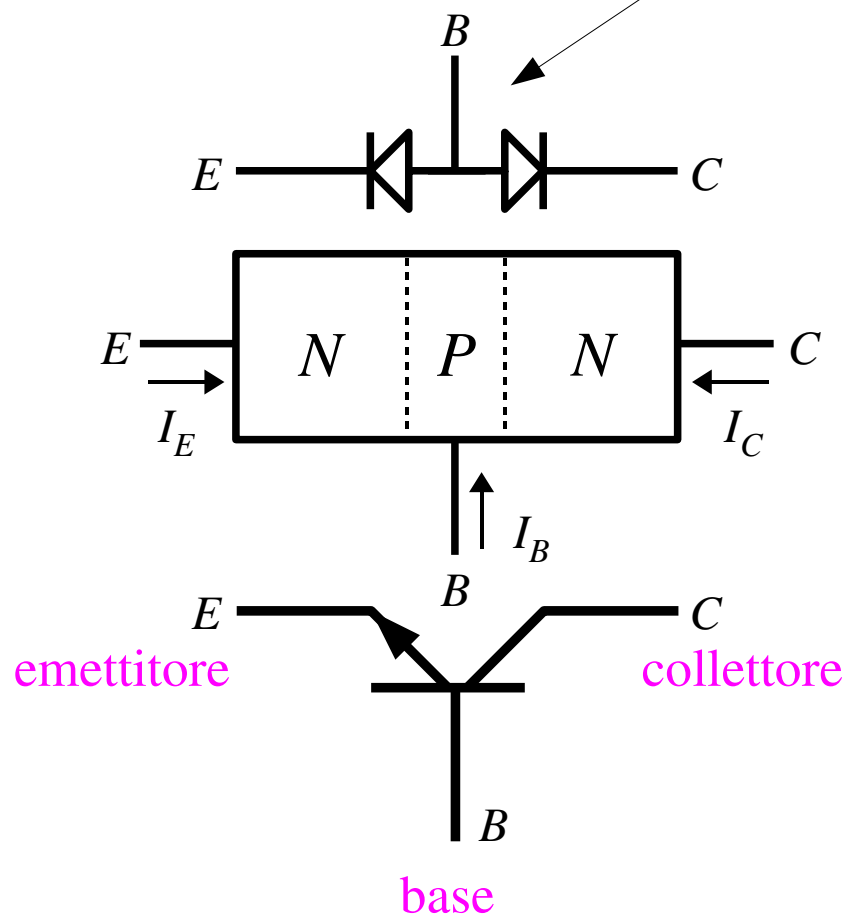
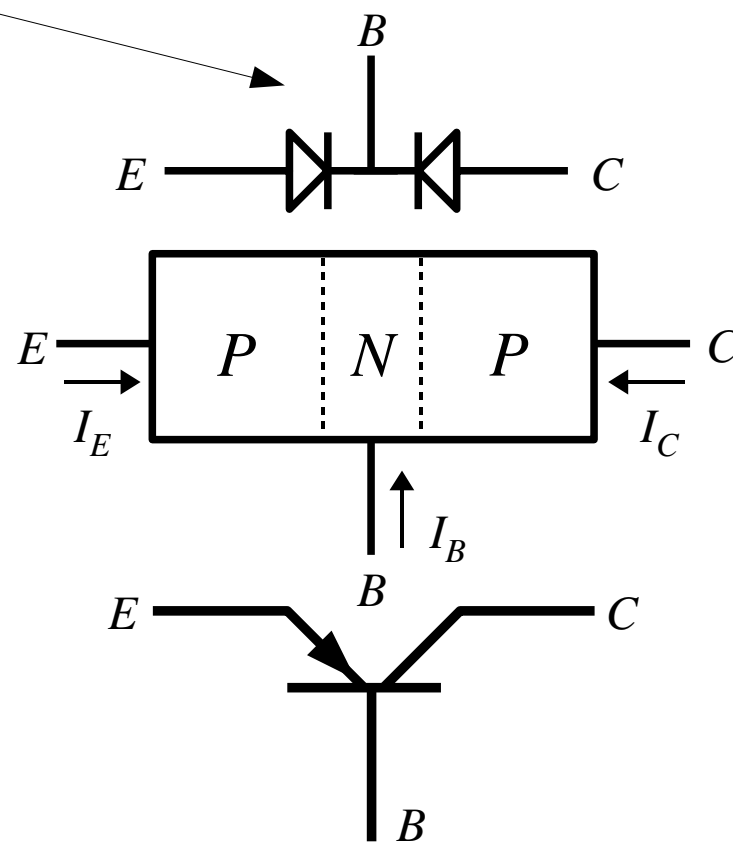


## Transistor bipolare a giunzione (bjt – bipolar junction transistor)

Il transistor e' formato da due diodi contrapposti con una regione in comune (base)

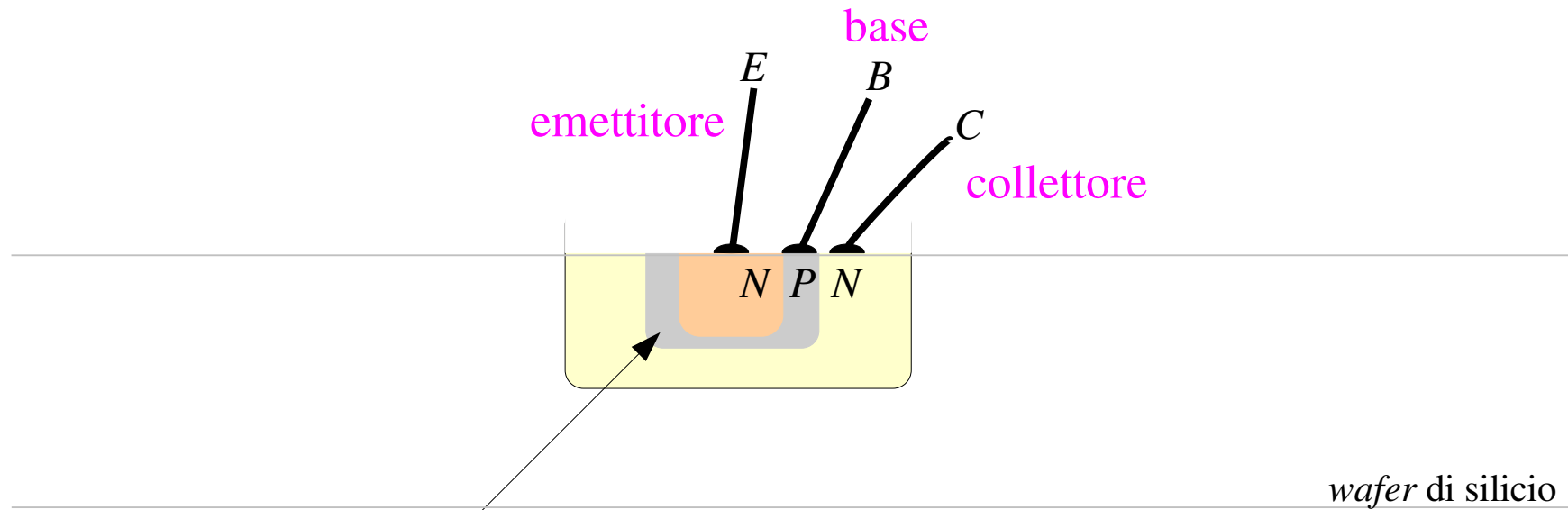


transistor di tipo *NPN*



transistor di tipo *PNP*

## Geometria del bjt

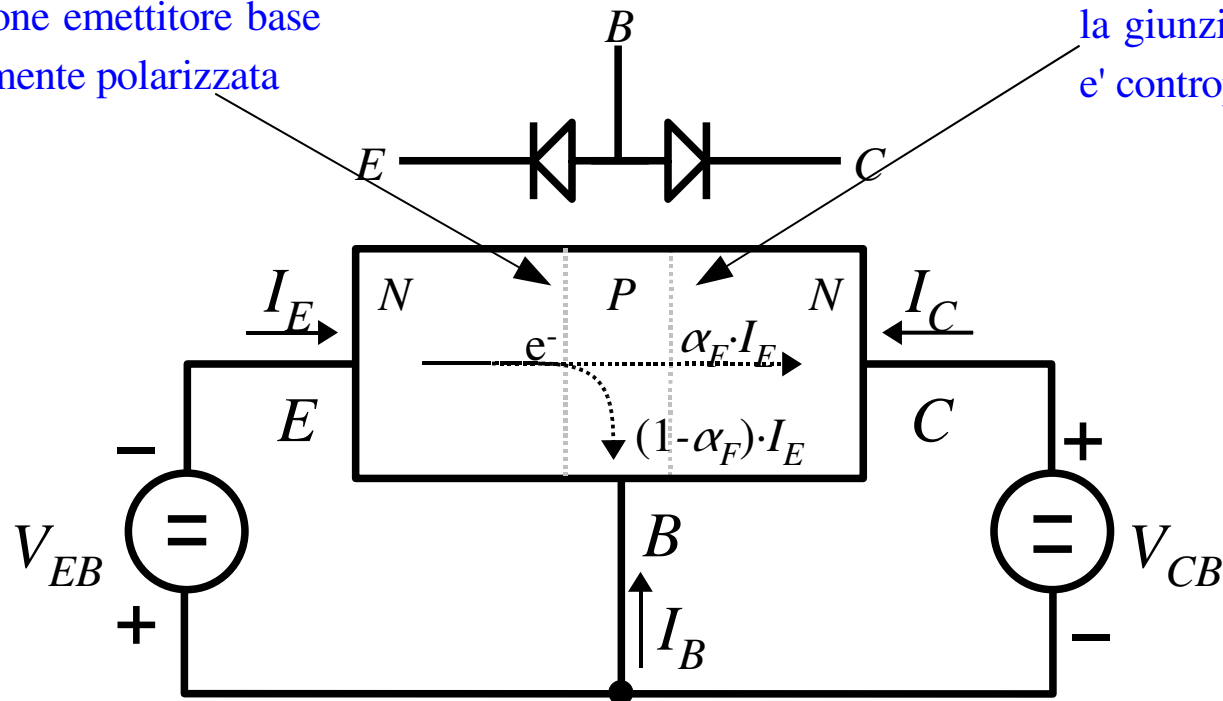


La regione di base, che separa emettitore e collettore, e' molto sottile (0.1 . . . 100  $\mu\text{m}$ )

## Funzionamento del bjt – Equazioni di Ebers-Moll

la giunzione emettitore base  
e' direttamente polarizzata

la giunzione collettore base  
e' contropolarizzata



nelle condizioni operative *normali*  
(*regione attiva*) le correnti dovute  
alla giunzione contropolarizzata sono  
trascurabili

$$I_E = -I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1) + \alpha_R I_{CS} \cdot (e^{V_{BC}/\eta V_T} - 1)$$

$$I_C = -I_{CS} \cdot (e^{V_{BC}/\eta V_T} - 1) + \alpha_F I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1)$$

effetto transistor

## Caratteristiche del bjt nella *regione attiva*

Equazioni di Ebers-Moll semplificate:

$$I_E = -I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1) = -\alpha_F I_E$$

La corrente di base  $I_B$  controlla una corrente di collettore  $I_C$  che è  $\beta_F$  volte più grande:

$$I_B = -I_E - I_C = \frac{I_C}{\alpha_F} - I_C = I_C \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F}$$

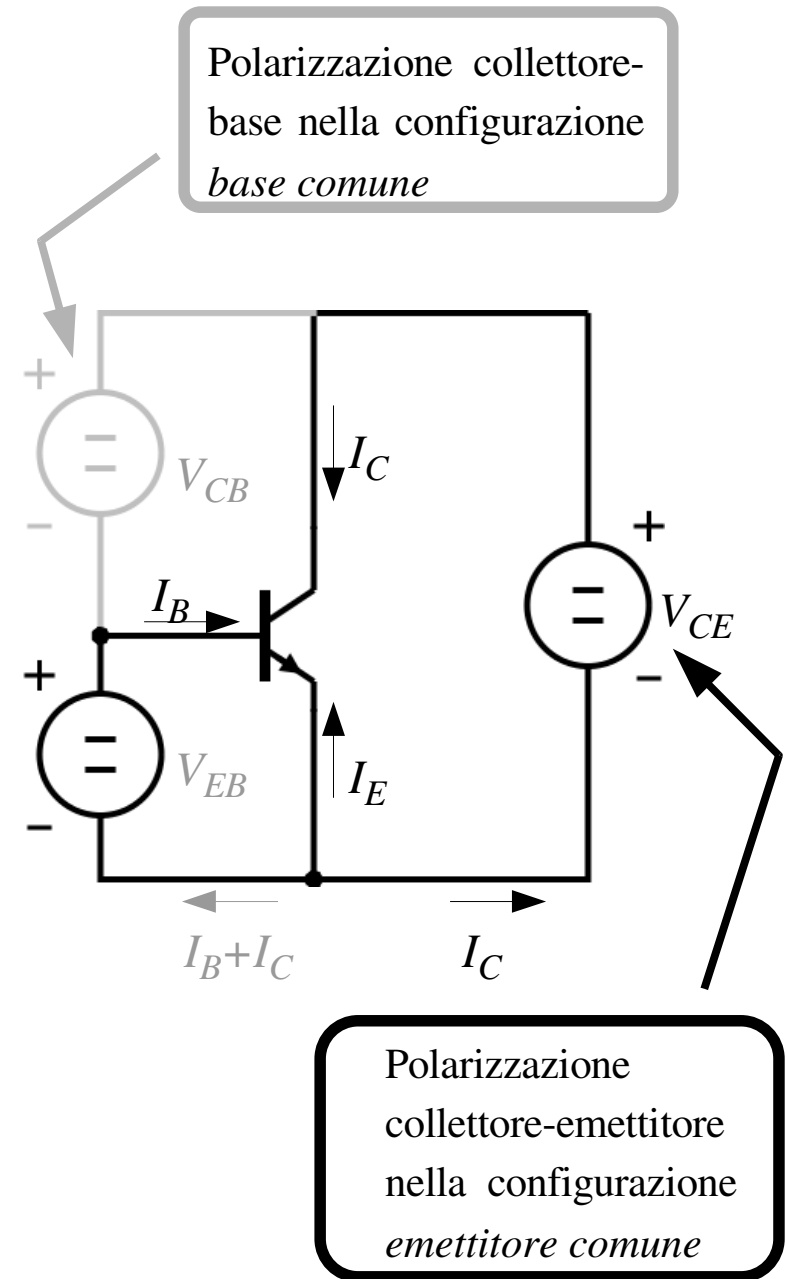
$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = \beta_F I_B$$

coefficienti di amplificazione di corrente:

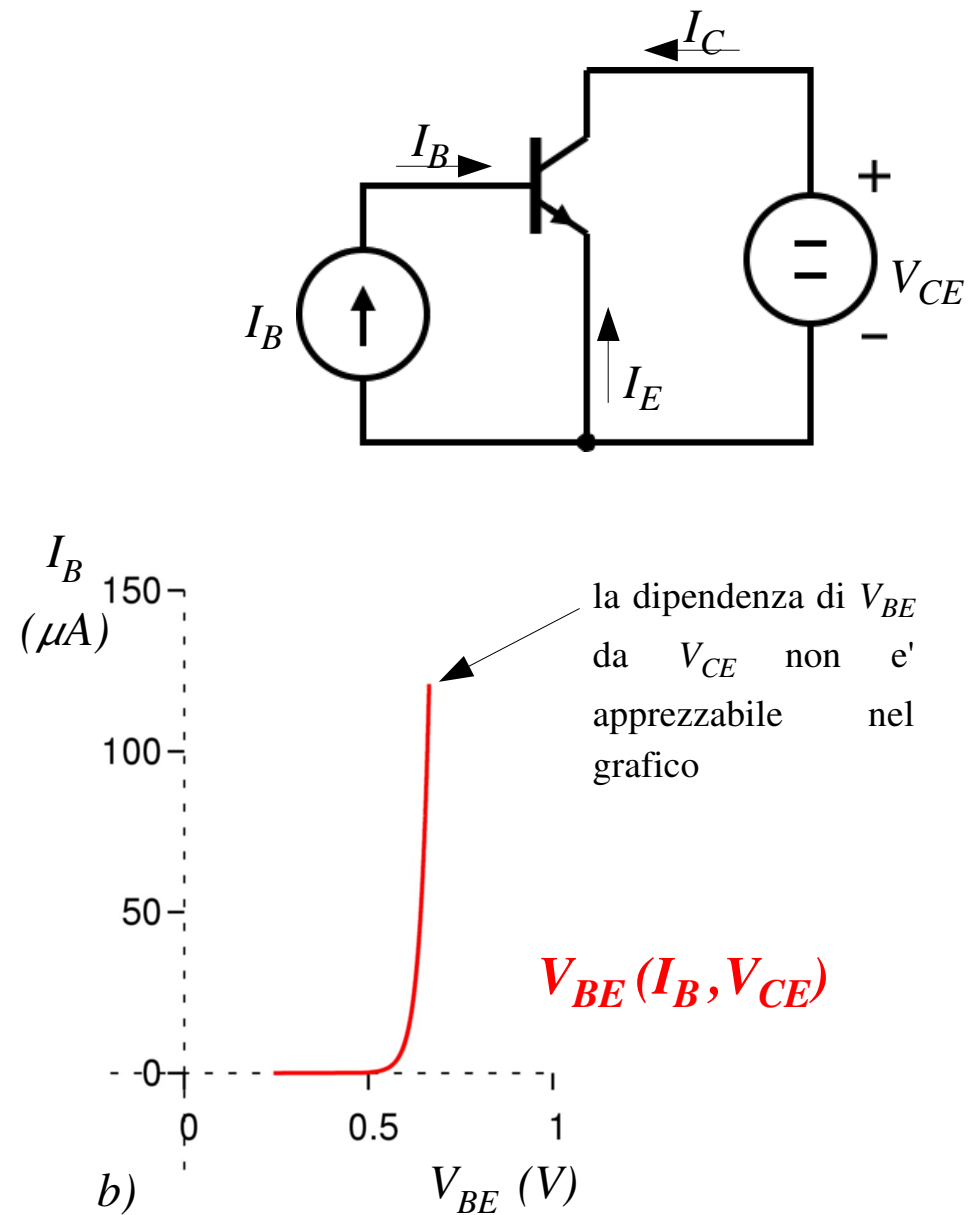
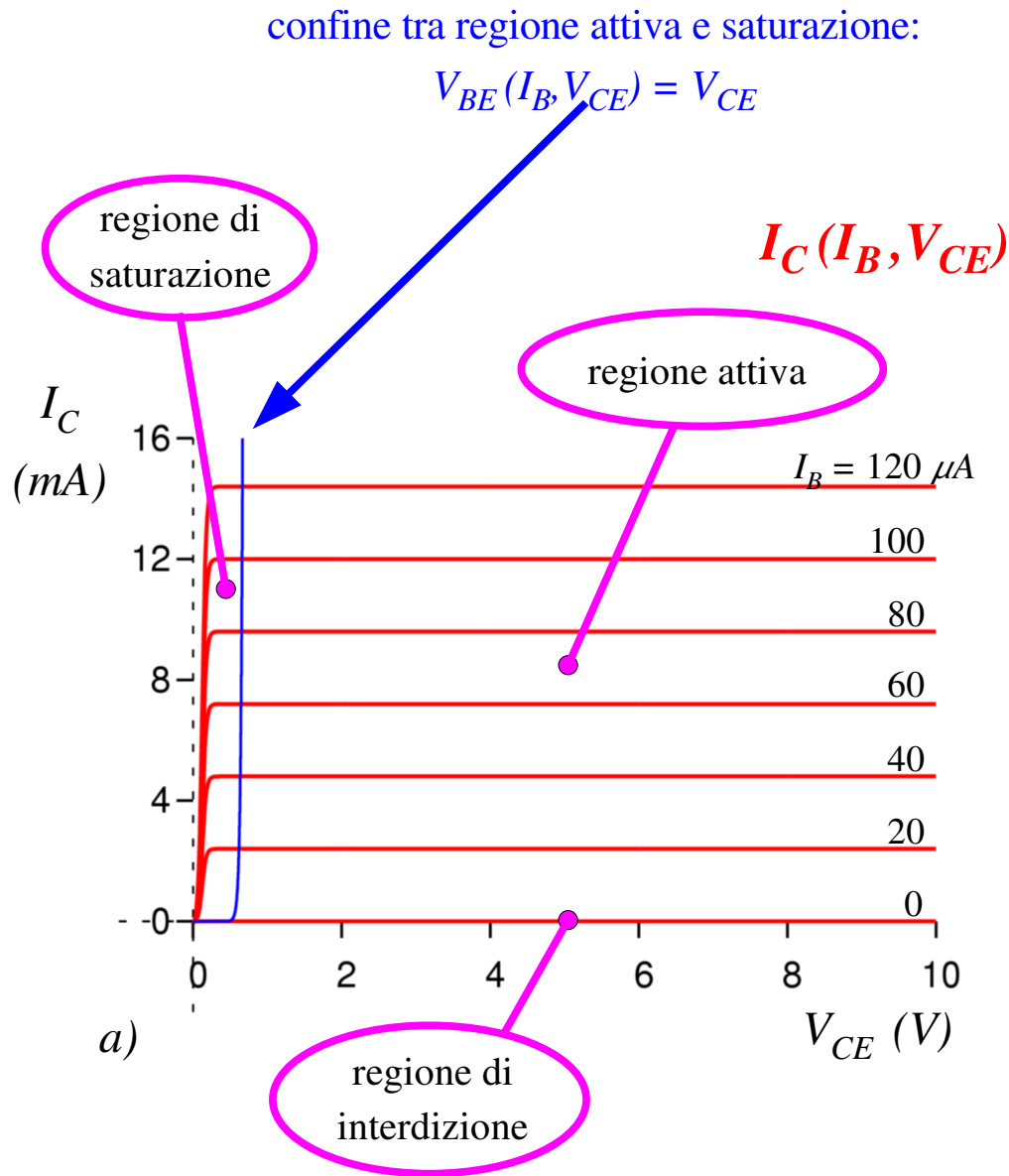
$$\alpha_F = 0.95 \dots 0.999 \quad \text{a base comune}$$

$$\beta_F = 20 \dots 1000 \quad \text{a emettitore comune}$$

$$I_E = -(\beta_F + 1) I_B$$



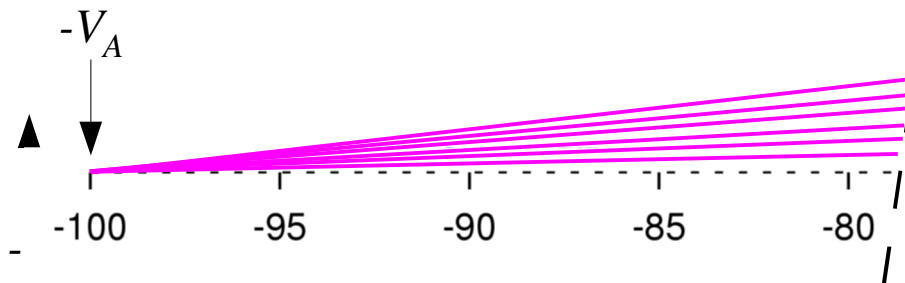
# Curve caratteristiche del bjt



## Effetto Early

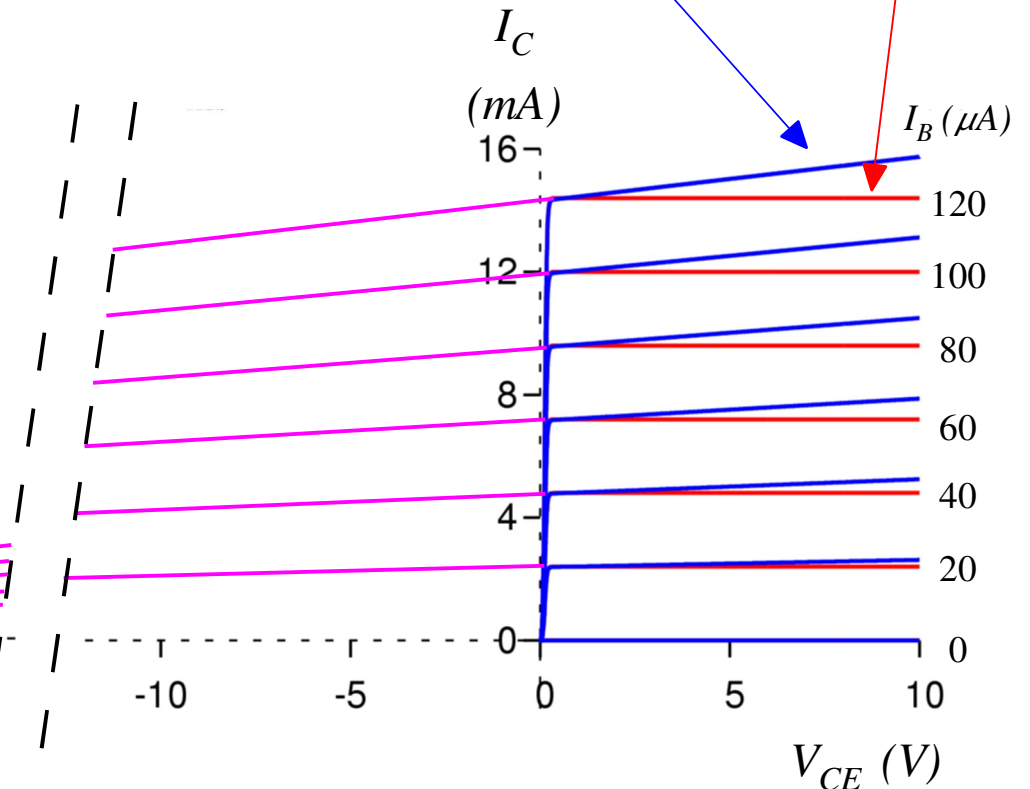
$$I_C = \beta_F I_B \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

Le curve caratteristiche della regione attiva (rette), prolungate a sinistra, si incontrano sull'asse  $x$  in corrispondenza della tensione  $-V_A$ , la tensione di *Early*

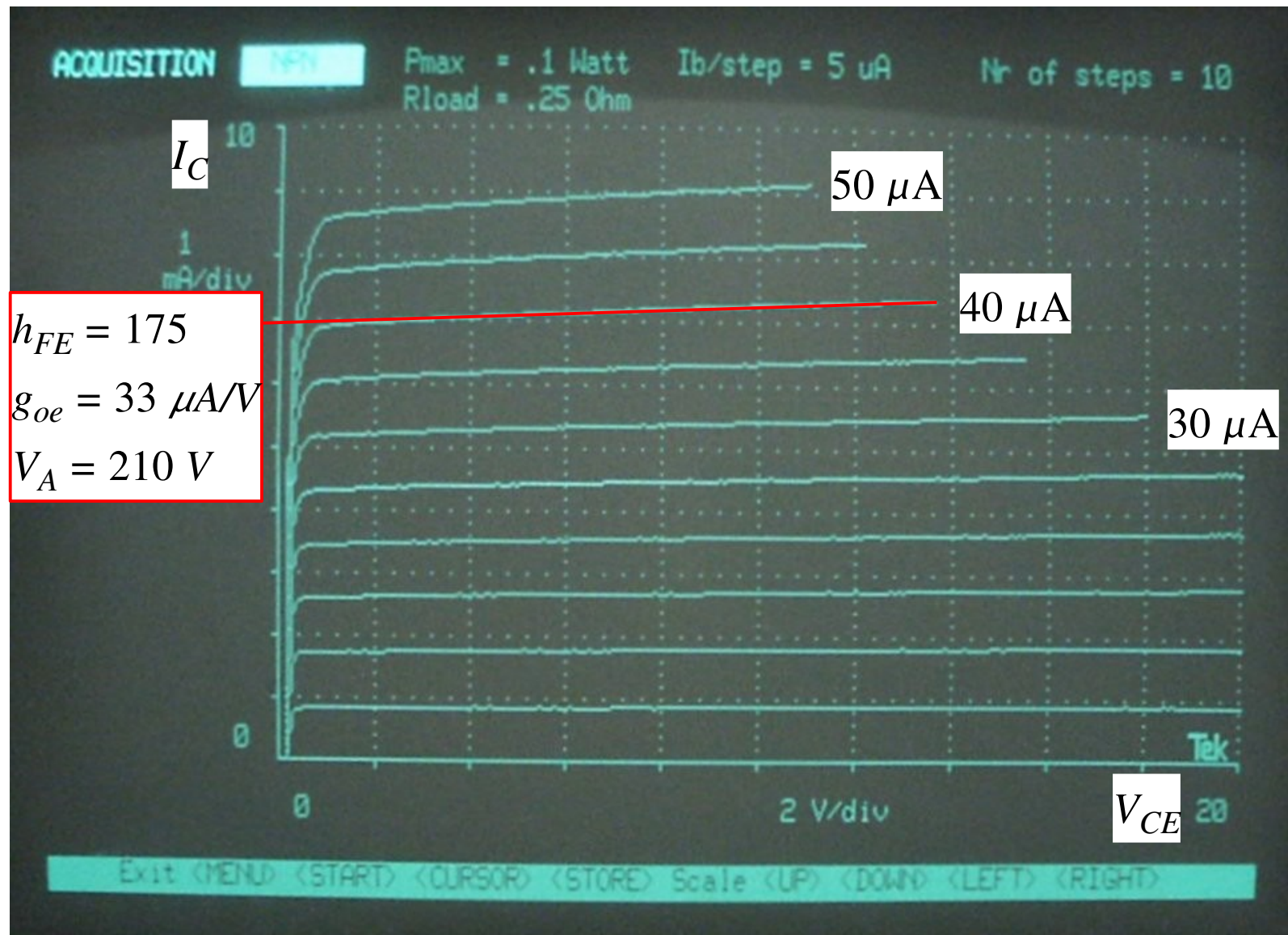


Una dipendenza (praticamente lineare) di  $I_C$  da  $V_{CE}$  compare a causa della variazione della regione di transizione della giunzione base-collettore al variare della polarizzazione (curve blu)

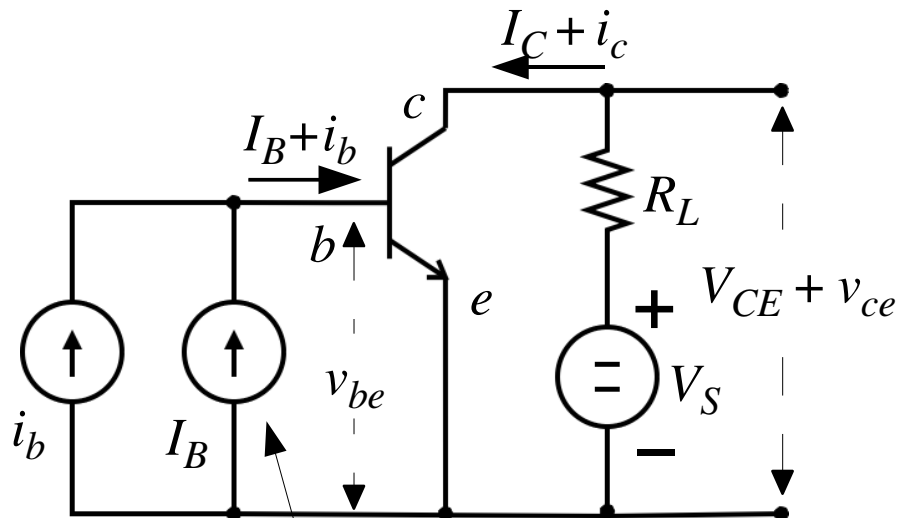
Le equazioni di Ebers-Moll prevedono  $I_C$  indipendente da  $V_{CE}$  (curve rosse)



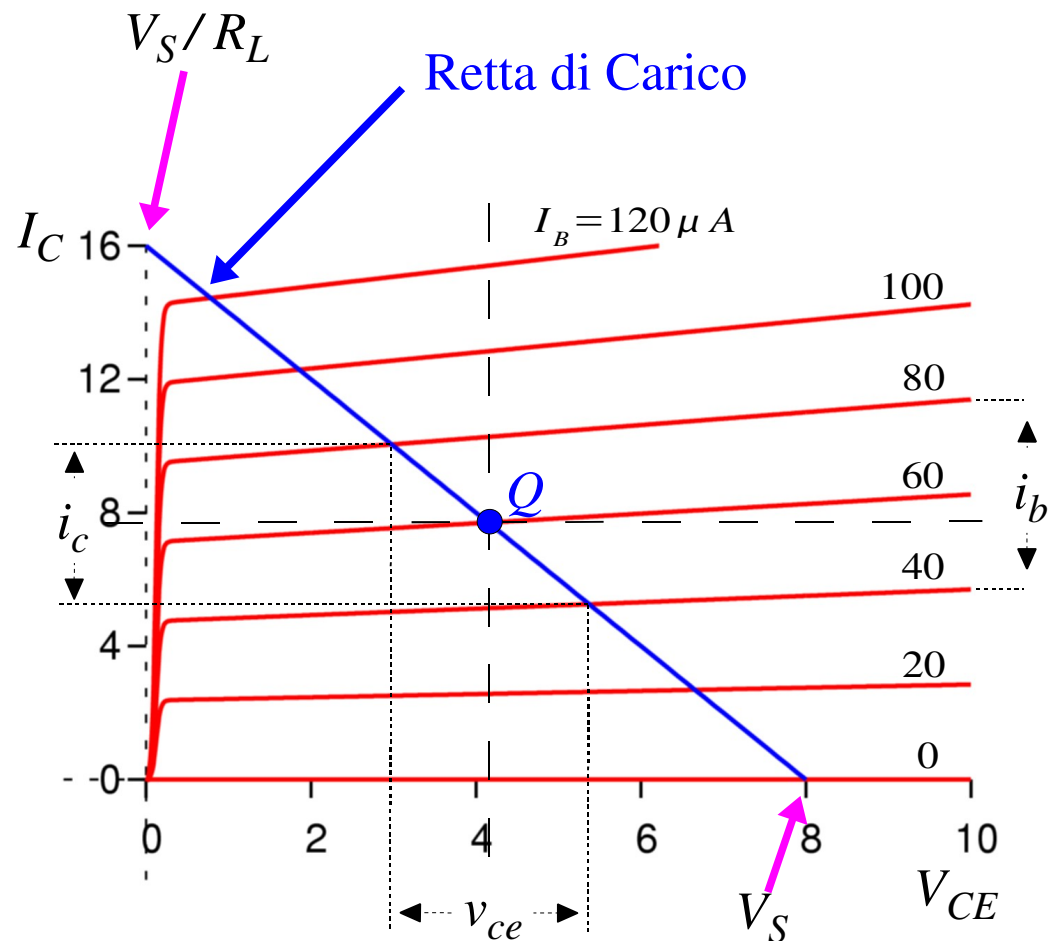
## Curve caratteristiche di un transistor MD8003



## Amplificatore con bjt



Il generatore di polarizzazione  $I_B$   
stabilisce il punto di lavoro  $Q$



Equazione della maglia di uscita:  $I_C R_L + V_{CE}(I_C, I_B) = V_S$

$A_i = i_c / i_b$  = coefficiente di amplificazione (guadagno) di corrente

$A_v = v_{ce} / v_{be}$  = coefficiente di amplificazione (guadagno) di tensione



## Modello lineare del bjt

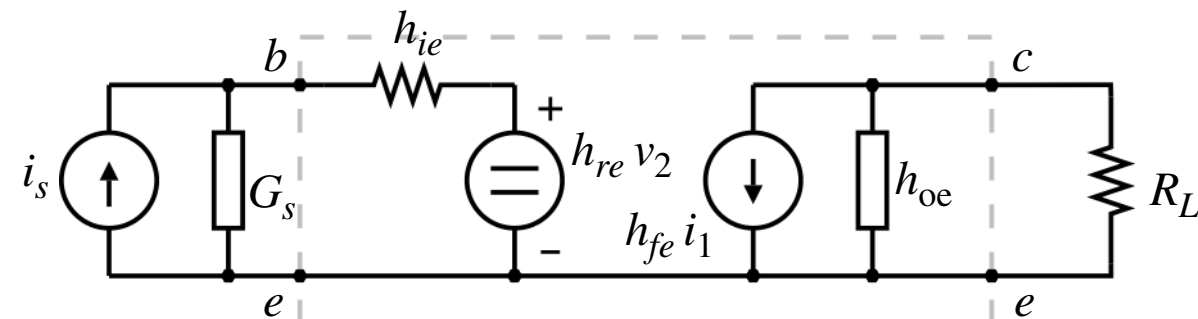
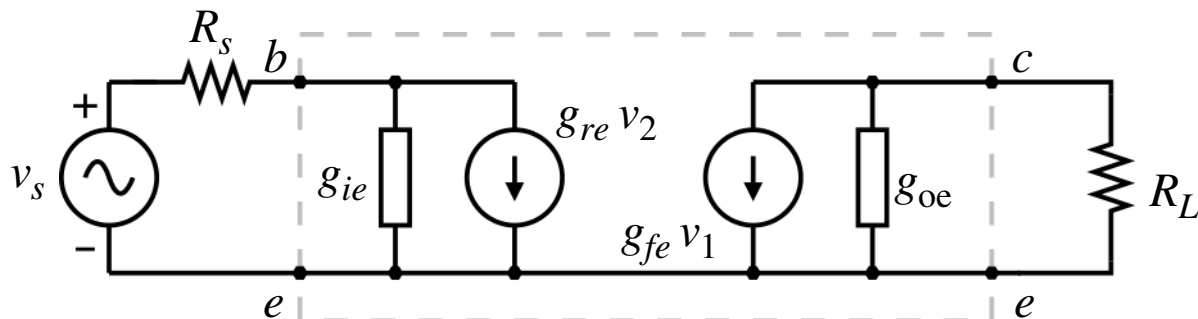
### Amplificatore per piccoli segnali

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F}$$

Le equazioni di Ebers-Moll suggeriscono di scegliere  $I_C$  come variabile dipendente e  $V_{CE}$  indipendente per il circuito di uscita.

Per il circuito di ingresso e' equivalente scegliere come variabile indipendente  $I_B$  (e utilizzare i parametri  $h$ ) oppure  $V_{BE}$  ( e utilizzare i parametri  $g$ ).



Modelli lineari completi che utilizzano i parametri  $g$  ed i parametri  $h$ .

Nel modello lineare non compaiono le tensioni e correnti continue corrispondenti al punto di lavoro  $Q$  (tensioni e correnti di *polarizzazione*) ed i generatori relativi.

## Parametri g del modello lineare del bjt

I valori dei parametri dei modelli lineari si ottengono dalle equazioni che descrivono il funzionamento fisico del dispositivo.

Dalle equazioni di Ebers-Moll

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \cdot (e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F}$$

$$i_b = g_{ie} v_1 + g_{re} v_2$$

$$i_c = g_{fe} v_1 + g_{oe} v_2$$

Il parametro  $g_{fe}$  dipende solo dal punto di lavoro

si ricava:

$$g_{fe} = \frac{i_c}{v_{be}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \alpha_F \frac{I_{ES}}{\eta V_T} \cdot e^{V_{BE}/\eta V_T} \approx \frac{|I_E|}{\eta V_T}$$

Il parametro  $g_i$  dipende solo dal punto di lavoro e da  $\beta_f$

$$g_{ie} = \frac{i_b}{v_{be}} = \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \frac{\partial I_B}{\partial I_C} = \frac{g_{fe}}{\beta_f}$$

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad \beta_f = \frac{\partial I_C}{\partial I_B}$$

$$g_{oe} = \frac{i_c}{v_{ce}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = 0$$

$$g_{re} = \frac{i_b}{v_{ce}} = \frac{\partial I_B}{\partial V_{CE}} = 0$$

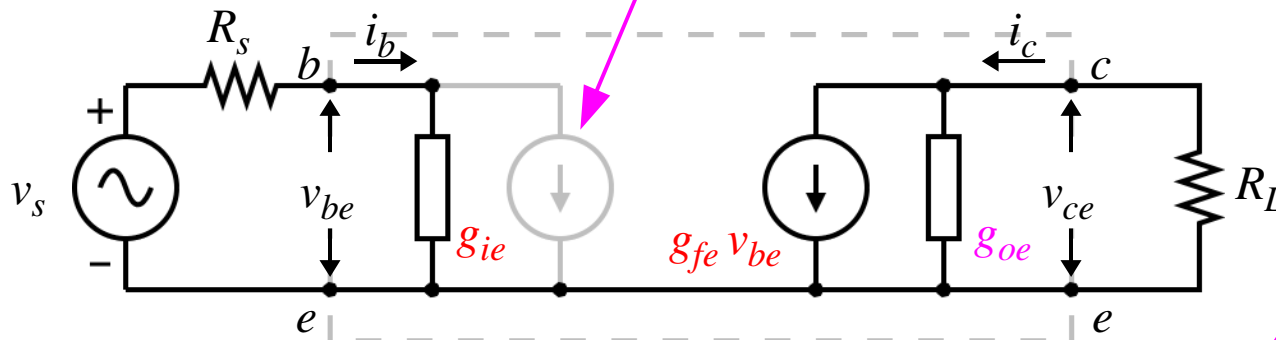
Nel modello di Ebers-Moll

$g_o$  e  $g_r$  sono nulli.

(tutte le derivate sono calcolate considerando l'altra variabile indipendente costante).

## Conduttanza di uscita $g_{oe}$

In corrente continua ed in bassa frequenza  
l'effetto di  $g_{re}$  rimane trascurabile



$$i_b = g_{ie} v_{be}$$

$$i_c = g_{fe} v_{be} + g_{oe} v_{ce}$$

L'effetto Early introduce una **correzione**  
al modello di Ebers-Moll:

$$g_{oe} = \frac{i_c}{v_{ce}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = \frac{\beta_f I_B}{V_A} \simeq \frac{I_C}{V_A}$$

fattore di partizione della  
corrente di uscita tra  $R_L$  e  $g_{oe}$

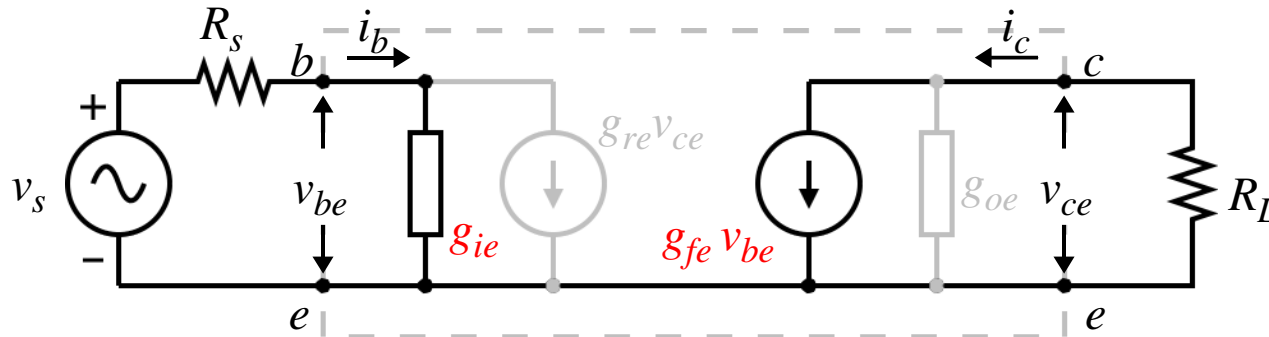
$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{i_c R_L}{v_{be}} = -g_{fe} R_L \cdot \frac{1}{1 + R_L g_{oe}}$$

amplificazione di tensione

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_{fe}}{g_{ie}} = \beta_f \frac{1}{1 + R_L g_{oe}}$$

amplificazione di corrente

## Amplificazione di tensione e di corrente



$$i_b = g_{ie} v_{be}$$

$$i_c = g_{fe} v_{be}$$

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{i_c R_L}{v_{be}} = -g_{fe} R_L \quad \text{amplificazione di tensione}$$

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_{fe}}{g_{ie}} = \beta_f \quad \text{amplificazione di corrente}$$

$$A'_v = \frac{v_{ce}}{v_s} = -g_{fe} R_L \cdot \frac{1}{1 + R_s g_{ie}} \quad \text{amplificazione di tensione (tenendo conto della resistenza del generatore)}$$

Nel modello di Ebers-Moll il funzionamento del transistor è descritto da **due soli parametri**: conduttanza di ingresso  $g_{ie}$  e conduttanza di trasferimento diretto (conduttanza mutua)  $g_{fe}$ . Gli altri due parametri ( $g_{oe}$ ,  $g_{re}$ ) in prima approssimazione sono zero ed i relativi elementi non compaiono nel circuito. Se si fossero utilizzati i parametri  $r$  oppure  $m$  avremmo avuto nel circuito di uscita . . .

fattore di partizione della tensione di ingresso tra  $R_s$  e  $g_{ie}$

## Parametri $h$ del modello lineare del bjt

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \beta_f$$

$$h_{ie} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_C} \frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \frac{\beta_f}{g_f}$$

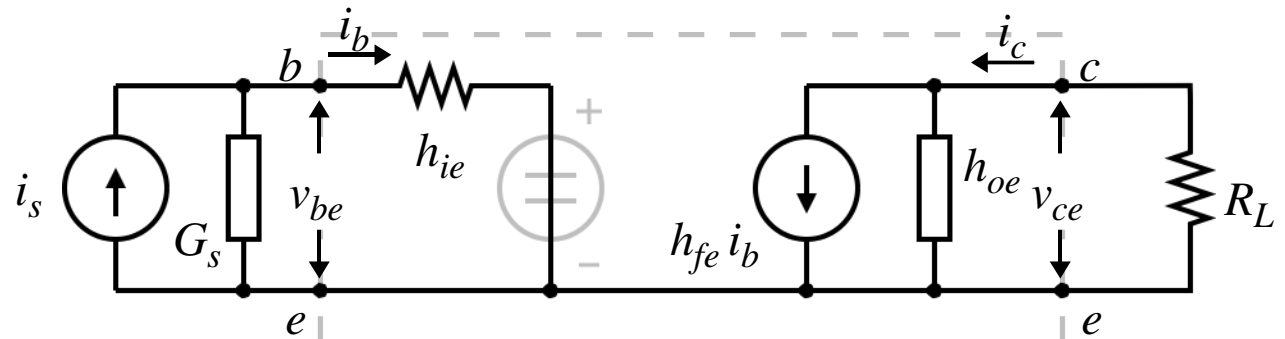
$$h_{oe} = \frac{i_c}{v_{ce}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = g_{oe}$$

$$h_r = \frac{v_{be}}{v_{ce}} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} = 0$$

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = h_{fe} \frac{1}{1 + R_L g_{oe}}$$

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -\frac{i_c R_L}{v_{be}} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_L}{1 + R_L g_{oe}}$$

$$g_{ie} = \frac{1}{h_{ie}} \quad g_{fe} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$



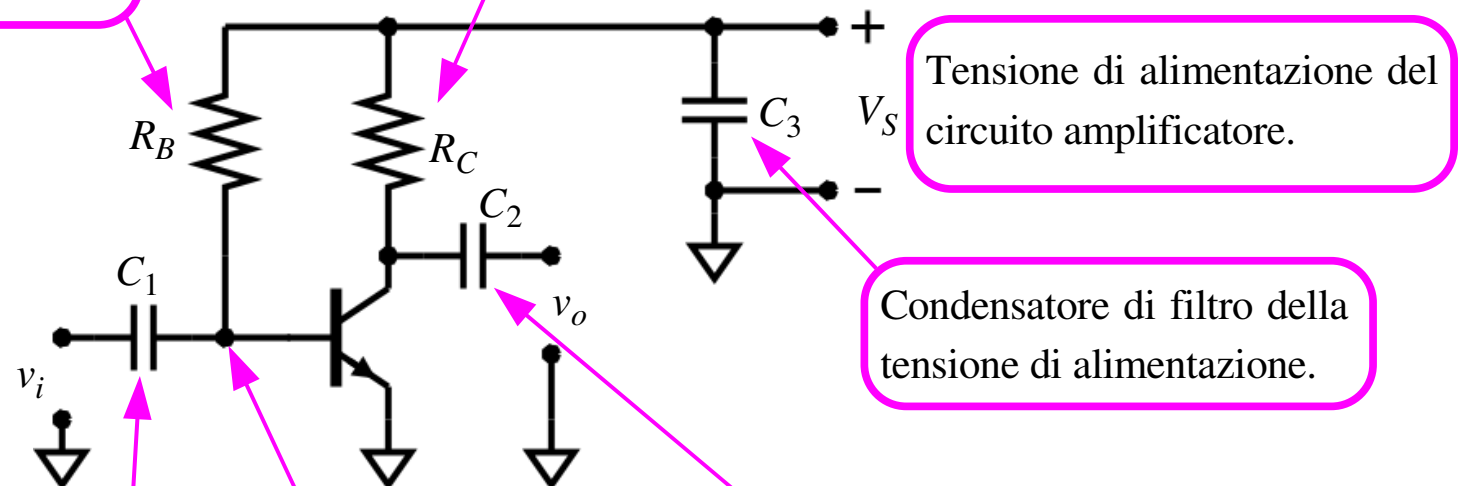
## Uno stadio amplificatore con transistor bjt

Resistenza di polarizzazione della base. Stabilisce il punto di lavoro di lavoro:

$$R_B = (V_S - V_{BE}) / I_B$$

Resistenza di collettore. Per avere il punto di lavoro circa a meta' della regione attiva:

$$R_C = \frac{1}{2} V_S / I_C$$



Tensione di alimentazione del circuito amplificatore.

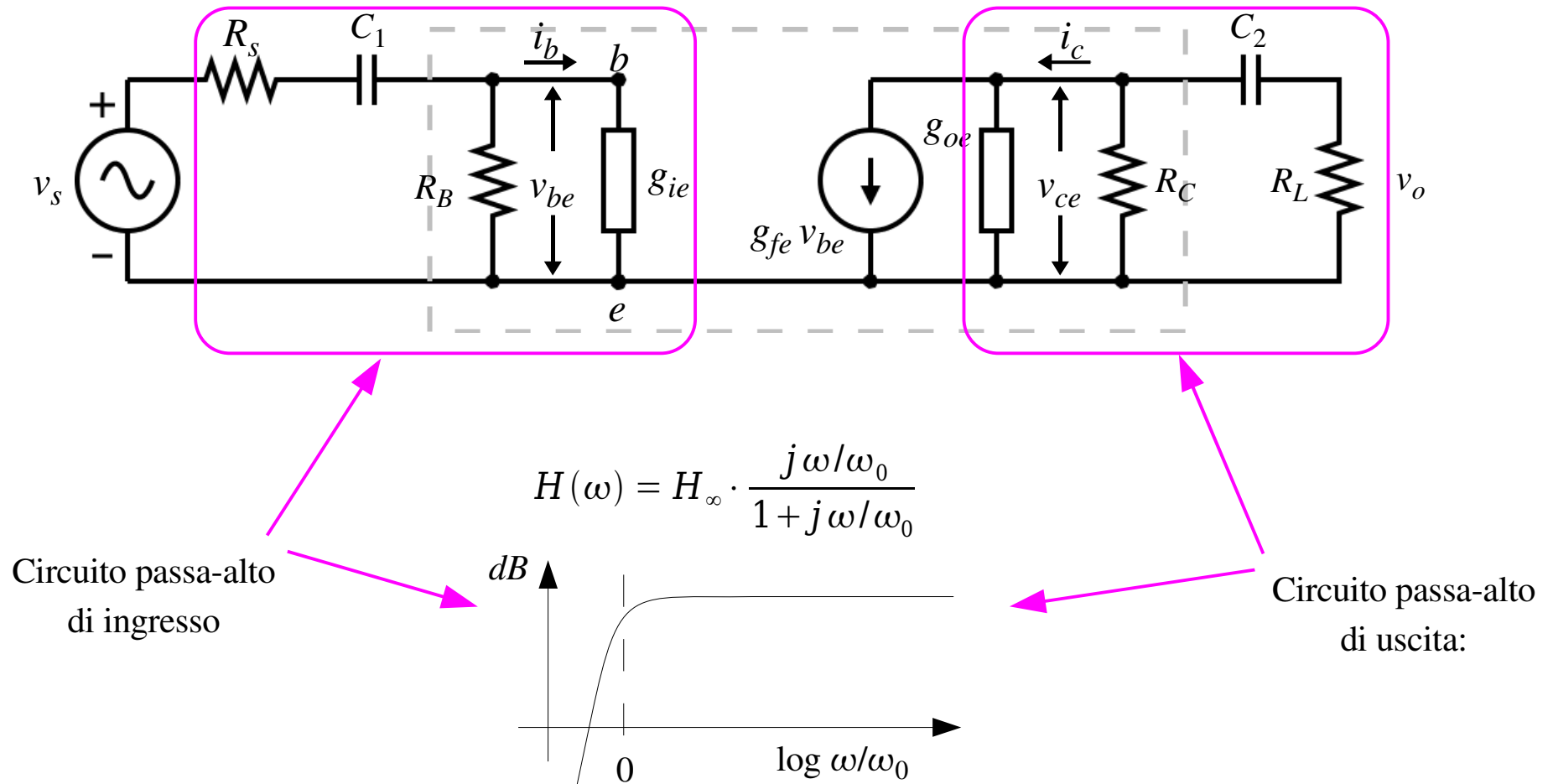
Condensatore di filtro della tensione di alimentazione.

Condensatore di disaccoppiamento di ingresso. Isola il generatore del segnale dalla tensione continua di polarizzazione.

$$V_B \approx 0.6 \text{ V}$$

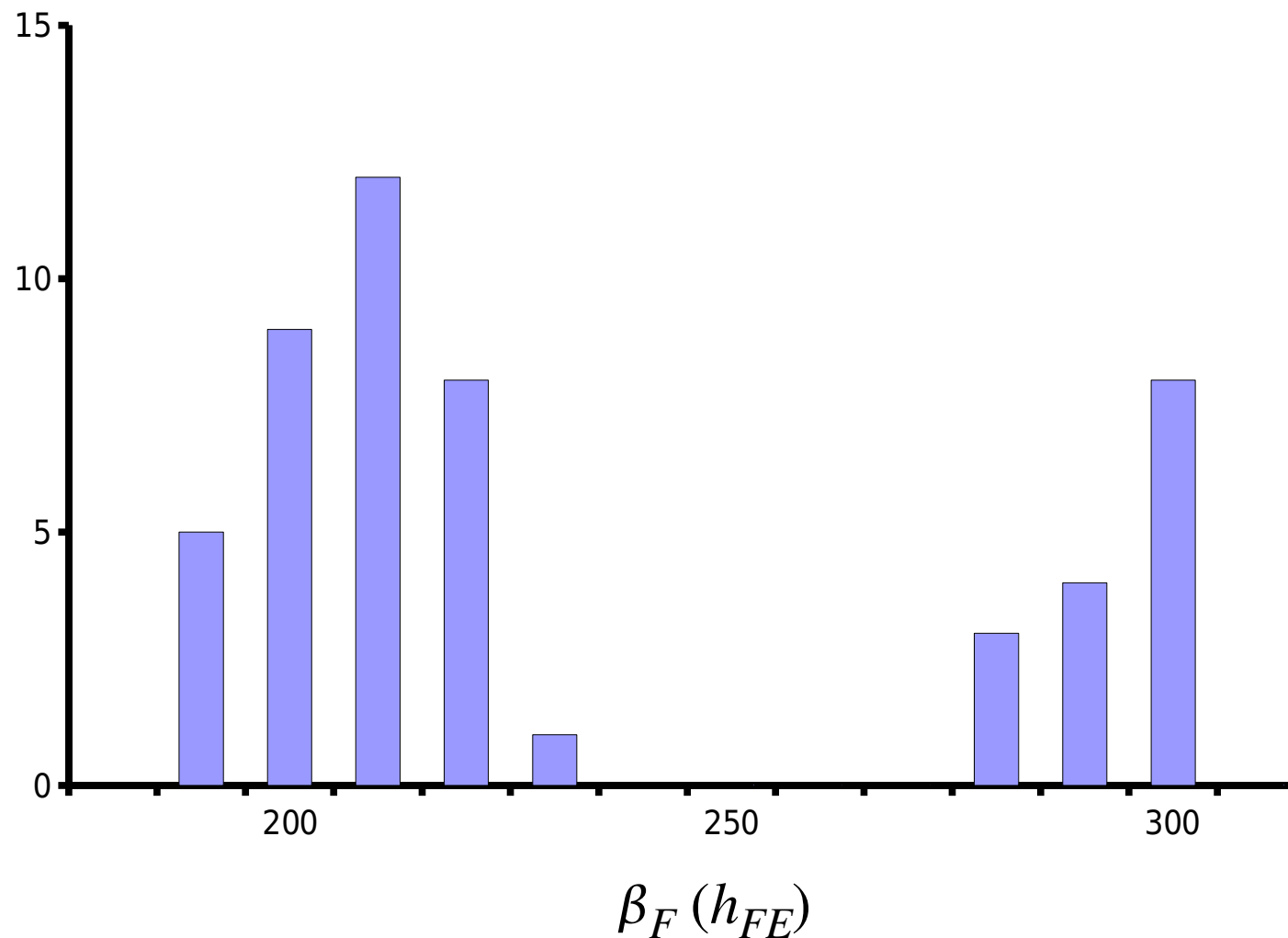
Condensatore di disaccoppiamento di uscita. Isola il carico dalla tensione continua di polarizzazione di collettore.

## Limiti di banda passante – Frequenza di taglio inferiore



**Il circuito non e' utilizzabile per amplificare segnali in corrente continua**

## Dispersione dei valori di $\beta_F$ ( o $h_{FE}$ )

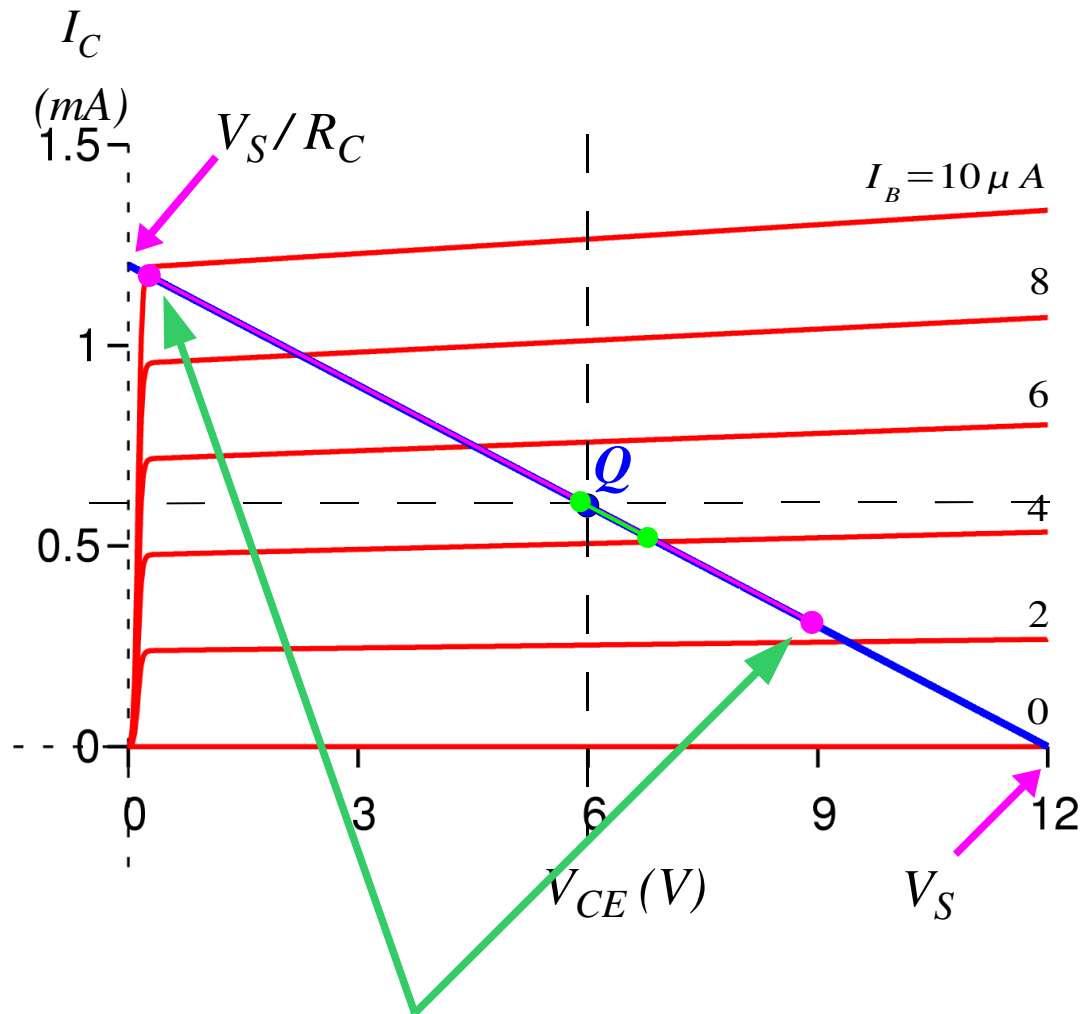


Valori di  $\beta_F$  misurati su un campione di 50 transistor modello 2N2222A.

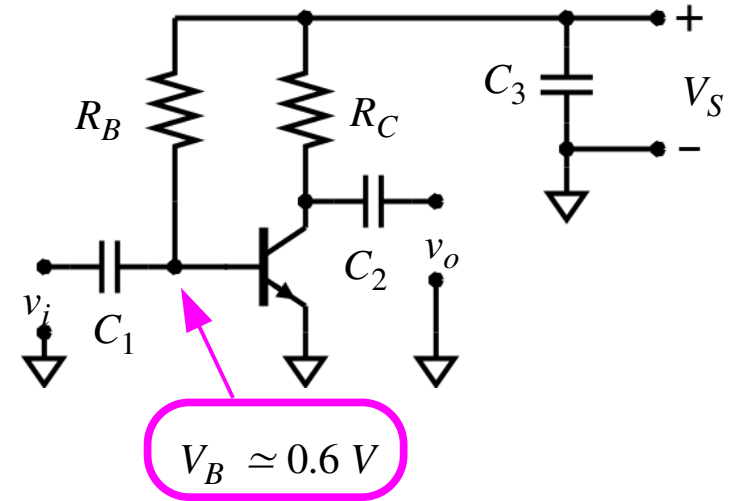
Valori di specifica:  $\beta_F > 50$ .



## Precarieta' del punto di lavoro



Intervallo in cui si puo' venire a trovare il punto di lavoro



$$V_S = 12 V \quad R_C = 10 k\Omega \quad V_Q = 6 V \quad I_Q = 0.6 mA$$

$$\beta_F = 120 \quad V_A = 100 \quad I_B = 4.7 \mu A$$

$$R_B = (V_S - V_{BE}) / I_B \simeq (12 V - 0.6 V) / 4.7 \mu A$$

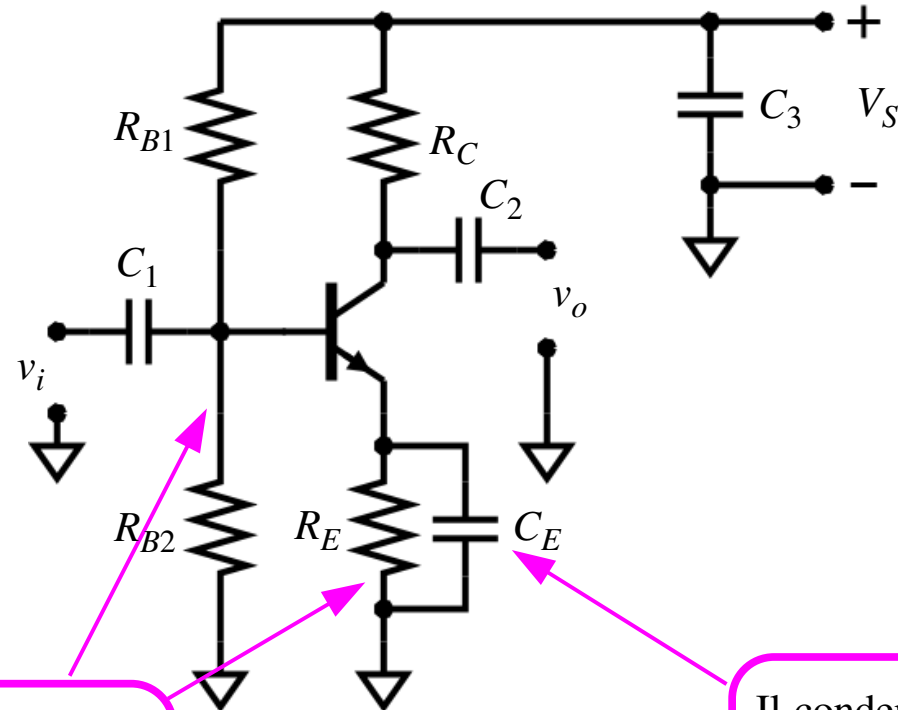
$$= 2.42 M\Omega \simeq 2.2 M\Omega$$

Il valore di  $\beta_F$  e' quello nominale. Per lo stesso modello di transistor  $\beta_F$  puo' variare di una fattore 2 in piu' o in meno:  $\beta_F = 60 \dots 240$ .

La corrente  $I_C$  puo' essere compresa tra i valori:

$$4.7 \mu A \cdot [60 \dots 240] = 0.3 \dots 1.2 mA$$

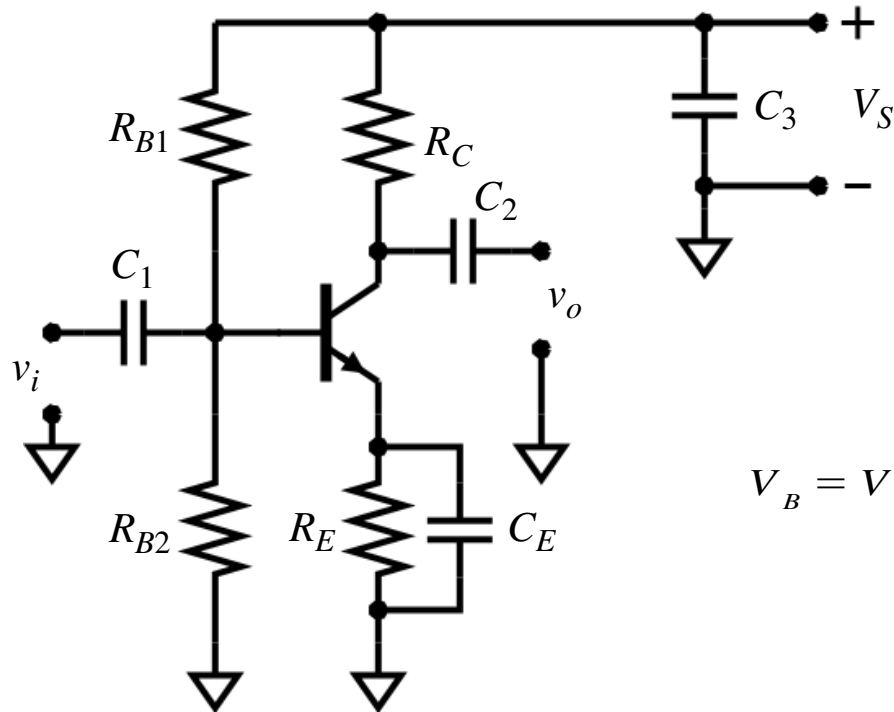
## Stadio amplificatore a 4 resistenze con transistor bjt



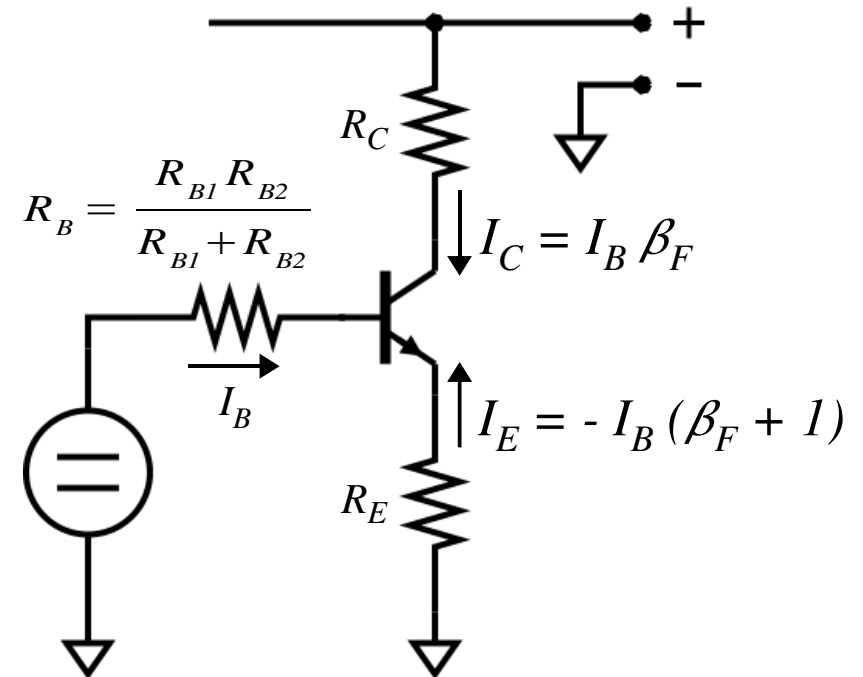
Il partitore che alimenta la base e la resistenza di emettitore rendono il punto di lavoro piu' stabile.

Il condensatore di emettitore  $C_E$  collega l'emettitore a massa per quanto riguarda il segnale.

## Circuito di polarizzazione a 4 resistenze



$$V_B = V_S \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

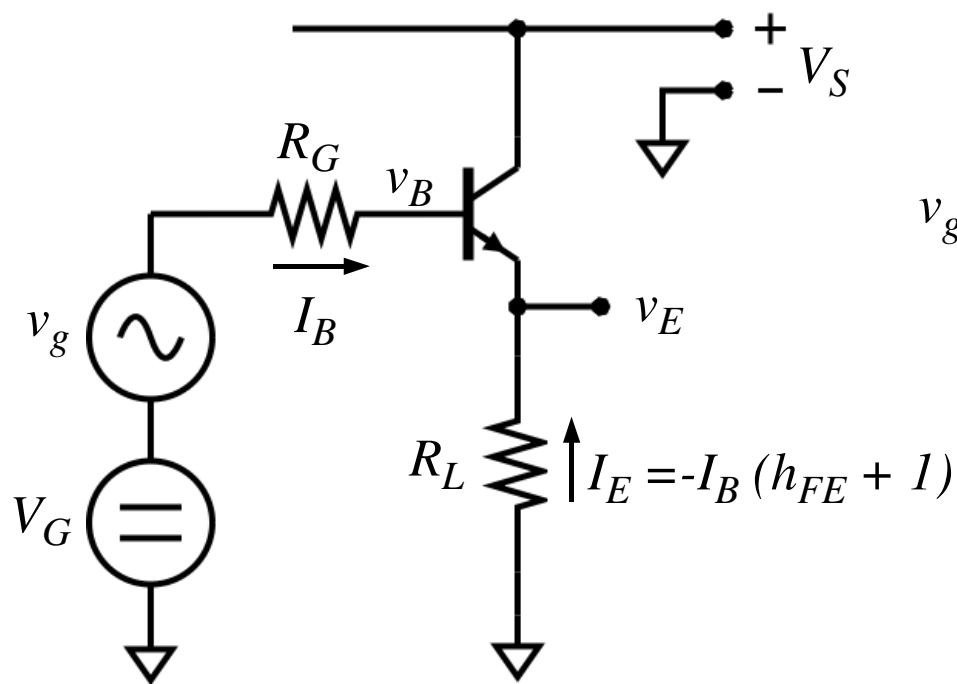


$$V_B = I_B R_B + V_{BE} + R_E I_B (\beta_F + 1)$$

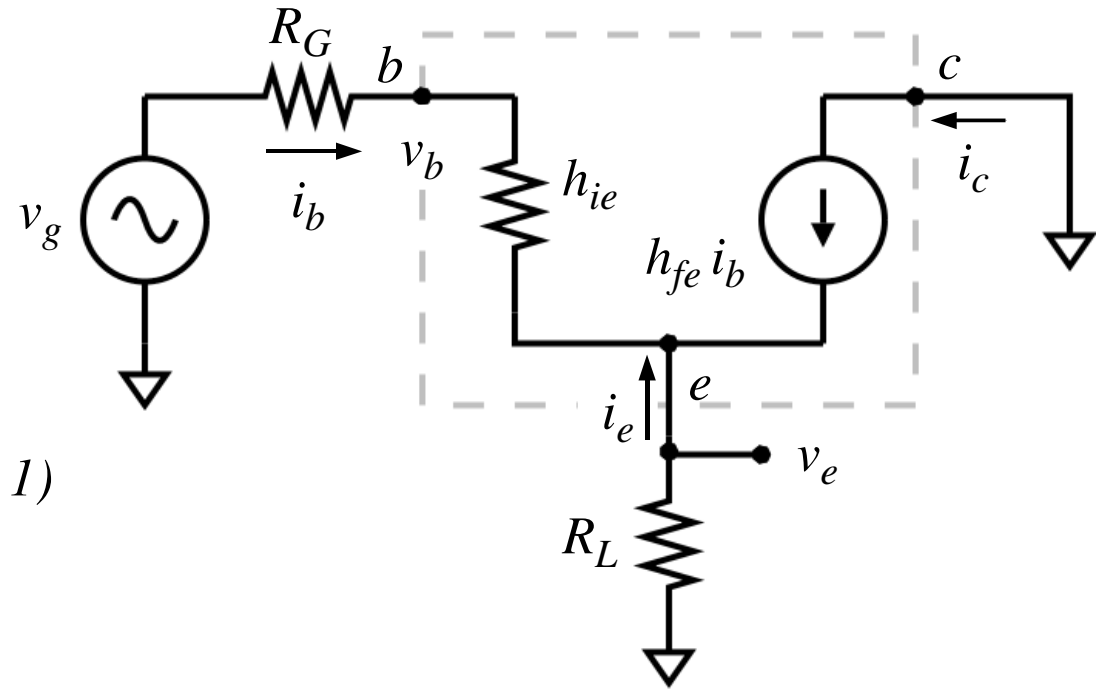
$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E (\beta_F + 1) + R_B}$$

$$I_E = I_B (\beta_F + 1) = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E (\beta_F + 1) + R_B} (\beta_f + 1) = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta_f + 1)}$$

## Circuito *emitter follower* (inseguitore di emettitore)



$$V_G = I_B R_G + V_{BE} + I_B (h_{FE} + 1) R_L$$



$$v_g = i_b R_G + i_b h_{ie} + i_b (h_{fe} + 1) R_L$$

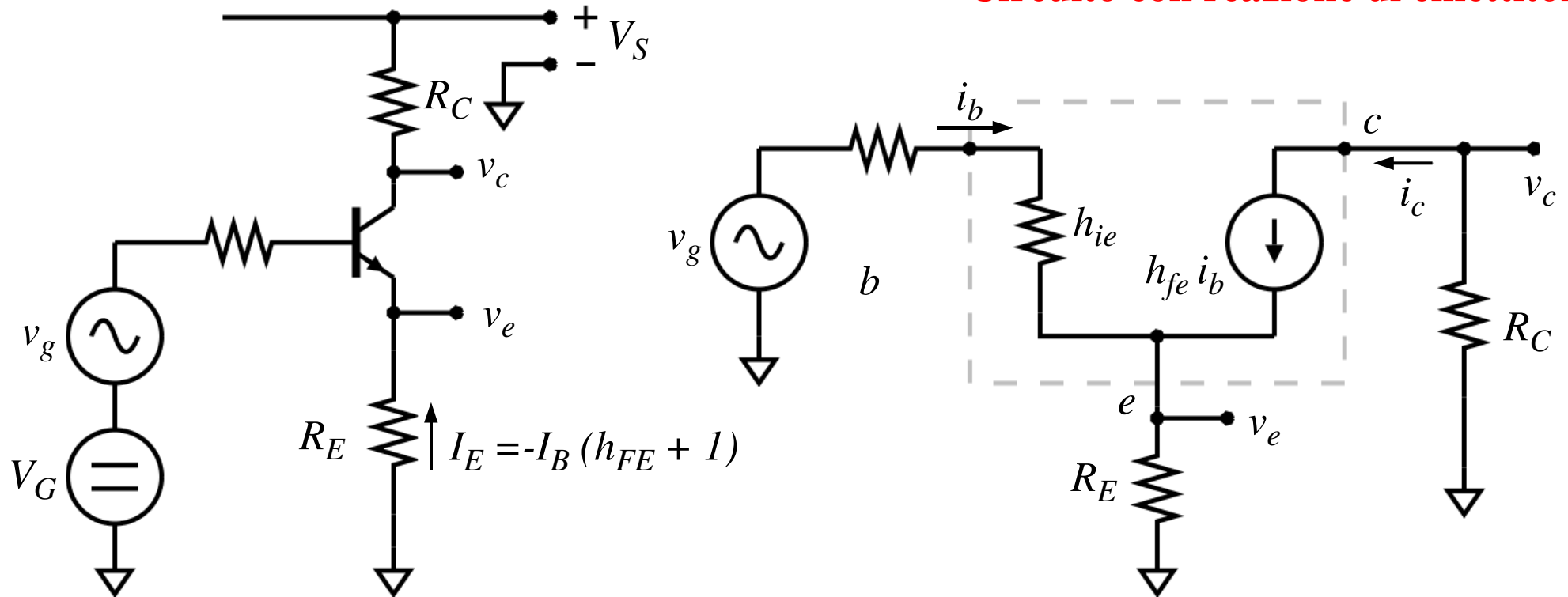
$$v_b = i_b h_{ie} + i_b (h_{fe} + 1) R_L$$

$$v_e = i_b (h_{fe} + 1) R_L$$

$$A_v = \frac{v_e}{v_b} = \frac{(h_{fe} + 1) R_L}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_L} \approx 1$$

$$A_i = h_{fe} + 1$$

## Circuito con reazione di emettitore



$$v_g = i_b R_G + i_b h_{ie} + i_b (h_{fe} + 1) R_E$$

$$v_b = i_b h_{ie} + i_b (h_{fe} + 1) R_E$$

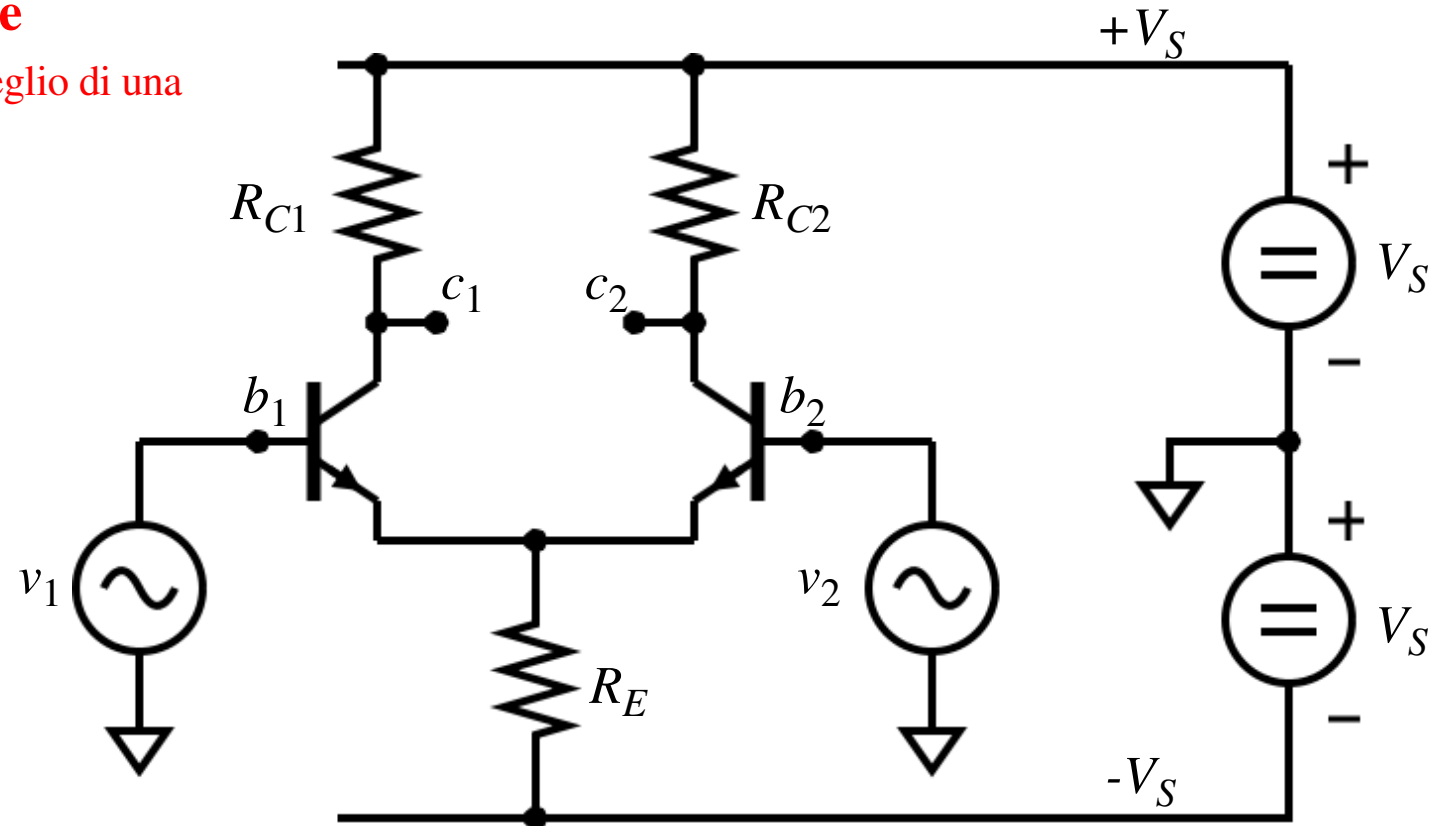
$$v_e = i_b (h_{fe} + 1) R_E$$

$$v_c = -i_b h_{fe} R_C$$

$$A_v = \frac{v_c}{v_b} = \frac{-h_{fe} R_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E} \approx \frac{R_C}{R_E}$$

## Amplificatore differenziale

A volte due fonti di errore sono meglio di una



Le tensioni di ingresso  $v_1$  e  $v_2$  possono variare su un intervallo ampio di valori, **che comprende lo zero**.

Non c'è bisogno di condensatore di disaccoppiamento di ingresso.

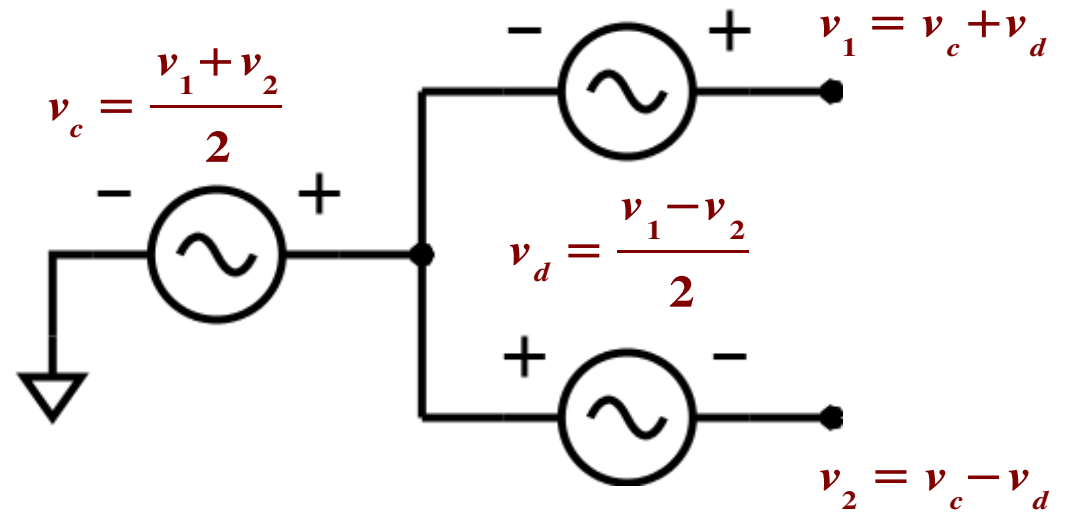
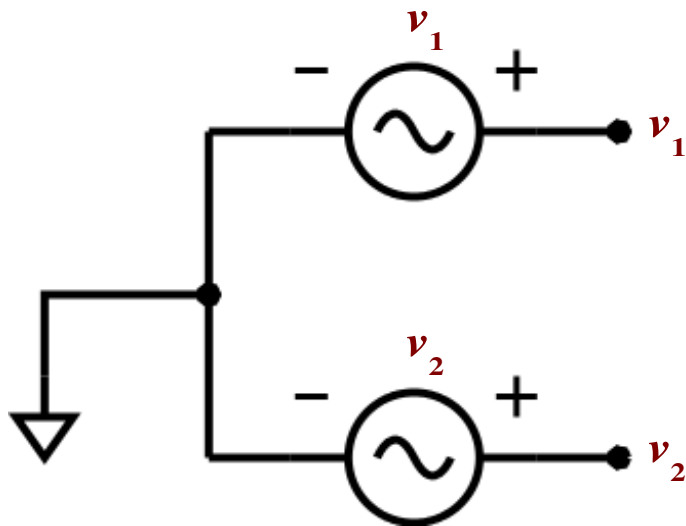
L'amplificatore differenziale **può amplificare segnali in corrente continua**.

I due transistor sono il più possibile **eguali**

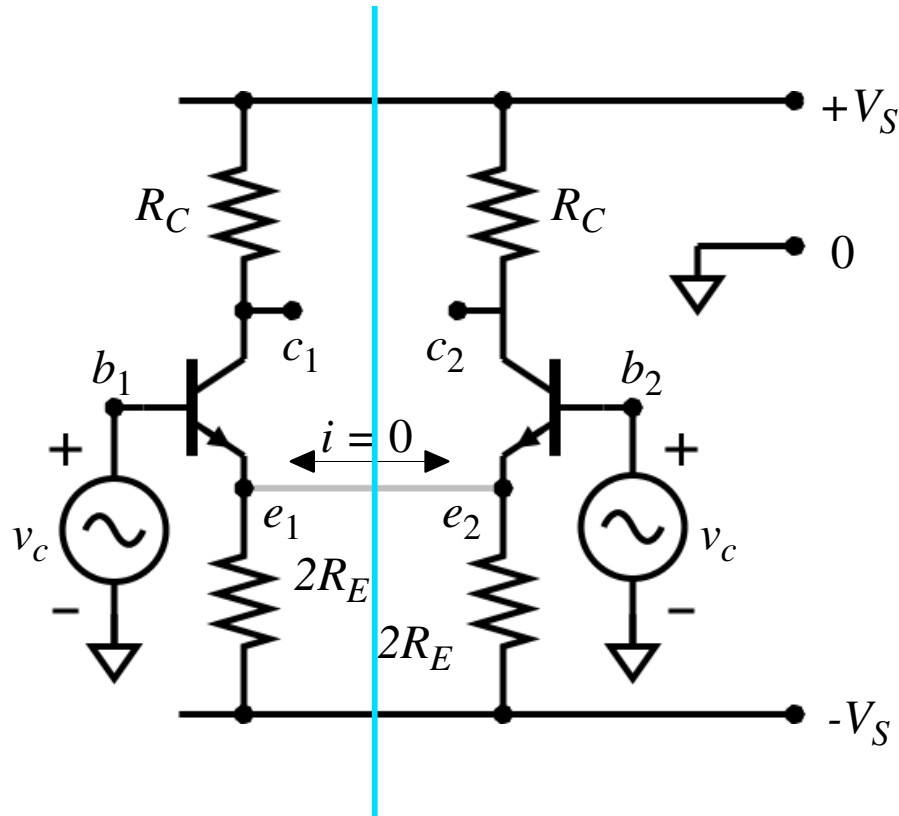
Le resistenze  $R_{C1}$  ed  $R_{C2}$  sono il più possibile **eguali**

## Scomposizione di segnali in *modo comune* e *modo differenziale*

Due segnali indipendenti  $v_1$  e  $v_2$  possono sempre essere ottenuti come somma di un segnale di modo comune  $v_c$  ed un segnale di modo differenziale  $v_d$ :

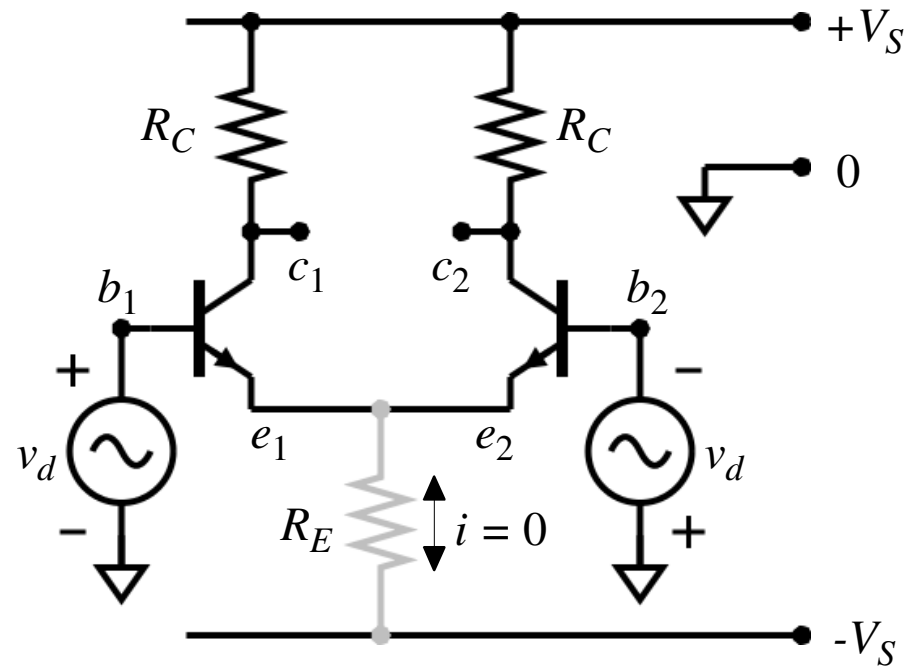


## Risposta dell'amplificatore differenziale ad un segnale di modo comune e ad un segnale di modo differenziale



*modo comune*

$$A_c = \frac{v_c}{v_b} = - \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) 2 R_E} \approx - \frac{R_C}{2 R_E}$$



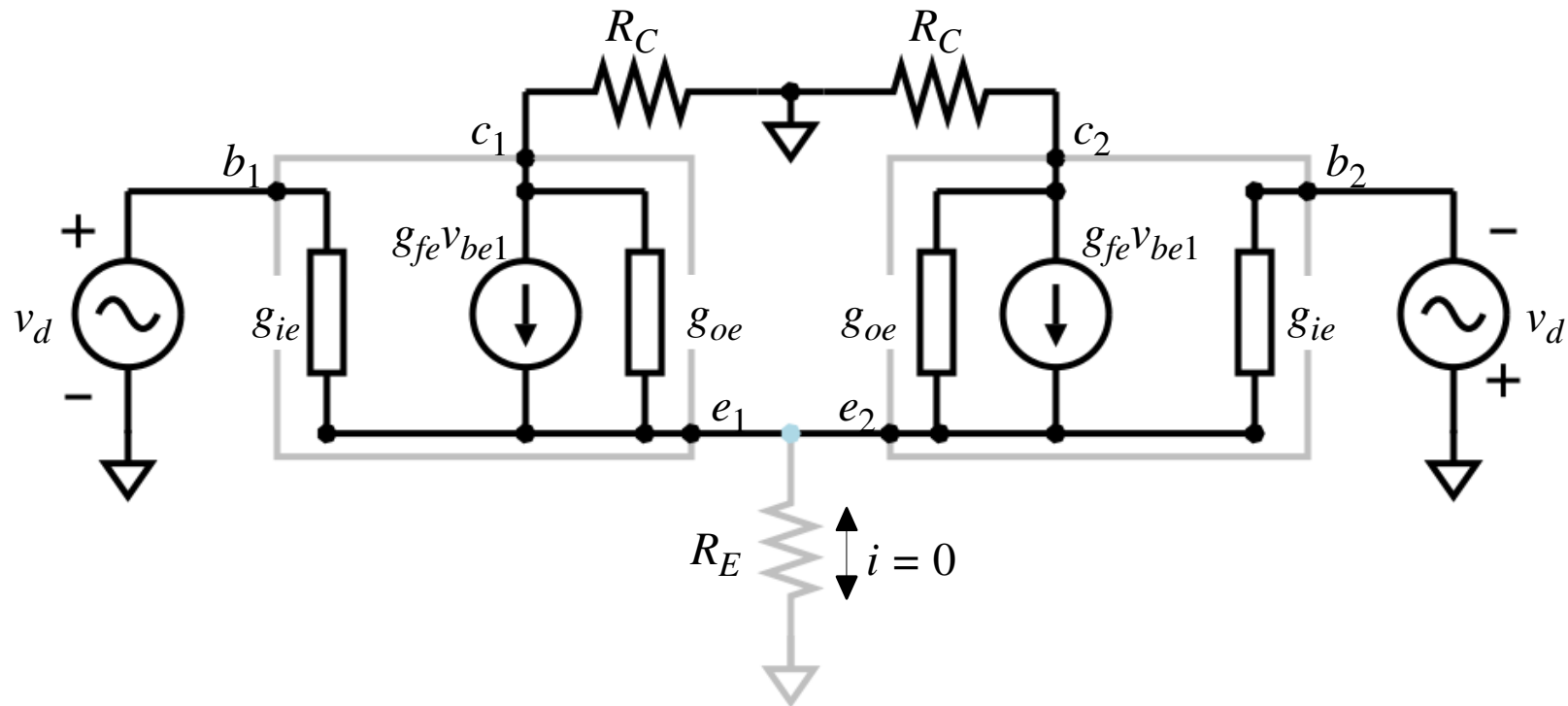
*modo differenziale*

$$A_d = \frac{v_c}{v_b} = - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_C}{1 + R_C h_{oe}}$$

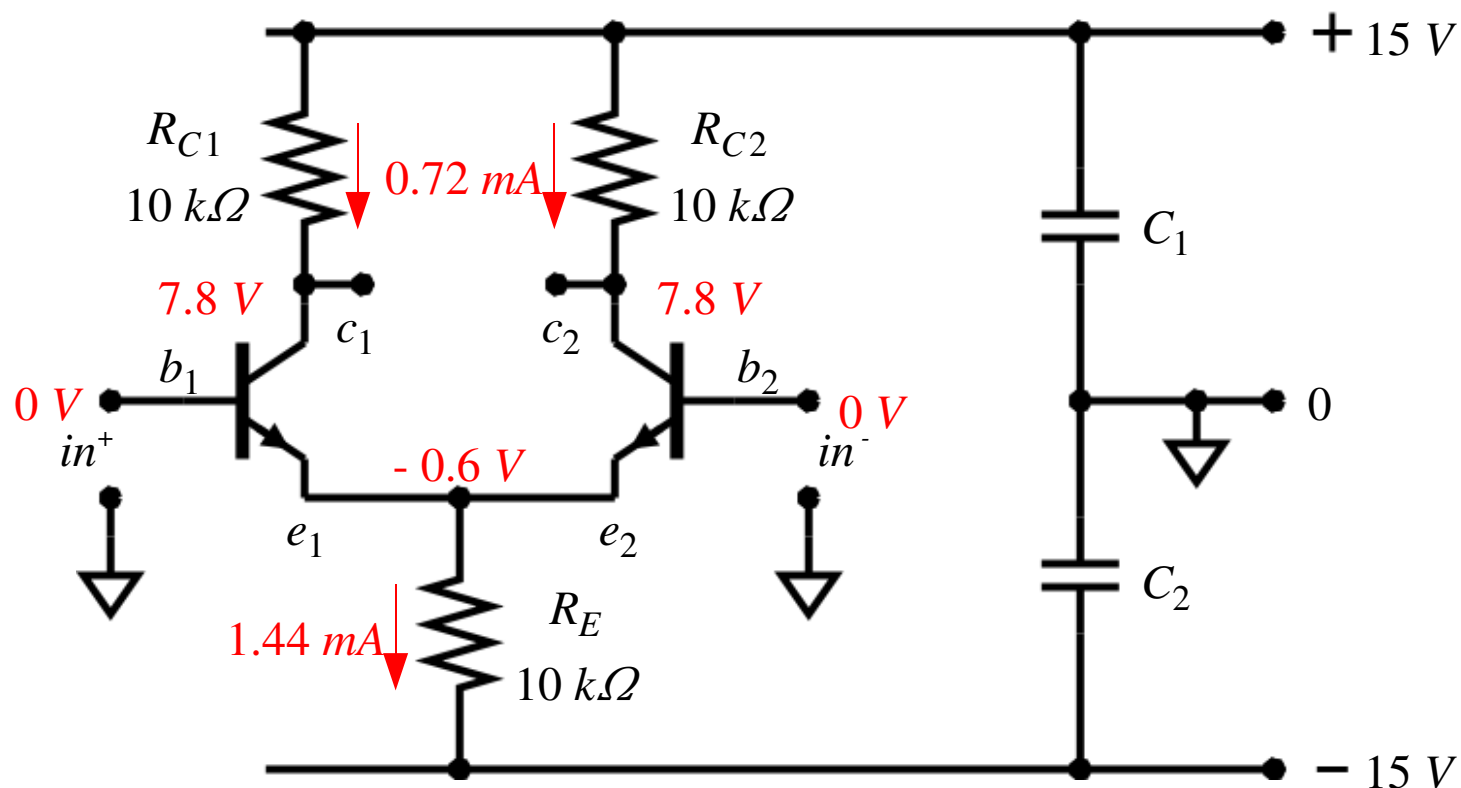


## Modello lineare dell'amplificatore differenziale

### Amplificazione in *modo differenziale*



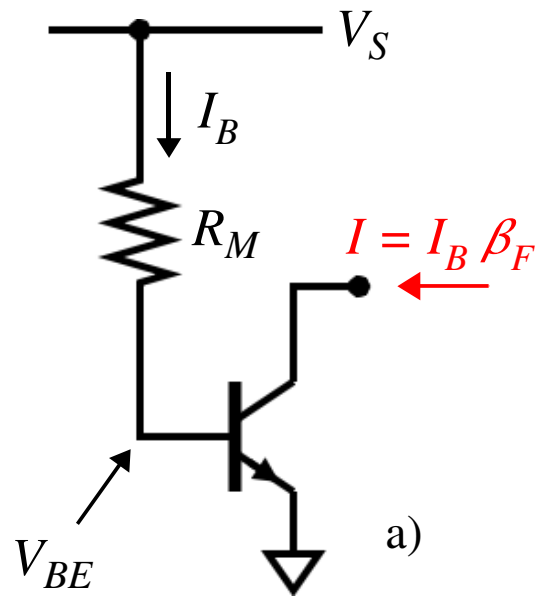
## Esempio di amplificatore differenziale



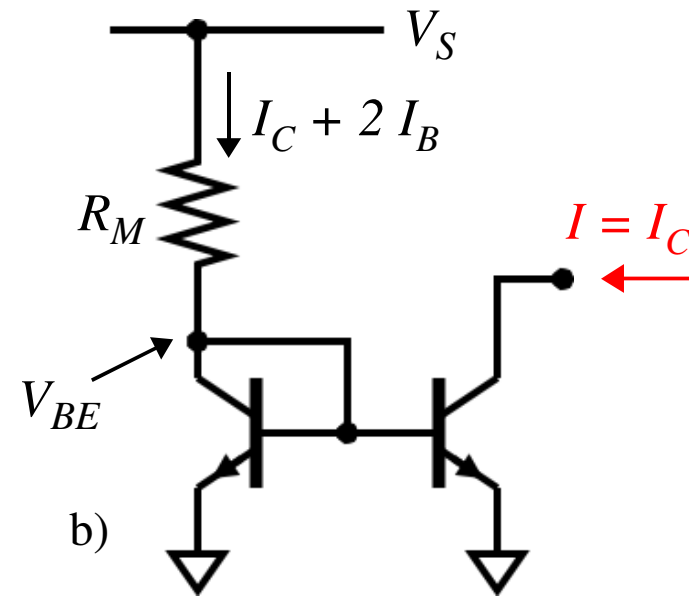
$$A_c = \frac{v_c}{v_b} = \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) 2 R_E} \approx \frac{R_C}{2 R_E} = 0.5$$

$$A_d = \frac{v_c}{v_b} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_C}{1 + R_C h_{oe}} \approx g_{fe} R_C \approx 250$$

## Current mirror

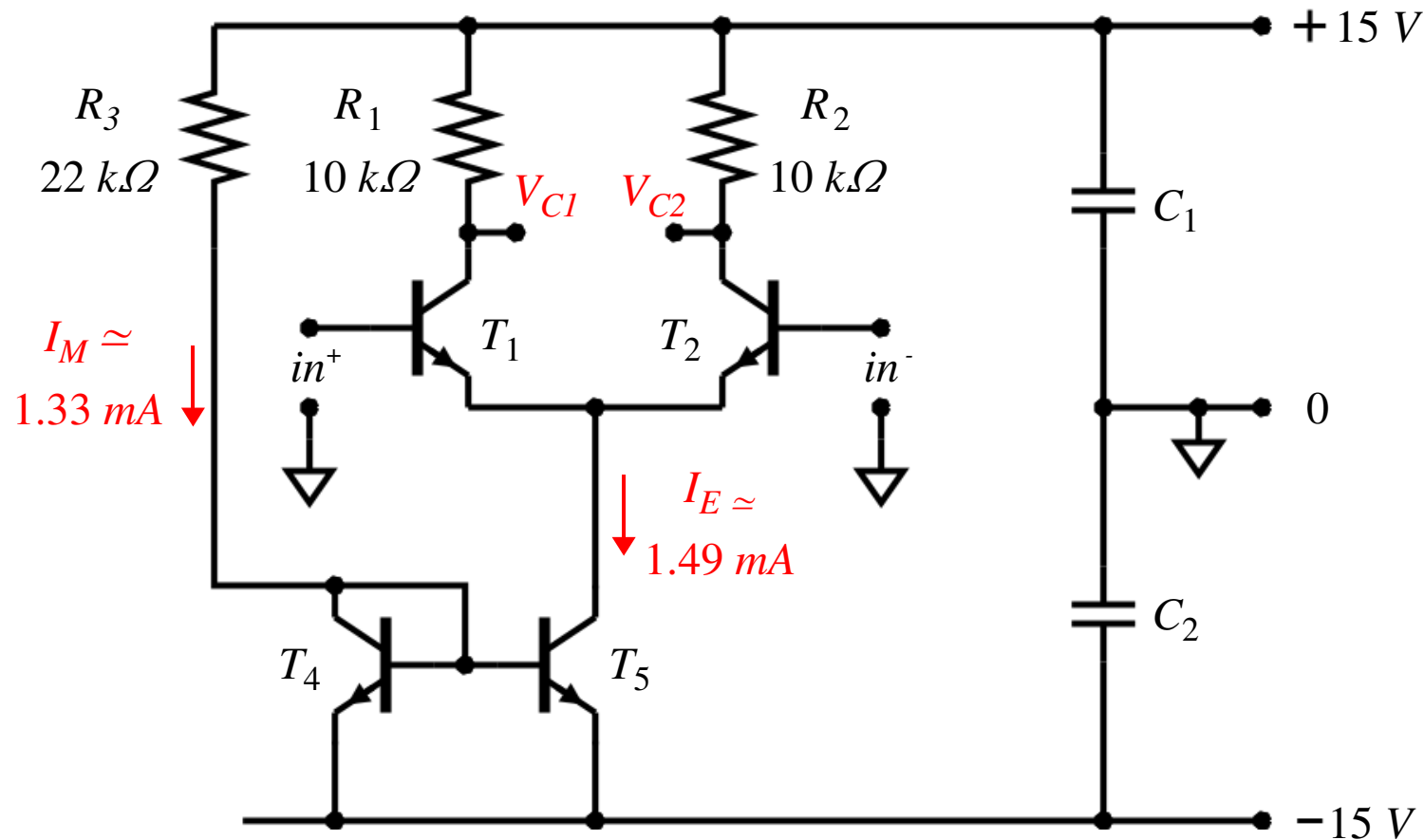


$$I_B = (V_S - V_{BE}) / R_M$$



$$I_C + 2 I_B = (V_S - V_{BE}) / R_M$$

## Amplificatore differenziale con *current mirror*



$$I_M = (30V - 0.65V) / 22 \text{ k}\Omega = 1.33 \text{ mA}$$

$$I_E = I_M \cdot \beta_F / (\beta_F + 2) \cdot (1 + 14 \text{ V} / V_A) = 1.49 \text{ mA}$$

$$g_{fe} = 0.74 \text{ mA} / V_T = 28 \text{ mA/V}$$

$$A_d = g_{fe} \cdot R_L = 280 \rightarrow A^+ = -A^- = 140$$

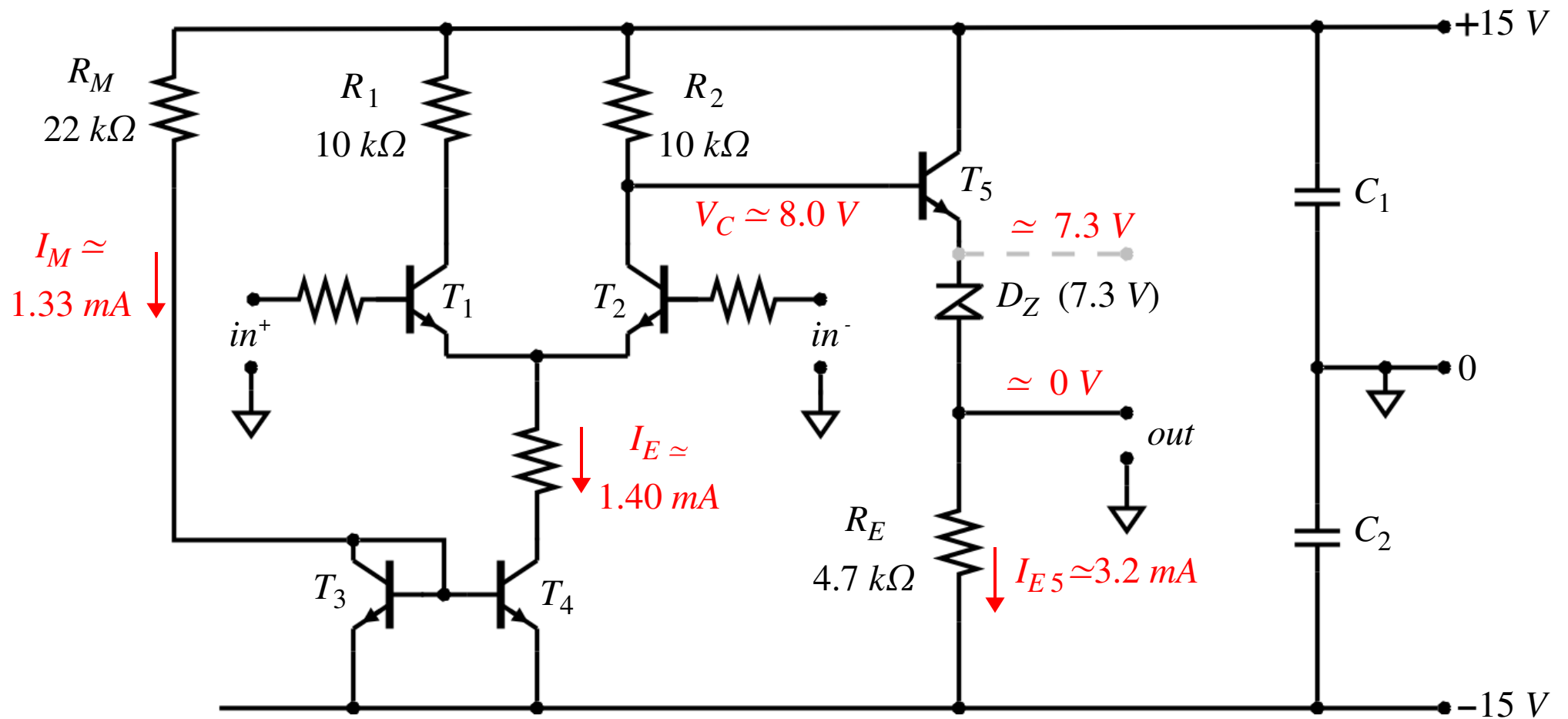
$$\beta_F = 110$$

$$g_{ie} = g_{fe} / \beta_f = 0.25 \text{ mA/V}$$

$$g_{oe} = I_B \cdot \beta_f / V_A = 6.6 \mu\text{A/V}$$

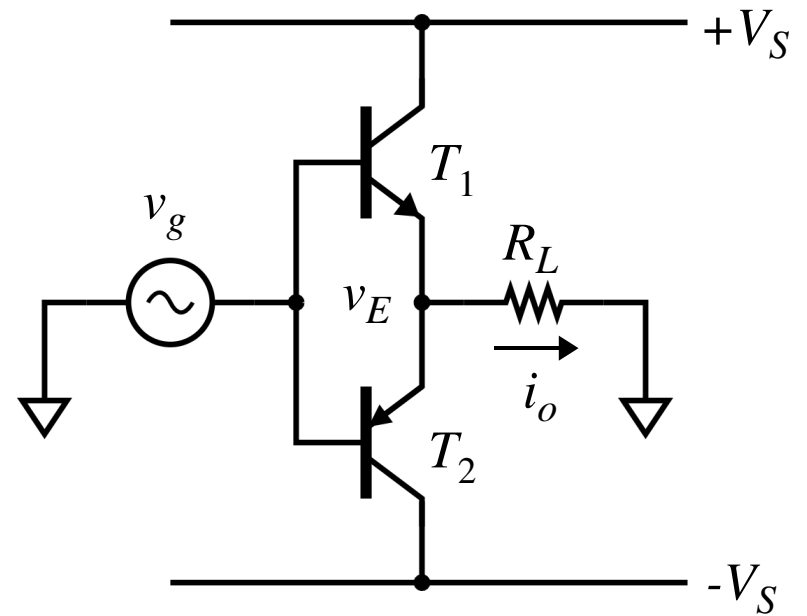
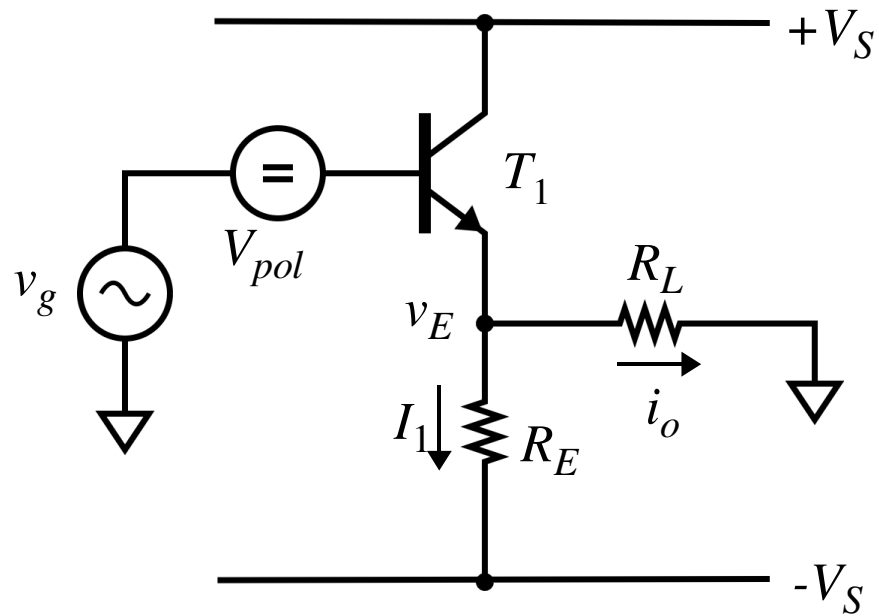
$$1/g_{oe} = 160 \text{ k}\Omega$$

## Amplificatore differenziale con stadio di uscita *emitter follower*

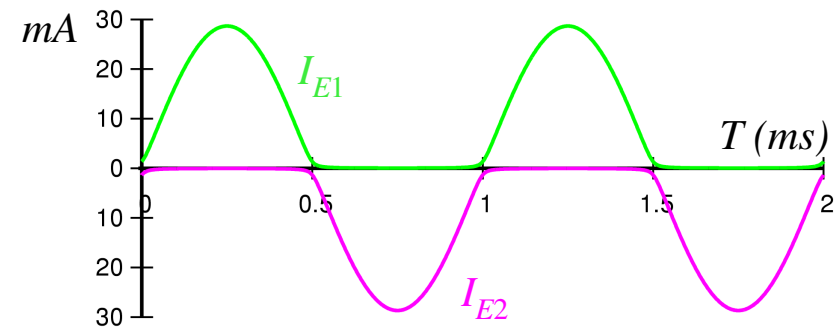
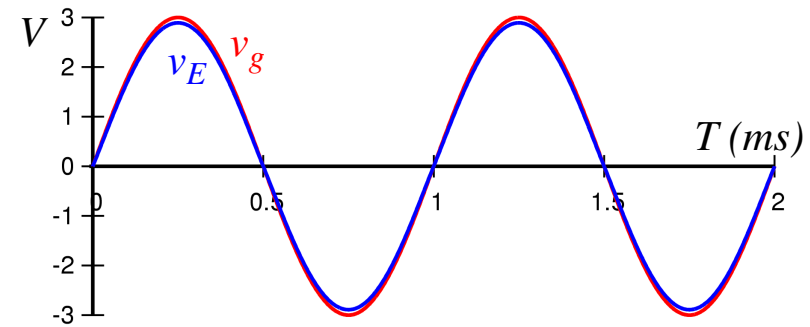
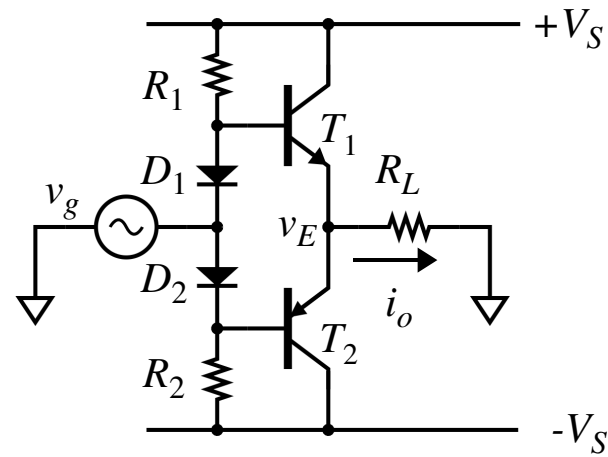
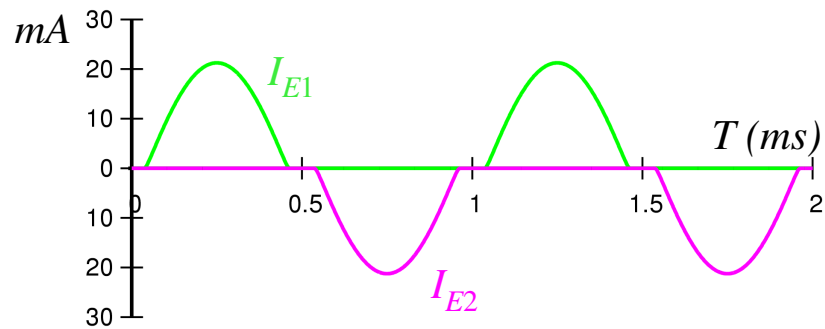
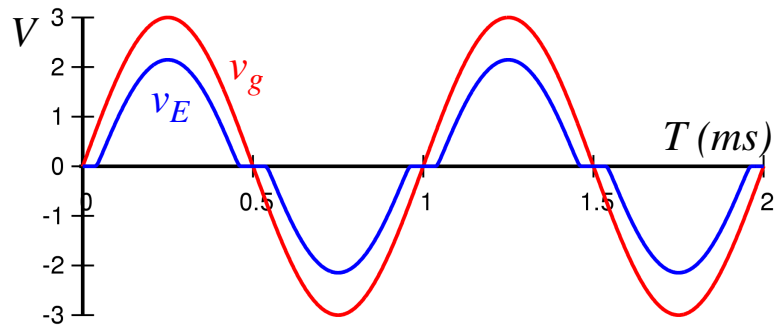
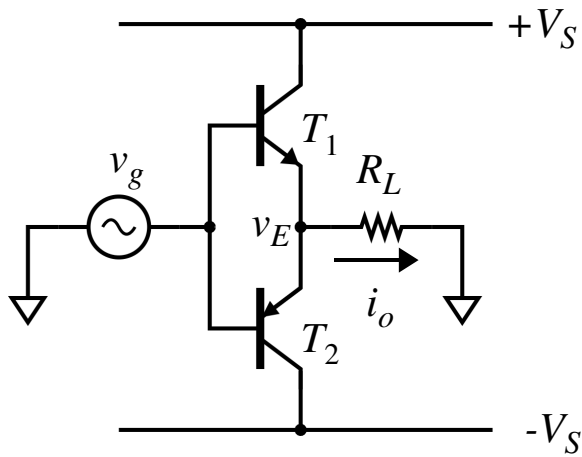


$$Z_o = \frac{R_2 + h_{ie5}}{h_{fe} + 1} = \frac{10 \text{ k}\Omega + 1.7 \text{ k}\Omega}{110} \approx 110 \Omega$$

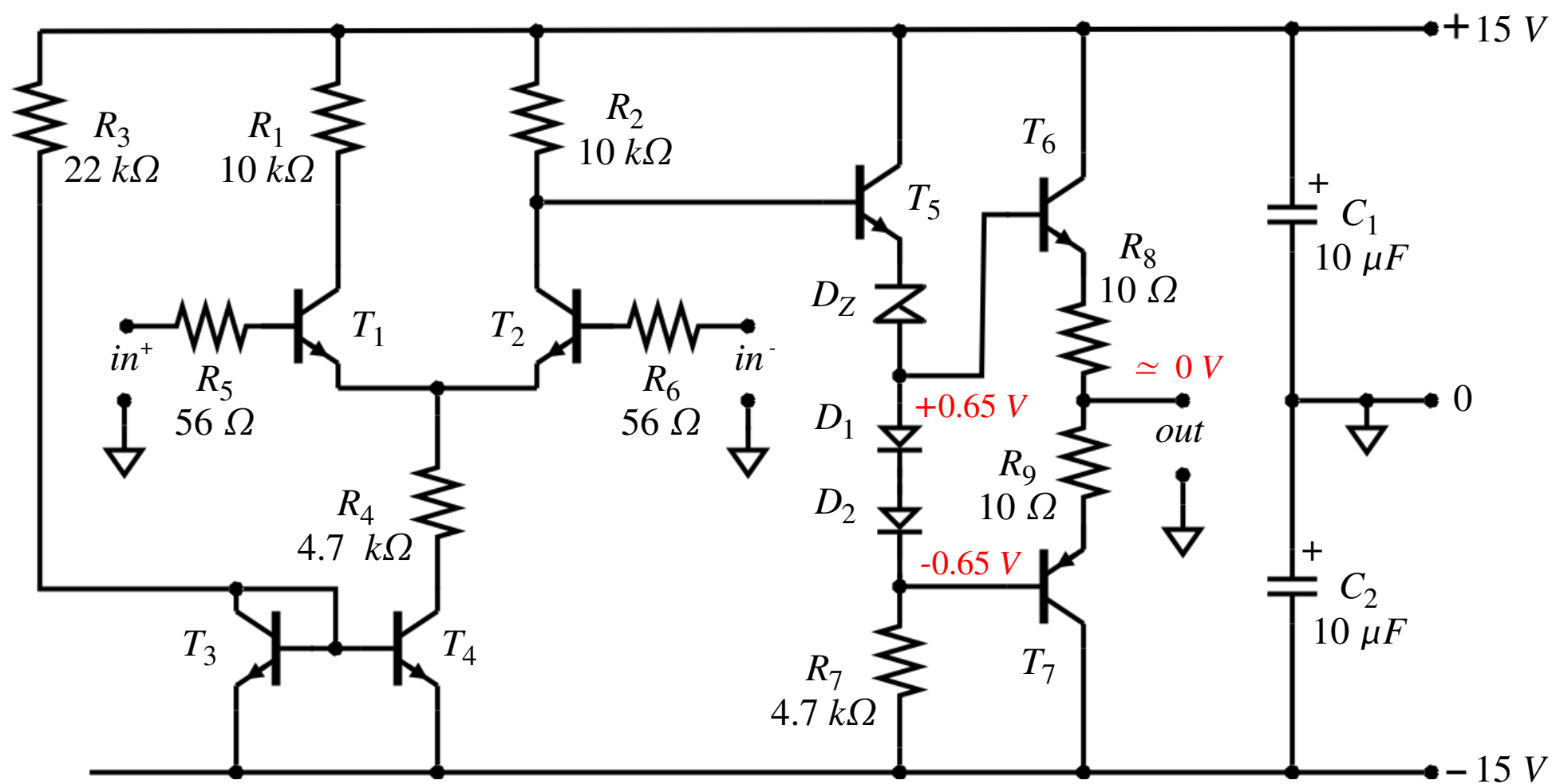
## emitter follower asimmetrico ed a simmetria complementare



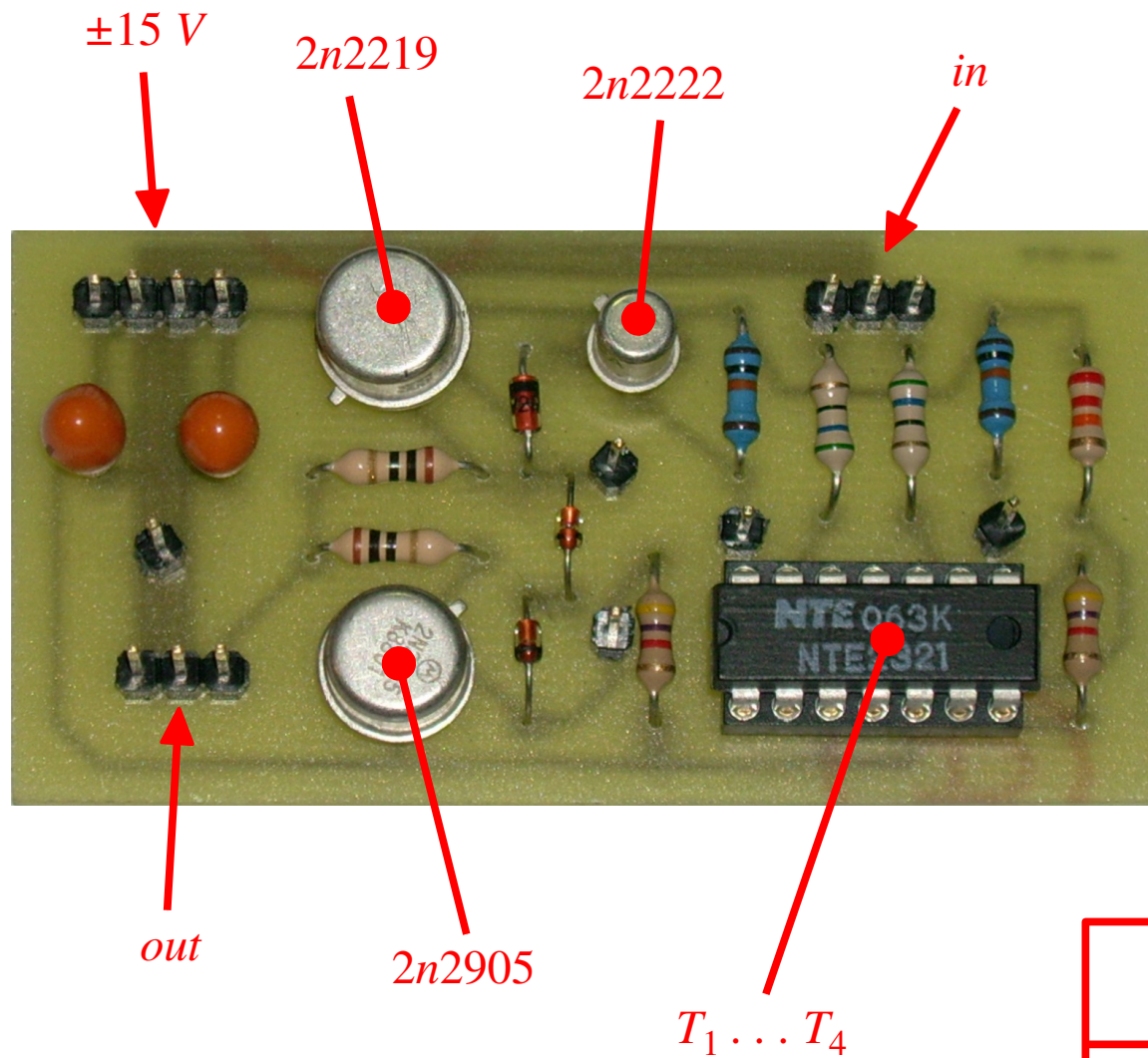
## emitter follower a simmetria complementare



**Amplificatore differenziale con stadio di uscita  
*emitter follower a simmetria complementare***

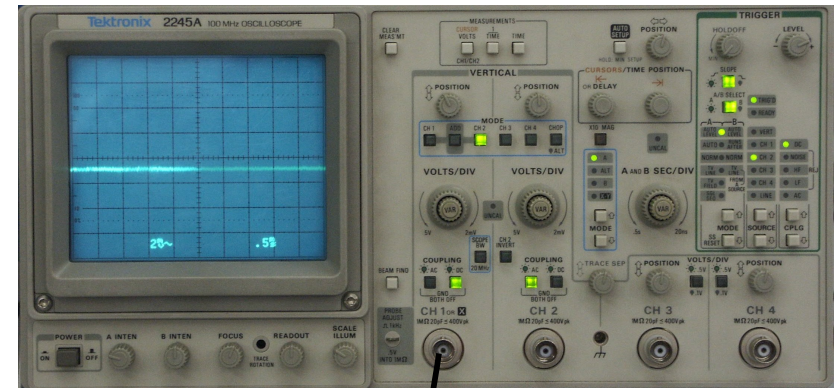




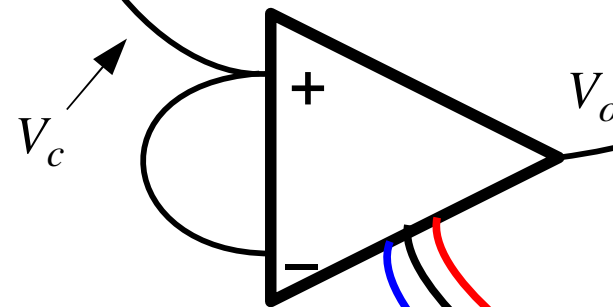


	$T_1 \dots T_4$	$T_5 \dots T_7$	
$h_{fe}$	100	50 ... 300	
$f_T$	350	350	$Mhz$
$C_{cb}$	4.5	8	$pF$
$V_A$	100	100	$V$

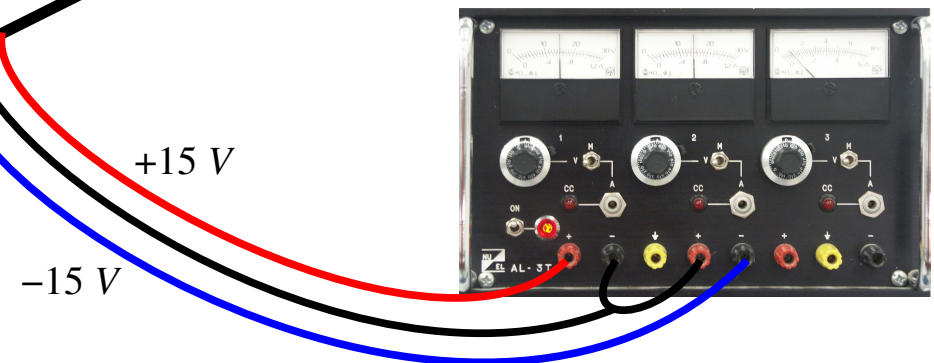
# Misura di guadagno e banda passante



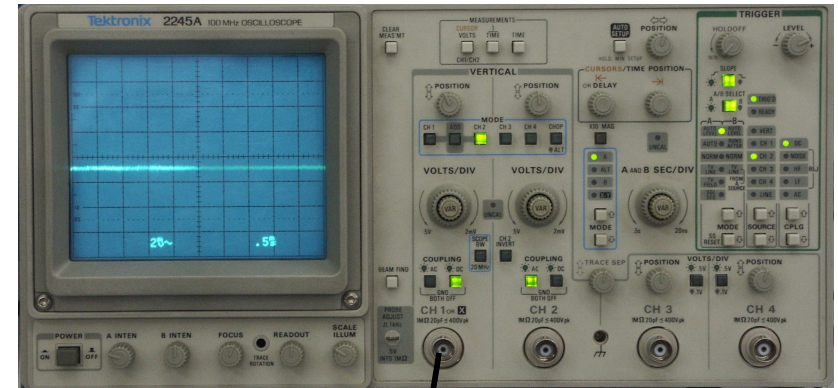
Misura del guadagno  
di *modo comune*



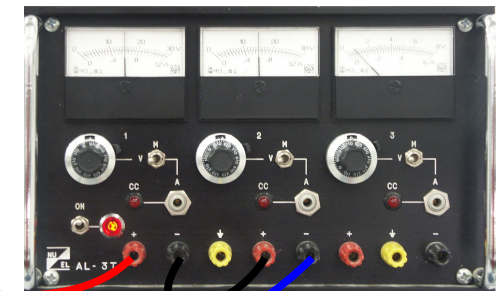
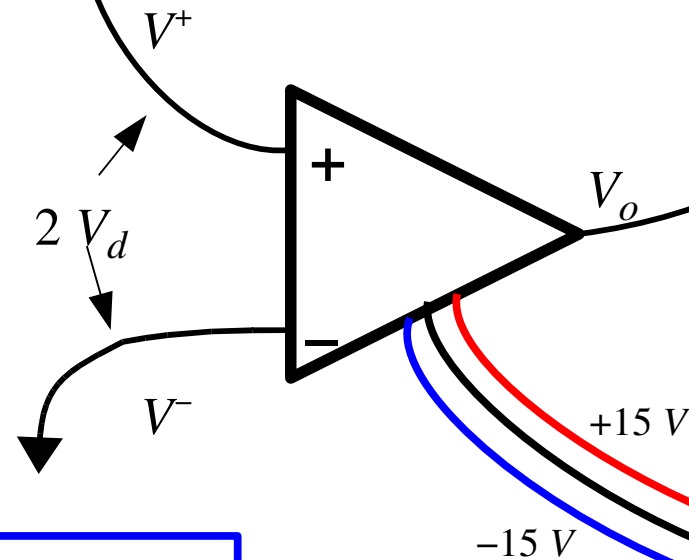
$$V_o / V_c = A_c$$



# Misura di guadagno e banda passante



Misura del guadagno  
di *modo differenziale*



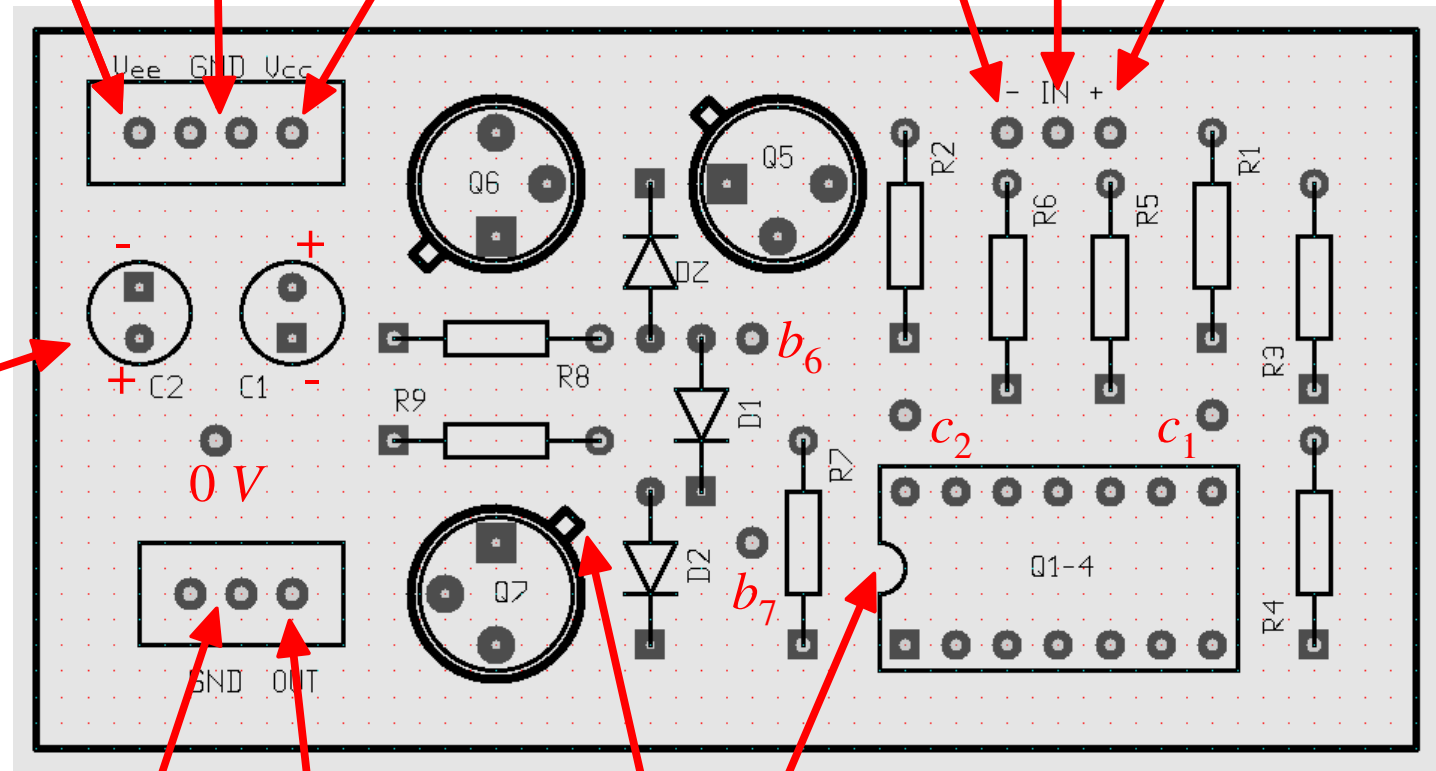
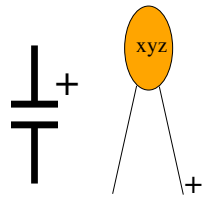
$$V_o / V^+ = V_o / 2 V_d = A_d / 2$$

alimentazione

-15 V 0 V +15 V

in - 0 V in +

condensatori  
elettrolitici

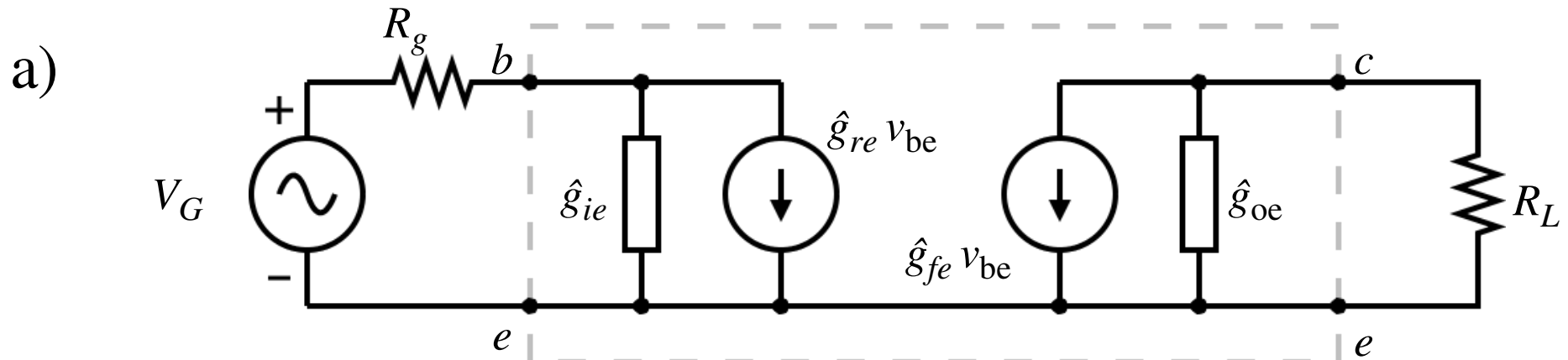


0 V

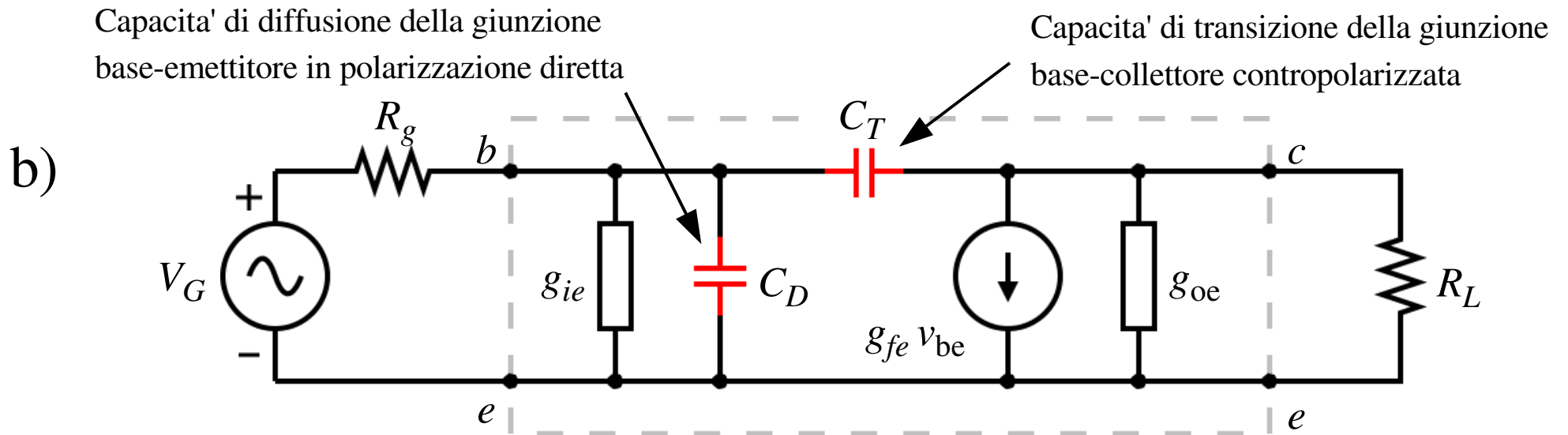
out

chiave

## Dipendenza dei parametri del bjt dalla frequenza

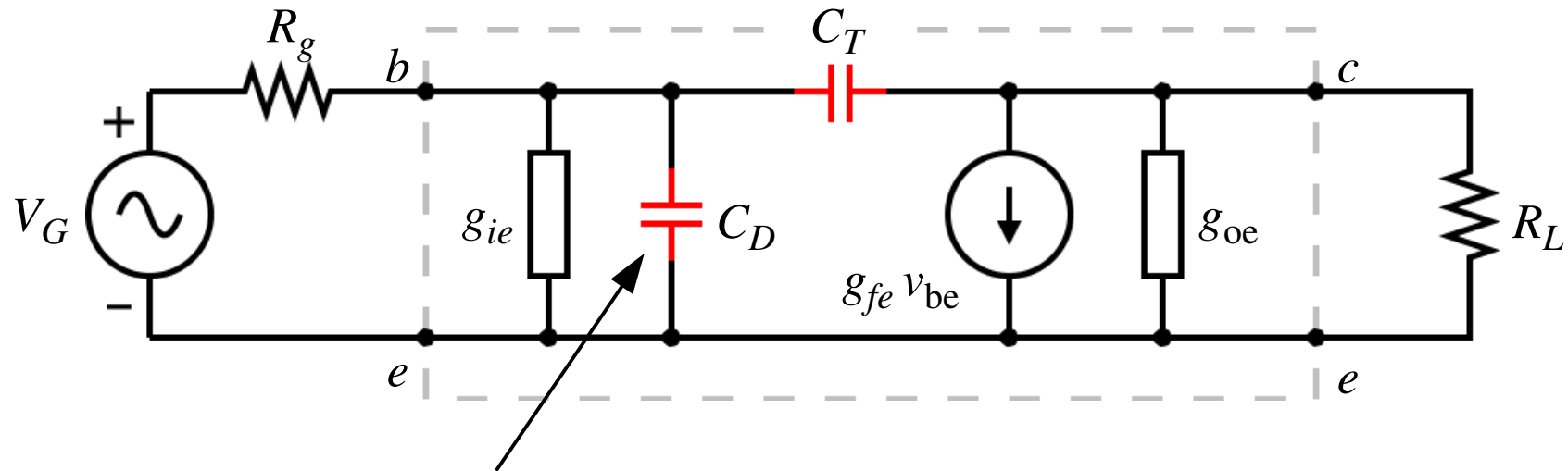


**Al crescere della frequenza i parametri  $g$  diventano funzioni complesse:  $\hat{g}(\omega)$**



**Si aggiungono al circuito due capacita' estranee al modello:  $C_T$  e  $C_D$**

## Capacita' di diffusione $C_D$



Capacita' di diffusione della giunzione  
base-emettitore in polarizzazione diretta

Per un diodo in conduzione:  $C_D r_d = \tau$

$r_d$  = resistenza dinamica del diodo =  $1 / g_d = \eta V_T / I_E$

Per un transistor:  $\tau = (2 \pi f_T)^{-1}$

$f_T$  = frequenza di transizione ;  $g_d = g_{fe}$

$$C_D = \frac{g_{fe}}{2 \pi f_T} = \frac{I_E}{2 \pi f_T \eta V_T}$$

Esempio: transistor CA3046 con  $I_E = 0.74 \text{ mA}$ :

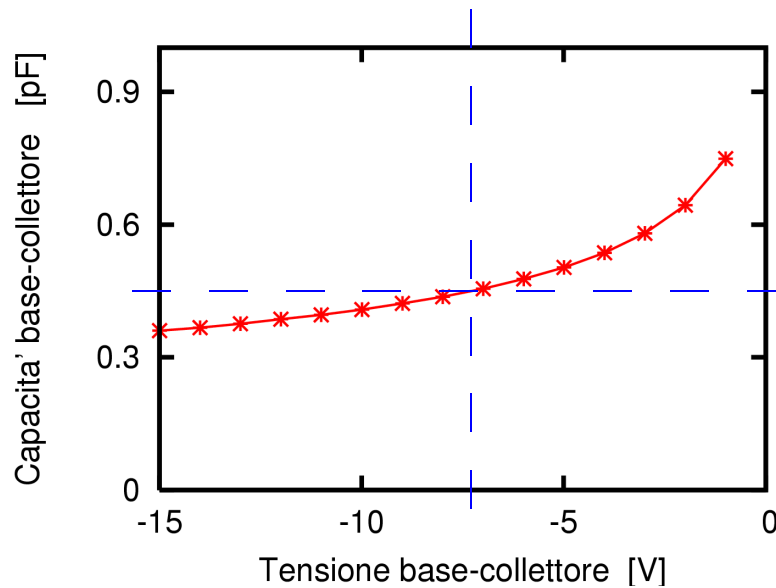
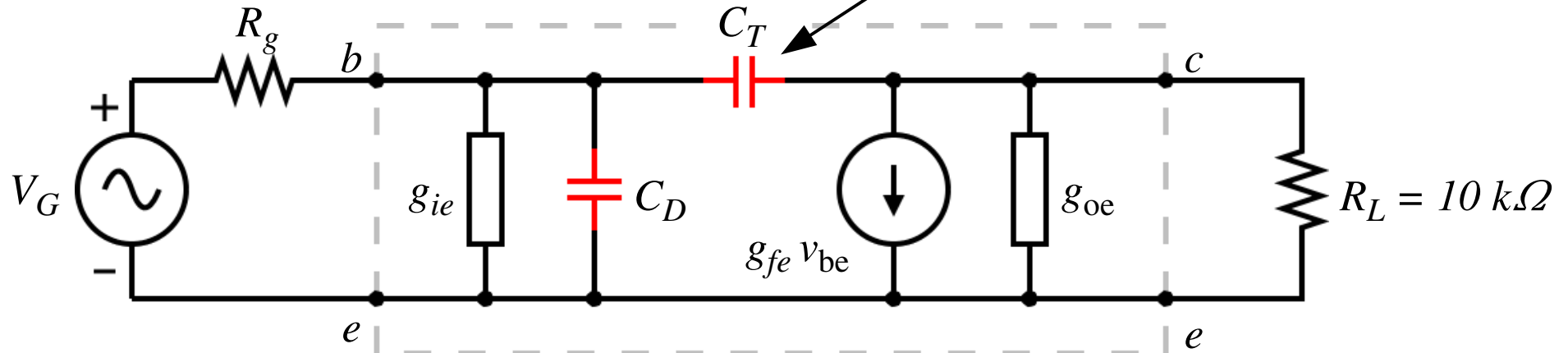
$$f_T = 400 \text{ MHz} \quad g_d = 20 \text{ mA/V}$$

$$C_D \simeq 9 \text{ pF}$$



## Capacita' di transizione $C_T$

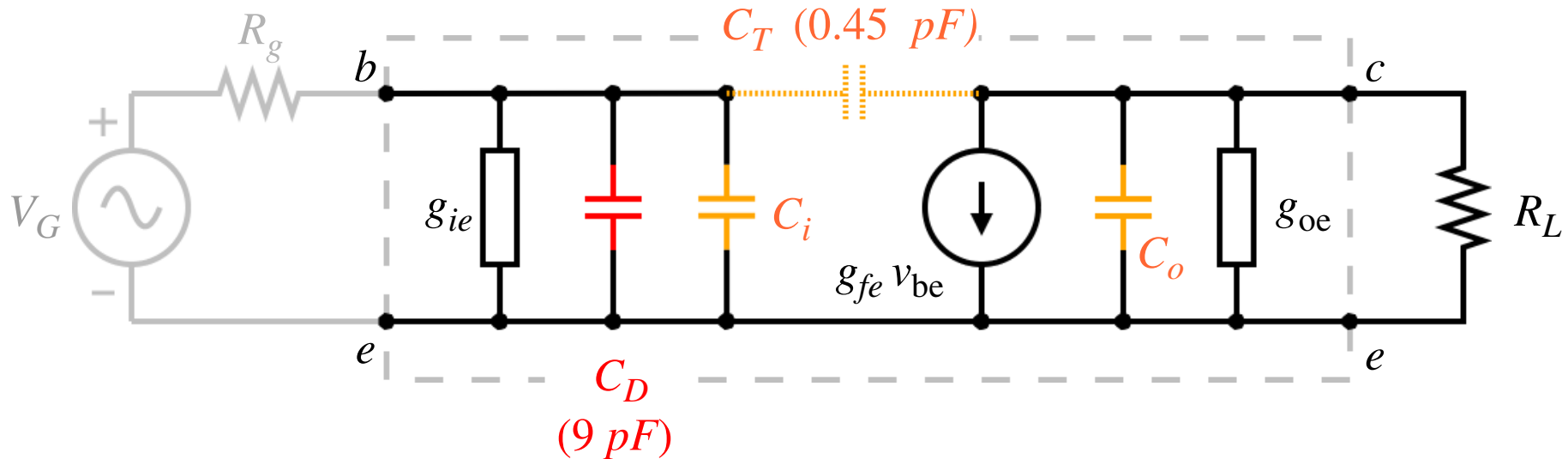
Capacita' di transizione della giunzione  
base-collettore contropolarizzata



Capacita' di transizione per un transistor  
del *chip* CA3046

0.45 pF

## Effetto Miller



Con guadagno di tensione  $A_v = -140$  il condensatore  $C_T$  tra ingresso ed uscita equivale alla *capacità di Miller*  $C_i = C_T \cdot (1 - A_v) = 63 \text{ pF}$  all'ingresso e alla capacità  $C_o = C_T \cdot A_v / (1 - A_v) = 0.45 \text{ pF}$  all'uscita.

La costante di tempo di ingresso diventa

$$\tau_i = (C_i + C_D) / g_{ie} = (63 + 9) \text{ pF} / 0.25 \text{ mA/V} = 0.29 \text{ } \mu\text{s}$$

e la frequenza di taglio

$$f_{\beta i} = 1 / (2 \pi 0.29 \text{ } \mu\text{s}) = 0.55 \text{ MHz}$$

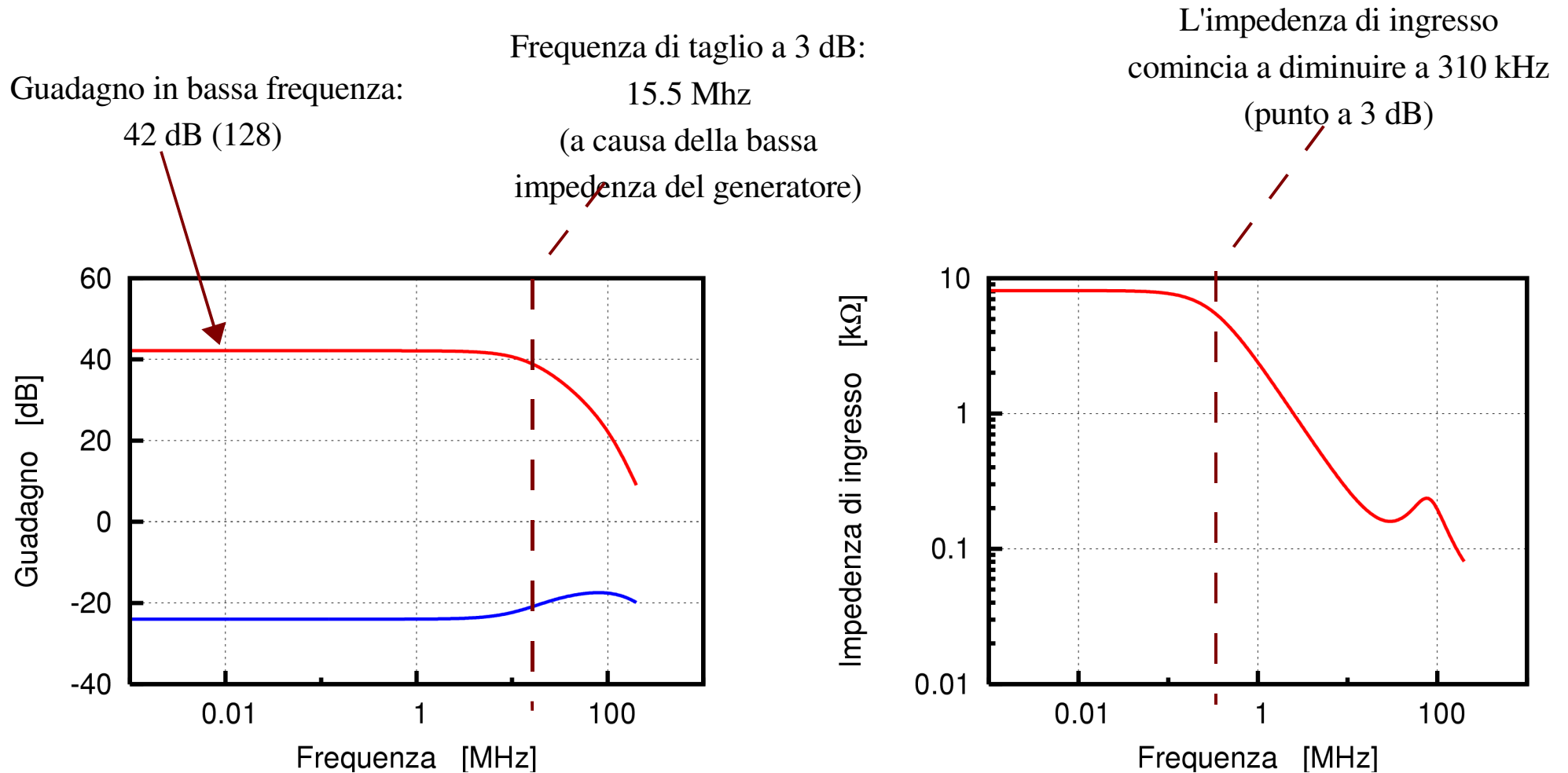
La resistenza  $R_g$  interna del generatore si aggiunge in parallelo a  $g_{ie}$  e riduce la costante di tempo, aumentando la banda passante (a spese della corrente fornita dal generatore  $V_G$ ).

La costante di tempo all'uscita è:  $\tau_o = C_o \cdot (g_{oe} // R_L) \simeq 0.45 \text{ pF} \cdot 10 \text{ k}\Omega = 4.5 \text{ ns}$ .

Un carico collegato all'uscita . . .

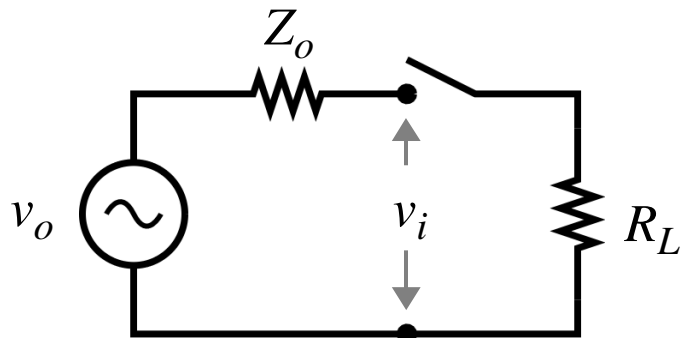


## Banda passante

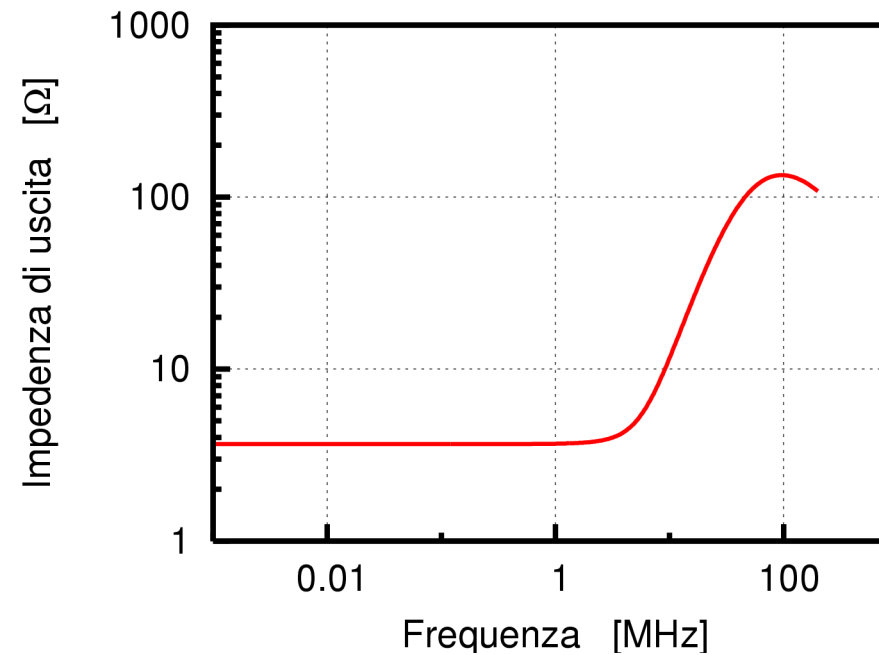


Amplificazione di modo comune ( $A_c$  -----) e di modo differenziale ( $A_d$  -----) ed impedenza di ingresso calcolate numericamente mediante il programma *Spice* sul circuito linearizzato.

## Impedenza di uscita



Misura della impedenza di uscita



Senza la resistenza di carico  $R_L$  si misura la tensione

$$v_1 = v_o.$$

Con la resistenza di carico  $R_L$  si misura

$$v_2 = v_o R_L / (Z_o + R_L)$$

Risolvendo:

$$Z_o = (v_1 / v_2 - 1) R_L$$