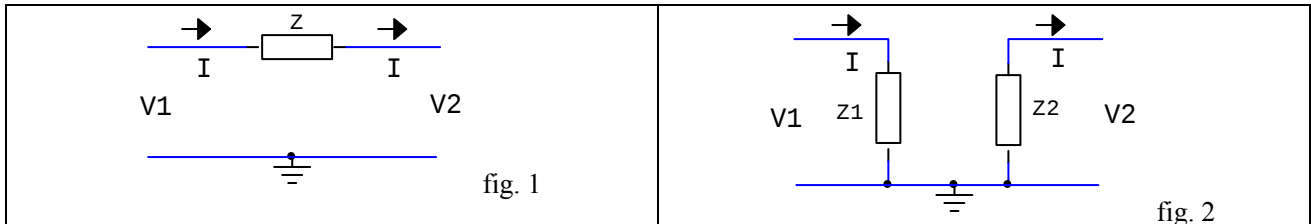


Amplificatori alle alte frequenze

Alle alte frequenze, le capacità parassite dei dispositivi non sono più trascurabili ed esse provocano una diminuzione più o meno rapida del guadagno; noi studieremo, a volte solo qualitativamente, il comportamento dei principali amplificatori utilizzando l'approssimazione di Miller.

Teorema di Miller

Si applica nelle situazioni in cui una impedenza, spesso una capacità parassita, è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un amplificatore come in fig. 1



Il teorema di Miller dice che un'impedenza Z connessa tra due punti a potenziale rispettivamente V_1 e V_2 , relativamente a massa., è equivalente al circuito di fig. 2; i due punti in genere sono l'ingresso e l'uscita di un amplificatore.

In fig. 1, l'ingresso assorbe la corrente $I = \frac{V_1 - V_2}{Z}$ mentre nel circuito equivalente di fig. 2, l'ingresso assorbe la corrente $\frac{V_1}{Z_1}$; le due correnti devono essere uguali, se si vuole che il circuito di fig. 2 sia equivalente a quello di fig. 1; cioè:

$$\frac{V_1}{Z_1} = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

Dividendo a sinistra e a destra per V_1 e tenendo presente che $Av = \frac{V_2}{V_1}$, si ottiene:

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1 - Av}{Z}$$

e infine:

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - Av}$$

Sempre in fig. 1, dall'uscita fuoriesce la corrente $I = \frac{V_1 - V_2}{Z}$ mentre nel circuito equivalente di fig. 2, dall'uscita esce la corrente $-\frac{V_2}{Z_2}$; le due correnti devono essere uguali, se si vuole che il circuito di fig. 2 sia equivalente a quello di fig. 1; cioè:

$$-\frac{V_2}{Z_2} = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

Dividendo a sinistra e a destra per V_2 , cambiando di segno e tenendo presente che $\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{Av}$, si ottiene:

$$\frac{1}{Z_2} = \frac{1 - 1/Av}{Z}$$

e infine:

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - 1/A_v}$$

Il teorema di Miller si applica in due situazioni interessanti; nella prima, Z è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un amplificatore invertente e in questo caso si dice che Z è sottoposta all'effetto Miller. Nella seconda, Z è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un inseguitore ed allora si dice che Z è sottoposta all'effetto bootstrap.

Effetto Miller

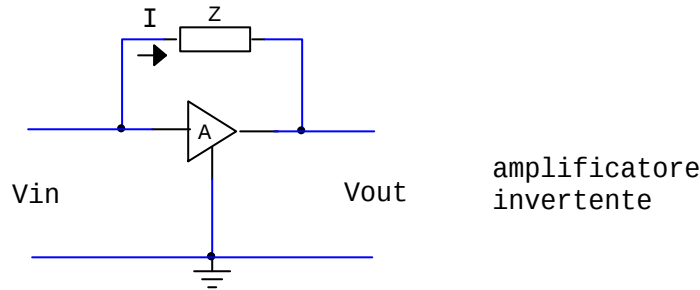


fig. 3

In fig. 3, l'impedenza Z è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un amplificatore invertente. Applicando il teorema di Miller, l'amplificatore equivale a quello di fig. 4

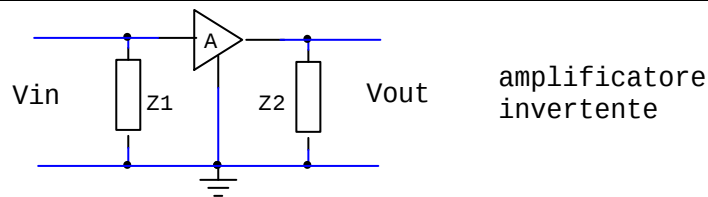


fig. 4

con

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v} \cong \frac{Z}{1 - A_{vmid}} = \frac{Z}{1 + |A_{vmid}|} \ll Z$$

e

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - 1/A_v} \cong \frac{Z}{1 - 1/A_{vmid}} = \frac{Z}{1 + 1/|A_{vmid}|} \cong Z$$

Nel calcolo di Z_1 e Z_2 , il guadagno A_v è stato approssimato a quello alle medie frequenze A_{vmid} e si è fatta l'ipotesi, molto plausibile, che il guadagno alle medie frequenze dell'amplificatore invertente sia molto maggiore di 1 ($A_{vmid} \gg 1$)

In definitiva, una impedenza Z connessa tra l'ingresso e l'uscita di un amplificatore invertente equivale a:

- una impedenza Z_1 posta in parallelo all'ingresso dell'amplificatore; Z_1 è tanto più piccola di Z quanto più elevata è A_v
- una impedenza Z_2 posta in parallelo all'uscita; Z_2 è tanto più prossima a Z quanto più elevata è A_v

Come abbiamo già detto, Z in questo caso è sottoposta all'effetto Miller che è tanto più forte quanto più elevato è il guadagno.

Effetto bootstrap

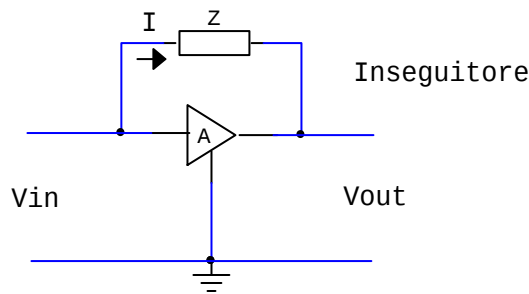


fig. 5

Quando Z è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un inseguitore ($A_v \cong 1$ e quindi $V_{out} \cong V_{in}$), essa assorbe una corrente I trascurabile, perché:

$$I = \frac{V_{in} - V_{out}}{Z} \cong 0$$

dato che $V_{out} \cong V_{in}$; in definitiva quando Z è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un inseguitore, essa si comporta all'incirca come un tasto aperto, visto che non assorbe corrente, e influenza molto poco il comportamento dell'amplificatore.

Le impedenze Z_1 e Z_2 che andrebbero riportate rispettivamente in ingresso e in uscita tendono ad ∞ (sono cioè dei tasti aperti, come Z) perché $A_v \rightarrow 1$

Approfondimento

Molto spesso, l'impedenza connessa tra l'ingresso e l'uscita dell'amplificatore è una capacità (parassita), come in fig. 6

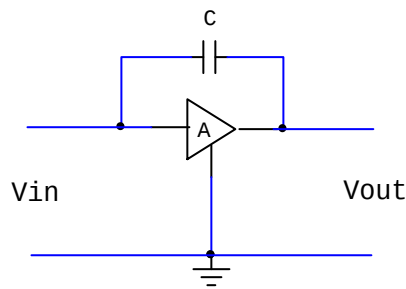


fig. 6

In questo caso:

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v} = \frac{1/j\omega C}{1 - A_v} = \frac{1}{j\omega C(1 - A_v)} = \frac{1}{j\omega C_1}$$

dove $C_1 = C(1 - A_v)$ è la capacità riportata in ingresso; mentre:

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - 1/A_v} = \frac{1/j\omega C}{1 - 1/A_v} = \frac{1}{j\omega C(1 - 1/A_v)} = \frac{1}{j\omega C_2}$$

dove $C_2 = C(1 - 1/A_v)$ è la capacità riportata in uscita

In definitiva il circuito di fig. 6 equivale a quello di fig. 7 in cui C è stata scomposta in due capacità, una in parallelo all'ingresso ed una in parallelo all'uscita

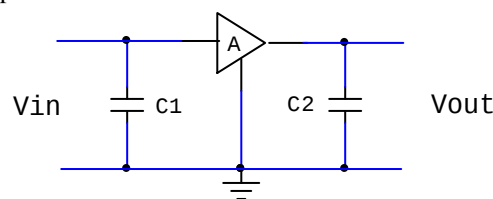


fig. 7

Anche in questo caso, se l'amplificatore è invertente, la capacità C è sottoposta all'effetto Miller ed equivale ad una capacità C_1 in parallelo all'ingresso:

$$C_1 = C(1 - A_v) \cong C(1 + |A_{vmid}|)$$

Al solito C_1 è tanto più grande di C (e Z_1 è tanto più piccola di Z) quanto più grande è A_{vmid} .

La capacità da riportare in uscita è:

$$C_2 = C\left(1 - \frac{1}{A_v}\right) \cong C\left(1 + \frac{1}{|A_{vmid}|}\right) \cong C$$

Se invece C è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un inseguitore essa è bootstrappata e, in prima approssimazione, si comporta da tasto aperto ($C_1 \cong 0$ e $C_2 \cong 0$)

Amplificatore ad emettitore comune (C.E)

Per studiare il comportamento alle AF dell'amplificatore, bisogna disegnare il circuito dinamico alle AF, dove compaiono le capacità parassite del dispositivo. I BJT hanno due capacità parassite di piccolo valore:

- una, C_{be} , posta tra base ed emettitore; C_{be} dipende dalla corrente che la attraversa
- un'altra, C_{bc} , localizzata tra base e collettore; C_{bc} dipende dalla tensione ai suoi capi.

In definitiva, le capacità parassite del BJT non sono costanti ma dipendono dal punto di riposo del dispositivo e dalla temperatura.

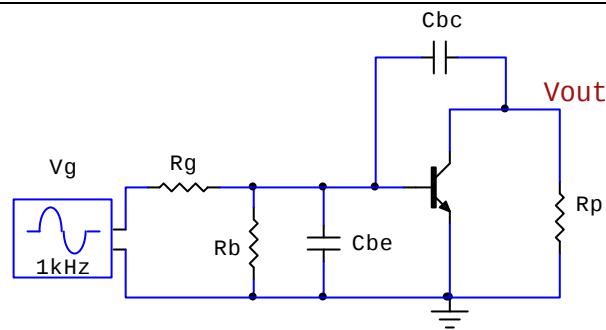


fig. 8

Osservando il circuito equivalente dell'amplificatore, riportato in fig. 8, notiamo che C_{bc} è connessa tra l'ingresso e l'uscita di un amplificatore invertente e, perciò, è sottoposta all'effetto Miller.

Per quanto detto, essa si scompone in due capacità; una C_1 , posta in parallelo all'ingresso:

$$C_1 \cong C_{bc}(1 + |A_{vmid}|)$$

ed un'altra C_2 in parallelo all'uscita:

$$C_2 \cong C_{bc}\left(1 + \frac{1}{|A_{vmid}|}\right) \cong C_{bc}$$

con:

$$|A_{vmid}| \cong \frac{R_p}{r_e}$$

Di solito $C_1 \gg C_{bc}$ perché A_{vmid} è molto grande.

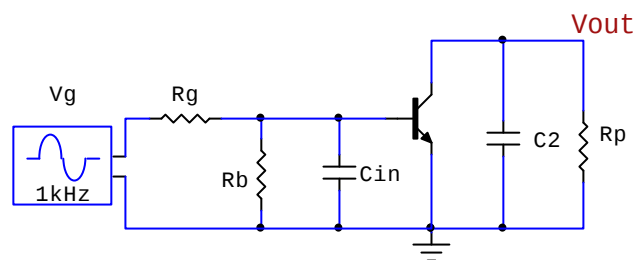


fig. 9

Il circuito equivalente dell'amplificatore diventa allora quello di fig. 9 in cui:

$$C_{in} = C_{be} + C_1$$

Di solito la capacità di ingresso C_{in} è determinata prevalentemente da C_1 che è nettamente prevalente su C_{be} , a causa del notevole effetto Miller a cui è sottoposta C_{bc} .

In ogni caso, nell'emettitore comune, la capacità di ingresso C_{in} è molto più grande rispetto alla capacità di uscita, che nel nostro schema è solo $C_2 \cong C_{bc}$.

Il filtro passa basso di ingresso ha una frequenza di taglio:

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{in}(R_g \parallel R_b \parallel R_{ib})} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{in} \cdot (R_g \parallel R_{in})}$$

quello di uscita ha frequenza di taglio:

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_p}$$

Di solito $f_{H1} \ll f_{H2}$, poiché $C_{in} \gg C_2$; f_{H1} è, quindi dominante, ed allora $f_H \cong f_{H1}$

In conclusione, nell'amplificatore ad emettitore comune, la capacità C_{bc} è sottoposta ad un notevole effetto Miller per via dell'elevato guadagno dell'amplificatore (invertente); ciò comporta che il C.E. ha una notevole capacità di ingresso, che riduce sensibilmente la larghezza di banda dell'amplificatore.

Amplificatore con retroazione di emettitore

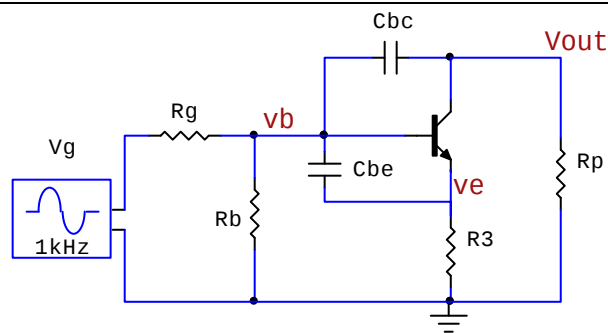


fig. 10

Osservando il circuito dinamico dell'amplificatore, relativo alle AF, notiamo che:

- per via della presenza di R_3 , l'emettitore non è più a massa; anzi il suo potenziale v_e è libero di inseguire quello di base v_b ; di conseguenza $v_e \cong v_b$ e la capacità C_{be} è bootstrappata e non contribuisce alla capacità di ingresso
- la capacità C_{bc} è sempre sottoposta all'effetto Miller che, però, è più ridotto perché, a causa della presenza di R_3 , il guadagno di tensione in banda passante è più ridotto

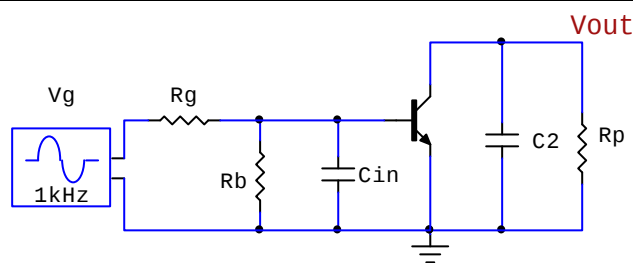


fig. 11

Scomponendo C_{bc} , otteniamo il circuito equivalente di fig. 11 in cui:

$$C_{in} \cong C_1 \cong C_{bc}(1 + |A_{vmid}|)$$

dato che C_{be} è bootstrappata; in questo caso $|A_{vmid}| \cong \frac{R_p}{R_3}$ ed è minore rispetto all'amplificazione

dell'emettitore comune.

Aspettiamoci, quindi, che in questo amplificatore la capacità di ingresso sia minore che nel C.E. e che, quindi, f_{H1} sia maggiore; al solito, $C_2 \cong C_{bc}$

Per determinare f_H , basta calcolare la frequenza di taglio del filtro di ingresso e di quello di uscita, come nel caso precedente, e verificare se c'è ancora una frequenza dominante oppure se i due poli sono paragonabili. In definitiva nell'amplificatore con retroazione di emettitore, la presenza di R_3 , provocando una riduzione di A_{vmid} , determina un effetto Miller più ridotto e, quindi, una C_{in} più piccola allargando così la banda passante.

Amplificatore a collettore comune

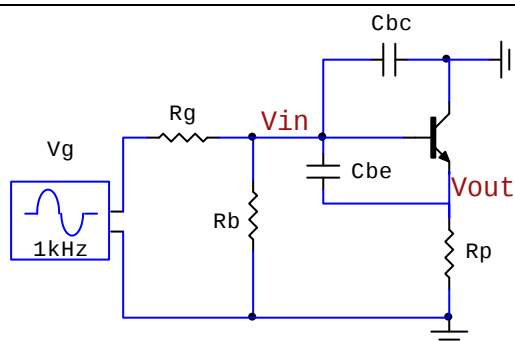


fig. 12

Nell'amplificatore a collettore comune, il collettore è dinamicamente a massa; ciò impedisce al potenziale di collettore di variare in opposizione di fase a quello di base e di dar luogo all'effetto Miller che, in questo amplificatore è assente; C_{be} , al solito è bootstrappata perché connessa tra due punti i cui potenziali si inseguono. Essendo C_{be} praticamente un corto circuito e mancando l'effetto Miller, in questo amplificatore, le capacità parassite non creano grossi problemi e l'amplificatore a collettore comune ha una banda passante molto larga.

Amplificatore a base comune

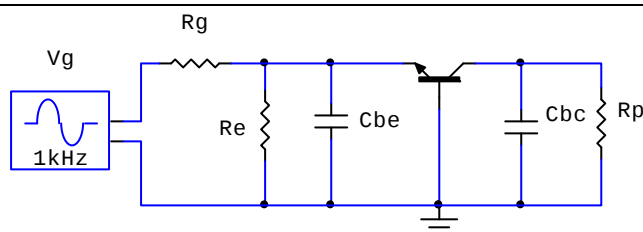


fig. 13

Osservando il circuito dinamico relativo alle AF di fig. 13, osserviamo che nell'amplificatore a base comune:

- non c'è effetto Miller perché C_{bc} ha un punto a massa
- manca l'effetto bootstrap, perché la base ha un punto a massa

Per determinare la frequenza di taglio superiore, occorre calcolare la frequenza di taglio del filtro passa basso di ingresso e di quello di uscita. Abbiamo:

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{be} \cdot (R_g \parallel R_e \parallel r_e)} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{be} \cdot (R_g \parallel R_{in})}$$

La frequenza di taglio del filtro di ingresso è molto elevata perché la resistenza vista da C_{be} è molto piccola (la R_{in} del base comune è molto piccola).

La frequenza di taglio del filtro di uscita è:

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{bc} \cdot R_p}$$

ed è anche essa piuttosto elevata perché C_{bc} è piccola; ciò fa sì che la frequenza di taglio superiore dell'amplificatore sia abbastanza elevata.

In definitiva, l'amplificatore a base comune è un amplificatore a larga banda ed, in effetti, questo è l'unico motivo per cui lo si usa.