R_s + Z_{in}} = (15\text{mV}) \frac{980\Omega}{1\text{k}\Omega} = 14.7\text{mV}$$

$$v_{out} = A_v v_{in} = 340 \times 14.7\text{mV} = 5\text{V}$$

$$v_L = v_{out} \frac{R_L}{Z_{out} + R_L} = (5\text{V}) \frac{1.2\text{k}\Omega}{1.45\text{k}\Omega} = 4.14\text{V}$$

$$A_{v(\text{eff})} = \frac{v_L}{v_s} = \frac{4.14\text{V}}{15\text{mV}} = 276$$

Voltage Amplifier Characteristics

Ideal:

- Any value of voltage gain (can be infinite if needed)
- Infinite input impedance
- Zero output impedance

cuu duong than cong . com

Practical:

- Certain value of gain (cannot reach infinity).
- High input impedance
- Low output impedance

cuu duong than cong . com

BJT Amplifier Configurations

- Common-emitter (CE) amplifier
- Common-collector (CC) amplifier
- Common-base (CB) amplifier

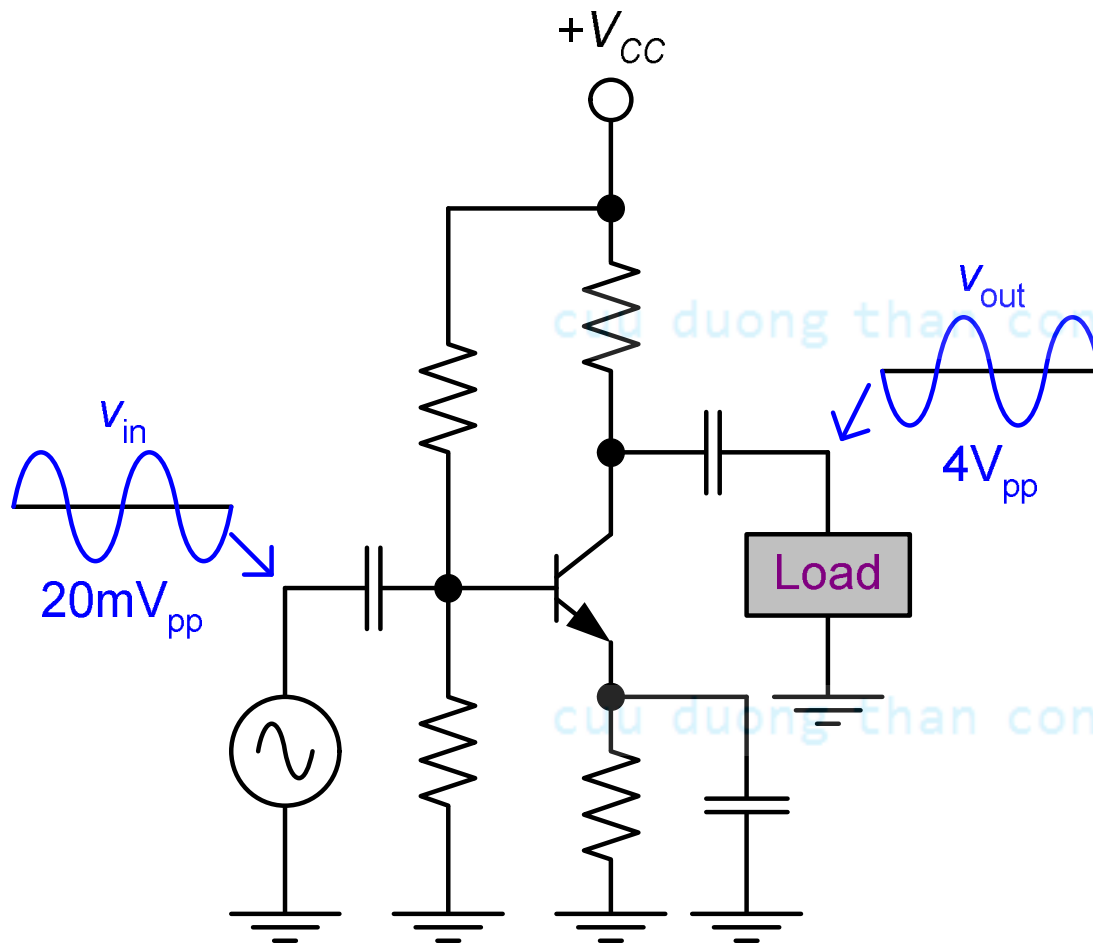
cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com

Property ranges

Property	Low	Midrange	High
Gain	< 100	100-1000	>1000
Impedance	<1k Ω	1k Ω -10k Ω	>10k Ω

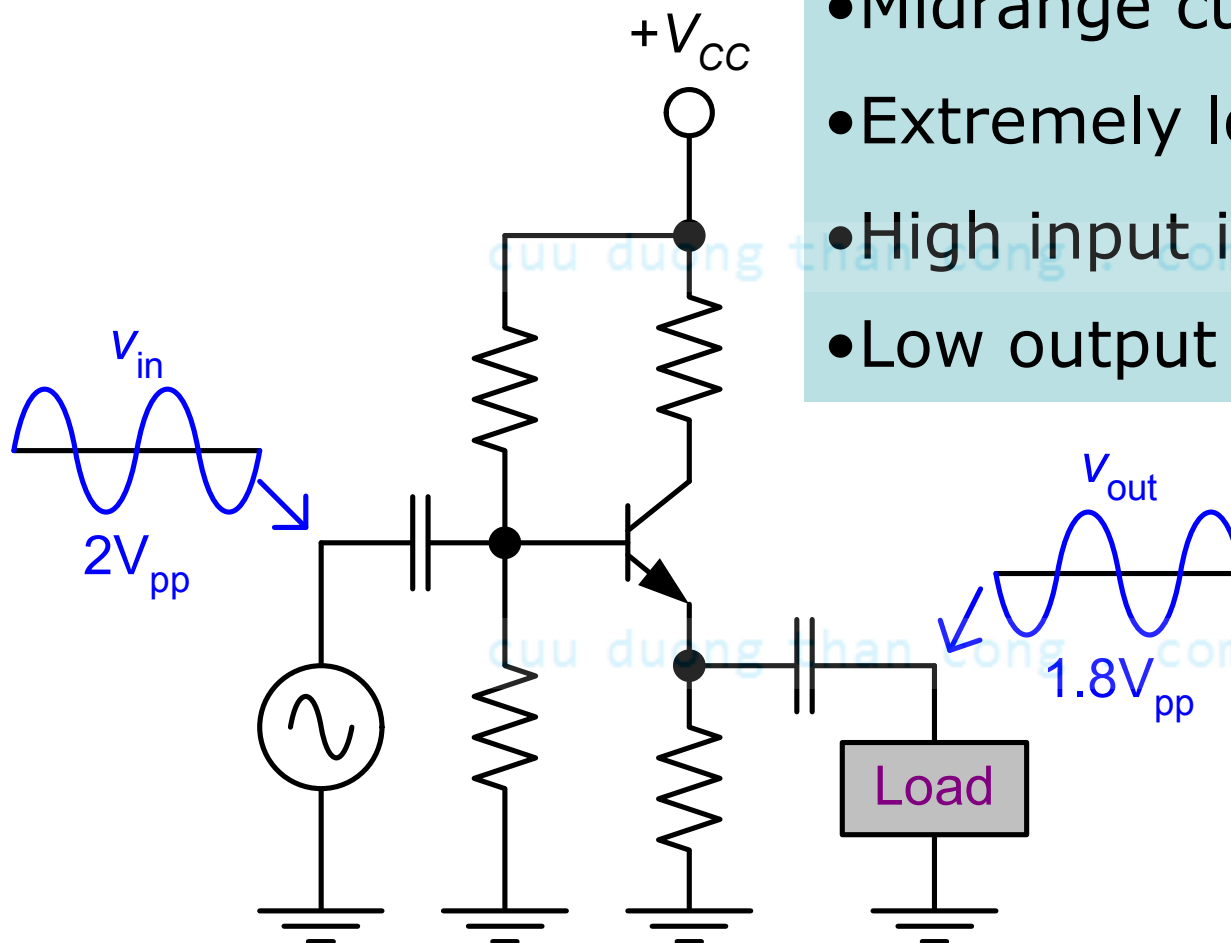
Common-emitter (CE) amplifier



- Midrange values of voltage and current gain.
- High power gain
- Midrange input impedance
- Midrange output impedance

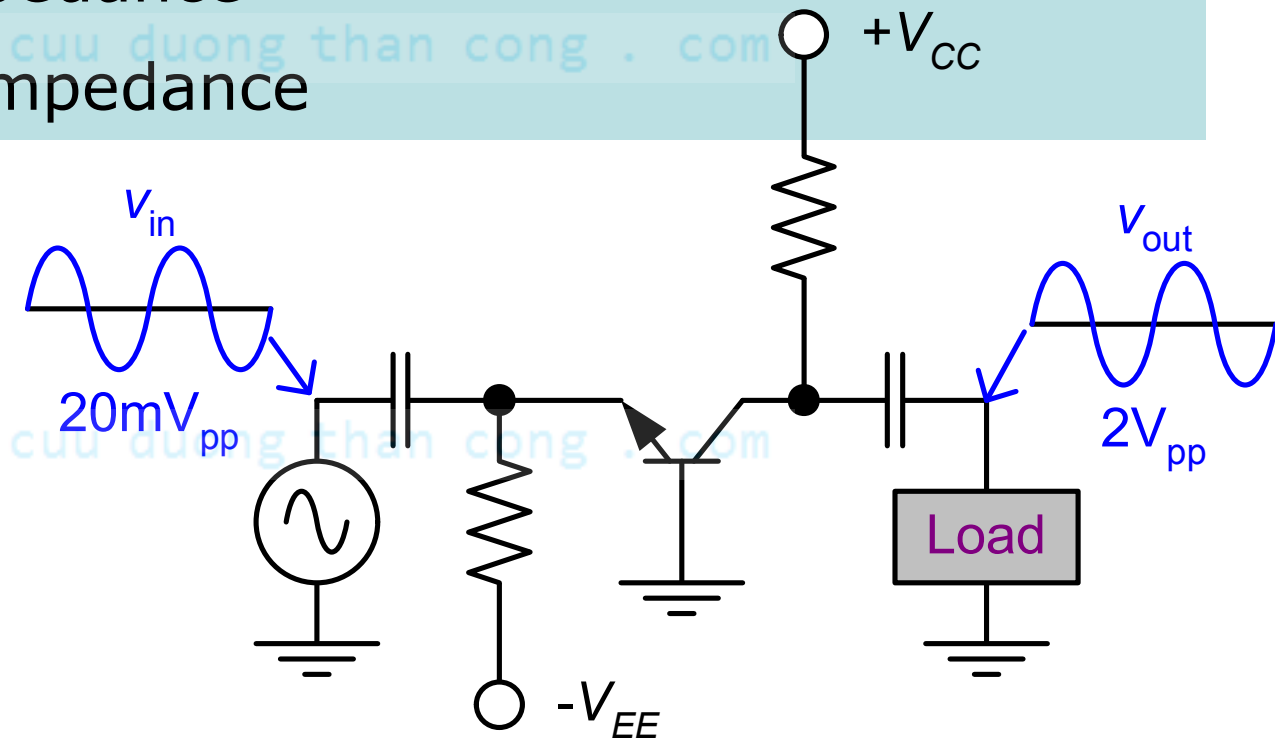
Common-collector (CC) amplifier

- Midrange current gain.
- Extremely low voltage gain
- High input impedance
- Low output impedance



Common-base (CB) amplifier

- Midrange voltage gain
- Extremely low current gain (slightly less than 1)
- Low input impedance
- High output impedance



A comparison of CE, CC, and CB circuit characteristics

Type	A_v	A_i	A_p	Z_{in}	Z_{out}
CE	Midrange	Midrange	High	Midrange	Midrange
CC	< 1	Midrange	$\cong A_i$	High	Low
CB	Midrange	< 1	$\cong A_v$	Low	High

$$(A_p = A_v A_i)$$

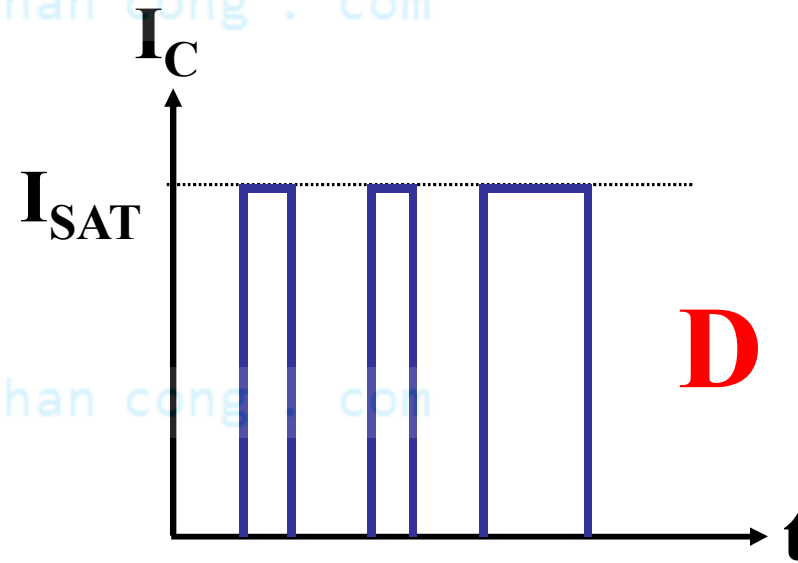
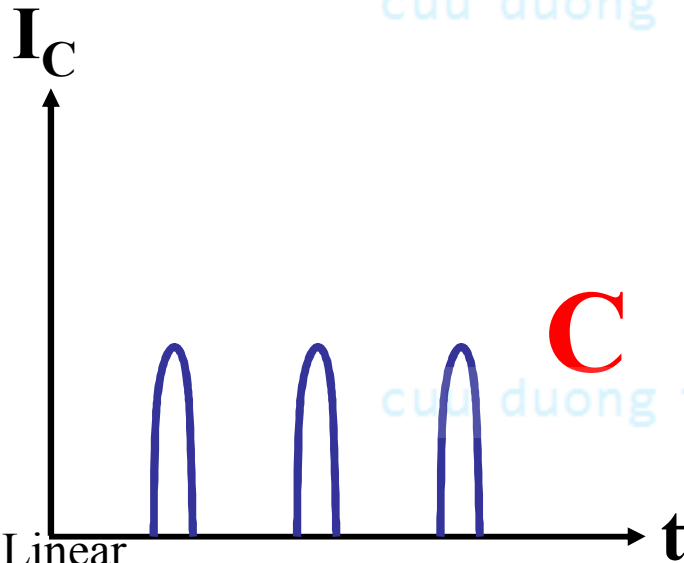
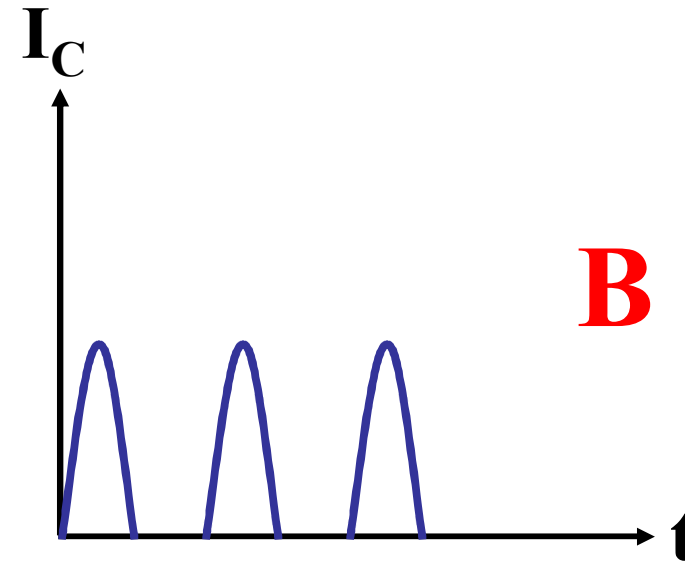
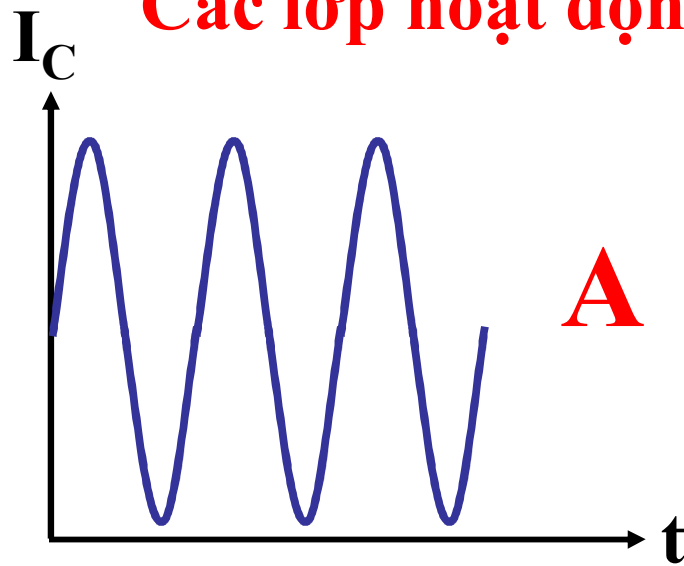
BJT Terminal Connections

Type	Emitter	Base	Collector
CE	Common	Input	Output
CC	Output	Input	Common
CB	Input	Common	Output

Amplifier Classifications

- Class A – low distortion, high loss
- Class B – some distortion, lower loss
- Class C – high distortion, lowest loss
- Others
 - Classes D, E, G, H, T

Các lớp hoạt động



Class A : Linear

Class B, AB: Linear* (Complementary)

Class C: Nonlinear (RF, Tuned)

Class D and E: Switching (Linear Audio)

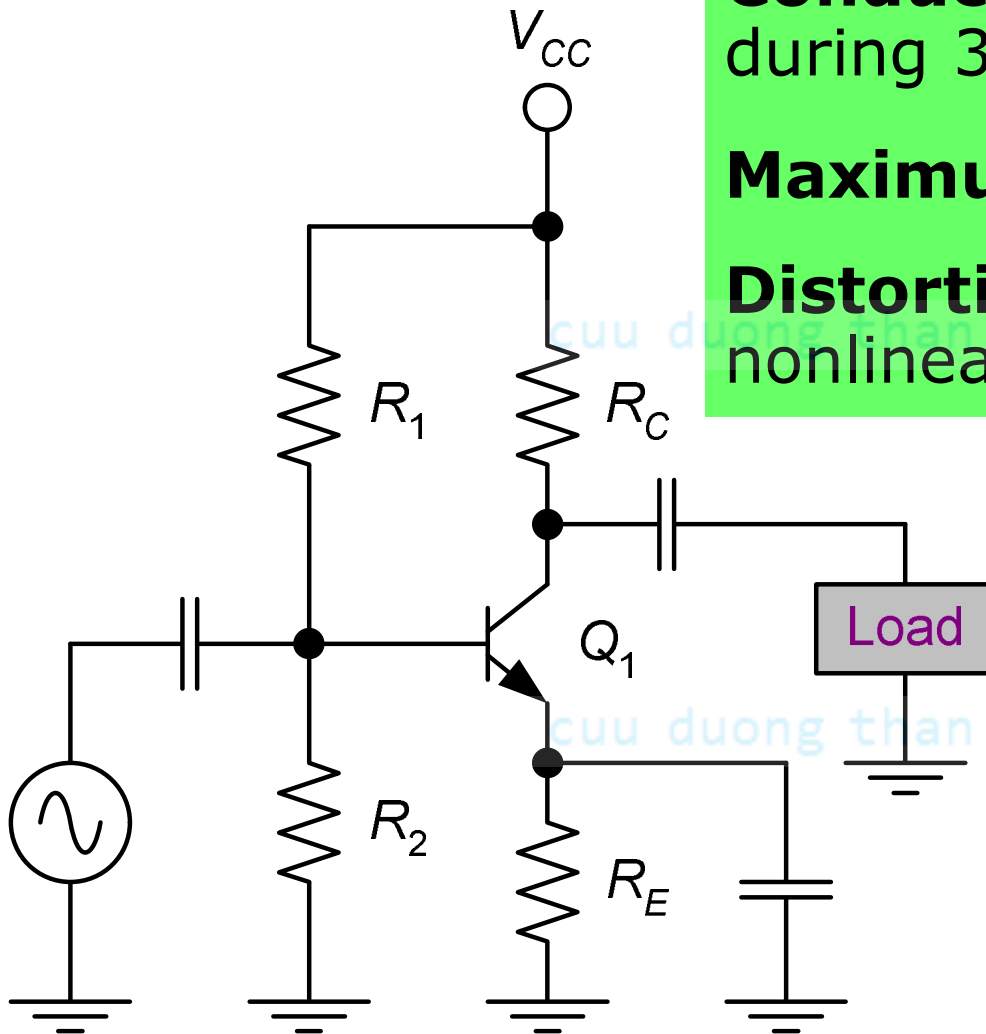
Các hoạt động lớp A, B, và C (phân loại theo dạng dòng collector trong 1 chu kỳ)

Class A Amplifiers

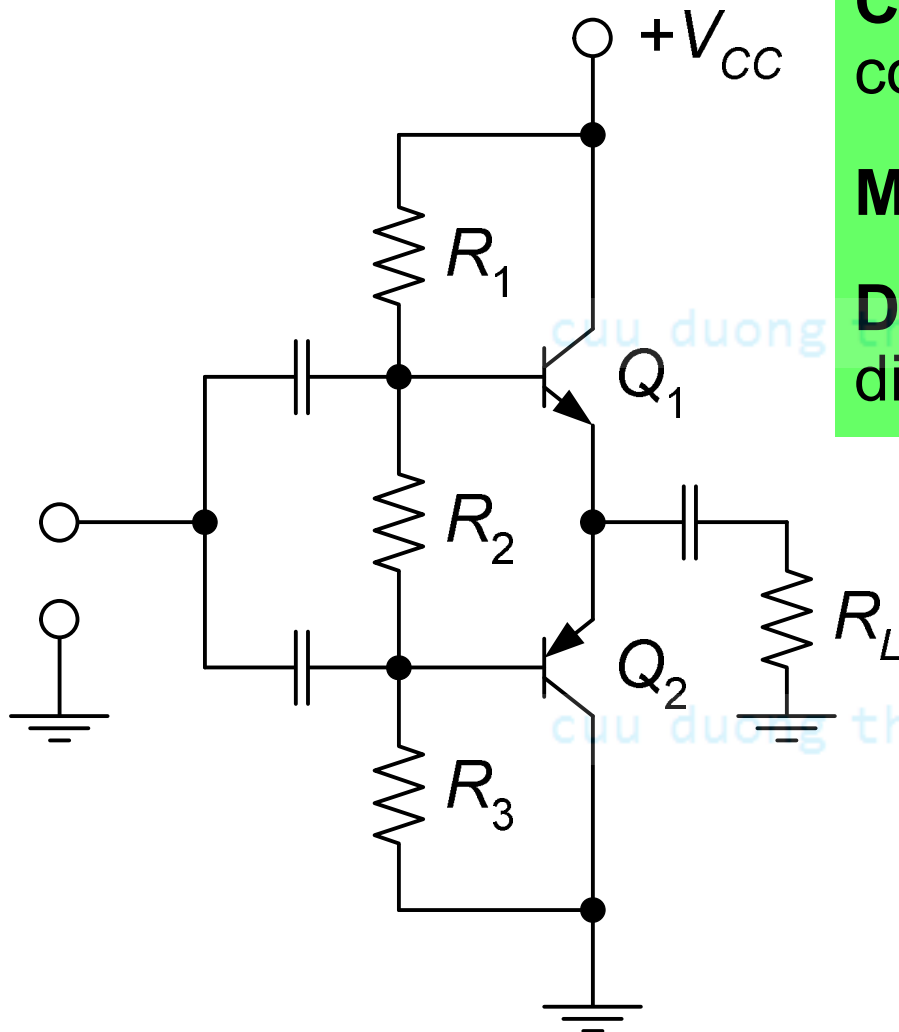
Conduction: Transistor conducts during 360 deg. of ac input.

Maximum theoretical eff.: 25%

Distortion: Little (subject to nonlinear distortion.)



Class B Amplifiers

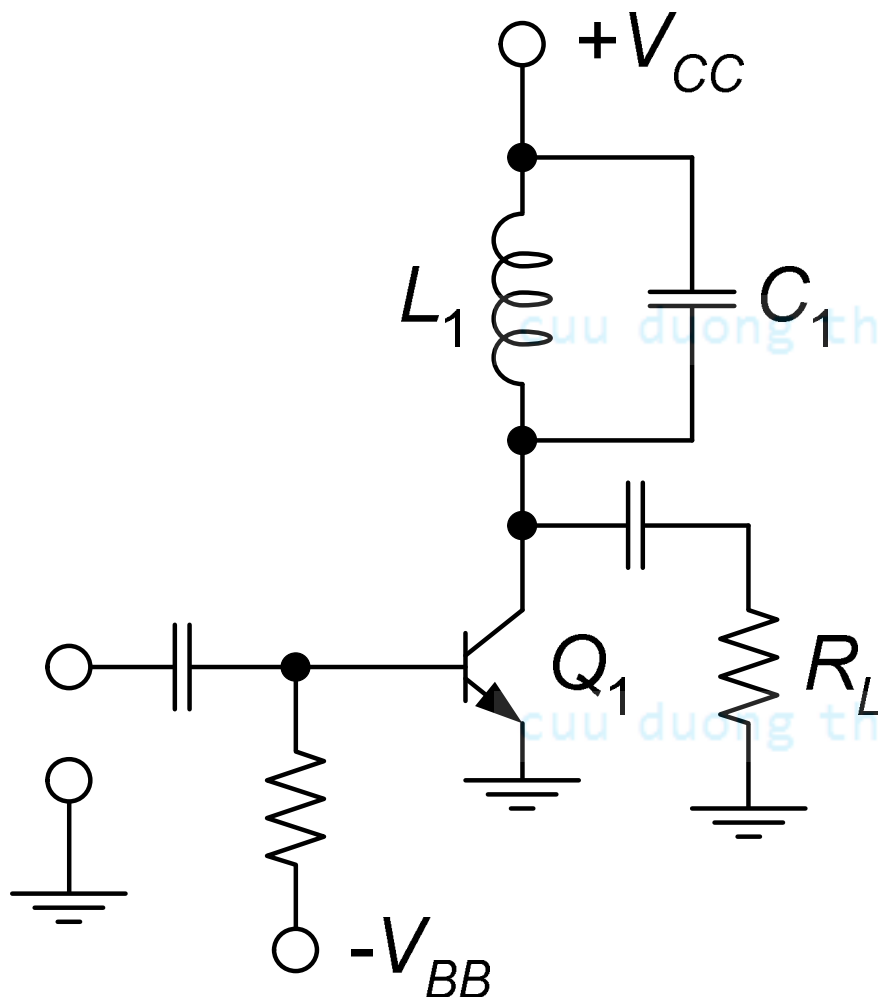


Conduction: Each transistor conducts for 180 deg. of ac input.

Maximum theoretical eff.: 78.5%

Distortion: Little. Crossover distortion is most common.

Class C (Tuned) Amplifiers



Conduction: Each transistor conducts for less than 180 deg. of ac input.

Maximum theoretical eff.: 99%

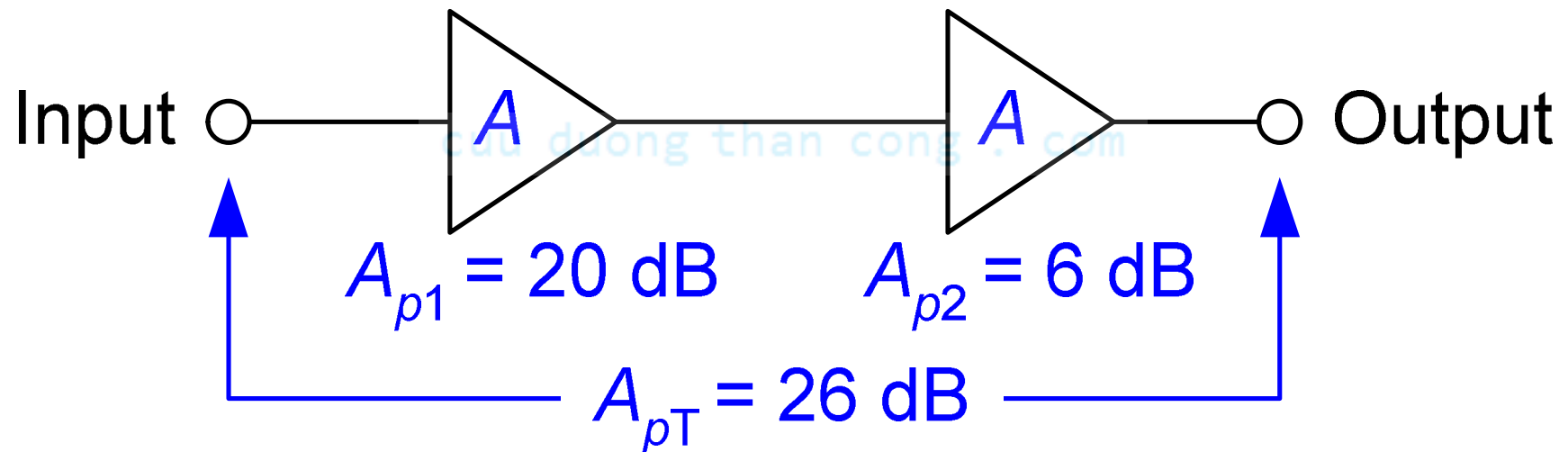
Distortion: Mild to severe.

Decibels (dB)

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log A_p = 10 \log \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \text{ dB}$$

dB Value	A_p	dB Value	A_p
3	2	-3	1 / 2
6	4	-6	1 / 4
12	16	-12	1 / 16
20	100	-20	1 / 100

dB gains are additive



The dBm Reference

$$A_{p(\text{dBm})} = 10 \log \frac{P}{1\text{mW}}$$

cuu duong than cong . com

dB Voltage Gain

$$A_{p(\text{dB})} = 10 \log \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = 10 \log \frac{v_{\text{out}}^2}{R_{\text{out}}} \frac{R_{\text{in}}}{v_{\text{in}}^2} = 20 \log \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} + 10 \log \frac{R_{\text{in}}}{R_{\text{out}}}$$

$$A_{p(\text{dB})} = A_{v(\text{dB})} = 20 \log A_v = 20 \log \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} \quad (R_{\text{out}} = R_{\text{in}})$$

Dữ liệu của 1 số BJT thông dụng

Table 5.9 Bipolar transistor parameters

<i>Parameter</i>	<i>Meaning</i>
I_C max.	The maximum value of collector current
V_{CEO} max.	The maximum value of collector–emitter voltage with the base terminal left open-circuit
V_{CBO} max.	The maximum value of collector–base voltage with the base terminal left open-circuit
P_t max.	The maximum total power dissipation
h_{FE}	The large signal (static) common-emitter current gain
h_{fe}	The small signal (dynamic) common-emitter current gain
h_{fe} max.	The maximum value of small signal common-emitter current gain
h_{FE} min.	The minimum value of small signal common-emitter current gain
h_{ie}	The small signal input resistance (see Chapter 7)
h_{oe}	The small signal output conductance (see Chapter 7)
h_{re}	The small signal reverse current transfer ratio (see Chapter 7)
f_t typ.	The transition frequency (i.e. the frequency at which the small signal common emitter current gain has fallen to unity)

Table 5.10 Characteristic of some common types of bipolar transistor

<i>Device</i>	<i>Type</i>	I_C max.	V_{CEO} max.	V_{CBO} max.	P_t max.	h_{fe}	<i>at</i> I_C	f_t typ.	<i>Application</i>
BC108	NPN	100 mA	20 V	30 V	300 mW	125	2 mA	250 MHz	General purpose
BCY70	PNP	200 mA	−40 V	−50 V	360 mW	150	2 mA	200 MHz	General purpose
BD131	NPN	3 A	45 V	70 V	15 W	50	250 mA	60 MHz	AF power
BD132	PNP	3 A	−45 V	−45 V	15 W	50	250 mA	60 MHz	AF power
BF180	NPN	20 mA	20 V	20 V	150 mW	100	10 mA	650 MHz	RF amplifier
2N3053	NPN	700 mA	40 V	60 V	800 mW	150	50 mA	100 MHz	Driver
2N3055	NPN	15 A	60 V	100 V	115 W	50	500 mA	1 MHz	LF power
2N3866	NPN	400 mA	30 V	30 V	3 W	105	50 mA	700 MHz	RF driver
2N3904	NPN	200 mA	40 V	60 V	310 mW	150	50 mA	300 MHz	Switching

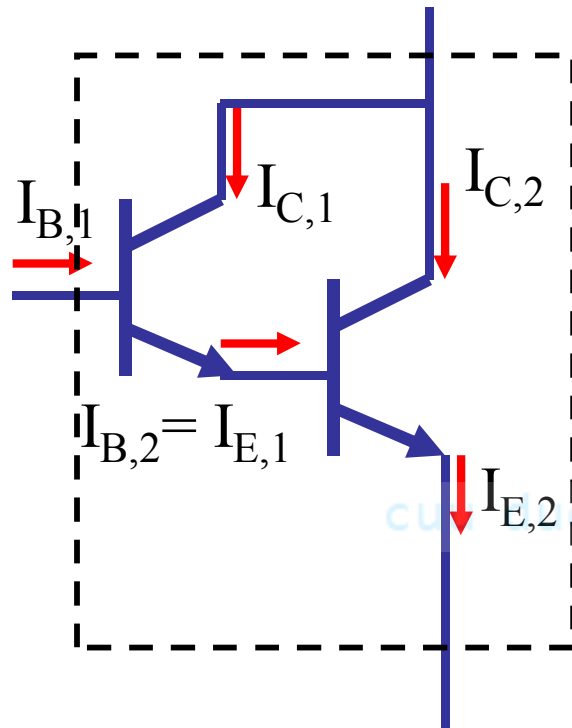
cuu duong than cong . com

5.8 Các BJT khác

- Darling ton Transistor
- Polysilicon emitter Transistor
- Heterojunction bipolar transistor (HBT)=transistor lưỡng cực chuyển tiếp dị thể
- Phototransistor = transistor quang

cuu duong than cong . com

5.8.1 Cấu hình Darlington



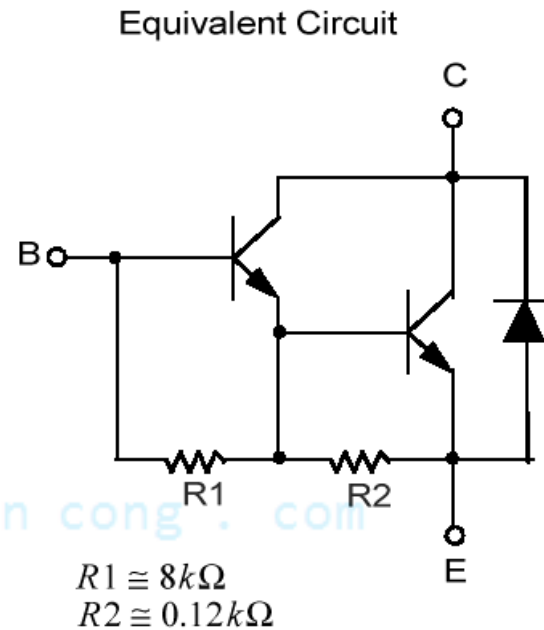
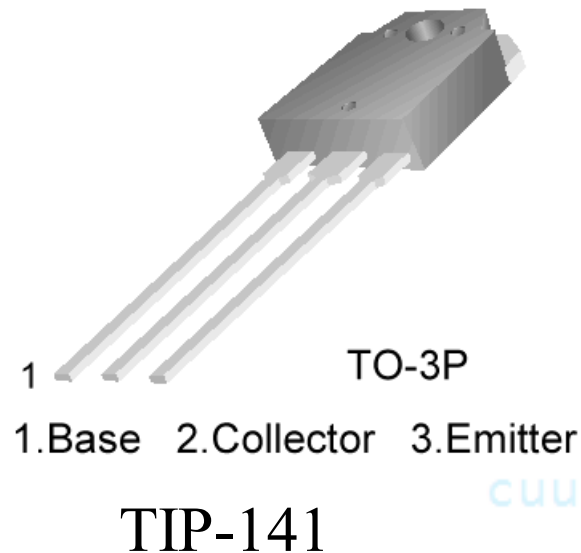
Làm cho độ lợi dòng β rất cao, thường dùng trong các mạch cần dòng I_C cao (nhiều Amperes), và ta muốn điều khiển nó với dòng nền nhỏ. Và β cũng làm cho điện trở vào cao.

Ta có thể nối 2 BJT rời thành 1 transistor Darlington hay mua loại người ta đã chế tạo sẵn.

Với hình trên ta thấy rằng quan hệ giữa I_{B1} và I_{C2} là $I_{C2} = \beta I_{B1}$ với $\beta = \beta_1 \beta_2$

V_{BE} tương đương là $2 \times V_{ON}$ (1.4V) và V_{CEsat} lớn hơn (thường thì ~ 1 V).

Cấu hình Darlington (2)



Vì để có tốc độ chuyển nhanh và để bảo vệ BJT, trong đóng gói sẵn của BJT Darlington thường có các điện trở và diode. Darlington tiêu biểu là TIP140 có thể làm việc với 10A, có độ lợi dòng cao β ít nhất 1000.

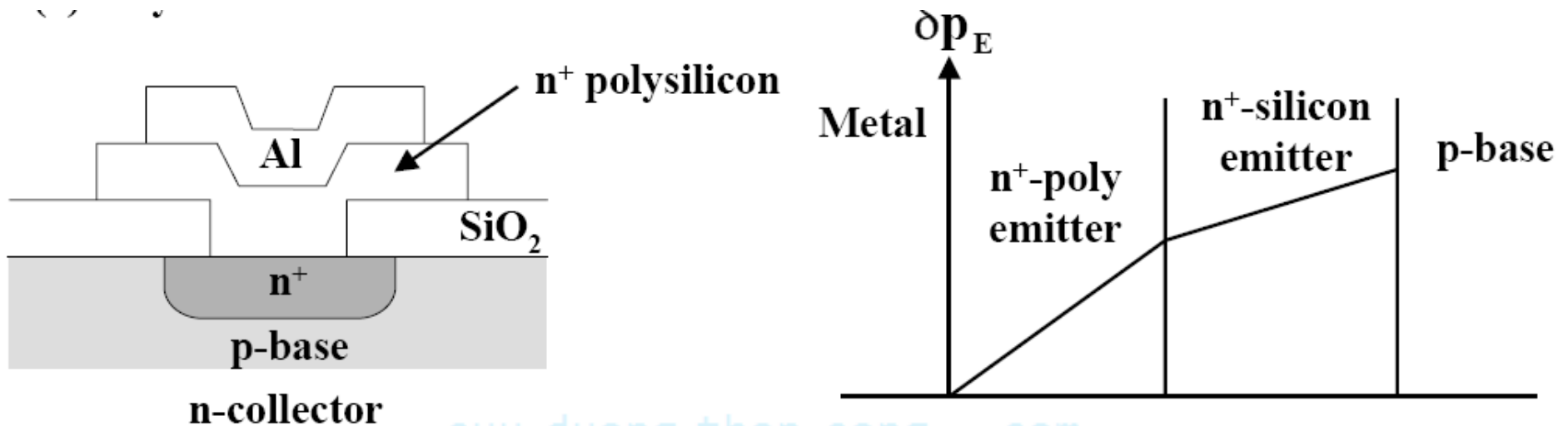
Darlington tín hiệu nhỏ có thể có β cỡ hàng 100 000!.

TABLE 6.1. SELECTED BIPOLAR POWER TRANSISTORS

npn	pnp	Pkg ^a	V _{CEO} max (V)	I _C max (A)	h _{FE} typ @ I _C (A)	f _T min (MHz)	C _{cb} ^b typ (pF)	P _{diss} (T _C =25°C) (W)	Θ _{JC} (°C/W)	T _J max (°C)	Comments	
Regular power: V _{CE} (sat) = 0.4V (typ); V _{BE} (on) = 0.8V (typ)												
2N5191	2N5194	A	60	4	100	0.2	2	80	40	3.1	150	low cost, gen purp
2N5979	2N5976	B	80	5	50	0.5	2	60	70	1.8	150	
2N3055	MJ2955	TO-3	60	15	50	2	2.5	125	115	1.5	200	metal, indus std
MJE3055	MJE2955	B	60	10	50	2	2.5	125	90	1.4	150	plastic, indus std
2N5886	2N5884	TO-3	80	25	50	10	4	400	200	0.9	200	
2N5686	2N5684	TO-3	80	50	30	25	2	700	300	0.6	200	for real power jobs
2N6338	2N6437	TO-3	100	25	50	8	40	200	200	0.9	200	premium audio
2N6275	2N6379	TO-3	120	50	50	20	30	400	250	0.7	200	premium audio
Darlington power: V _{CE} (sat) = 0.8V (typ); V _{BE} (on) = 1.4V (typ)												
2N6038	2N6035	A	60	4	2000	2	—	30	40	3.1	150	low cost
2N6044	2N6041	B	80	8	2500	4	4	80	75	1.7	150	
2N6059	2N6052	TO-3	100	12	3500	5	4	100	150	1.2	200	
2N6284	2N6287	TO-3	100	20	3000	10	4	150	160	1.1	200	high current

(a) A: small plastic pwr pkg (TO-126). B: large plastic pwr pkg (TO-127) (b) C_{cb} (nnp) at V_{CB}=10V; C_{cb} (pnnp) = 2C_{cb} (nnp).

5.8.2 Polysilicon emitter BJT



< Simplified cross section of an npn polysilicon emitter BJT >

Diffusion current must be continuous across polysilicon/silicon interface.

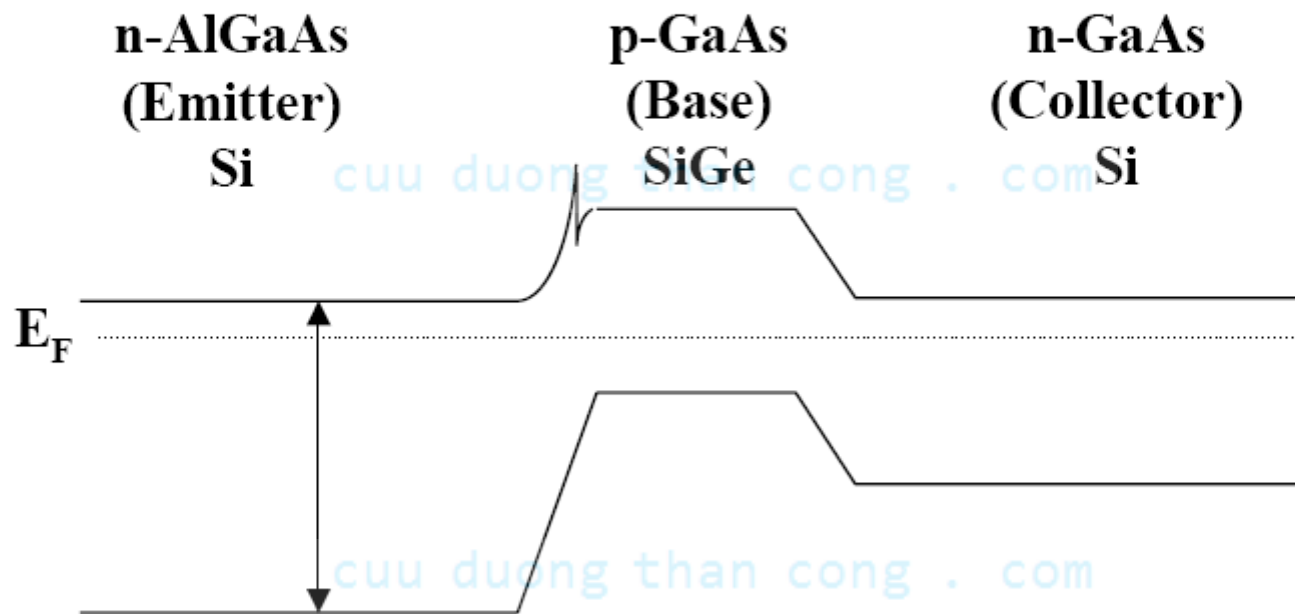
$$\Rightarrow eD_{E(\text{poly})} \frac{d(\delta p_{E(\text{poly})})}{dx} = eD_{E(n^+)} \frac{d(\delta p_{E(n^+)})}{dx}$$

$$\text{or } \frac{d(\delta p_{E(\text{poly})})}{dx} = \frac{D_{E(n^+)}}{D_{E(\text{poly})}} \frac{d(\delta p_{E(n^+)})}{dx} \quad (D_{E(n^+)} > D_{E(\text{poly})})$$

- PET được dùng IC

5.8.3 Heterojunction bipolar transistors

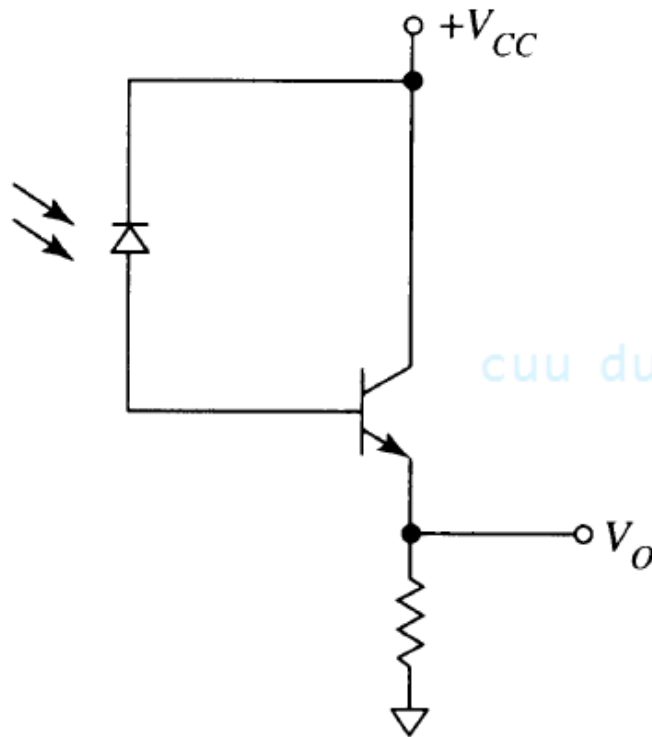
- Higher emitter efficiency
- Decreased base resistance : base can be heavily doped
- Improved frequency response : higher current gain & lower base resistance



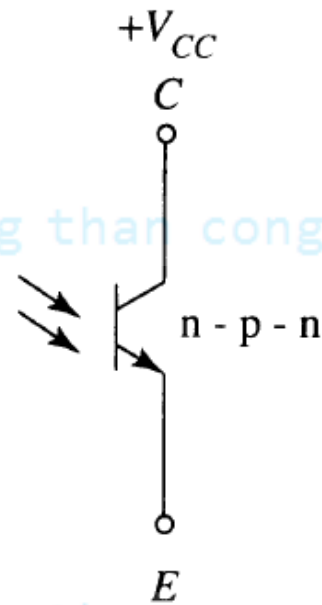
< Energy-band diagram of an npn heterojunction transistor with a wide-bandgap emitter >

Chú ý: HBT được dùng các ứng dụng tốc độ cao/tần số cao

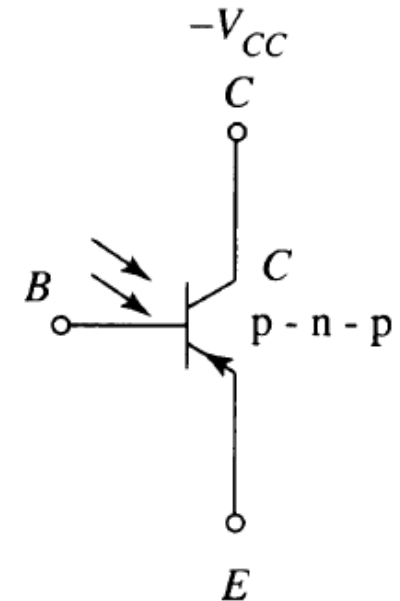
5.8.4 Phototransistor (transistor quang)



(a) Photodiode-transistor amplifier

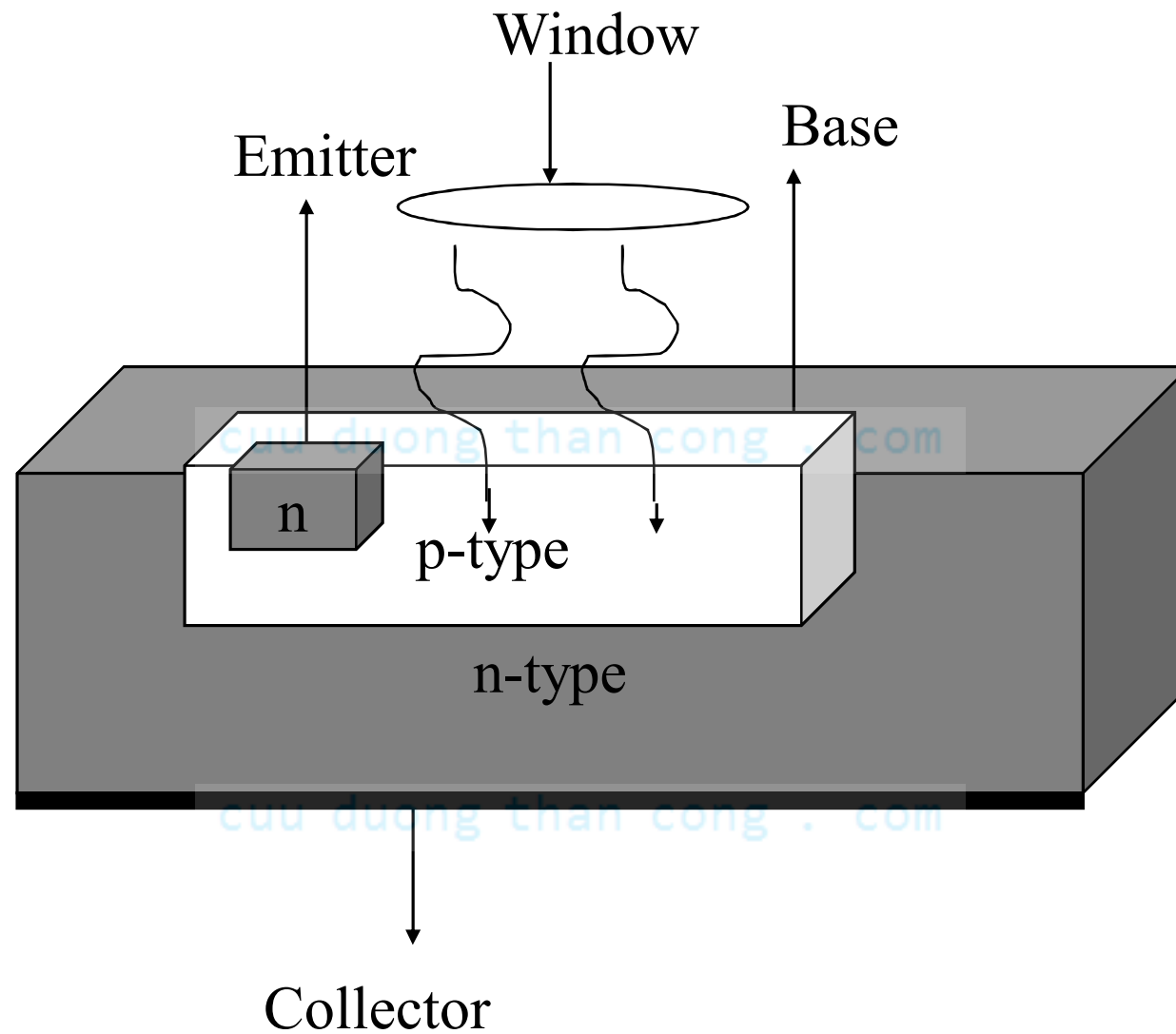


(b) Phototransistor without base connection



(c) Phototransistor with base connection

Cấu trúc của phototransistor

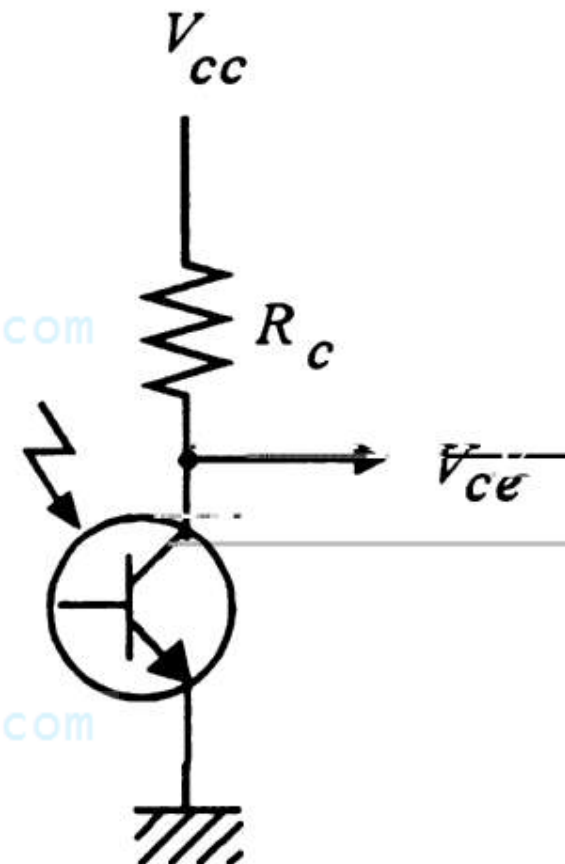


Phototransistors

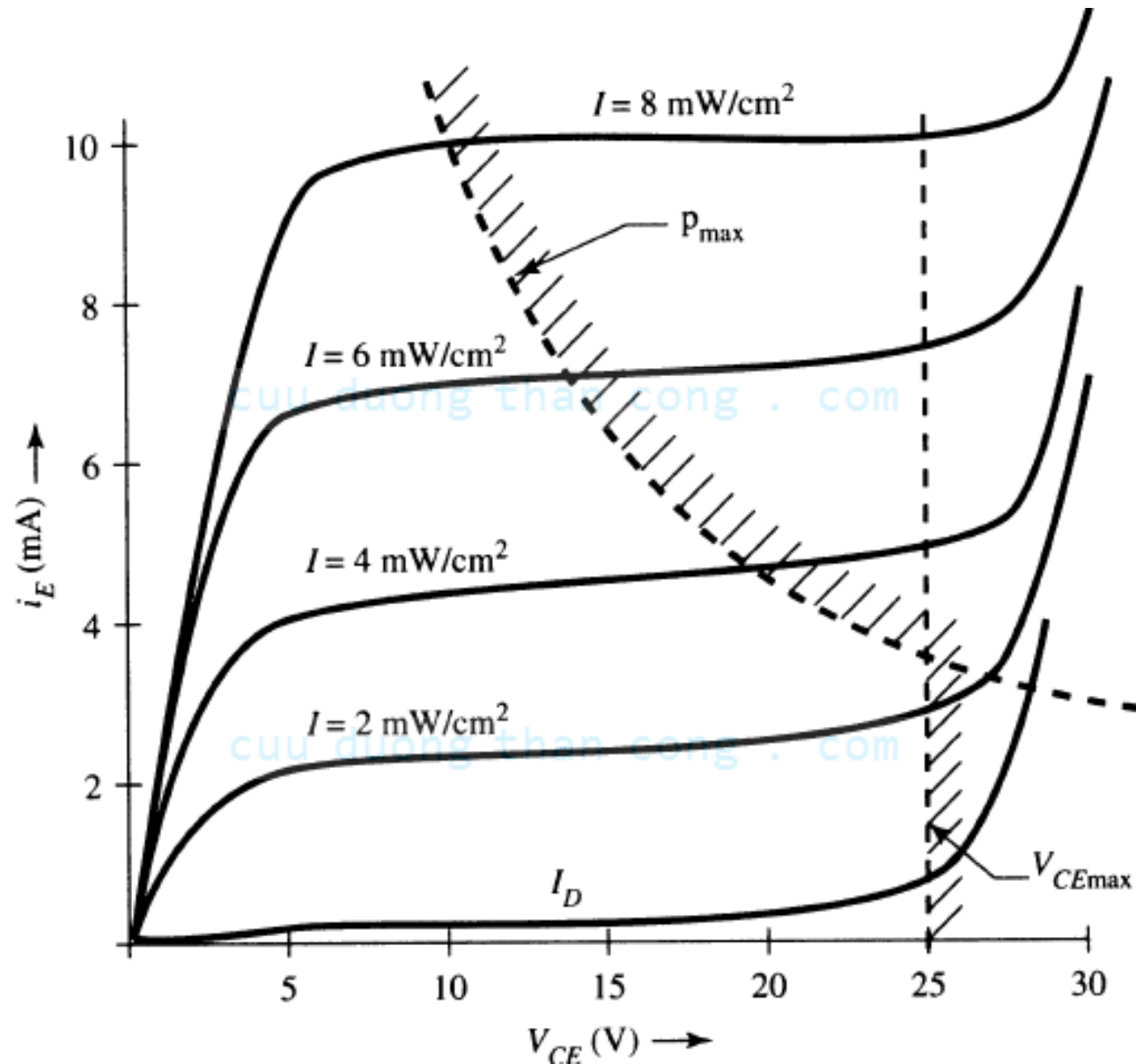
- Photodiode với mạch KĐ (transistor)
- Ánh sáng chiếu vào tiếp xúc B-E (J_E).
- Dòng Collector I_C là hàm tuyến tính của sự tới bức xạ (giả sử $\beta = \text{const}$).
- Dải tuyến tính thì hẹp hơn nhiều so với photodiode hay quang trở.
- Đặc tuyến I_C theo V_{CE} được vẽ theo các bước của sự tới bức xạ.
- Độ nhạy của phototransistor (RE) tốt hơn độ nhạy của photodiode

Phototransistor

- Không nhanh bằng photodiode.
- Sử dụng như transistor, ngoại trừ không cần dòng nền.



TD: Đặc tuyến của phototransistor



Phototransistor

- Intrinsic gain
 - Photocurrent is base current

© PerkinElmer Optoelectronics

