

Laboratorio di Segnali e Sistemi

- Capitolo 4 -

Amplificatore ad emettitore comune



Claudio Luci
SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

last update : 070117

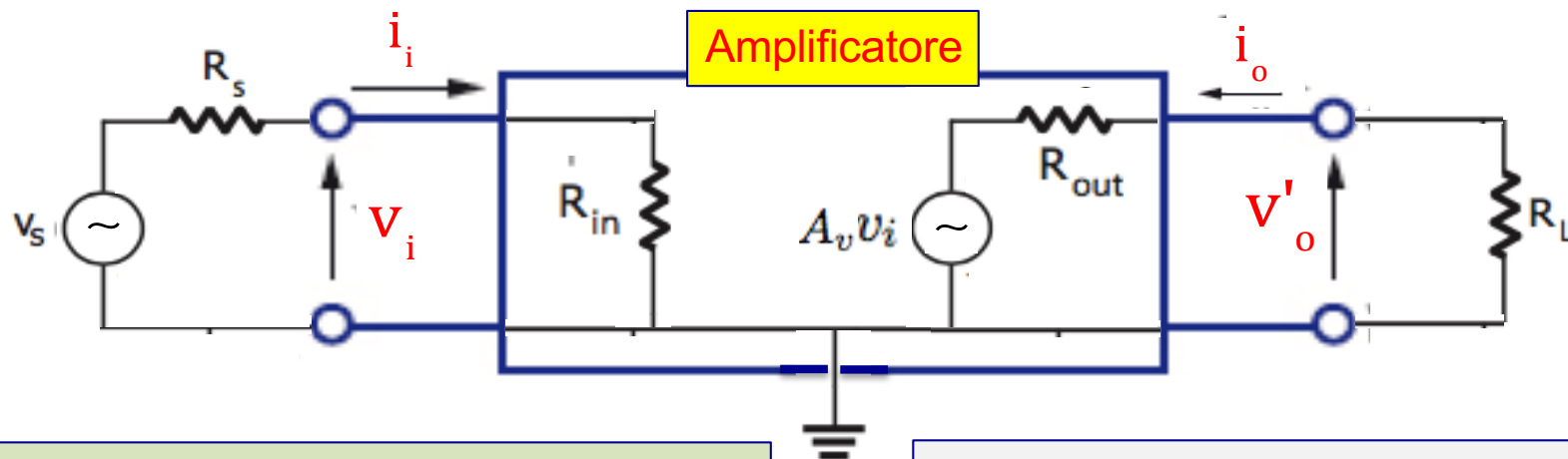
Sommario del capitolo:

- Utilizzo del transistor come amplificatore: Illustrazione grafica dell'amplificazione
- Massima dinamica del segnale di ingresso
- Modello lineare del transistor: parametri ibridi, modello di Giacoletto e parametri r
- Amplificatore a emettitore comune (CE) con capacità C_E : amplificazione, R_{in} e R_{out}
- Amplificatore a emettitore comune (CE) senza capacità C_E : amplificazione, R_{in} e R_{out}
- Emitter follower: amplificazione, R_{in} e R_{out}
- Schematizzazione dell'amplificatore come quadripolo
- Risposta in frequenza di un amplificatore; frequenza di taglio inferiore
- circuito di Giacoletto ad alte frequenza
- Variazione con la frequenza di h_{fe}
- Teorema di Miller
- Amplificatore CE ad alta frequenza (non fa parte del programma d'esame)
- Polarizzazione con doppia alimentazione
- Amplificatore a due stadi (CE seguito da un emitter follower [CC])

Il transistor come amplificatore

schematizzazione dell'amplificatore

- Un qualsiasi amplificatore può essere rappresentato come un quadrupolo caratterizzato da una resistenza d'ingresso e da un generatore di tensione con la sua resistenza interna;
- Nella progettazione di un amplificatore dobbiamo valutare questi tre parametri (amplificazione di tensione, R_{in} e R_{out}) e in laboratorio dobbiamo misurarli
- appliciamo ora all'amplificatore un generatore di segnale v_s con resistenza interna R_s e preleviamo il segnale d'uscita tramite una resistenza di carico R_L ;
- Calcoliamo l'amplificazione del sistema in queste condizioni:



A_v = amplificazione "intrinseca" dell'amplificatore

In laboratorio misureremo "sempre" A_v

$$A'_v = \frac{v'_o}{v_s}$$

$$v_i = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot v_s \quad ; \quad v'_o = \frac{R_L}{R_{out} + R_L} \cdot A_v v_i \Rightarrow v'_o = \frac{R_L}{R_{out} + R_L} \cdot A_v \cdot \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot v_s$$



$$A'_v = \frac{v'_o}{v_s} = \frac{R_L}{R_{out} + R_L} \cdot \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot A_v$$

$$\text{N.B. } A'_v < A_v$$

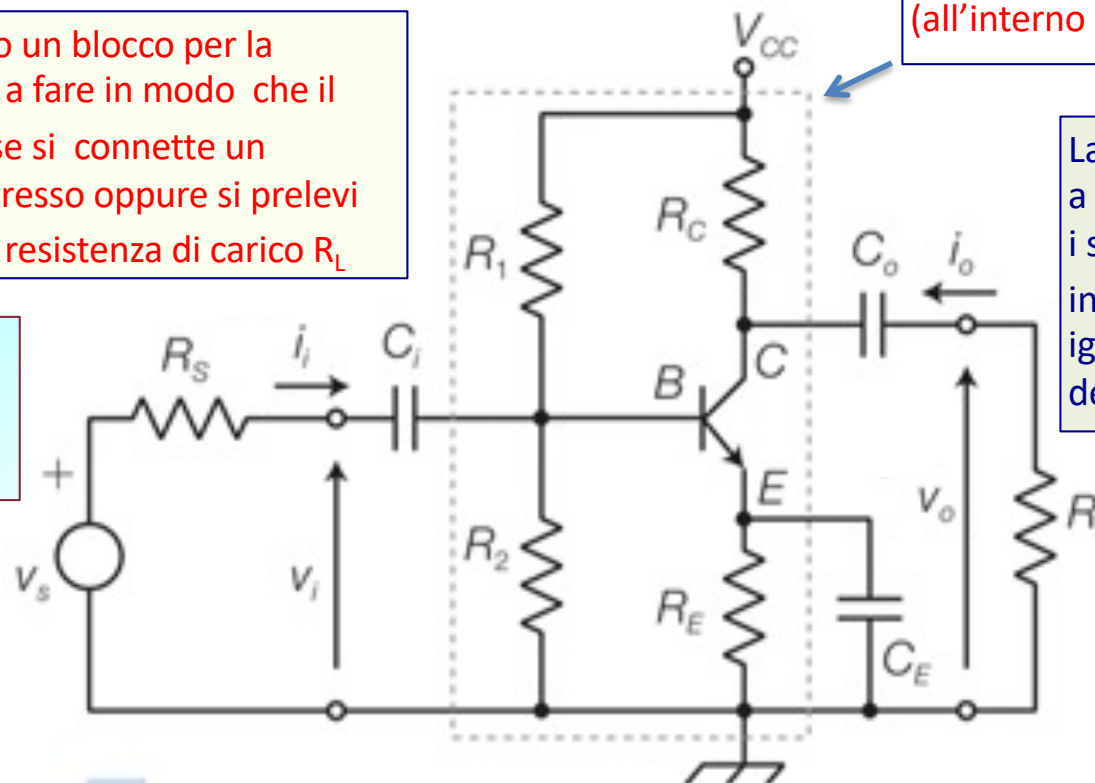
$$\text{se } R_{in} \gg R_s \text{ e } R_{out} \ll R_L \Rightarrow A'_v = A_v$$

Circuito amplificatore con un BJT

- Il punto di lavoro del BJT è determinato dalla rete di polarizzazione studiata in precedenza.
- I segnali di ingresso e di uscita sono forniti/prelevati tramite dei condensatori per non alterare il punto di lavoro.
- Il segnale d'ingresso dovrà essere sufficientemente piccolo da far lavorare il transistor sempre all'interno della regione attiva.
- La resistenza R_L rappresenta il carico sul quale viene applicato il segnale prelevato dall'amplificatore

Le due capacità C_i e C_o sono un blocco per la corrente continua. Servono a fare in modo che il punto di lavoro non cambi se si connette un generatore di segnali all'ingresso oppure si prelevi il segnale in uscita con una resistenza di carico R_L

R_s è la resistenza interna del generatore. NON è una resistenza che aggiungo al circuito

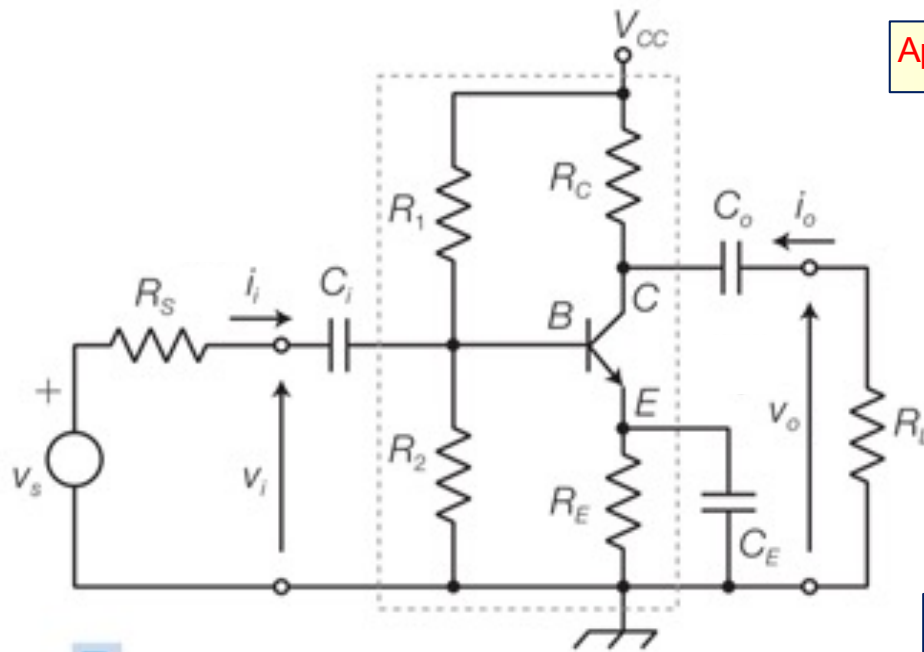


Rete di polarizzazione
(all'interno del box)

La capacità C_E connette a massa l'emettitore per i segnali alternati. Quindi in questo caso possiamo ignorare R_E nello studio dell'amplificazione

Circuito "visto" da un segnale sinusoidale

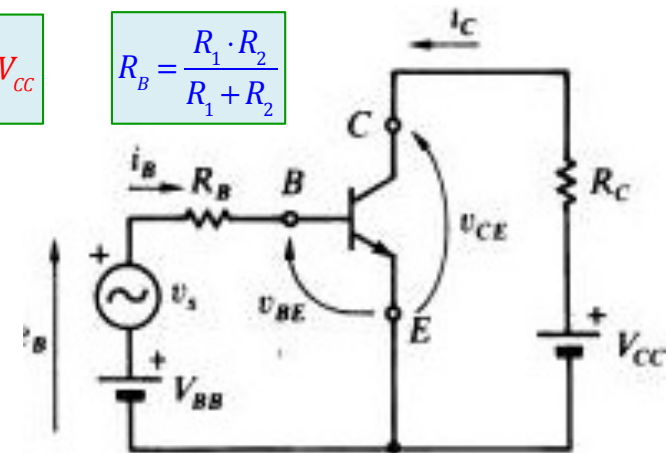
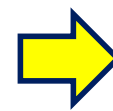
- ❑ Inviame all'ingresso dell'amplificatore il segnale sinusoidale che vogliamo amplificare
- ❑ Supponiamo di lavorare a frequenze intermedie, ovvero la frequenza è abbastanza alta da poter considerare tutti i condensatori come dei corto circuiti e abbastanza bassa da poter trascurare le capacità parassite interne del transistor. Studieremo in seguito la risposta completa dell'amplificatore in funzione della frequenza.
- ❑ N.B. per un segnale sinusoidale tutti i generatori di tensione sono dei corto circuiti perché essi in uscita hanno dei grossi condensatori che agiscono come filtro passa basso.
- ❑ Il segnale sinusoidale si "somma" al valore del potenziale della base del transistor.



Applichiamo Thevenin al partitore della base

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

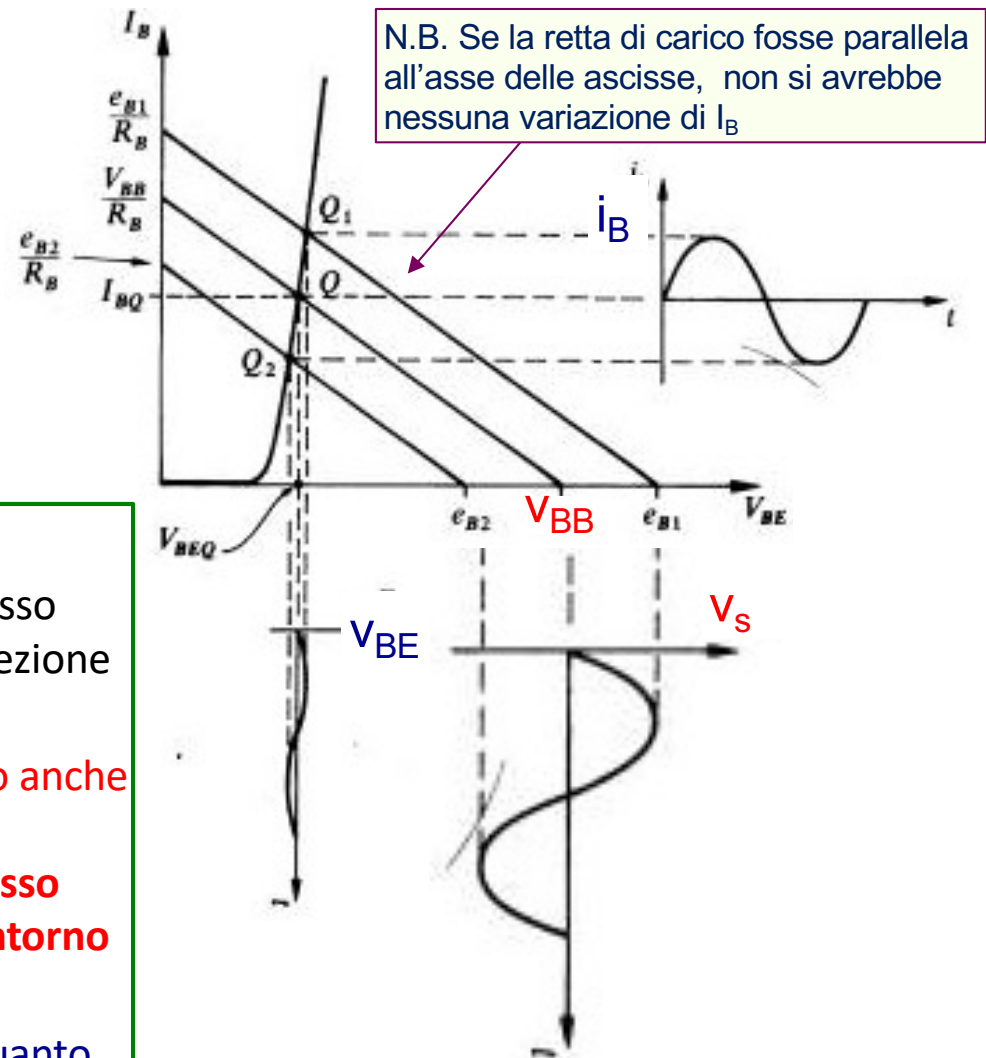
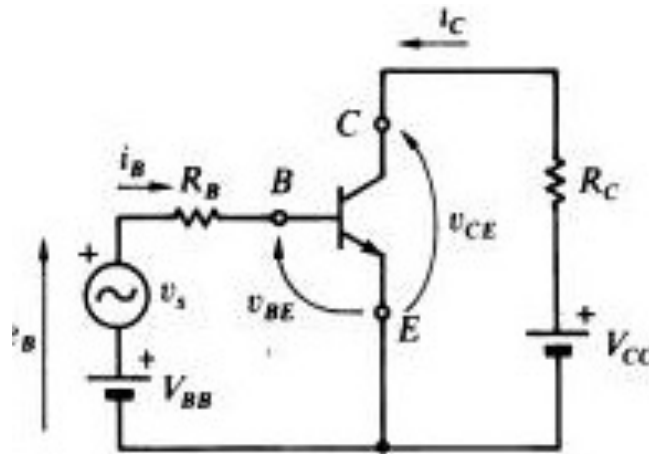


Non consideriamo per il momento la resistenza di carico R_L e trascuriamo la resistenza interna del generatore R_s .

Studio grafico dell'amplificatore

Variazione del punto di lavoro: ingresso

- Applichiamo un segnale alternato v_s in ingresso che si sovrappone alla tensione continua V_{BB}

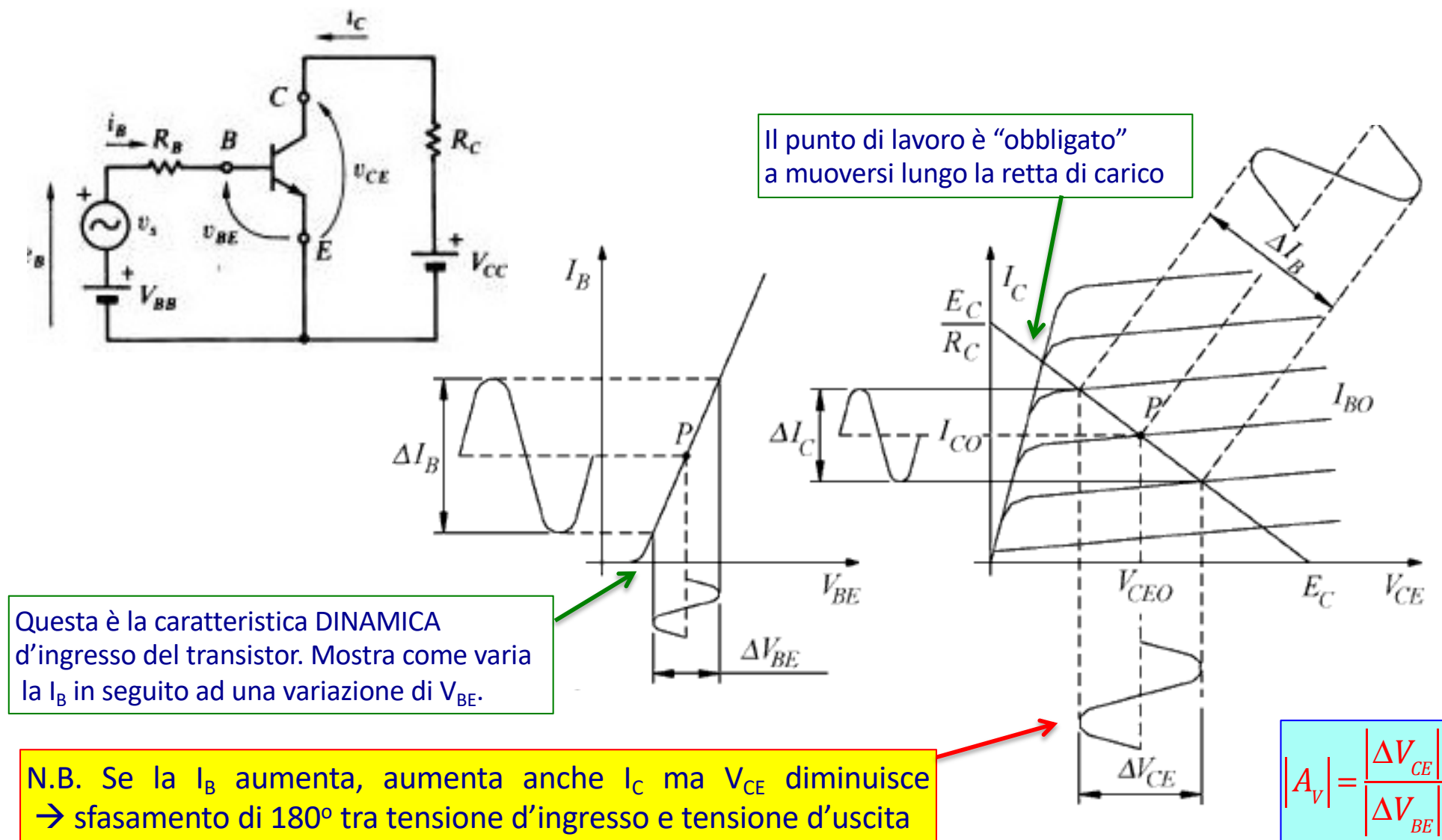


- v_s fa spostare parallelamente la retta di carico
- il punto di lavoro si sposta lungo la curva di ingresso del transistor (il punto di lavoro è dato dall'intersezione delle due curve).
- Le variazioni della V_{BE} [v_{BE}] e della I_B [i_B] seguono anche loro un andamento sinusoidale come il segnale d'ingresso, **purché la curva caratteristica d'ingresso possa essere approssimata con una linea retta intorno al punto di lavoro statico**
- L'approssimazione precedente è tanto più vera quanto più piccolo sarà il segnale d'ingresso, altrimenti si introducono delle distorsioni nel segnale.

$$v_{BE} \equiv \Delta V_{BE} \quad \text{e} \quad i_B \equiv \Delta I_B$$

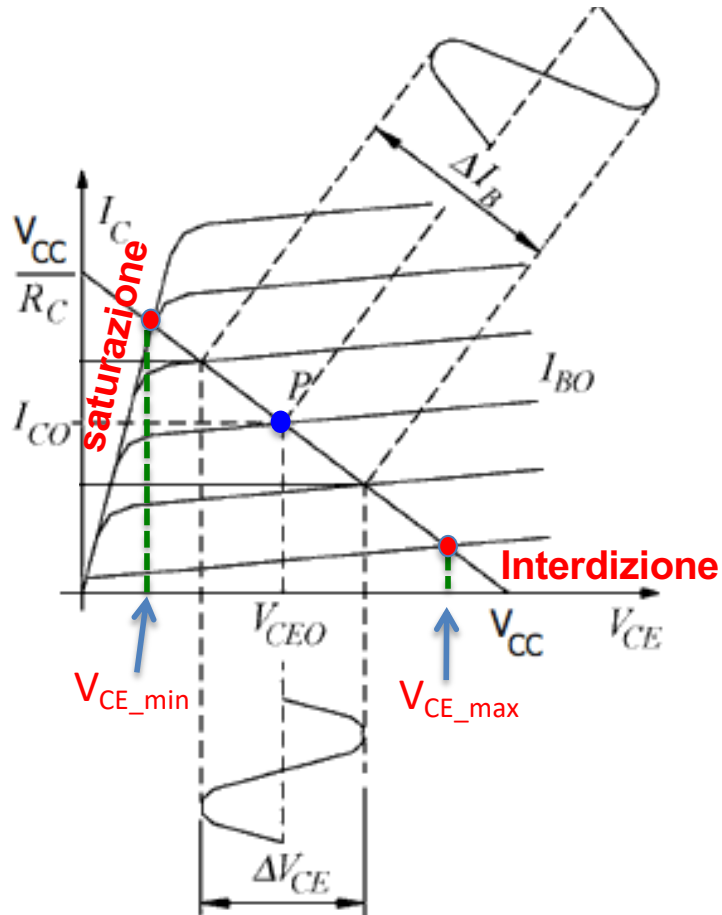
Variazione del punto di lavoro: uscita

- Vediamo ora come varia il punto di lavoro nel circuito di uscita:



Massima dinamica del segnale d'ingresso

- Vediamo qual è la massima dinamica del segnale d'ingresso, ovvero qual è la massima escursione del segnale d'ingresso senza che venga introdotta una distorsione nel segnale d'uscita.



- Il punto di lavoro non dovrà mai raggiungere la zona di saturazione oppure quella di interdizione, altrimenti il segnale verrà “tagliato”; quindi:

$$V_{CE_min} < V_{CE} < V_{CE_max}$$

$$V_{CE_min} = 0.2 \text{ V} \quad ; \quad V_{CE_max} \simeq V_{CC}$$

- Dato il punto di lavoro V_{CE0} , valutiamo la massima escursione che il punto di lavoro può fare a sinistra e a destra e prendiamo il minimo tra i due valori:

$$\Delta V_{CE}^{MAX} = \min \left[\left(V_{CE0} - V_{CE_min} \right), \left(V_{CE_max} - V_{CE0} \right) \right]$$

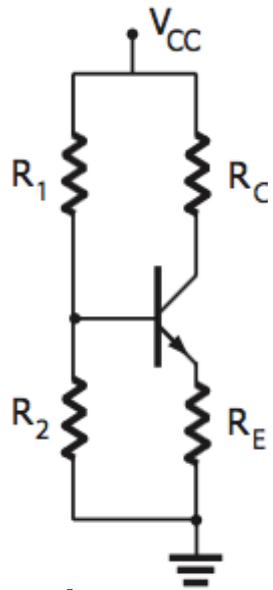
- Dato che: $\Delta V_{CE} \equiv v_o = A_v \cdot v_i$



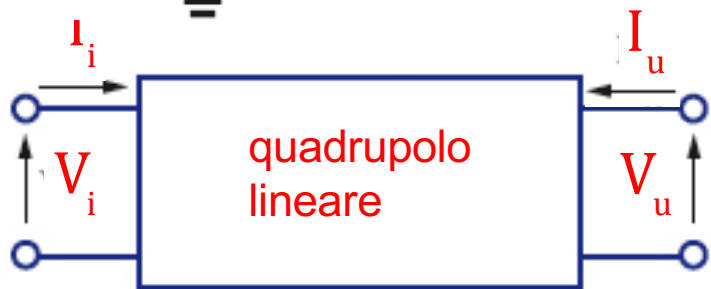
$$V_i^{MAX} = \frac{\Delta V_{CE}^{MAX}}{A_v}$$

Modelli lineari del transistor per piccoli segnali

Modello lineare per piccoli segnali



- Il punto di lavoro dell'amplificatore è determinato dalla rete di polarizzazione.
- Le caratteristiche dell'amplificatore dipendono da come cambiano le varie grandezze per piccole variazioni intorno al punto di lavoro (vedi slides precedenti)
- Si può procedere per via **analitica** (e non grafica) linearizzando le varie grandezze intorno al punto di lavoro.
- In un quadrupolo vi sono 4 grandezze in gioco: I_i , V_i , I_u e V_u . Due saranno variabili indipendenti e due variabili dipendenti. A seconda della scelta fatta si hanno diversi modelli lineari: **a parametri ibridi h**, **a parametri g** e **a parametri resistivi r**.



Nel transistor abbiamo

$$I_i \equiv i_B ; V_i \equiv v_{BE}$$

$$I_u \equiv i_C ; V_u \equiv v_{CE}$$

$$\begin{cases} V_i = f(I_i, V_u) \\ I_u = f(I_i, V_u) \end{cases}$$

Parametri ibridi h

$$\begin{cases} I_i = f(V_i, V_u) \\ I_u = f(V_i, V_u) \end{cases}$$

Parametri g, detto anche modello π o di Giacoletto

$$\begin{cases} V_i = f(I_i, I_u) \\ V_u = f(I_i, I_u) \end{cases}$$

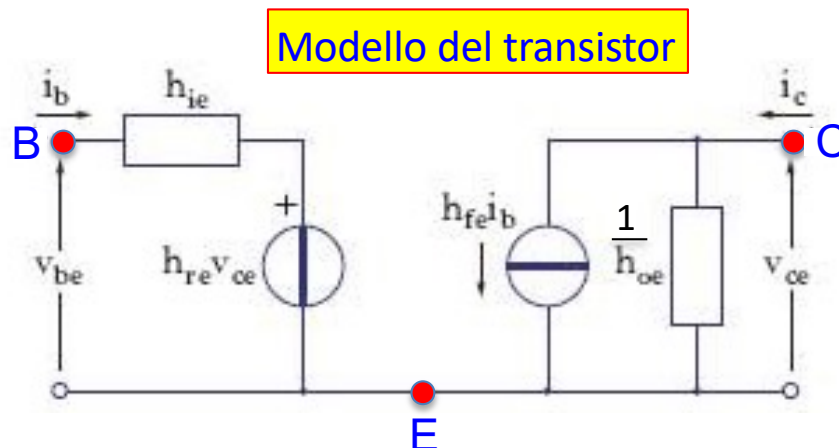
Parametri resistivi r

Modello a parametri ibridi h

$$\begin{cases} V_i = f(I_i, V_u) \\ I_u = f(I_i, V_u) \end{cases} \xrightarrow{\text{Yellow Arrow}} \begin{cases} dV_i = \frac{\partial V_i}{\partial I_i} \Big|_{V_u=k} \cdot dI_i + \frac{\partial V_i}{\partial V_u} \Big|_{I_i=k} \cdot dV_u \\ dI_u = \frac{\partial I_u}{\partial I_i} \Big|_{V_u=k} \cdot dI_i + \frac{\partial I_u}{\partial V_u} \Big|_{I_i=k} \cdot dV_u \end{cases} \xrightarrow{\text{Yellow Arrow}} \begin{cases} dV_i = h_i \cdot dI_i + h_r \cdot dV_u \\ dI_u = h_f \cdot dI_i + h_o \cdot dV_u \end{cases}$$

I segnali sinusoidali sono piccole variazioni, quindi possono essere trattati con questo modello

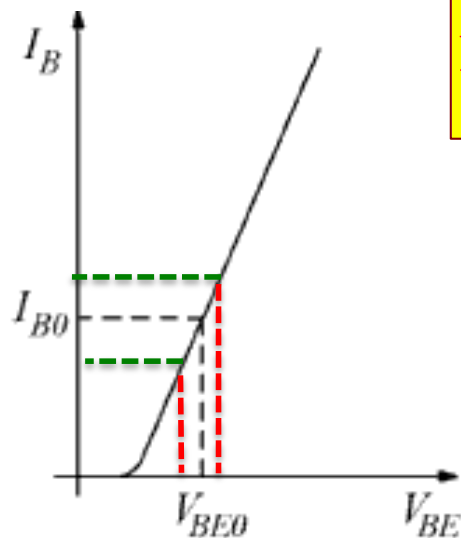
- ☐ Il valore dei parametri dipende dal tipo di configurazione (base comune, emettitore comune oppure collettore comune)
- ☐ Vi sono delle relazioni per passare dai valori in una configurazione a quella in un'altra
- ☐ Come detto, noi utilizzeremo solo la configurazione ad emettitore comune
- ☐ Si aggiunge il pedice per "e" per identificare la configurazione (h_{ie} , h_{re} , h_{fe} , h_{oe})



Valori tipici

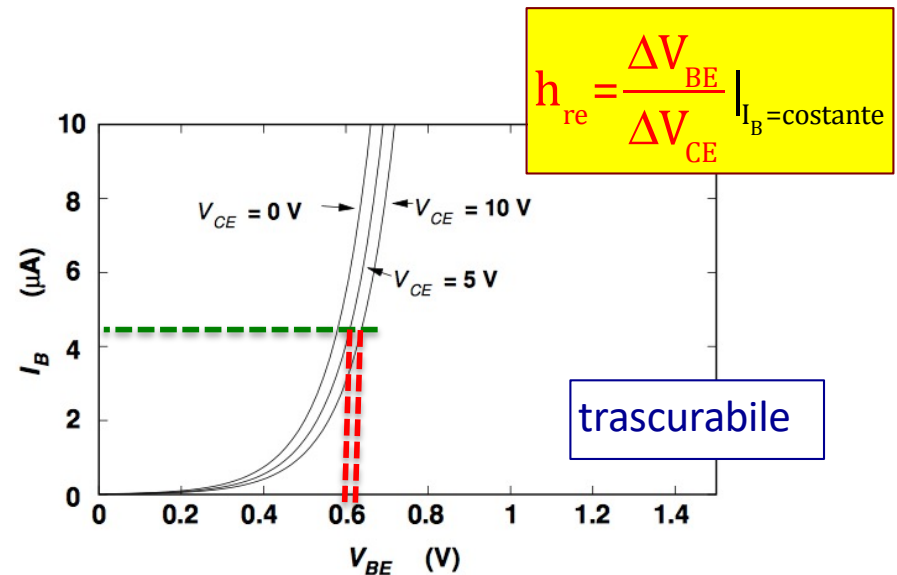
$$\begin{aligned} h_{ie} &\approx 1 \text{ k}\Omega \\ h_{re} &\approx 10^{-4} \text{ (lo trascureremo sempre)} \\ h_{fe} &\approx 50 \div 300 \\ h_{oe} &\approx 10^{-5} \text{ }\Omega^{-1} \Rightarrow h_{oe}^{-1} \approx 100 \text{ k}\Omega \text{ (Early)} \end{aligned}$$

Significato dei parametri ibridi h



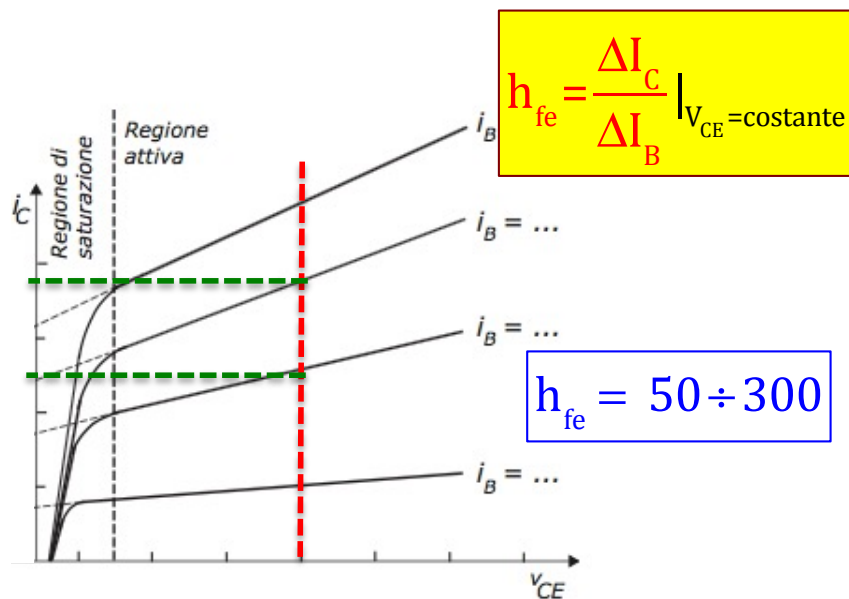
$$h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE} = \text{costante}}$$

$$h_{ie} \approx 1 \text{ k}\Omega$$



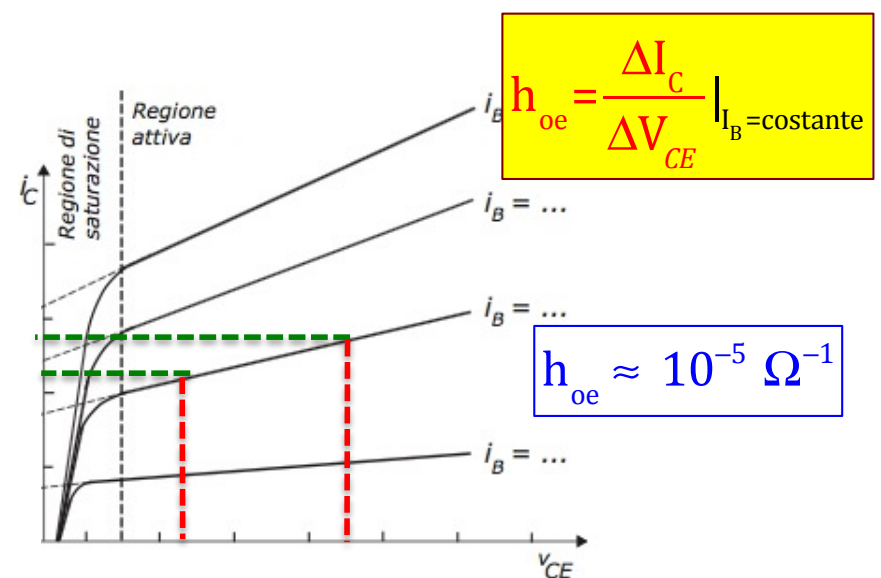
$$h_{re} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \Big|_{I_B = \text{costante}}$$

trascurabile



$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE} = \text{costante}}$$

$$h_{fe} = 50 \div 300$$



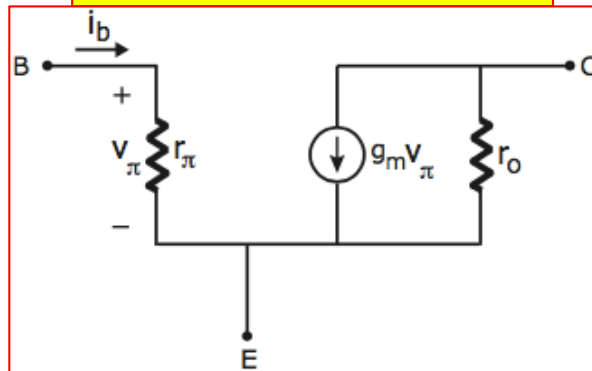
$$h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \Big|_{I_B = \text{costante}}$$

$$h_{oe} \approx 10^{-5} \Omega^{-1}$$

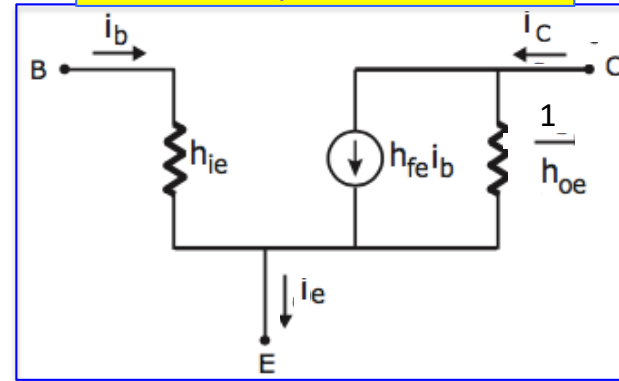
Modello π o di Giacoletto

Questo modello e' comunemente chiamato modello π , o modello di Giacoletto. La resistenza sulla base e' universalmente indicata con r_π e la differenza di potenziale tra base ed emettitore con v_π

Modello a π del transistor



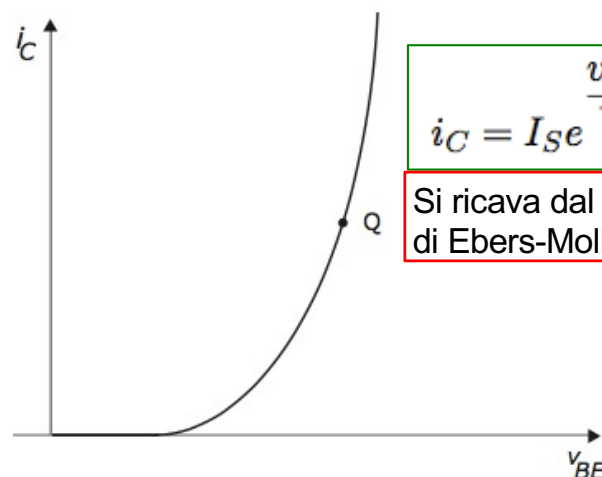
Modello a parametri ibridi



$$\begin{aligned} h_{ie} &= r_\pi \\ h_{fe} &= g_m \cdot r_\pi \\ h_{oe} &= r_o^{-1} \end{aligned}$$

$$v_\pi = h_{ie} \cdot i_B$$

□ Ricaviamo g_m :



$$i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

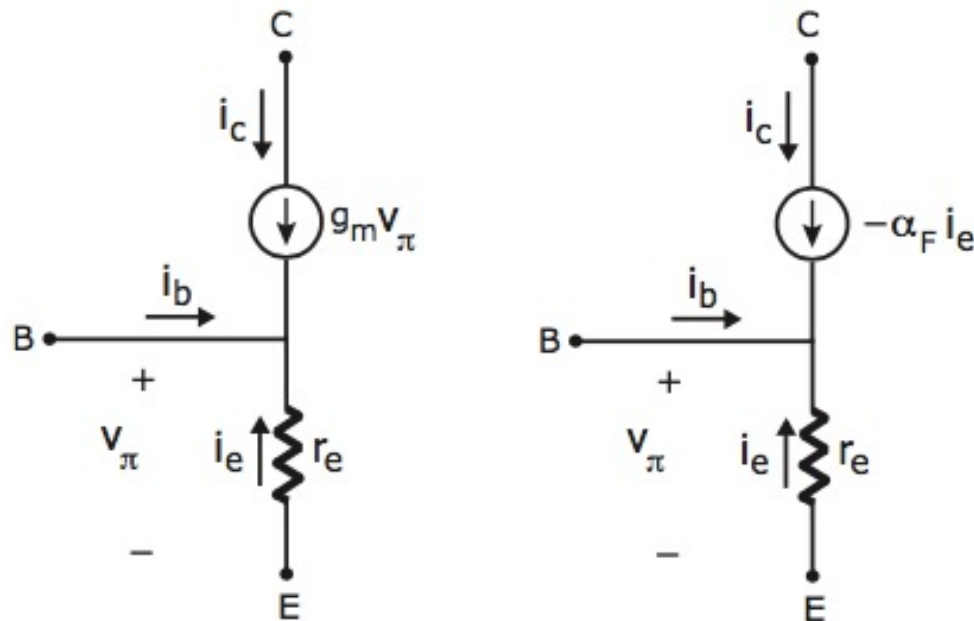
Si ricava dal modello di Ebers-Moll

$$\begin{cases} I_i = f(V_i, V_u) \\ I_u = f(V_i, V_u) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} dI_i = r_\pi^{-1} \cdot dV_{BE} \\ dI_C = g_m \cdot dV_{BE} + r_o^{-1} \cdot dV_{CE} \end{cases}$$

$$g_m = \frac{\delta I_C}{\delta V_{BE}} \Big|_{i_C=I_C} = \frac{1}{V_T} \cdot I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = \frac{1}{V_T} \cdot I_C$$

I_C è la corrente statica del punto di lavoro

Parametri r [modello a T]



Circuiti equivalenti dei modelli T: il transistor e' sostituito da una resistenza sull'emettitore e da un generatore di corrente controllato in tensione, con due varianti.

r_e è la resistenza tra la giunzione base-emettitore e il terminale dell'emettitore.

$$\alpha_F \cdot i_E = g_m \cdot v_\pi$$

$$v_{be} = v_\pi$$

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

i_e e' la componente di segnale della corrente

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

resistenza di emettitore che e' data da

$$r_e \equiv \frac{v_{eb}}{i_e} = -\frac{v_{be}}{i_e} = \frac{\alpha_F}{g_m} \simeq \frac{1}{g_m}$$

□ Esempio numerico, ricaviamo g_m quando $I_C = 2 \text{ mA}$ e $T = 300 \text{ K}$:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^{-3}} = 0.08 \text{ } \Omega^{-1} \quad \Rightarrow \quad r_e \simeq \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.08} = 12.5 \text{ } \Omega$$

Relazioni tra i parametri dei vari modelli

Parametri del modello π in funzione delle correnti statiche

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

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \alpha_F \frac{V_T}{I_C}$$

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_B} = \beta_F \frac{V_T}{I_C}$$

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_C}$$

Relazioni tra i parametri del modello π

$$r_e = \frac{\alpha_F}{g_m} \simeq \frac{1}{g_m}$$

$$r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m}$$

$$r_\pi = (1 + \beta_F)r_e$$

$$r_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

Relazioni tra modello π e modello h

$$h_{ie} = r_\pi$$

$$h_{fe} = g_m r_\pi$$

$$h_{oe} = \frac{1}{r_o}$$

Relazioni tra le correnti

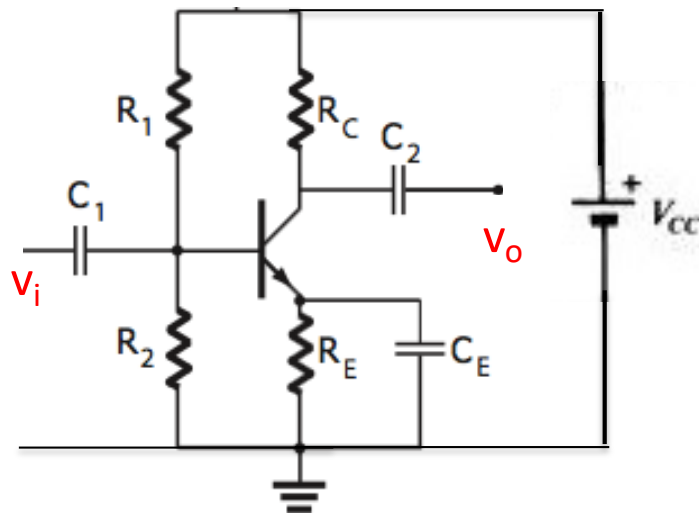
$$i_c = h_{fe} i_b$$

$$i_e = -(1 + h_{fe}) i_b$$

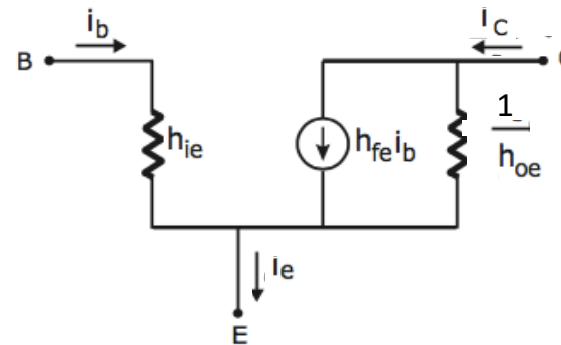
$$i_e = -\frac{1 + h_{fe}}{h_{fe}} i_c$$

Amplificatore CE (Common Emitter)

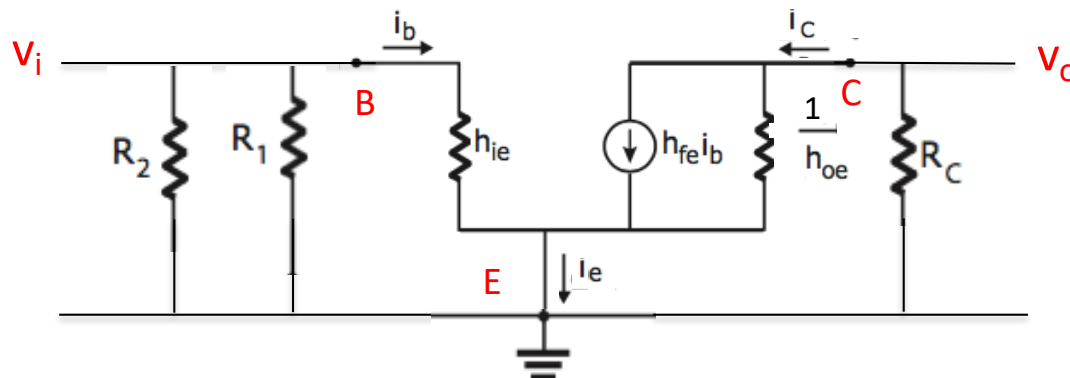
Amplificatore CE (emettitore comune)



- Analizziamo il seguente circuito; vogliamo trovare l'amplificazione di tensione utilizzando il modello a parametri ibridi.
- Iniziamo a disegnare la rappresentazione del transistor:

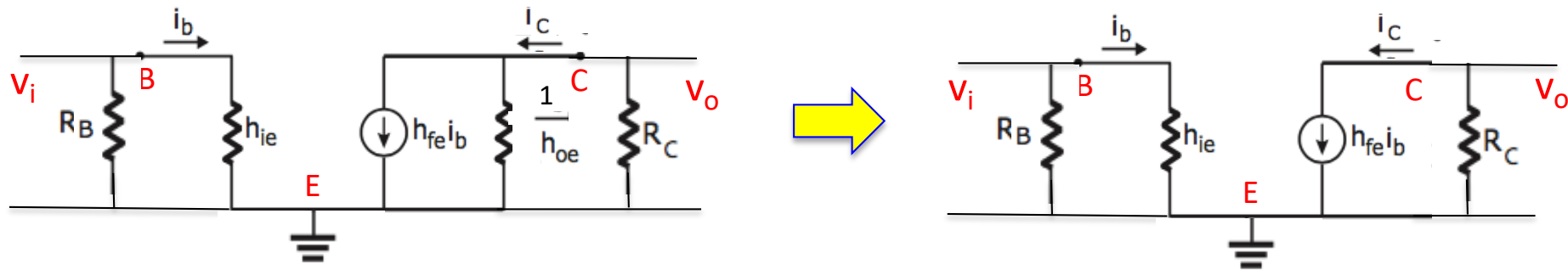


- Poi colleghiamo le varie resistenze tenendo presente che l'alimentatore V_{cc} è un cortocircuito per i segnali sinusoidali.
- Per il momento consideriamo tutti i condensatori presenti nel circuito come dei cortocircuiti (in altre parole supponiamo di lavorare a frequenze intermedie, il significato sarà chiaro più avanti).



$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Amplificatore CE: amplificazione



- $1/h_{oe}$ è dell'ordine di 100 kΩ mentre R_C è dell'ordine di 2÷10 kΩ, quindi nel parallelo possiamo trascurare $1/h_{oe}$
- Ricaviamo la tensione d'uscita in funzione della tensione d'ingresso:

$$V_o = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C \quad (\text{La tensione è negativa perché la corrente va da massa verso il collettore})$$

$$i_b = \frac{V_i}{h_{ie}} \Rightarrow V_o = -h_{fe} \cdot \frac{V_i}{h_{ie}} \cdot R_C \Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = -h_{fe} \cdot \frac{R_C}{h_{ie}}$$

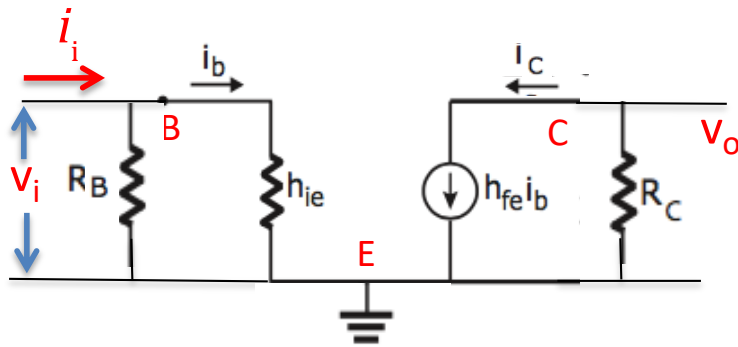
$$r_e = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

$$\text{ricordando che: } h_{ie} = r_\pi \text{ e } h_{fe} = g_m r_\pi \Rightarrow A_V = -g_m \cdot R_C \quad r_e = \frac{1}{g_m} \Rightarrow A_V = -\frac{R_C}{r_e}$$

$$\text{infine sapendo anche che: } g_m = \frac{I_C}{V_T} \Rightarrow A_V = -\frac{I_C}{V_T} \cdot R_C$$

Amp. CE: resistenza d'ingresso e d'uscita

- Valutiamo la resistenza d'ingresso dell'amplificatore:



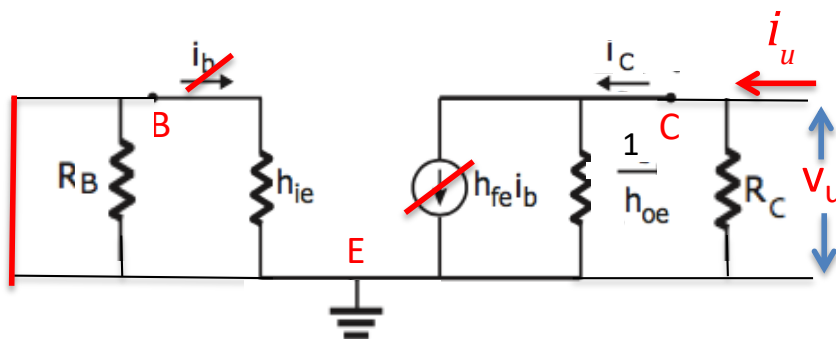
$$R_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i}$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_B} + \frac{v_i}{h_{ie}}$$



$$R_{in} = R_B \parallel h_{ie}$$

- Per valutare la resistenza d'uscita occorre cortocircuitare il segnale d'ingresso, applicare un segnale in uscita e ricavare la corrente fornita dal generatore all'uscita.
- In questo caso, se non consideriamo h_{re} , se cortocircuitiamo il segnale d'ingresso, si ha $i_b=0$



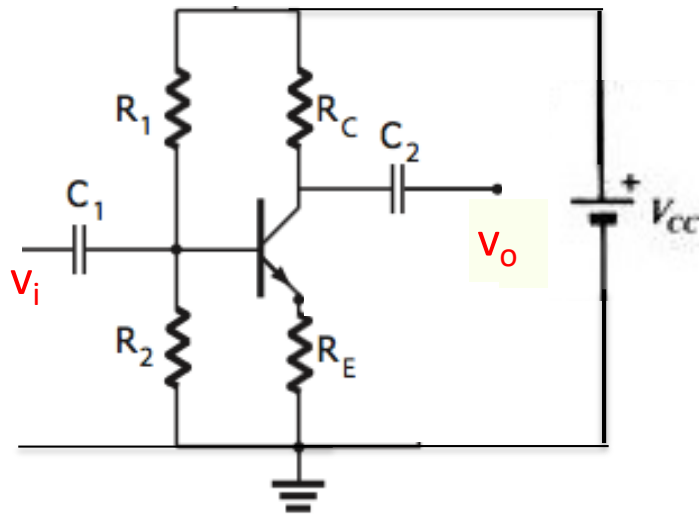
$$R_{out} \equiv \frac{v_u}{i_u} \Big|_{v_i=0}$$

$$i_u = \frac{v_u}{R_C} + \frac{v_u}{1/h_{oe}}$$

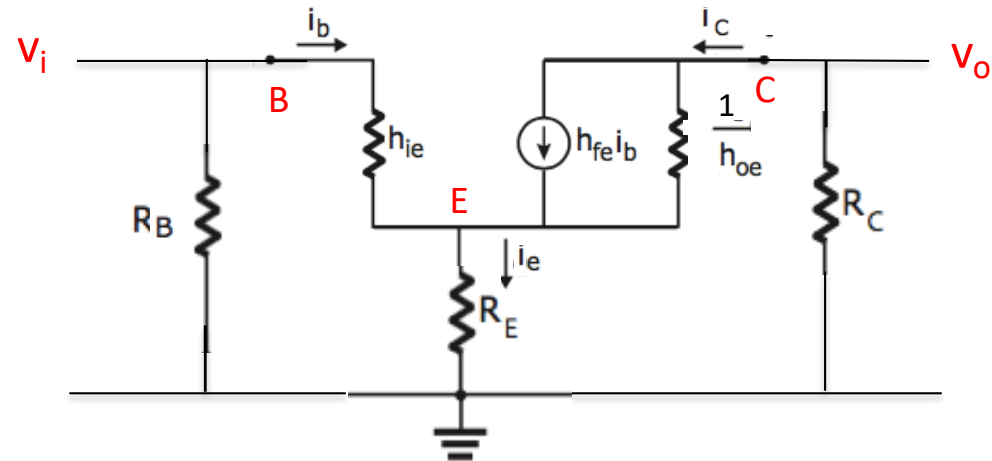


$$R_{out} = R_C \parallel \frac{1}{h_{oe}} \simeq R_C$$

Amp. CE senza capacità sull'emettitore



□ Togliamo la capacità sull'emettitore e disegniamo di nuovo il circuito per piccoli segnali tramite i parametri ibridi:



□ Calcoliamo l'amplificazione:

$$V_o = -i_c \cdot R_C \simeq -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_C \quad (\text{trascuriamo la corrente che circola sulla resistenza } 1/h_{oe})$$

$$V_i = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_e = \left[h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E \right] \cdot i_b$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E} \simeq -\frac{R_C}{R_E}$$

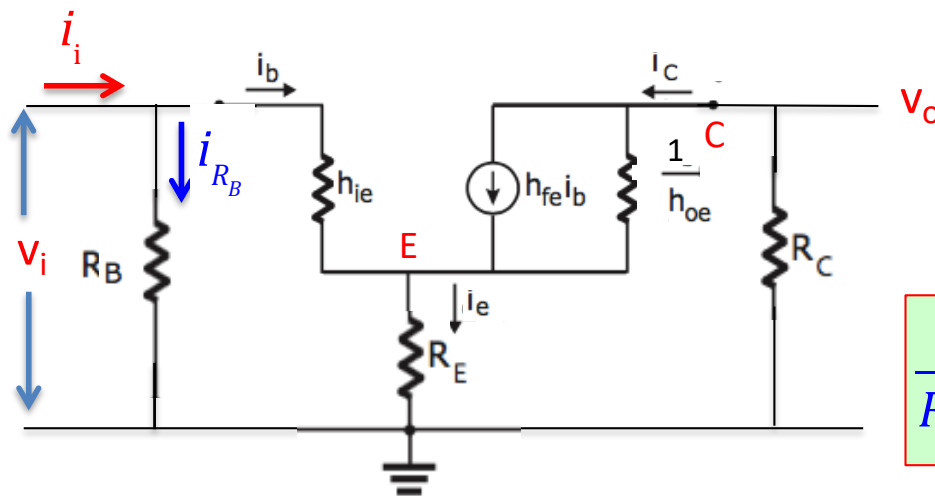
$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{\frac{h_{ie}}{h_{fe}} + R_E} = -\frac{R_C}{r_E + R_E} \cong -\frac{R_C}{R_E}$$

PROS: 1) l'amplificazione dipende solo dalla rete di reazione (R_C e R_E) e non dipende più dalle caratteristiche del transistor $\rightarrow$ **grande stabilità**;
2) alta resistenza d'ingresso

CONS: amplificazione non molto alta perché R_C e R_E sono molto simili [$R_C = (4 \div 10)R_E$]

Amp. CE: resistenza d'ingresso e d'uscita

- Valutiamo la resistenza d'ingresso:



$$R_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i}$$



$$R_{in} = \frac{v_i}{i_{R_B} + i_b} \Rightarrow \frac{1}{R_{in}} = \frac{i_{R_B}}{v_i} + \frac{i_b}{v_i}$$

$$V_i = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot (1 + h_{fe}) \cdot i_b$$

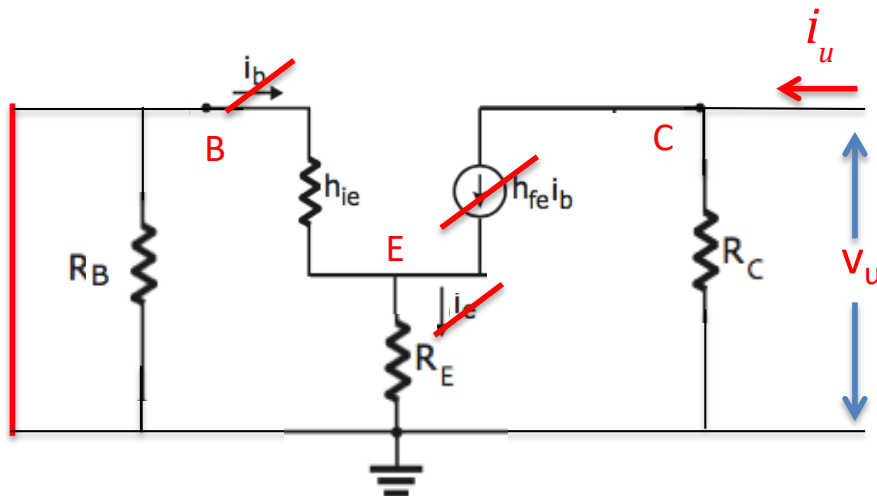
$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E}$$



$$R_{in} \simeq R_B \parallel h_{fe} \cdot R_E$$

- Valutiamo la resistenza d'uscita:

- cortocircuitiamo il segnale d'ingresso. Trascuriamo inoltre la resistenza $1/h_{oe}$



$$R_{out} \equiv \frac{v_u}{i_u} \Big|_{v_i=0}$$

$$i_u = \frac{v_u}{R_C}$$

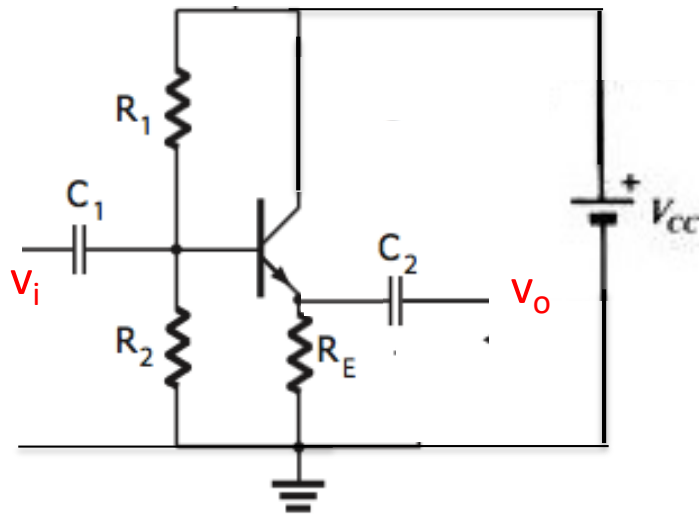


$$R_{out} = R_C$$

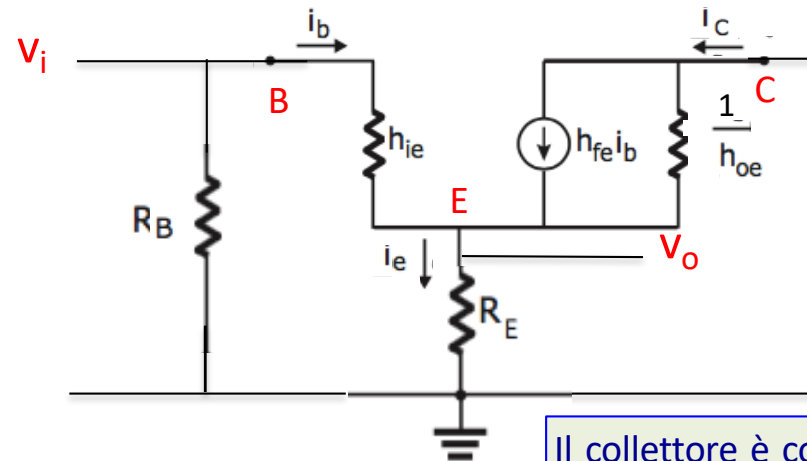
Abbiamo la stessa resistenza d'uscita del caso precedente con capacità sull'emettitore

Emitter Follower (Amplificatore a collettore comune)

Emitter follower (amp. a collettore com.)



- Togliamo la resistenza sul collettore R_C e preleviamo il segnale d'uscita sull'emettitore. Disegniamo il circuito per piccoli segnali tramite i parametri ibridi:



Il collettore è collegato a massa, quindi è un amplificatore a collettore comune

- Calcoliamo l'amplificazione:

$$V_i = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_e = \left[h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E \right] \cdot i_b$$

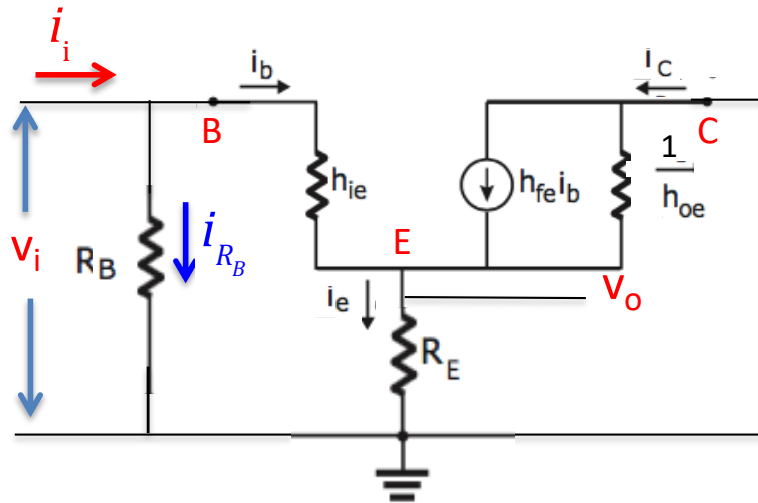
$$V_o = R_E \cdot i_e = R_E \cdot (h_{fe} + 1) \cdot i_b$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(h_{fe} + 1) \cdot R_E}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E} \leq 1$$

- La tensione d'uscita è leggermente inferiore a quella d'ingresso (amplificazione ≈ 1)
- La tensione d'uscita è in fase con quella d'ingresso, da qui il nome di “**emitter follower**” (inseguitore d'emettitore), ovvero l'emettitore riproduce il segnale presente in ingresso.
- Tuttavia vi sono altri vantaggi (R_{IN} e R_{OUT}).

Emitter follower: calcolo di R_{in} e R_{out}

- Valutiamo la resistenza d'ingresso:



$$R_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i}$$



$$R_{in} = \frac{v_i}{i_{R_B} + i_b} \Rightarrow \frac{1}{R_{in}} = \frac{i_{R_B}}{v_i} + \frac{i_b}{v_i}$$

$$V_i = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot (1 + h_{fe}) \cdot i_b$$

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E}$$

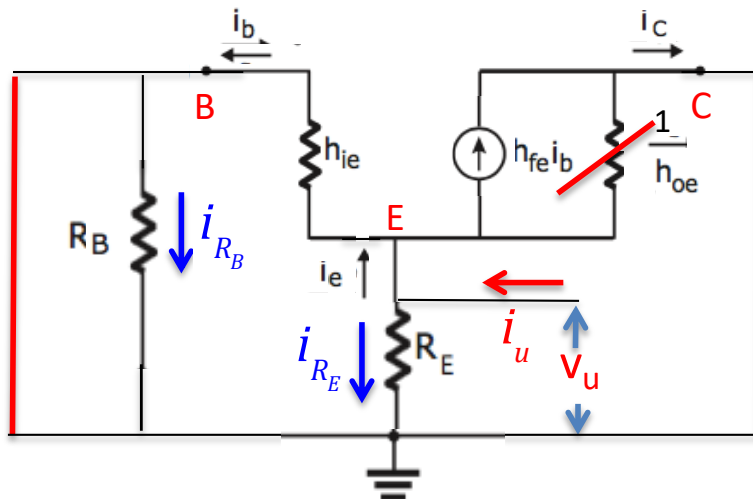


$$R_{in} \approx R_B \parallel h_{fe} \cdot R_E$$

Grande resistenza d'ingresso

- Valutiamo la resistenza d'uscita:
- cortocircuitiamo il segnale d'ingresso. Trascuriamo inoltre la resistenza $1/h_{oe}$

$$R_{out} \equiv \frac{v_u}{i_u} \Big|_{V_i=0}$$



$$i_b = \frac{V_u}{h_{ie}} \Rightarrow i_e = (h_{fe} + 1) \cdot i_b = (h_{fe} + 1) \cdot \frac{V_u}{h_{ie}} ; i_{R_E} = \frac{V_u}{R_E}$$

$$R_{out} = \frac{v_u}{i_u} = \frac{v_u}{i_e + i_{R_E}} \Rightarrow \frac{1}{R_{out}} = \frac{i_e + i_{R_E}}{v_u} = \frac{h_{fe} + 1}{h_{ie}} + \frac{1}{R_E}$$

$$R_{out} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

piccola resistenza d'uscita

$$\frac{h_{ie}}{h_{fe}} = r_e$$

Esercizio

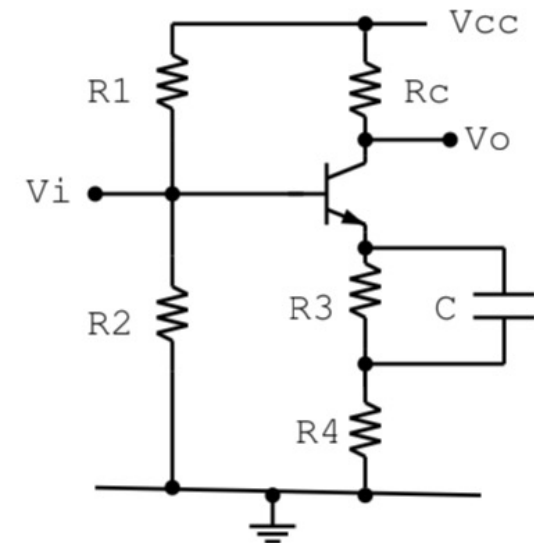
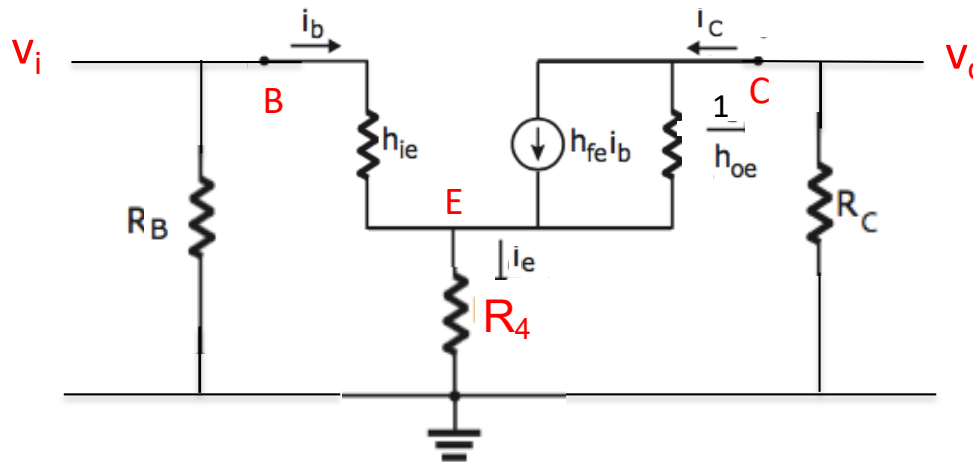
Esercizio esonero 2017

Esercizio 5. (7 punti)

L'amplificatore illustrato in figura ha le seguenti resistenze: $R_1 = 34 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 5.9 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 0.5 \text{ k}\Omega$. Inoltre il BJT utilizzato ha $h_{ie} = 800 \text{ }\Omega$ e $h_{fe} = 50$. Determinare la resistenza d'ingresso dell'amplificatore a centro banda.

$$R_i = \underline{\hspace{2cm}}$$

□ circuito equivalente:



A frequenze intermedie la resistenza R_3 è cortocircuitata dal condensatore, quindi la resistenza d'ingresso è uguale al parallelo della R_B con la resistenza d'ingresso del transistor:

$$R_{i-trans} = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_4 = 800 + 51 \times 500 = 26.3 \text{ k}\Omega;$$

$$R_B = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{34 \times 5.9}{34 + 5.9} = 5.0 \text{ k}\Omega$$

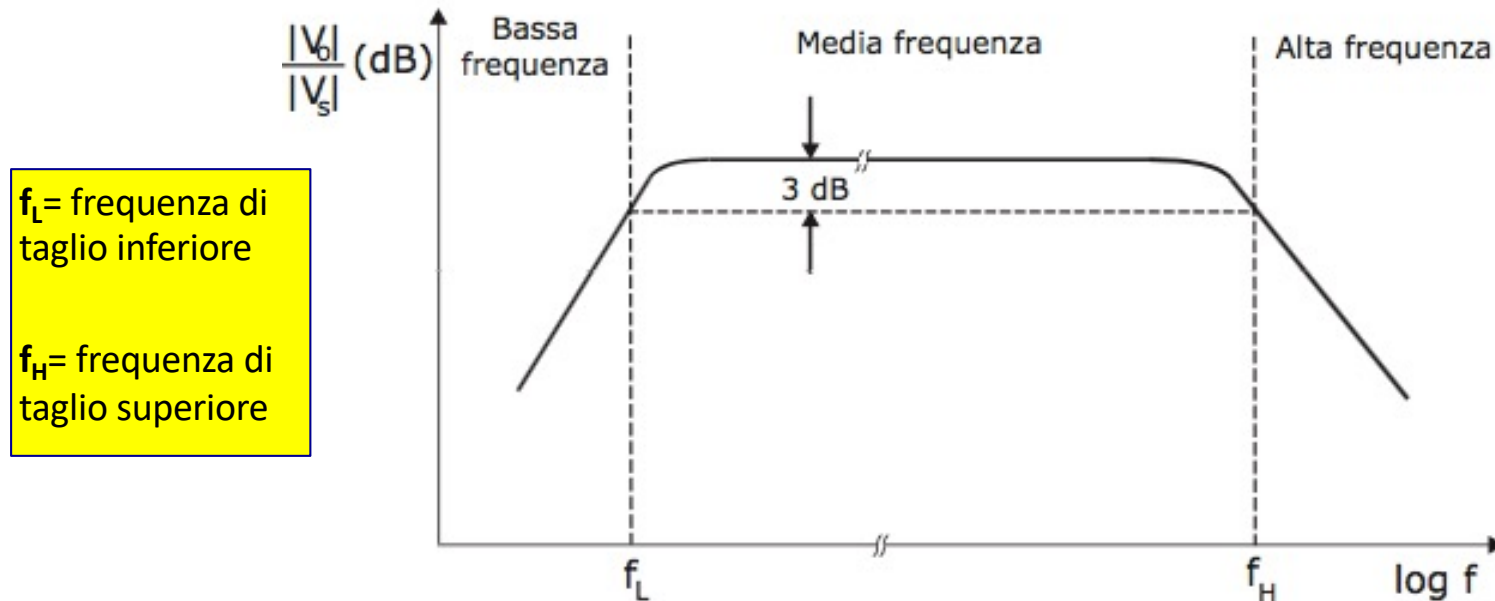


$$R_i = \frac{26.3 \times 5}{26.3 + 5} = 4.2 \text{ k}\Omega$$

Risposta in frequenza di un amplificatore

Risposta in frequenza di un amplificatore

- Un amplificatore ideale dovrebbe avere la stessa amplificazione qualunque sia la frequenza del segnale applicato;
- In realtà la risposta in frequenza di un amplificatore reale ha l'andamento in figura:

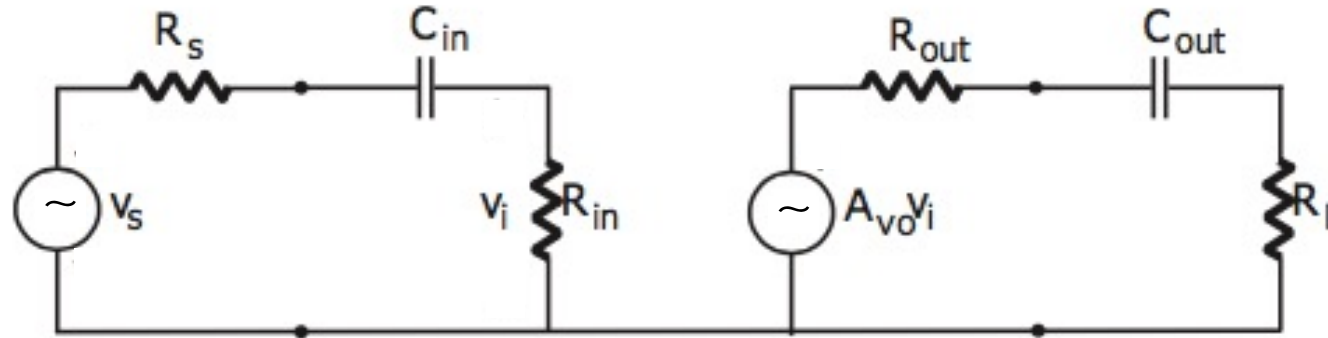


- A basse frequenze intervengono le capacità di disaccoppiamento del circuito che introducono nel circuito dei filtri passa alto;
- ad alte frequenze invece intervengono le capacità parassite interne al transistor che introducono dei filtri passa basso nell'amplificatore. Per modellare questo comportamento vedremo il circuito di Giacoletto modificato per tener conto di queste capacità.
- l'intervallo di frequenze $f_H - f_L$ si chiama **banda passante dell'amplificatore**, che si vorrebbe la più grande possibile.

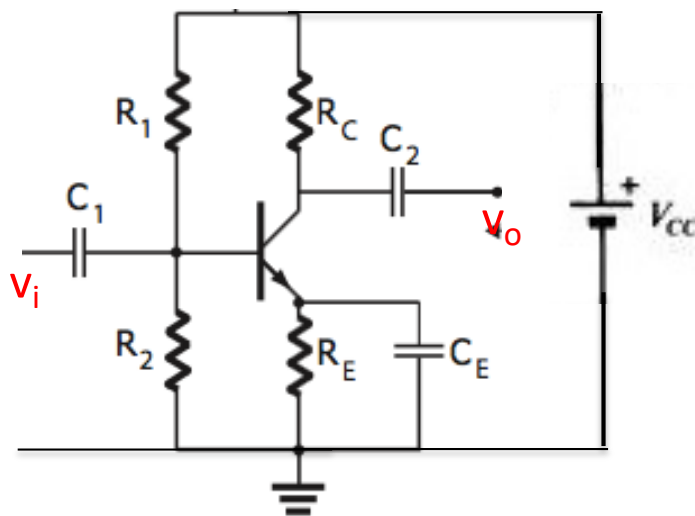
Comportamento a basse frequenze

Comportamento a basse frequenze

- Vediamo ora qual è il comportamento a basse frequenze dell'amplificatore. Come abbiamo detto il circuito si può schematizzare nel modo seguente, dove le capacità di accoppiamento intervengono nella frequenza di taglio inferiore:



- Questo schema non andrebbe bene per l'amplificatore ad emettitore comune con capacità sull'emettitore:



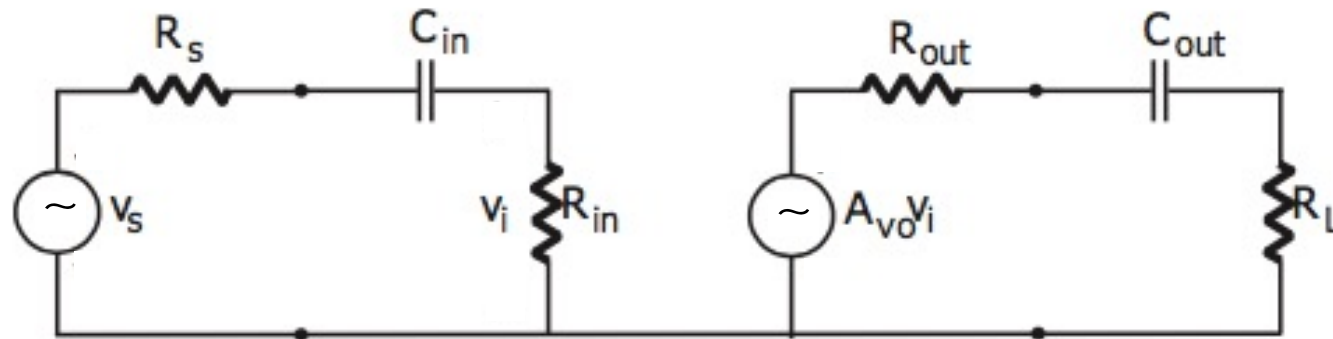
- Tuttavia negli amplificatori "reali" si sceglie la capacità C_E così grande che intorno alla frequenza di taglio si ha:

$$\frac{1}{\omega_T \cdot C_E} \ll R_E$$

- dove ω_T è la frequenza di taglio determinata dagli altri condensatori.
- Con questa scelta la frequenza di taglio introdotta dalla C_E è molto più bassa di quella degli altri condensatori.
- questo è realizzabile perché C_E può essere elettrolitico

Comportamento a basse frequenze

- Ricaviamo ora le frequenze di taglio introdotte da C_{in} e C_{out} :



- **maglia di ingresso:**

$$V_i = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s + \frac{1}{j\omega C_{in}}} V_s = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{in}(R_{in} + R_s)}} V_s$$

- Il secondo fattore è quindi un passa-alto con frequenza di taglio

$$f'_L = \frac{1}{2\pi C_{in}(R_{in} + R_s)}$$

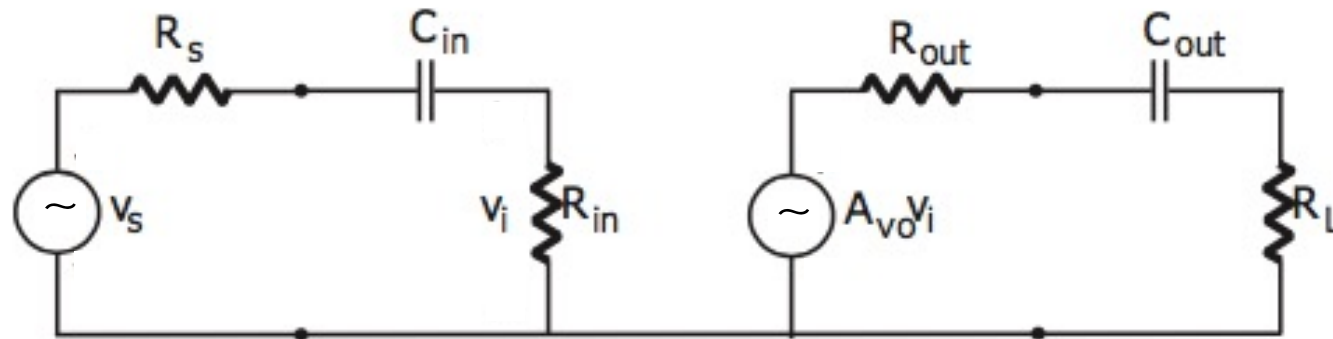
Se $R_s \ll R_{in}$



$$f'_L \simeq \frac{1}{2\pi C_{in} R_{in}}$$

Comportamento a basse frequenze

- Ricaviamo ora le frequenze di taglio introdotte da C_{in} e C_{out} :



- maglia di uscita:

$$V_o = \frac{R_L}{R_L + R_{out} + \frac{1}{j\omega C_{out}}} A_{vo} V_i = \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{out}(R_L + R_{out})}} A_{vo} V_i$$

- Il secondo fattore è un altro passa-alto con frequenza di taglio

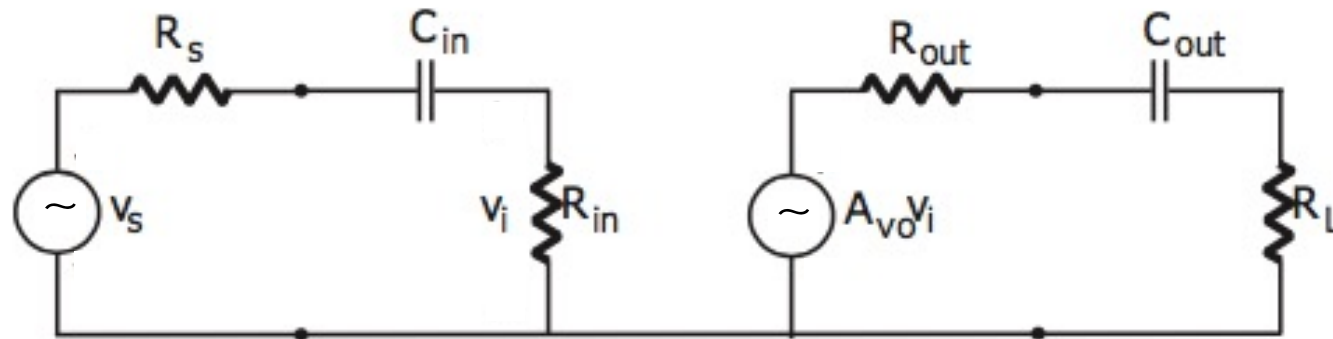
$$f_L'' = \frac{1}{2\pi C_{out}(R_{out} + R_L)}$$

- L'amplificazione effettiva, ovvero la funzione di trasferimento, è quindi data da:

$$A_{vs}(\omega) = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{in}(R_{in} + R_s)}} \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{out}(R_L + R_{out})}} A_{vo}$$

Comportamento a basse frequenze

- Ricaviamo ora le frequenze di taglio introdotte da C_{in} e C_{out} :



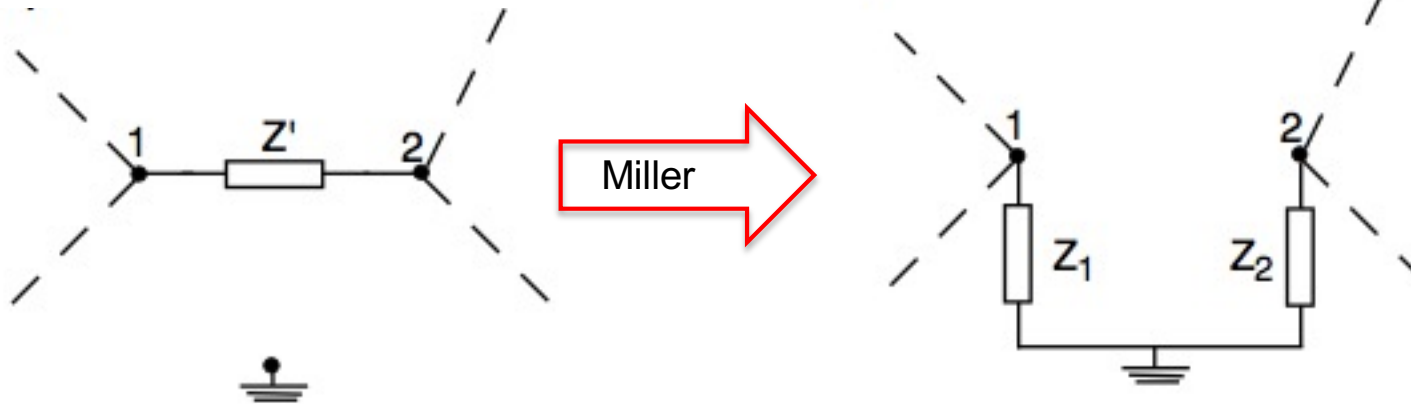
$$A_{vs}(\omega) = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{in}(R_{in} + R_s)}} \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{out}(R_L + R_{out})}} A_{vo}$$

- Abbiamo quindi un doppio passa-alto e l'andamento in funzione della frequenza dipende dalla posizione di f'_L e f''_L (si veda il doppio filtro in cascata).
- Se le due frequenze sono sufficientemente distanziate si ha, a bassissima frequenza, una pendenza di 40 dB/decade.
- In definitiva, la scelta di C_{in} e C_{out} è legata all'intervallo di frequenze a cui siamo interessati; dovremo fare in modo che f'_L e f''_L siano ragionevolmente più basse della minima frequenza da amplificare.

Teorema di Miller

Teorema di Miller

- Vediamo ora il teorema di Miller (o effetto Miller) che sarà molto utile anche nello studio degli amplificatori operazionali, oltre che nello studio dell'amplificatore ad alta frequenza.
- Consideriamo una generica rete in cui tra due particolari nodi (nodo 1 e nodo 2) vi sia una impedenza Z' :



- Nell'equazione del nodo 1 vi sarà, tra gli altri, il termine

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z'}$$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z'} = \frac{V_1(1 - \frac{V_2}{V_1})}{Z'} = \frac{V_1(1 - k)}{Z'}$$

dove si è posto $k = V_2/V_1$.

- Analogamente, nell'equazione del nodo 2 vi sarà, tra gli altri, il termine

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z'}$$

$$\Rightarrow I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z'} = \frac{V_2(1 - \frac{V_1}{V_2})}{Z'} = \frac{V_2(k - 1)}{kZ'}$$

Teorema di Miller

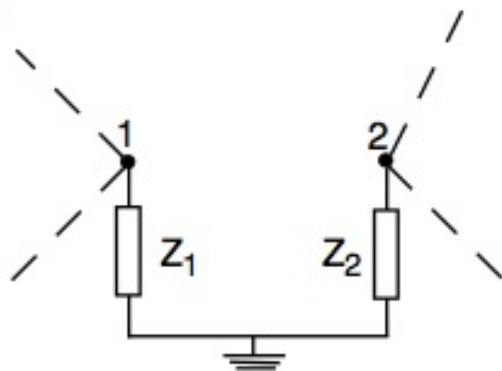
- Nelle due equazioni, i due termini di corrente legati alla presenza di Z' possono essere scritti come:

$$I_1 = \frac{V_1(1 - k)}{Z'} = \frac{V_1}{Z_1} \quad \text{dove} \quad Z_1 = \frac{Z'}{1 - k}$$

$$k = V_2/V_1$$

$$I_2 = \frac{V_2(k - 1)}{kZ'} = \frac{V_2}{Z_2} \quad \text{dove} \quad Z_2 = \frac{Z'k}{k - 1} = \frac{Z'}{1 - \frac{1}{k}}$$

- Quindi l'effetto dell'impedenza Z' è equivalente, nelle due equazioni, alla presenza di un'impedenza Z_1 tra il nodo 1 e la massa e un'impedenza Z_2 tra il nodo 2 e la massa



- Se V_2 e V_1 hanno segno opposto con $|V_2| \gg |V_1|$ si ha:

$$Z_1 = \frac{Z'}{1 + |K|} \approx \frac{Z'}{|K|} \quad (\text{piccola}) \quad ; \quad Z_2 = \frac{Z'}{1 + \left| \frac{1}{K} \right|} \approx Z'$$

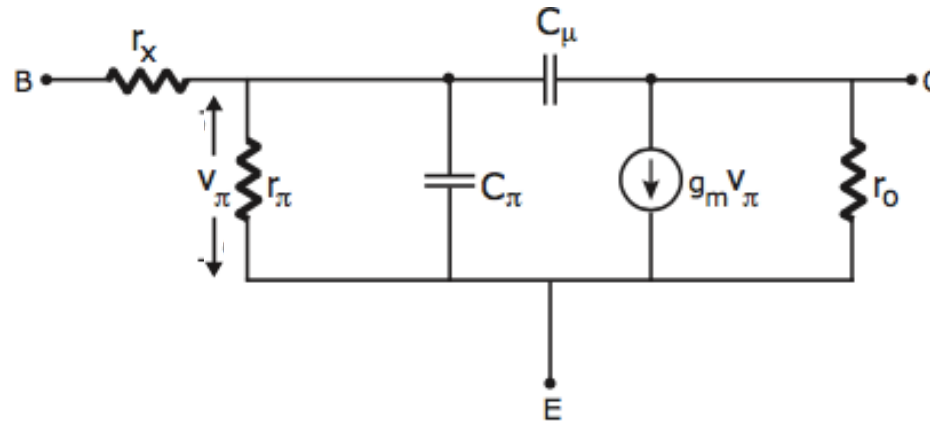
- Da notare che:

$$\text{se } K \rightarrow \infty \Rightarrow Z_1 \rightarrow 0$$

Il circuito di Giacoletto

Il circuito di Giacoletto

- Inseriamo ora le capacità parassite nel modello di Giacoletto del transistor per studiarne il comportamento ad alta frequenza.



- $r_x \approx 10 \Omega$; è la resistenza effettiva tra il terminale di base e l'inizio della giunzione base-emettitore. È trascurabile a basse frequenze;
- $C_\pi \approx \text{qualche pF}$; è la capacità della giunzione base-emettitore, polarizzata direttamente;
- $C_\mu \approx \text{qualche frazione di pF}$; è la capacità della giunzione base-collettore, polarizzata inversamente;
- gli altri parametri sono uguali al modello valido a bassa frequenza, dove trascuriamo agli altri parametri appena descritti.

Lawrence Joseph Giacoletto (1916-2004), è stato un ingegnere elettrotecnico e inventore statunitense. Era conosciuto tra l'altro per il suo lavoro nel campo della tecnologia dei circuiti dei semiconduttori, in particolare dall'eponimo circuito equivalente di Giacoletto per i transistor (noto anche come **modello a π ibrido**).

Comportamento ad alte frequenze

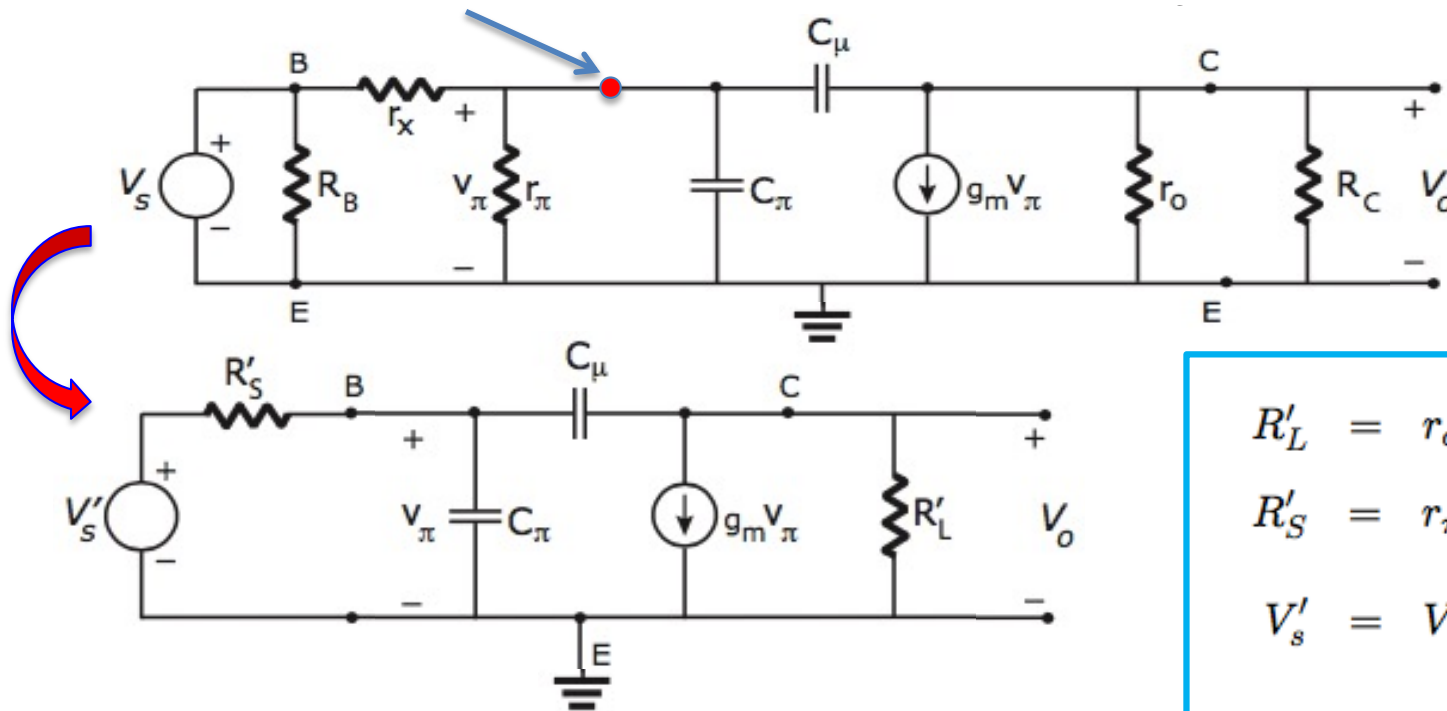
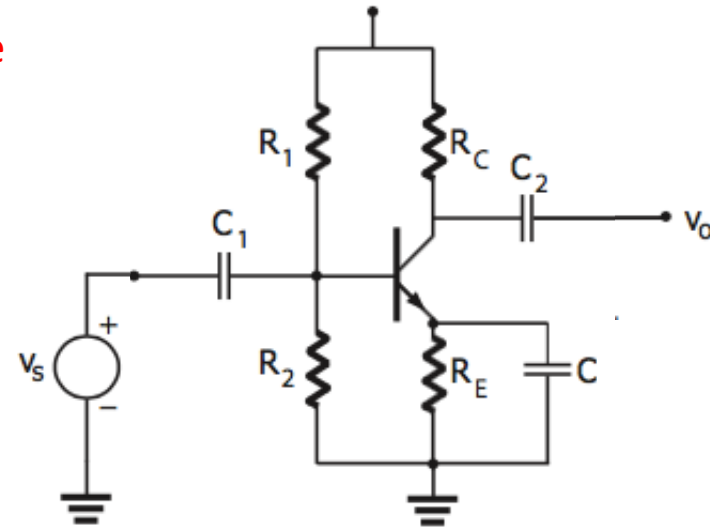
Questa parte non fa parte del programma 2025-26

Amplificatore CE ad alte frequenze

- Analizziamo ora il comportamento ad alte frequenze dell'amplificatore ad emettitore comune (semplifichiamo il circuito trascurando la resistenza del generatore e non considerando la resistenza di carico);

- Modello di Giacoletto:

Applichiamo Thevenin in questo punto



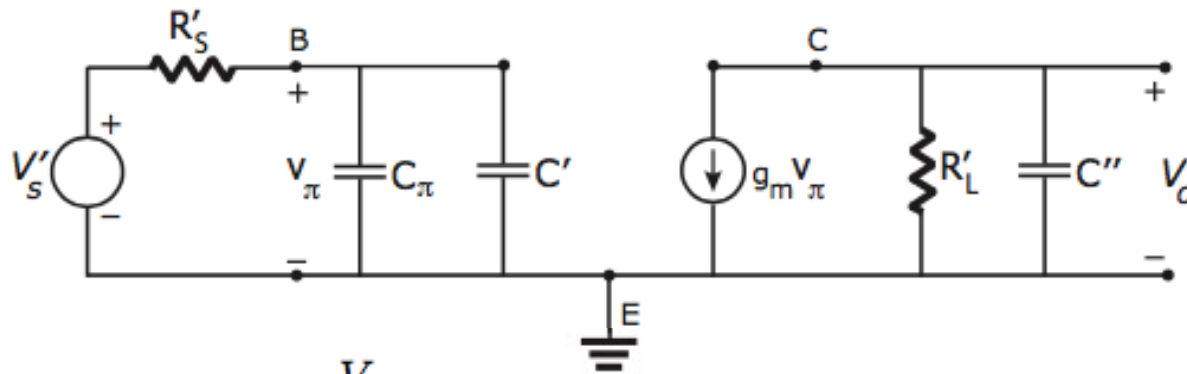
$$R'_L = r_o \parallel R_C \cong R_C$$

$$R'_S = r_\pi \parallel [r_x + R_B] \cong r_x$$

$$V'_s = V_s \cdot \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x} \cong V_s$$

Amplificatore CE ad alte frequenze

- Il circuito si può ulteriormente semplificare applicando il teorema di Miller:



$$\begin{aligned} C' &= C_\mu \left(1 - \frac{V_o}{V_\pi}\right) \\ C'' &= C_\mu \left(1 - \frac{V_\pi}{V_o}\right) \end{aligned}$$

- Il rapporto $k \equiv \frac{V_o}{V_\pi}$ per frequenze intorno alla frequenza di taglio superiore è uguale a:

$$k \simeq -g_m R'_L$$

(amplificazione a frequenze intermedie)



$$\begin{aligned} C' &\simeq C_\mu (1 + g_m R'_L) \\ C'' &\simeq C_\mu \end{aligned}$$

- Si hanno due filtri passa basso in cascata, con frequenze di taglio pari a:

$$f'_H = \frac{1}{2\pi R'_s (C_\pi + C')}$$

$$f''_H = \frac{1}{2\pi R'_L C''}$$

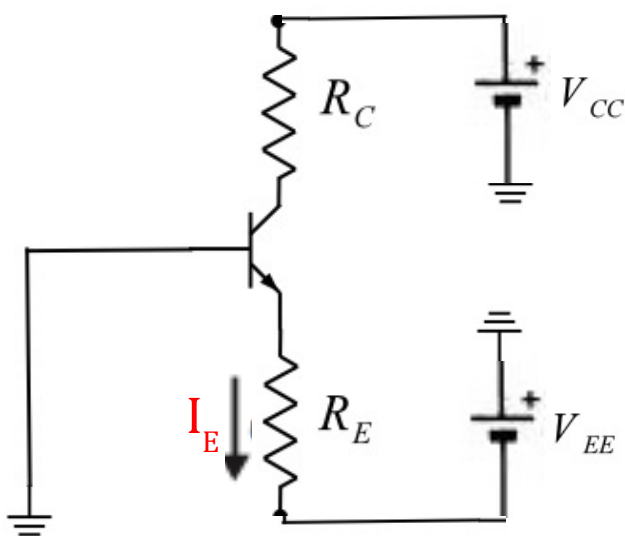
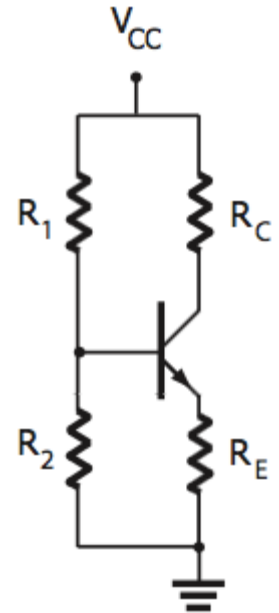
dove $f'_H < f''_H$

- Si può notare che all'aumentare dell'amplificazione a frequenze intermedie, aumenta la capacità C' che viene riportata sul circuito d'ingresso per via dell'effetto Miller; questa a sua volta riduce la frequenza di taglio superiore. Questo è in accordo con quanto affermato in precedenza che il prodotto dell'amplificazione per la banda passante è costante.

Amplificatore con doppia alimentazione

Amplificatore con doppia alimentazione

- Il circuito di polarizzazione del transistor che abbiamo studiato finora ha due inconvenienti:
 1. Occorre inserire un condensatore tra la base ed il generatore di segnali per non alterare il punto di lavoro. Tale condensatore introduce un filtro passa alto e taglia le frequenze al di sotto della frequenza di taglio;
 2. Parte del segnale d'ingresso viene dissipato sulle due resistenze R_1 e R_2 .
- Se la base si trovasse a potenziale zero, potremmo inviare il segnale direttamente sulla base e non sarebbe più necessario introdurre il condensatore di disaccoppiamento. Inoltre anche le due resistenze R_1 e R_2 non sarebbero più necessarie.
- È possibile realizzare ciò introducendo un secondo alimentatore



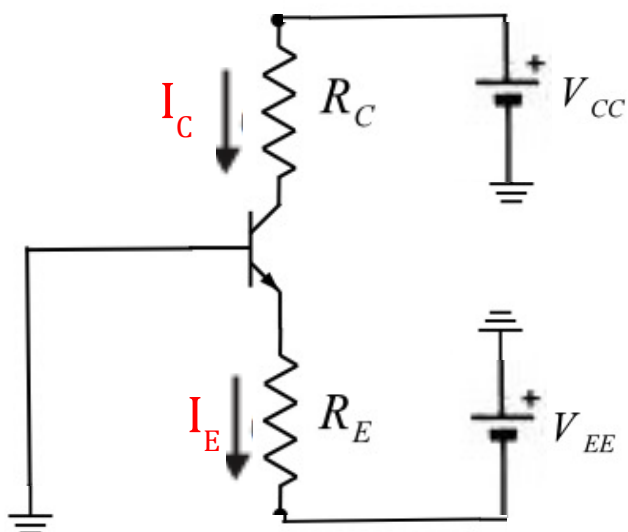
- Per la maglia d'ingresso possiamo scrivere, ricordando che la base è connessa a massa e quindi il suo potenziale è zero:

$$V_B = 0 = V_{BE} + R_E \cdot I_E - V_{EE} = 0 \quad \Rightarrow \quad I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

- Di fatto l'alimentatore V_{EE} ha preso il posto di V_{BB} .
- Per la stabilizzazione del punto di lavoro occorre avere:

$$V_{EE} \gg \Delta V_{BE} \quad (\text{facile da ottenere})$$

Amplificatore con doppia alimentazione



- Per la maglia di uscita possiamo scrivere:

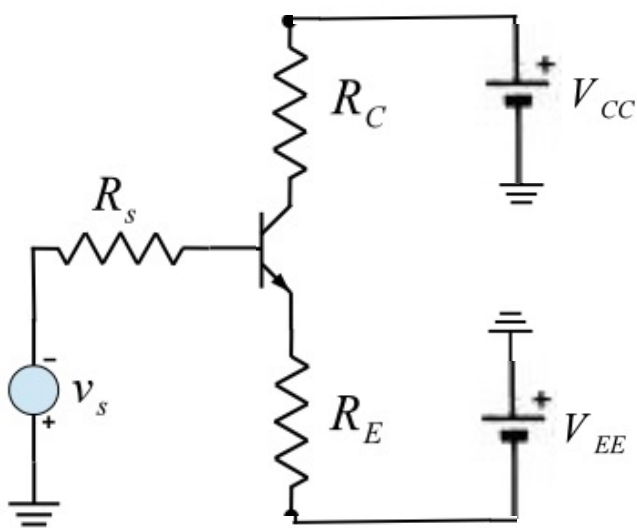
$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E - V_{EE}$$

- L'equazione della retta di carico diventa (con $I_E \approx I_C$):

$$V_{CC} + V_{EE} = V_{CE} + (R_C + R_E) \cdot I_C$$

- Possiamo ricavare R_C e R_E con un procedimento analogo a quanto fatto in precedenza con un solo alimentatore

- Adesso possiamo inviare un segnale da amplificare direttamente sulla base senza introdurre la capacità di disaccoppiamento

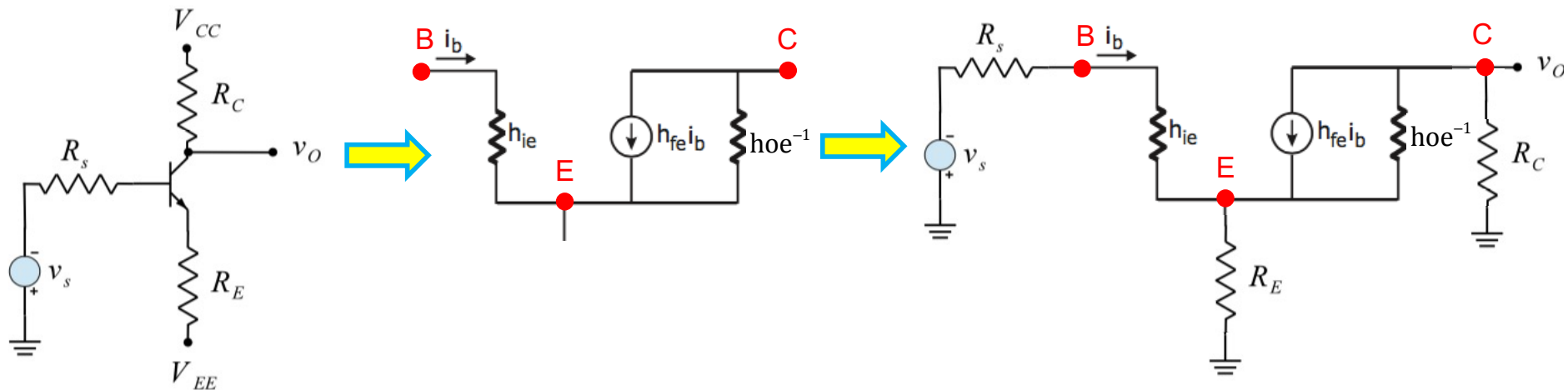


- La presenza della resistenza R_s modifica leggermente il potenziale della base, ma la variazione può essere trascurata dato che:

$$R_s = 50 \, \Omega ; I_B \approx 10 \div 20 \, \mu A \Rightarrow V_B \approx R_s \cdot I_B \approx 0.5 \div 1 \, mV$$

Amplificatore con doppia alimentazione

- Costruiamo ora il circuito equivalente a parametri ibridi di questo amplificatore.
- Disegniamo prima il BJT e poi colleghiamo il resto dei componenti:



- Abbiamo ottenuto lo stesso circuito di un amplificatore CE ad una sola alimentazione, senza capacità in parallelo alla R_E e senza la resistenza di base R_B .

- L'amplificazione di tensione vale:

$$A_V = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_C \cdot h_{fe} i_B}{r_s \cdot i_B + h_{ie} \cdot i_B + R_E \cdot (h_{fe} + 1) i_B} \simeq -\frac{R_C}{R_E}$$

- La resistenza d'ingresso vale:

$$R_i = \frac{v_s}{i_B} = \frac{r_s \cdot i_B + h_{ie} \cdot i_B + R_E \cdot (h_{fe} + 1) i_B}{i_B} = r_s + h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E \simeq (h_{fe} + 1) \cdot R_E$$

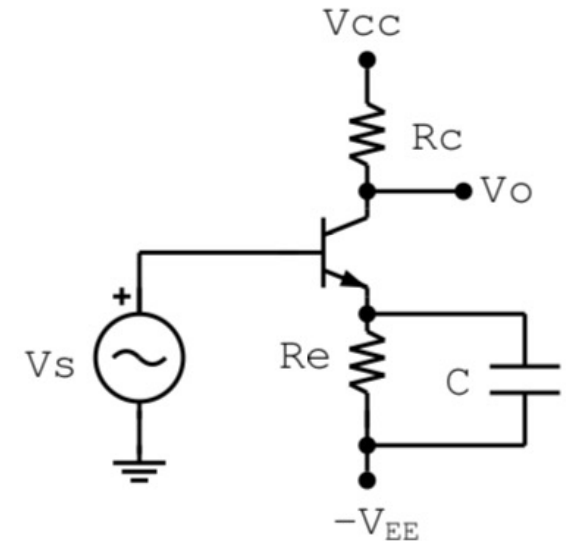
- La resistenza d'uscita è uguale a R_C (sarebbe uguale a R_C in parallel a $1/h_{oe}$, che è molto più grande).

Esercizio

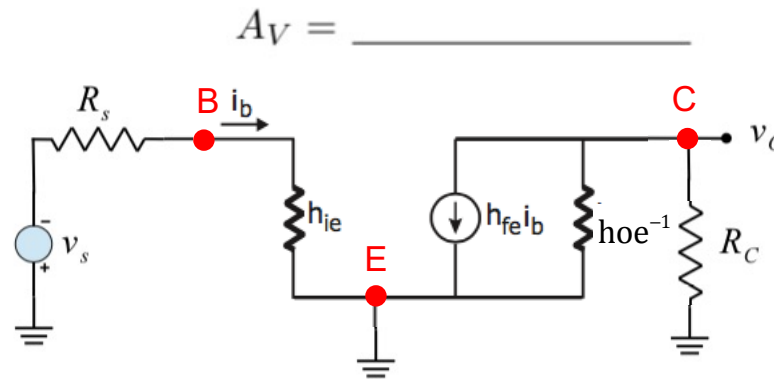
Esercizio esonero 2017

Esercizio 2. (7 punti)

Calcolare l'amplificazione a media frequenza del circuito in figura sapendo che $V_{CC} = V_{EE} = 10\text{ V}$; $R_C = 5\text{ k}\Omega$; $R_E = 9.3\text{ k}\Omega$. Si assuma che il transistor si trovi a temperatura ambiente.



□ Circuito equivalente:



A media frequenza possiamo approssimare il condensatore C con un corto circuito, l'amplificazione pertanto è uguale a $A_V = -\frac{I_C R_C}{V_T}$.
Per calcolare I_C calcoliamo la corrente di emettitore:

$$I_C \simeq I_E = \frac{0 - V_{BE} - (-V_{EE})}{R_E} = \frac{9.3}{9.3 \cdot 10^3} = 1\text{ mA};$$



$$A_V = -\frac{I_C R_C}{V_T} = -\frac{10^{-3} \times 5 \cdot 10^3}{25 \cdot 10^{-3}} = -200$$

□ V_{CE} :

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C = 10 - 5 \cdot 10^3 \times 1 \cdot 10^{-3} = 5\text{ V}; \quad V_E = -0.7\text{ V} \Rightarrow V_{CE} = V_C - V_E = 5.7\text{ V}$$

Emettitore a massa

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -h_{fe} \cdot \frac{R_C}{h_{ie}}$$

$$A_V = -g_m \cdot R_C$$

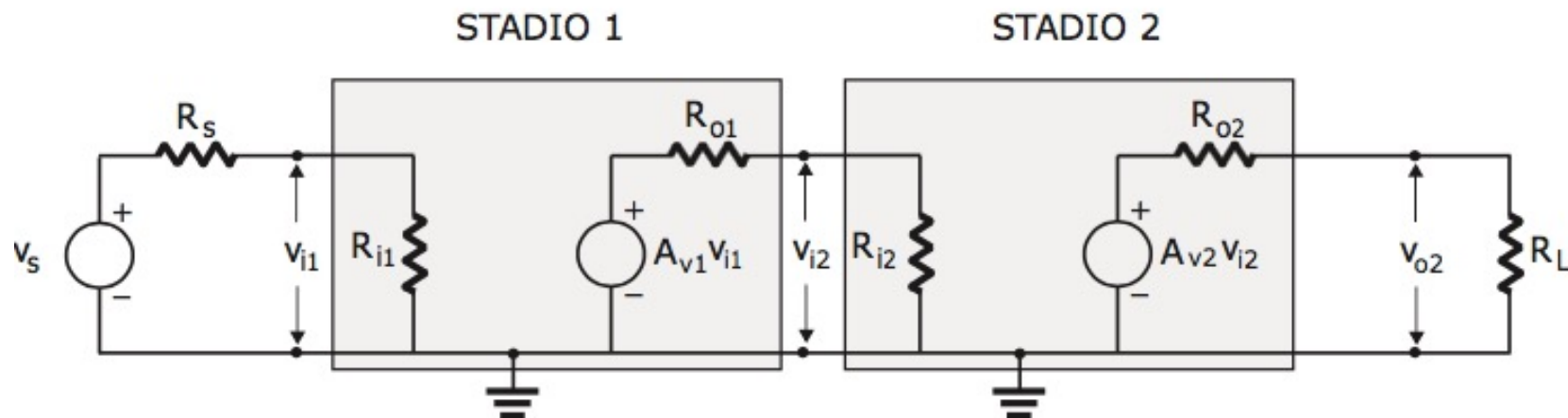
$$A_V = -\frac{I_C}{V_T} \cdot R_C$$

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

Amplificatore a due stadi

Amplificatore a due stadi

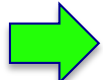
- In genere è molto frequente la configurazione di più amplificatori in cascata per avere tutte le caratteristiche desiderate in termini di amplificazione, resistenza di ingresso e di uscita e di banda passante;
- Nel caso di due stadi, l'amplificatore si può schematizzare nel modo seguente:



- L'amplificazione si può scrivere:

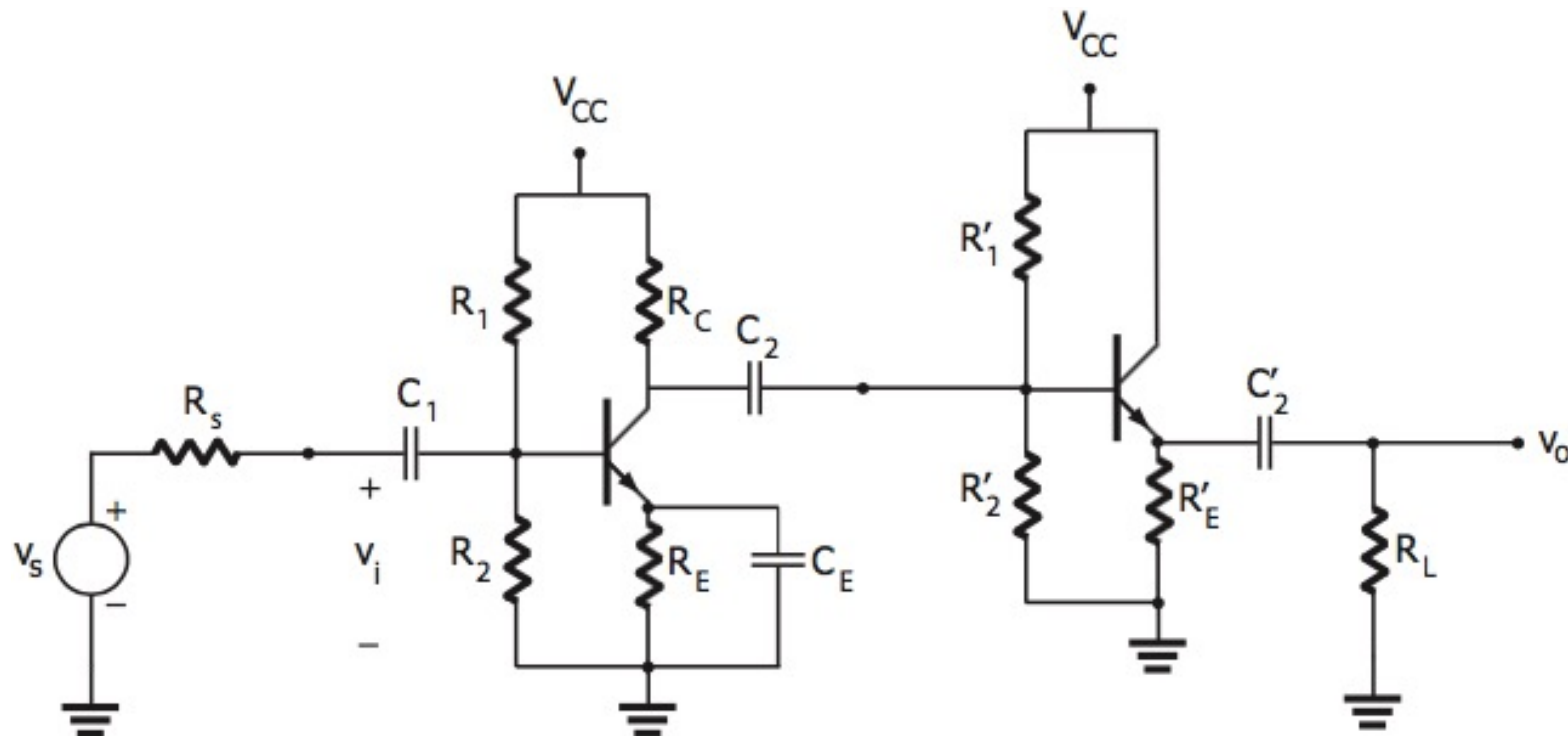
$$A_v \equiv \frac{v_{o2}}{v_{i1}} = A_{v1} A_{v2} \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}}$$

Non è il prodotto delle due amplificazioni

- Però se vale la condizione: $R_{i2} \gg R_{o1}$  $A_v \simeq A_{v1} A_{v2}$

Amplificatore CE - CC

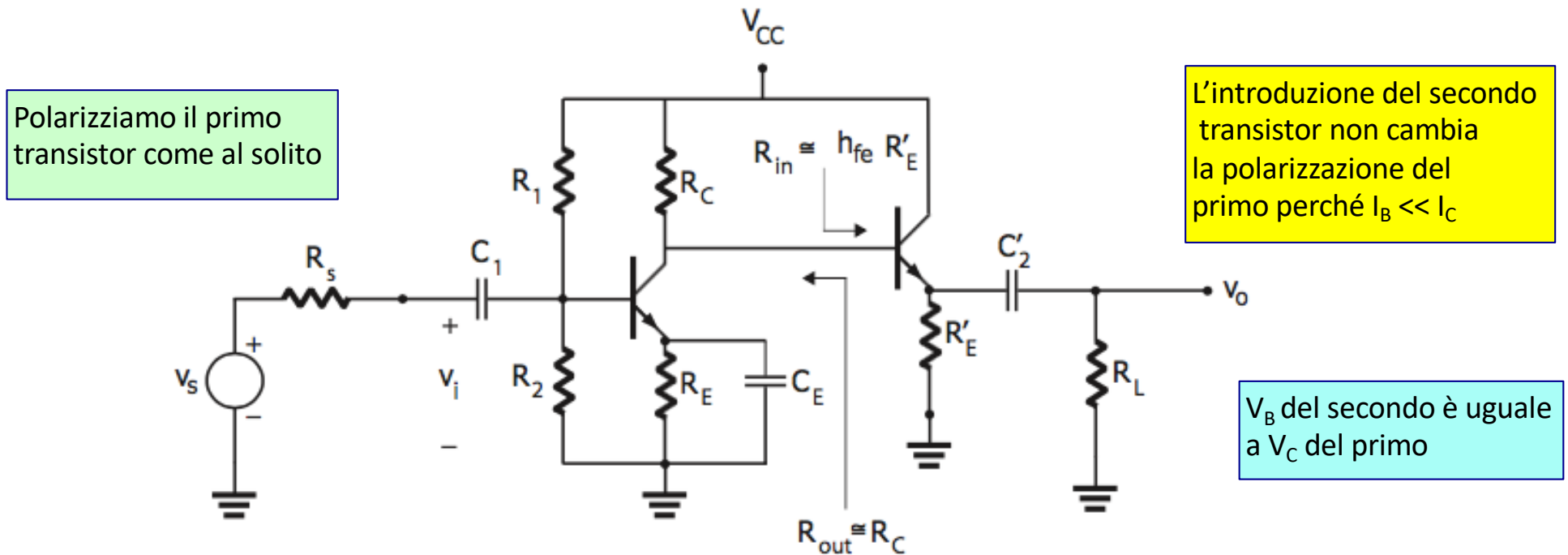
- Vediamo ora il caso di amplificatore ad emettitore comune (CE) seguito da un emitter follower (CC)



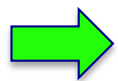
- L'emitter follower non amplifica il segnale (in tensione, ma presenta comunque un'amplificazione di corrente) ma assicura una piccola resistenza d'uscita a tutto l'amplificatore;
- Il condensatore C_2 disaccoppia i due stadi, quindi le due polarizzazioni possono essere realizzate in maniera indipendente come due singoli amplificatori;
- Tuttavia il condensatore C_2 introduce un'ulteriore frequenza di taglio inferiore e inoltre sui due resistori R'_1 e R'_2 viene dissipata potenza. Si possono quindi eliminare questi tre componenti semplificando il circuito.

Amplificatore CE - CC

- Vediamo quindi lo schema semplificato dell'amplificatore CE-CC:

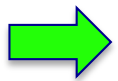


- Facciamo un esempio, supponiamo che V_{CC} sia di **10 V** e che il primo transistor abbia $V_C = 5V$



$$V_{E'} = V_{B'} - V_{BE'} = 5 - 0.7 = 4.3 \text{ V}$$

Scegliamo di lavorare con $I_{C'} = 3 \text{ mA}$



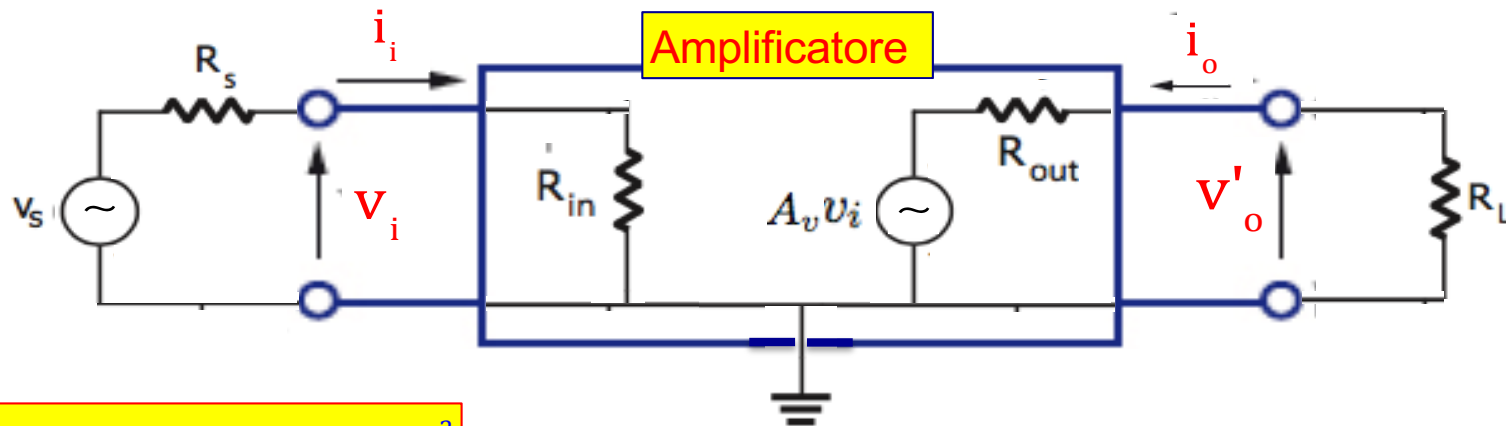
$$R_{E'} = \frac{V_{E'}}{I_{C'}} = \frac{4.3}{3 \cdot 10^{-3}} = 1.4 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CE'} = V_{CC} - V_{E'} = 10 - 4.3 = 5.7 \text{ V}$$

Back up

Massimo trasferimento di potenza

- Abbiamo visto che per avere la massima amplificazione di tensione, $R_L \rightarrow \infty$;
- Vediamo ora quale devono essere le condizioni per avere il massimo trasferimento di potenza sul carico R_L ; questo è importante nel caso degli amplificatori di potenza (ad esempio in uno stereo);



$$P_L = R_L \cdot I_o^2 = R_L \cdot \left(\frac{A_v v_i}{R_{out} + R_L} \right)^2$$

$$\text{se } R_L \rightarrow 0 \Rightarrow P_L \rightarrow 0$$

$$\text{se } R_L \rightarrow \infty \Rightarrow P_L \rightarrow 0$$

- Allora deve esserci un valore di R_L che massimizza la potenza trasferita; facciamo la derivata:

$$\frac{dP_L}{dR_L} = 1 \cdot \left(\frac{A_v v_i}{R_{out} + R_L} \right)^2 - 2 \cdot R_L \cdot \frac{(A_v v_i)^2}{(R_{out} + R_L)^3} = \left(\frac{A_v v_i}{R_{out} + R_L} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot R_L}{R_{out} + R_L} \right)$$



$$\frac{dP_L}{dR_L} = 0 \Rightarrow R_L = R_{out}$$

Il massimo trasferimento di potenza si ha quando:

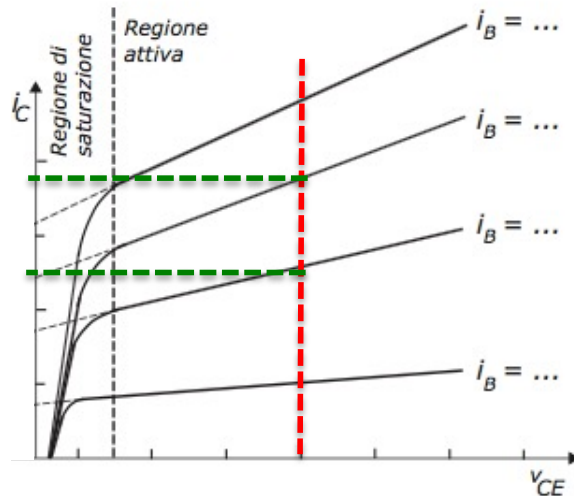
$$R_L = R_{out}$$

Adattamento di impedenza

Variazione di h_{fe} con la frequenza

Andamento con la frequenza di h_{fe}

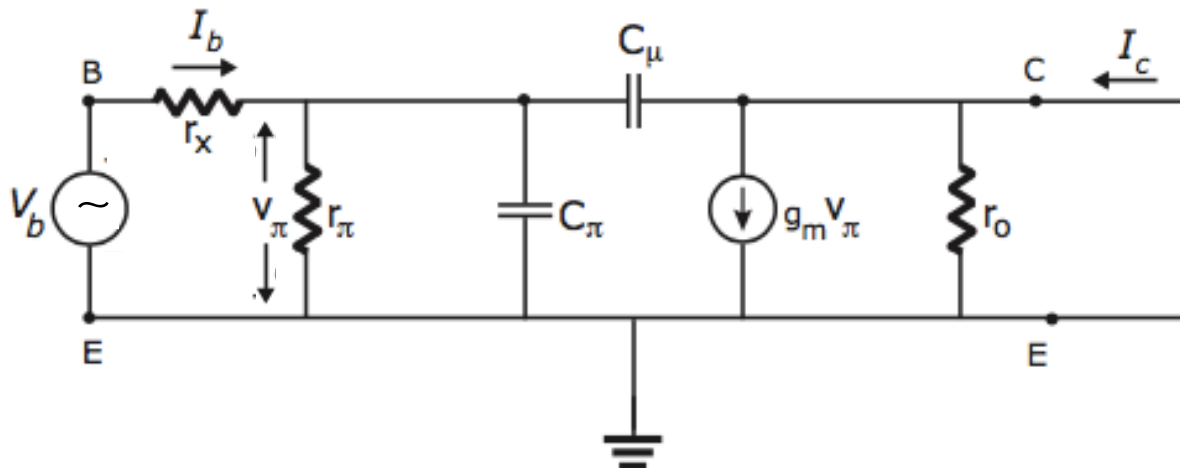
- ❑ Studiamo l'andamento in frequenza di h_{fe} tramite il modello di Giacoletto.
- ❑ Ricordiamo la definizione di h_{fe} :



$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE} = \text{costante}}$$

$V_{CE} = \text{costante}$ vuol dire $v_{CE} = 0$ per i segnali alternati, vale a dire che dobbiamo cortocircuitare il collettore con l'emettitore nel modello di Giacoletto

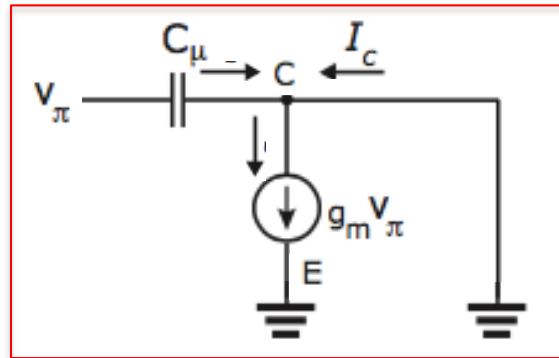
- ❑ Applichiamo un segnale v_b tra base ed emettitore:



Andamento con la frequenza di h_{fe}

- Consideriamo le varie correnti sul nodo del collettore; trascuriamo la corrente che circola nella r_o (vale a dire la consideriamo di valore infinito):

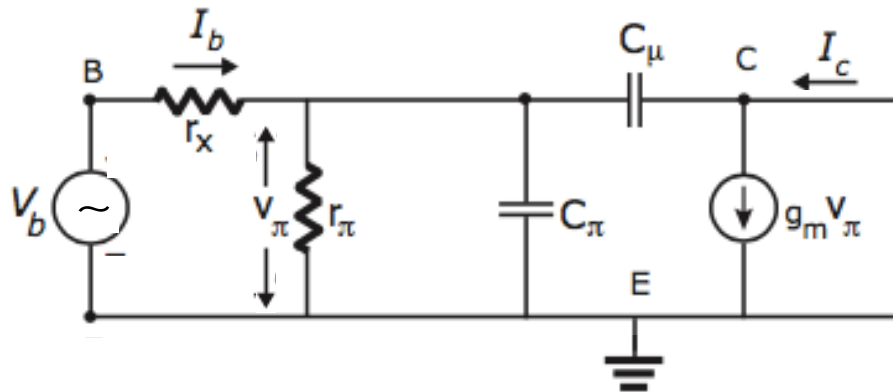
$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b}$$



$$i_c + \frac{(v_\pi - 0)}{1/j\omega C_\mu} = g_m \cdot v_\pi$$

$$i_c = (g_m - j\omega \cdot C_\mu) \cdot v_\pi$$

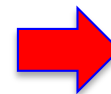
- Ricaviamo v_π dal circuito di ingresso abbiamo:



$$i_b = \frac{v_\pi}{r_\pi} + jv_\pi \omega C_\pi + jv_\pi \omega C_\mu$$

$$v_\pi = \frac{i_b}{1/r_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu)}$$

$$i_c = (g_m - j\omega C_\mu) \cdot \frac{i_b}{1/r_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu)}$$



$$h_{fe} \equiv \frac{i_c}{i_b} = \frac{(g_m - j\omega C_\mu)}{1/r_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu)}$$

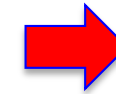
Andamento con la frequenza di h_{fe}

- ❑ Valutiamo numericamente alle alte frequenze (≈ 100 MHz) i vari termini che compaiono nella formula:

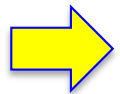
$$h_{fe} \equiv \frac{i_c}{i_b} = \frac{(g_m - j\omega C_\mu)}{1/r_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu)}$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_\pi} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \approx \frac{10^2}{10^3} \approx 10^{-1}$$

$$C_\mu \approx 10^{-13} \text{ F} ; \omega \approx 2\pi \cdot 10^8 \approx 10^9 \text{ rad/s}$$



$$g_m \gg j\omega C_\mu$$



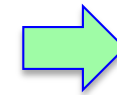
$$h_{fe} = \frac{g_m \cdot r_\pi}{1 + j\omega(C_\pi + C_\mu)r_\pi} = \frac{h_{fe0}}{1 + j\omega(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$

dove

$$h_{fe0} = g_m \cdot r_\pi \text{ (valore a bassa frequenza)}$$

- ❑ abbiamo un filtro passa basso, dove:

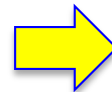
$$f_\beta = \frac{1}{2\pi(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$



$$h_{fe} = \frac{h_{fe0}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}$$

- ❑ valutiamo l'ordine di grandezza di f_β :

$$C_\pi + C_\mu \approx 10^{-12} \text{ F} ; r_\pi \approx 10^3 ; 2\pi \approx 10$$



$$f_\beta = \frac{1}{10 \times 10^{-12} \times 10^3} \approx 10^8 = 100 \text{ MHz}$$

- ❑ I costruttori di transistor danno f_T (transistion frequency), dove $|h_{fe}|=1$:

2N2222A

f_T	Transition Frequency	$I_C = 20 \text{ mA}$ $V_{CE} = 20 \text{ V}$	300			MHz
		$f = 100 \text{ MHz}$				

Prodotto guadagno × banda passante

□ Ricaviamo f_T :

$$\begin{aligned}
 h_{fe} &= \frac{g_m \cdot r_\pi}{1 + j\omega(C_\pi + C_\mu)r_\pi} \Rightarrow |h_{fe}|^2 = \frac{(g_m \cdot r_\pi)^2}{1 + \omega^2(C_\pi + C_\mu)^2 r_\pi^2} \Rightarrow 1 = \frac{(g_m \cdot r_\pi)^2}{1 + \omega_T^2(C_\pi + C_\mu)^2 r_\pi^2} \\
 \omega_T^2 &= \frac{(g_m \cdot r_\pi)^2 - 1}{(C_\pi + C_\mu)^2 r_\pi^2} \simeq \frac{(g_m \cdot r_\pi)^2}{(C_\pi + C_\mu)^2 r_\pi^2} \Rightarrow \omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \Rightarrow f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)}
 \end{aligned}$$

□ Osserviamo che vale la seguente relazione:

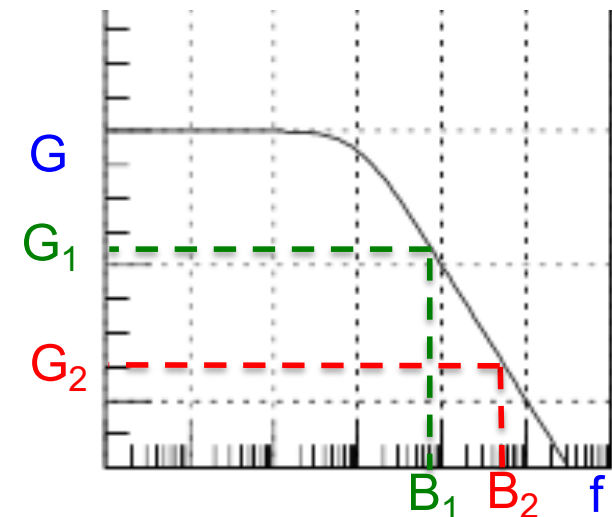
$$f_T \times 1 = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} \times 1 = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} \times \frac{r_\pi}{r_\pi} = g_m \cdot r_\pi \times \frac{1}{2\pi(C_\pi + C_\mu) \cdot r_\pi} = h_{fe0} \times f_\beta$$

Il prodotto della banda passante per il guadagno è costante

□ Questo è vero perché al di sopra della frequenza di taglio il guadagno ha una discesa lineare:

$$G_1 \times B_1 = G_2 \times B_2$$

□ Relazione molto importante per gli amplificatori operazionali





SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

Fine del capitolo 4