



**UNITÀ  
DIDATTICA**

# Amplificatori a transistor

## Contenuti

- web 1 • Struttura
- web 2 • Comportamento alle medie frequenze
- web 3 • Amplificatore differenziale
- web 4 • Esercizi svolti
- web 5 • Esercizi da svolgere
- web 6 • Test



Prima edizione: **2013**



Estensione web scaricabile  
dal sito dell'Editrice San Marco  
[www.editricesanmarco.it](http://www.editricesanmarco.it)

**ISBN 978-88-8488-125-0**

**TUTTI I DIRITTI RISERVATI**  
© 2013 Editrice San Marco S.r.l., Bergamo Ponteranica  
[www.editricesanmarco.it](http://www.editricesanmarco.it) - [info@editricesanmarco.it](mailto:info@editricesanmarco.it)

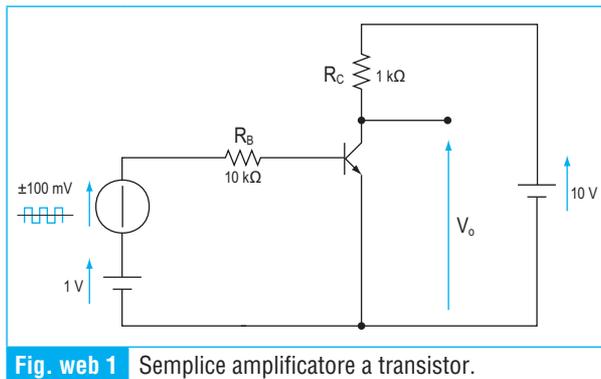


**web 1** Struttura

Il transistor è stato per molto tempo il componente attivo fondamentale in moltissimi circuiti elettronici; mediante di esso è possibile difatti amplificare un segnale in potenza, prelevando l'energia necessaria dall'alimentazione. Attualmente si tende sempre di più a sostituirlo con i circuiti integrati ed il suo uso è limitato a campi specifici: telecomunicazioni, alte frequenze, circuiti di potenza e interruttori on/off. I circuiti integrati offrono prestazioni migliori, ma sono loro stessi costituiti da un insieme di transistor, oltre ad altri componenti, assemblati in un unico chip a semiconduttore. Una conoscenza degli amplificatori a transistor nei loro aspetti fondamentali, pur non indispensabile, può essere ancora utile per approfondire le caratteristiche di ingresso e uscita degli operazionali e, quindi, per un loro corretto interfacciamento.

**Un primo amplificatore (esempio didattico)**

Nel primo volume si è visto il transistor impiegato come interruttore on/off; si vuole ora affrontarne l'applicazione come amplificatore. Si vuole amplificare un segnale  $\pm 100$  mV prelevato da un sensore e si propone come amplificatore il circuito di fig. web 1; si tratta di verificarne la congruità.



**Fig. web 1** Semplice amplificatore a transistor.

Nel circuito di fig. web 1 si possono individuare due maglie di interesse:

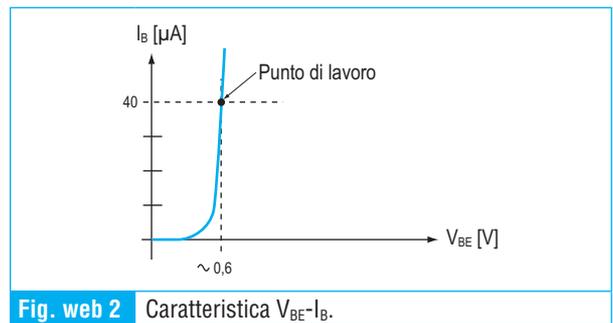
1 una maglia di ingresso, contenente la giunzione base-emettitore, sottoposta all'azione contemporanea di due generatori di tensione in serie tra loro: una tensione costante da 1 V e un segnale variabile di  $\pm 100$  mV che si vuole amplificare;

2 una maglia di uscita, comprendente la tensione  $V_O (= V_{CE})$  prelevata tra il collettore e l'emettitore.

Occorre sostituire il transistor con un modello di doppio bipolo che ne faciliti l'analisi elettrica, e verificare la linearità tra le variazioni della tensione di segnale e le corrispondenti variazioni della tensione  $V_O$ .

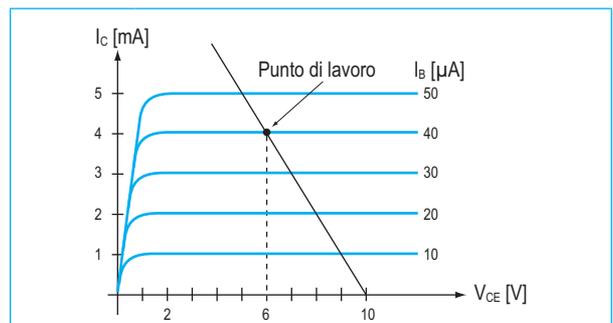
Bisogna disporre delle due caratteristiche grafiche tensione-corrente di comportamento del transistor: la caratteristica  $V_{BE}-I_B$  del port di ingresso base-emettitore (fig. web 2) e la caratteristica  $V_{CE}-I_C$  del port di uscita (fig. web 3).

La caratteristica  $V_{BE}-I_B$  appare simile alla caratteristica di un diodo a giunzione PN e non è lineare.



**Fig. web 2** Caratteristica  $V_{BE}-I_B$ .

La caratteristica  $V_{CE}-I_C$  presenta invece una ampia zona di valori di  $V_{CE}$  all'interno della quale i valori di  $I_C$  sono in proporzione diretta ai corrispondenti valori della corrente di base  $I_B$ , con un coefficiente  $h_{FE} = 100$ . Il parametro  $h_{FE}$ , che rappresenta il guadagno statico di corrente del transistor, è un valore che si suppone costante.



**Fig. web 3** Caratteristica  $V_{CE}-I_C$ .

Considerando che l'ampiezza del segnale variabile è dieci volte minore del valore del generatore in continua, si può pensare di lavorare con due modelli distinti di comportamento del transistor, un primo modello, anche non lineare, predomi-

nante, **statico**, che caratterizza la **polarizzazione**, il punto di lavoro, ed un secondo modello **dinamico**, possibilmente lineare, che traduce il comportamento del transistor **per piccole variazioni** nell'intorno del punto di lavoro.

### Modello statico

Per quanto riguarda il comportamento statico, il transistor può essere sostituito con un modello che presenta un diodo tra base ed emettitore ed un generatore di corrente ( $h_{FE} \cdot I_B$ ) tra collettore ed emettitore (fig. web 4).

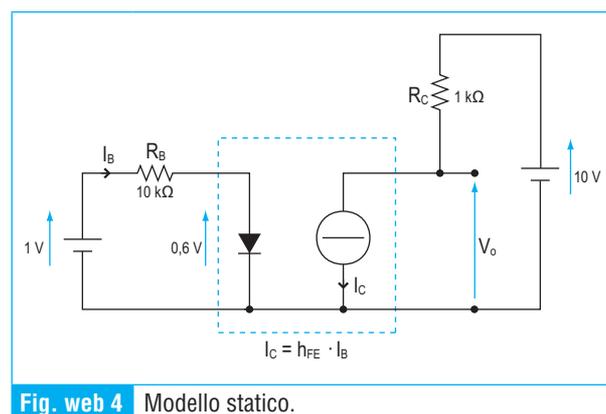


Fig. web 4 Modello statico.

Con questo modello si può calcolare la tensione  $V_O$  di polarizzazione.

Il generatore in continua da 1 V riesce ad imprimere una corrente  $I_B$  nella maglia di base, superando la barriera  $V_{BE} = 0,6$  V, caratteristica della giunzione base-emettitore

$$I_B = \frac{1 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 40 \mu\text{A}$$

in presenza della corrente di base, il transistor richiama dal collettore una corrente

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B = 100 \cdot 40 \mu\text{A} = 4 \text{ mA}$$

(effetto transistor);

tale corrente, proveniente dall'alimentazione e diretta verso la massa del circuito, provoca una caduta di tensione sulla resistenza  $R_C$ , polarizzando la tensione  $V_O$  a 6 V

$$V_O = 10 \text{ V} - 1 \text{ k}\Omega \cdot 4 \text{ mA} = 6 \text{ V}$$

La corrente richiamata dal collettore, compatibile con gli elementi presenti nella maglia di uscita, polarizza il transistor a lavorare all'interno della "zona lineare" della caratteristica nel punto di lavoro di coordinate  $V_{CE} = 6$  V,  $I_C = 4$  mA.

### Modello dinamico

Il generatore di segnale posto in serie al generatore di polarizzazione sviluppa una tensione dieci volte più piccola e muove leggermente la corrente di base  $I_B$  attorno ai 40  $\mu\text{A}$  di polarizzazione. Questa variazione è lineare? Come cambia  $I_B$  modificando in più o in meno la tensione  $V_{BE}$  nella maglia?

La variazione della corrente di base non è lineare, ma considerato che si tratta di una piccola variazione nell'intorno del punto di lavoro, il piccolo tratto di curva interessato  $V_{BE} - I_B$  è assimilabile, con buona approssimazione, ad un segmento, situato sulla tangente alla curva nel punto di polarizzazione (fig. web 5).

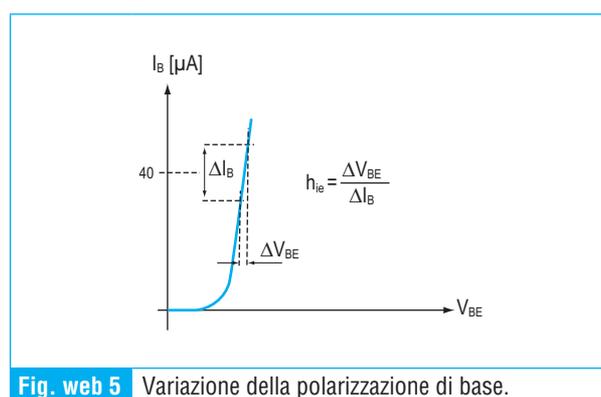


Fig. web 5 Variazione della polarizzazione di base.

Per tale ragione, il comportamento  $\Delta V_{BE} / \Delta I_B$  può essere interpretato nel modello dinamico (fig. web 6) con una resistenza equivalente  $h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$  che rappresenta la resistenza dinamica della giunzione base-emettitore nell'intorno del suo punto di lavoro (nella pratica tecnica, poiché questo stadio non è del tutto lineare, per non introdurre deformazioni sul segnale si preferisce pilotare in corrente anziché in tensione).

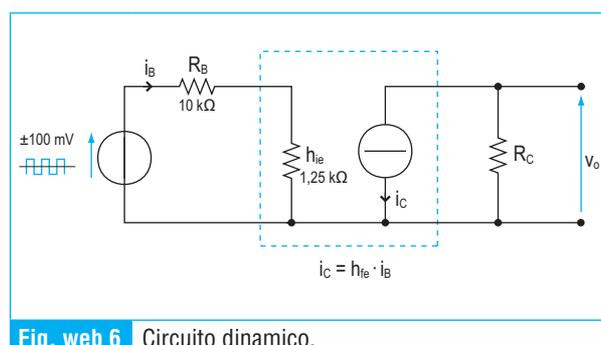


Fig. web 6 Circuito dinamico.

Sperimentalmente, il valore di  $h_{ie}$  è piccolo, intorno al  $\text{k}\Omega$ , e può essere calcolato con sufficiente approssimazione mediante la relazione

$$h_{ie} = \frac{n \cdot k \cdot T}{I_B \cdot q}$$

dove  $k$  è la costante di Boltzmann,  $T$  la temperatura assoluta,  $q$  la carica di un elettrone ed  $n$  un valore sperimentale che vale  $1,8 \div 2$  per il silicio. Il termine  $(k \cdot T/q)$  ha le dimensioni di una tensione; è detto appunto *tensione termica* della giunzione, e vale circa 25 mV a 300 K (23°C). Perciò, nel caso in esame

$$h_{ie} = \frac{50 \text{ mV}}{I_B} = \frac{50 \text{ mV}}{40 \text{ }\mu\text{A}} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

e considerando la maglia, si possono determinare le variazioni nella corrente di base

$$i_b = \frac{\pm 100 \text{ mV}}{10 \text{ k}\Omega + 1,25 \text{ k}\Omega} = \pm 8,9 \text{ }\mu\text{A}$$

Di conseguenza varia la corrente di collettore, modificando la caduta sulla resistenza di collettore; la tensione  $V_O$  si muove attorno ai 6 V di polarizzazione (fig. web 7).

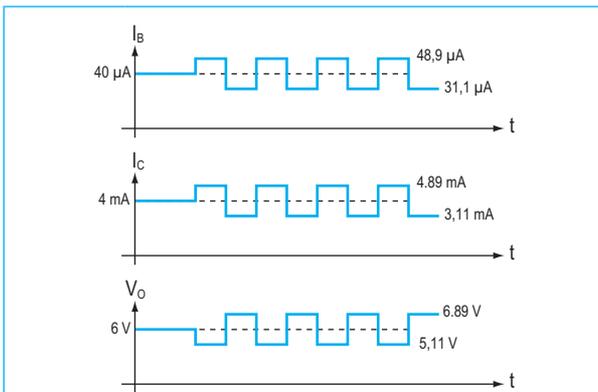


Fig. web 7 Andamento dei segnali.

Il modello dinamico collettore-emettitore è ancora un generatore di corrente, di guadagno  $h_{fe}$  ancora uguale a cento (vedi caratteristiche di fig. web 3)

$$\begin{aligned} h_{fe} &= 100 \\ i_c &= i_b \cdot h_{fe} = \pm 8,9 \text{ }\mu\text{A} \cdot 100 = 0,89 \text{ mA} \\ v_o &= \mp 0,89 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = \mp 0,89 \text{ V} \end{aligned}$$

Il guadagno di tensione sul segnale risulta pari a

$$A_v = \frac{\mp 0,89 \text{ V}}{\pm 100 \text{ mV}} = -8,9$$

Il circuito proposto si comporta da amplificatore.

I concetti appresi dall'analisi della proposta si possono così riassumere:

- i generatori in tensione continua sono di valore più elevato del segnale e “polarizzano” il punto di lavoro del transistor ( $I_C = 4 \text{ mA}$ ;  $V_O = 6 \text{ V}$ );
- il generatore del segnale da amplificare, di valore più piccolo, “modula” la corrente di base e con essa anche  $I_C$  e  $V_O$ ;
- la variazione di tensione ottenuta sul collettore del transistor possiede una dinamica più grande di quella del segnale di ingresso, garantendo una amplificazione del segnale.

Si può quindi definire *guadagno di tensione* il rapporto che esiste tra le variazioni della tensione sul collettore del transistor ( $\Delta V_O$ ) e le variazioni della tensione del segnale in ingresso ( $\Delta V_i$ ).

L'artefice di tale guadagno è il valore elevato del parametro  $h_{fe}$  del transistor. Per contro, il valore di  $h_{fe}$  è fornito dal costruttore con ampia dispersione tra un valore minimo e un valore massimo, per problemi costruttivi, e non è stabile, perché dipende fortemente dalla temperatura, dalla frequenza del segnale trattato e dal valore istantaneo della corrente  $I_C$  (fig. web 8);  $h_{fe}$  è perciò un parametro di progetto poco affidabile.

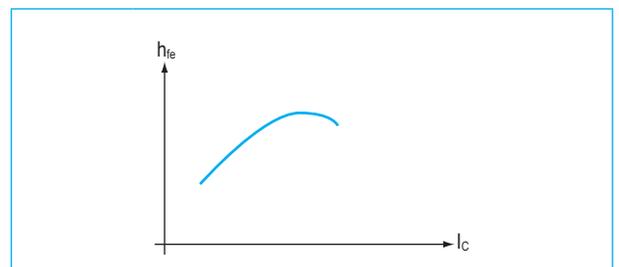


Fig. web 8 Andamento di  $h_{fe}$  rispetto ad  $I_C$ .

Ovvero, più il guadagno di tensione risulta indipendente dal valore esatto di  $h_{fe}$ , maggiore è la stabilità dell'amplificatore nel tempo e al variare delle condizioni ambientali (e ciò negli amplificatori è possibile solo retroazionando il sistema).

### Questioni aperte

**1- Il sensore è percorso dalla corrente di polarizzazione**  
Il circuito analizzato (fig. web 1) non è certo l'ideale: nel sensore scorre la corrente continua di polarizzazione e ciò lo rende sbilanciato nelle sue fluttuazioni positive e negative e ne compro-

mette la linearità, considerato il fatto che la migliore linearità nei sensori si ha proprio attorno allo zero.

Bisogna disaccoppiare polarizzazione e segnale, per esempio, mediante un partitore di polarizzazione e un condensatore di accoppiamento in ingresso, come indicato in fig. web 9.

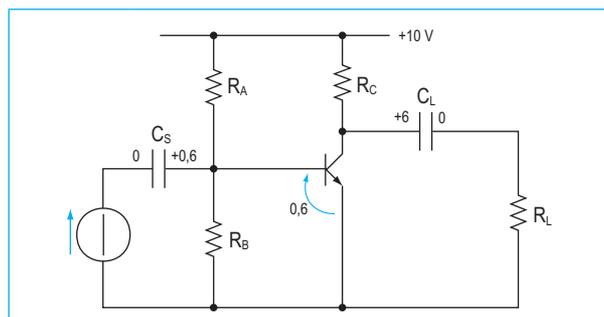


Fig. web 9 Amplificatore con condensatori di accoppiamento.

La tensione di 1 V di polarizzazione della base è stata sostituita con un partitore dall'alimentazione, mentre il segnale viene applicato alla base attraverso il condensatore di accoppiamento  $C_S$ . Il partitore  $R_A$ ,  $R_B$  va scelto in modo che eventuali variazioni nella corrente di base non ne alterino la tensione, per esempio con

$$R_B = \frac{0,6 \text{ V}}{4 \cdot I_B}, \quad R_A = \frac{10 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{5 \cdot I_B}$$

Per quanto riguarda il condensatore di accoppiamento  $C_S$ , dal punto di vista della continua isola il sensore, mentre deve rappresentare un cortocircuito per le variazioni del segnale. Va scelto perciò tanto più grande quanto più bassa è la frequenza minima del segnale da amplificare (con la resistenza equivalente di ingresso dell'amplificatore il condensatore  $C_S$  forma un filtro passa alto; il valore di tale capacità deve essere, perciò, il più grande possibile, in modo da abbassare la frequenza di taglio a valori inferiori alla minima frequenza di segnale emessa dal sensore, ovvero deve risultare talmente lento da non potersi caricare/scaricare per tempo alle frequenze più basse del segnale di ingresso).

## 2- Come collegare il carico?

Se il carico  $R_L$  fosse collegato direttamente tra il morsetto di uscita e la massa, sarebbe percorso da corrente anche in assenza di segnale. Nel caso fosse un altoparlante, ciò polarizzerebbe la membrana e ne distorcerebbe la risposta audio.

Va interposto perciò un condensatore  $C_L$  di accoppiamento che lo isoli in continua (fig. web 9) e rappresenti un cortocircuito per le frequenze del segnale (la tensione mista presente sul collettore si presenta in ingresso ad un secondo filtro passa alto di cui il carico  $R_L$  rappresenta il bipolo resistivo di uscita).

## 3- $h_{FE}$ è di valore incerto e varia con la temperatura

Se  $h_{FE}$  varia, si altera la corrente di collettore e si sposta il valore della tensione  $V_O$  a riposo.

Ci vuole una retroazione negativa nella maglia di ingresso, che renda la polarizzazione insensibile alle variazioni di  $h_{FE}$ . Il problema è risolvibile con la caduta sulla resistenza  $R_E$  di fig. web 10: se, a parità di  $I_B$ ,  $h_{FE}$  tende ad aumentare,  $I_C$  aumenta, così  $I_E$ , ma la maggiore caduta su  $R_E$  che ne consegue fa diminuire la tensione  $V_{BE}$  del transistor e riduce la  $I_B$ , compensando in buona parte l'aumento di  $h_{FE}$ .

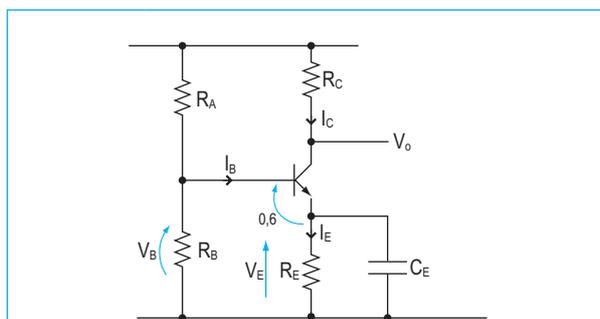


Fig. web 10  $R_E$  con  $C_E$ .

Da misure pratiche effettuate, si può affermare che per la tensione da riservare ad  $R_E$  basta il 10% dell'alimentazione.

Poiché  $R_E$  deve risultare una retroazione negativa solo per la polarizzazione, le si pone in parallelo un condensatore  $C_E$  di valore elevato, così da formare un cortocircuito alle frequenze del segnale; in questo modo  $R_E$  non modifica il circuito dinamico.

Il valore della tensione ai capi di  $R_E$  si vincola scegliendo opportunamente il partitore di base, difatti  $V_E = V_B - 0,6 \text{ V}$ .

## 4- Che valore assegnare a $V_O$ ?

L'obiettivo è permettere a  $V_O$  la massima variazione possibile. Per esempio, con alimentazione +12 V, riservando 1,5 V alla  $R_E$  ( $\approx 10\%$ ) e considerando 0,5 V il limite minimo di  $V_{CE}$  per la saturazione del transistor, restano 10 V. Polarizzando  $V_O$  a +7

V si lasciano  $\pm 5$  V di escursione possibile per il segnale (fig. web 11).

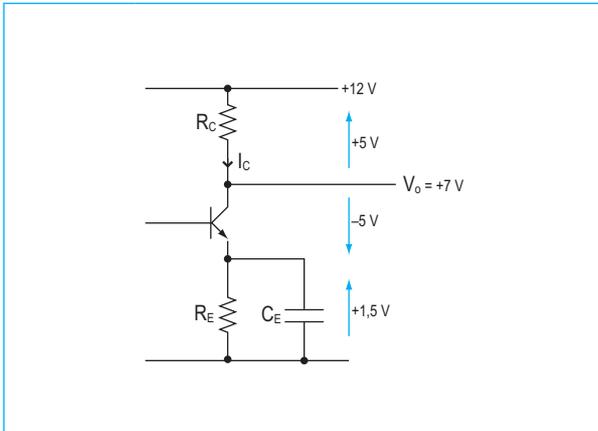


Fig. web 11 Scelta del punto di lavoro.

Il valore della corrente di collettore  $I_C$  necessaria a fissare il punto di polarizzazione è determinato scegliendo il valore della resistenza  $R_E$  secondo la relazione

$$R_E = \frac{V_E}{I_C}$$

**5- E per guadagnare di più?**

Basta porre più stadi in cascata, accoppiati tra loro mediante condensatori, in modo da svincolare le tensioni di polarizzazione tra uscite e ingressi successivi (fig. web 12).

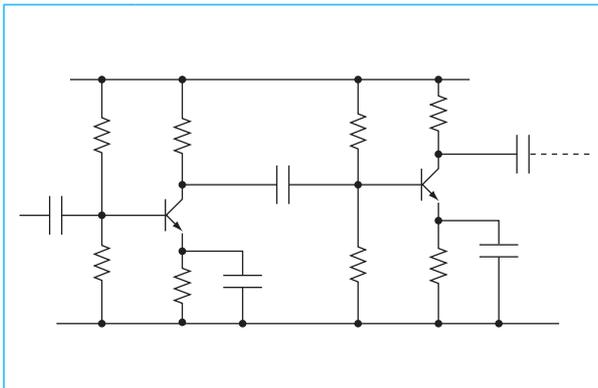


Fig. web 12 Stadi in cascata.

**6- E se è necessario amplificare anche la continua?**

Mentre in campo audio la soluzione che impiega condensatori di accoppiamento può essere accettata, perché i segnali non vanno sotto i 20 Hz, in campo industriale i segnali sono prevalentemente lenti, alcuni anche molto lenti: si pensi alla temperatura di un forno, al livello o alla pressione in un serbatoio, ecc.; occorre perciò pensare a

soluzioni che non impieghino condensatori di accoppiamento, cioè ad amplificatori *in continua*, capaci di amplificare anche segnali molto lenti. Passando ad una alimentazione bilanciata ( $\pm 5$  V,  $\pm 10$  V,  $\pm 12$  V,  $\pm 15$  V) e scegliendo opportunamente le resistenze, è possibile centrare le tensioni di polarizzazione in ingresso e in uscita a 0 V. In questo modo, sia il sensore sia il carico possono essere collegati all'amplificatore senza alcun condensatore di accoppiamento.

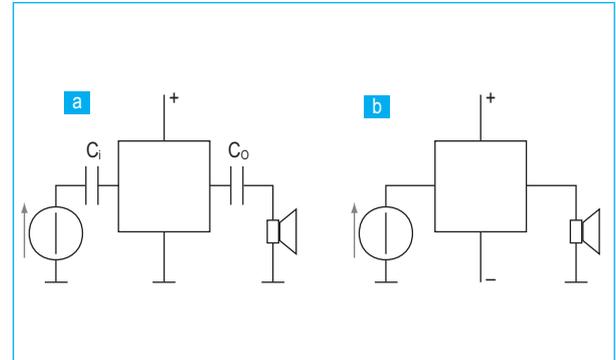


Fig. web 13 Segnale e carico disaccoppiati (a) e accoppiati in continua (b).

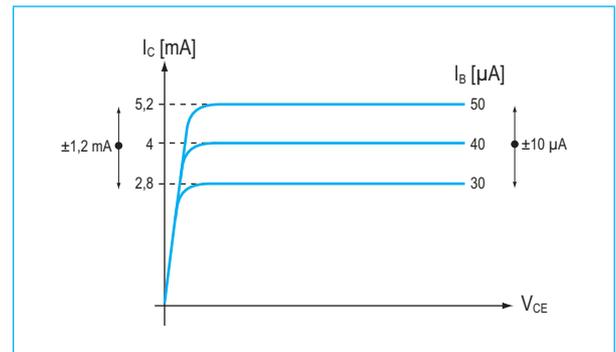


Fig. web 14 Caratteristica  $V_{CE} - I_C$ .

Poiché le tensioni delle basi sono sempre più basse delle tensioni di collettore, per ottenere l'allineamento a zero delle tensioni di ingresso-uscita si utilizzano sia transistor NPN sia transistor PNP e strutture apposite (vedi par. web 3).

**7-  $h_{FE}$  statico e  $h_{fe}$  dinamico sono diversi?**

A parte il fatto che un amplificatore retroazionato ben dimensionato risulta alla fine indipendente dal valore esatto del guadagno di corrente, i due valori possono risultare diversi; il costruttore li fornisce entrambi, sempre con ampio margine. Per comprenderne meglio la differenza di significato, si analizzi la caratteristica  $V_{CE} - I_C$  in fig. web 14. Supponendo la corrente di polarizzazione di base  $I_B = 40 \mu A$ , la corrispondente corrente di collettore

$I_C$  vale 4 mA, quindi il guadagno statico  $h_{FE} = I_C / I_B = 100$ ; per il guadagno dinamico vanno invece considerate le variazioni nell'intorno

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{5,2 \text{ mA} - 2,8 \text{ mA}}{50 \mu\text{A} - 30 \mu\text{A}} = \frac{2,4 \text{ mA}}{20 \mu\text{A}} = 120$$

### La polarizzazione

I circuiti di polarizzazione più noti sono i tre riportati in fig. web 15.

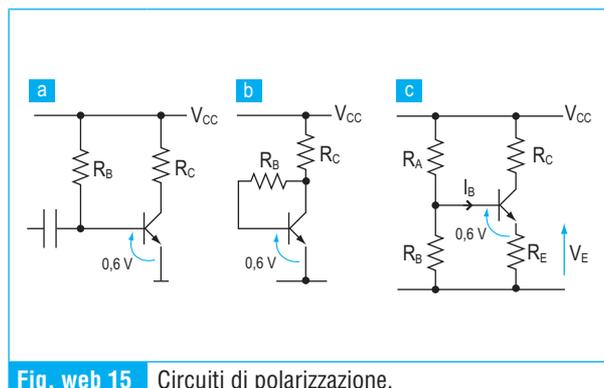


Fig. web 15 Circuiti di polarizzazione.

La prima configurazione (fig. web 15a) è detta *polarizzazione diretta*.

In essa, fissate le condizioni di polarizzazione desiderate  $V_{CE}$ ,  $I_C$ , si calcolano

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \quad R_B = \frac{V_{CC} - 0,6 \text{ V}}{I_B}$$

Nell'uso pratico, questa struttura non è utilizzata perché troppo dipendente dal valore di  $h_{FE}$  e, quindi, instabile.

La seconda configurazione (fig. web 15b), detta *polarizzazione dal collettore*, è più stabile, ma anch'essa poco utilizzata.

In essa, note le condizioni di polarizzazione  $V_{CE}$ ,  $I_C$ , si calcolano

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \quad R_B = \frac{V_{CE} - 0,6 \text{ V}}{I_B}$$

La terza (fig. web 15c) è la più nota, detta *a partitore*, dimensionata con  $V_E = \frac{1}{10} \cdot V_{CC}$  e corrente in  $R_B$  da 3 a 5 volte  $I_B$ , per rendere la tensione del partitore praticamente indipendente da eventuali variazioni della corrente di base.

 (Esercizi svolti n. 1, 2, 3)

 (Esercizi da svolgere n. 1, 2, 3, 4)

## web 2 Comportamento alle medie frequenze

### Condensatori di accoppiamento e frequenza inferiore dell'amplificatore

Il limite inferiore della banda di frequenze amplificabili è determinato dai condensatori di accoppiamento. Più grandi sono e più bassa è la frequenza inferiore amplificabile. Fissata la frequenza inferiore  $f_i$  desiderata, il valore di ciascun condensatore va scelto in modo che la sua reattanza alla frequenza  $f_i$  sia minore o uguale alla resistenza equivalente vista ai suoi capi. Per il circuito in fig. web 16 valgono le seguenti relazioni (come si potrà verificare per il calcolo della resistenza equivalente nel paragrafo successivo)

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot C_i} \leq R_S + (R_A // R_B // h_{ie}) \cong R_S + h_{ie}$$

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot C_E} \leq R_E // \frac{h_{ie} + R_A // R_B // R_S}{h_{fe}}$$

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot C_O} \leq R_C + R_L$$

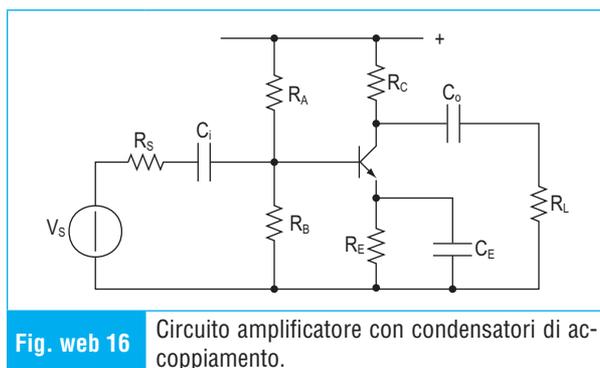


Fig. web 16 Circuito amplificatore con condensatori di accoppiamento.

### Condensatori parassiti e frequenza superiore dell'amplificatore

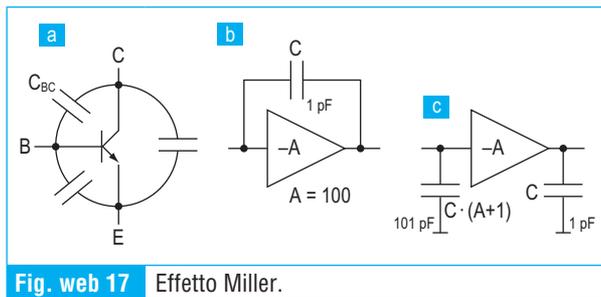
Tutti i transistor hanno una frequenza massima di lavoro, determinata dal valore e dalla posizione dei condensatori parassiti interni, oltre la quale il loro guadagno di corrente  $h_{fe}$  si riduce progressivamente. Sono disponibili a mercato sia transistor qualificati *di bassa frequenza* ( $f_{max} =$  qualche MHz) che *di alta frequenza* ( $f_{max} =$  centinaia di MHz); sono le esigenze dell'applicazione a determinare la scelta del tipo di transistor da impiegare.

Ci si potrebbe chiedere perché non utilizzare transistor di alta frequenza anche nelle applicazioni a banda più limitata, visto che, con tale scelta, la frequenza superiore sarebbe garantita

con ampi margini. Operando in tal modo, però, verrebbe amplificato anche il rumore non appartenente alla banda utile del segnale, presente in ingresso e/o intrinseco nei dispositivi stessi del circuito amplificatore, con un incremento inutile e dannoso dell'energia di rumore presente sull'uscita.

È frequente, invece, il caso in cui la banda dell'amplificatore risulti di per sé più ampia di quanto strettamente necessario per il segnale, anche utilizzando transistor di bassa frequenza. È il caso, per esempio, degli amplificatori audio, con banda di segnale 20 Hz, 20 kHz, oppure si debba eliminare una oscillazione indesiderata presente in un sistema retroazionato. La tecnica più utilizzata per ridurre la frequenza massima di amplificazione consiste nel porre un condensatore, anche di pochi pF, tra collettore e base del transistor da limitare.

La scelta non è casuale, ma nasce dallo studio circa la localizzazione del condensatore parassita responsabile del limite di frequenza nel transistor. Tra i tre condensatori parassiti presenti tra i terminali (fig. web 17a), il responsabile è  $C_{BC}$ , perché è visto dalla base circa  $h_{fe}$  volte più grande (il fenomeno è detto *effetto Miller*, dal nome dello studioso che l'ha valutato).



Si osservi, per esempio, il condensatore C da 1 pF a cavallo dell'amplificatore invertente con guadagno 100 di fig. web 17b: per sollevare di 1 mV l'ingresso dell'amplificatore, poiché l'uscita scende di 100mV, bisogna fornire al condensatore una carica  $Q = 1 \text{ pF} \cdot 101 \text{ mV} = 101 \text{ pC}$ , come se, anziché il condensatore C, fosse presente in ingresso un condensatore di capacità  $101 \cdot C$ , connesso tra ingresso e massa, da caricare a 1 mV (fig. web 17c).

**Il modello alle medie frequenze**

Il termine *medie frequenze*, riferito ad un amplificatore, indica la banda di frequenze intermedia rispetto ai due limiti: inferiore (legato al valore

dei condensatori di accoppiamento, dell'ordine dei  $\mu\text{F}$ ) e superiore (limitato dai condensatori parassiti interni, dell'ordine dei pF).

Con il termine *circuito di media frequenza* si intende il modello elettrico del comportamento dell'amplificatore per quei valori di frequenza rispetto ai quali i condensatori di accoppiamento hanno reattanza praticamente nulla (sono ormai dei cortocircuiti) mentre i condensatori parassiti interni sono ancora circuiti aperti.

Oltre ai condensatori di accoppiamento, anche i generatori in continua, di alimentazione e di polarizzazione, sono da considerarsi cortocircuiti, poiché non presentano alcuna variazione rispetto alle variazioni del segnale. Un altro nome che ricorre, difatti, è *circuito per il piccolo segnale*.

Nel circuito dinamico in fig. web 18b, considerando  $V_{CC}$  un cortocircuito,  $R_A$  e  $R_B$  risultano tra loro in parallelo; inoltre, con il condensatore  $C_E$  in corto l'emettitore è a massa.

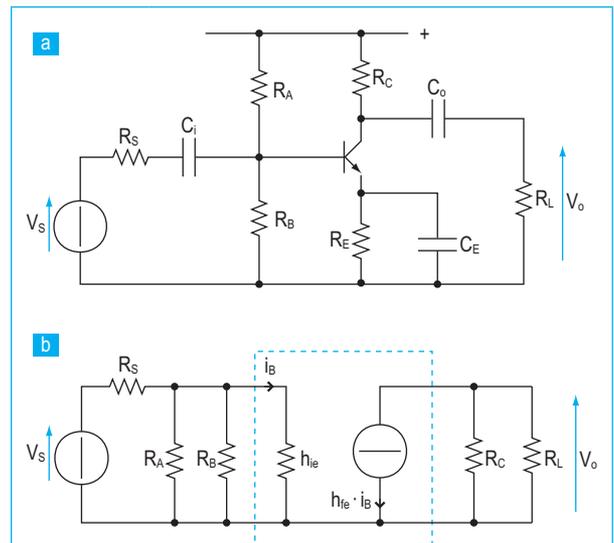


Fig. web 18 Circuito amplificatore (a) e modello per il piccolo segnale (b).

$$V_o = - (R_C // R_L) \cdot h_{fe} \cdot i_b$$

$$i_b = \frac{V_s}{R_s + (R_A // R_B // h_{ie})} \approx \frac{V_s}{R_s + h_{ie}}$$

considerato che  $h_{ie}$  ha valori bassi; se il generatore di segnale ha la resistenza  $R_s$  piccola

$$V_o = -V_s \cdot \frac{h_{fe} \cdot (R_C // R_L)}{h_{ie}}$$

Essendo entrambi i parametri  $h_{ie}$  e  $h_{fe}$  dipendenti dalla temperatura, il guadagno di tensione

$$A_V = \frac{V_O}{V_S} = \frac{h_{fe} \cdot (R_C // R_L)}{h_{ie}}$$

è fortemente instabile, e lo stadio va pensato inserito in una catena poi retroazionata.

## Configurazioni possibili

### Doppio carico

La soluzione più comune ad un solo stadio è la struttura detta *a doppio carico* con la resistenza  $R_E$ , senza  $C_E$  (fig. web 19), di guadagno  $A_V = -\frac{R_C}{R_E}$ , sfasamento  $180^\circ$ , resistenza di ingresso (trascurando il partitore di polarizzazione)  $R_i = h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E$ , un valore alto (*la resistenza di emettitore, vista dalla base, appare  $h_{fe}$  volte più grande*) e questo permette di pilotare lo stadio in tensione. Nel calcolo del partitore di polarizzazione, occorre verificare che il parallelo  $R_A // R_B$  risulti minore di  $(h_{fe} \cdot R_E)$  per ridurre la sensibilità dell'impedenza di ingresso alle variazioni di  $h_{fe}$ .

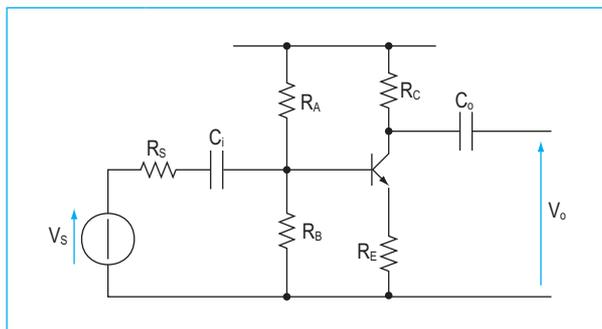


Fig. web 19 Configurazione a doppio carico.

La resistenza  $R_E$  retroaziona e stabilizza sia la polarizzazione sia il guadagno alle medie frequenze, ma limita la dinamica della tensione di uscita ( $V_O$ ) poiché, se  $I_C$  aumenta,  $V_C$  scende e, contemporaneamente,  $V_E$  sale. Se guadagno e dinamica possono bastare, occorre eventualmente migliorare la resistenza di uscita e il sistema è un amplificatore completo e affidabile.

Per soluzioni che richiedono migliori prestazioni di adattamento o dinamiche più elevate, invece, è necessario ricorrere a strutture multistadio, più complesse, ma maggiormente ottimizzate. Una struttura multistadio si presenta come una cascata di stadi, con una retroazione complessiva che fissa il guadagno dell'intero sistema. Mentre per i circuiti di polarizzazione dei singoli stadi non ci sono grandi variazioni, per l'amplificazione del

segnale si aprono tre possibilità, da combinare opportunamente in cascata tra loro.

### Emettitore comune (EC)

Nella configurazione EC (fig. web 20a) il segnale è applicato alla base e prelevato dal collettore. Presenta guadagno alto, con fase  $180^\circ$ . La resistenza di ingresso è abbastanza bassa e va pilotato in corrente. Non ha retroazione per il segnale. È utilizzato come stadio di guadagno.

### Collettore comune (CC)

In configurazione CC (fig. web 20b) il segnale è applicato alla base e prelevato dall'emettitore. Essendo  $V_{BE}$  praticamente costante ( $0,6\text{ V}$ ), di tanto si muove la base e di tanto si sposta  $V_O$ , perciò il guadagno di tensione vale  $A_V = 1$ , con uscita in fase. Presenta però un'alta resistenza di ingresso e ciò lo rende adatto come stadio di ingresso per l'adattamento di sensori con alta resistenza di segnale. La resistenza di uscita è molto bassa, per questo è utilizzato negli stadi di uscita e di potenza.

### Base comune (BC)

Ingresso sull'emettitore e uscita sul collettore (fig. web 20c). Presentando bassissima resistenza di ingresso, lo stadio BC è adatto per interfacciare sensori in corrente ("la resistenza  $h_{ie}$ , vista dall'emettitore, appare  $h_{fe}$  volte più piccola"). Lo sfasamento è  $180^\circ$ .

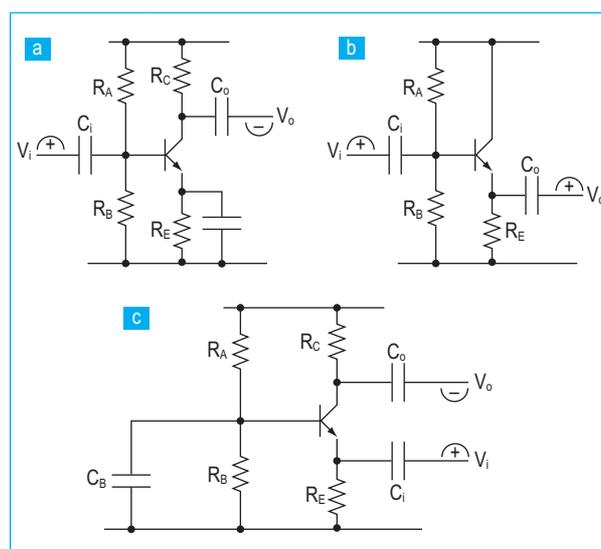


Fig. web 20 Configurazioni EC (a), CC (b), BC (c).

In tab. web 1 sono riportati i valori approssimati dei parametri dei singoli modelli.

	$A_v$	fase	$R_i$	$R_o$
Doppio carico	$-\frac{R_C}{R_E}$	$180^\circ$	$h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E$ (alta)	$R_C$
EC	$-\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}}$ (alto)	$180^\circ$	$h_{ie}$	$R_C$
CC	1	$0^\circ$	$h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E$ (alta)	$R_E // \frac{h_{ie} + R_A // R_B // R_S}{h_{fe}}$
BC	$A_i = 1$ (in corrente)	$180^\circ$	$R_E // (h_{ie}/h_{fe})$ (bassa)	$R_C$

**Tab. web 1** Parametri delle diverse configurazioni.

**E per la retroazione sul segnale?**

Se si tratta di un solo stadio EC (fig. web 20a), basta togliere il condensatore  $C_E$ , ottenendo un doppio carico (fig. web 19): il guadagno di tensione diminuisce da

$$A_v = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}}$$

valore alto ma instabile, al più semplice

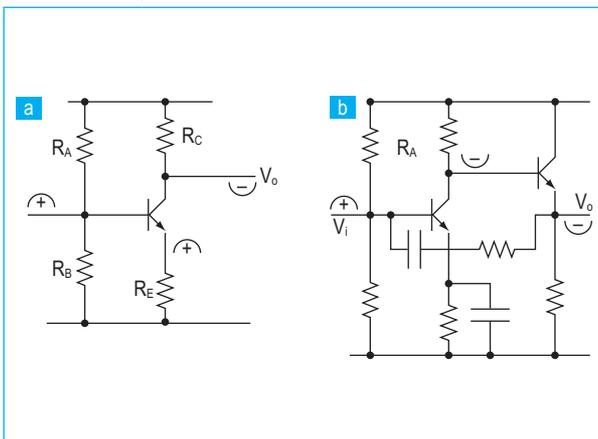
$$A_v = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{(h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E)} \cong -\frac{R_C}{R_E}$$

più stabile.

Volendo sfruttare l'efficacia della retroazione estesa, meglio lasciare il condensatore  $C_E$ , porre più stadi in cascata e cercare un'unica retroazione.

**Come verificare se la retroazione estesa è negativa?**

Si può simulare un aumento del segnale in ingresso e verificare che la tensione riportata nella maglia di ingresso risulti in antiserie (fig. web 21a), oppure che la corrente di segnale riportata in ingresso vada a sottrarsi alla corrente di segnale (fig. web 21b).



**Fig. web 21** Amplificatori retroazionati.

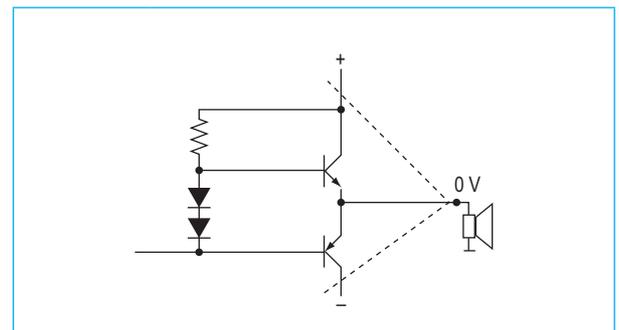
Nel circuito di fig. web 21a la retroazione in ingresso è di tensione; ad un aumento della tensione di ingresso, aumenta la tensione su  $R_E$ , in antiserie sul segnale, e perciò la retroazione è negativa.

Nel circuito di fig. web 21b la retroazione in ingresso è di corrente; ad un aumento del segnale di ingresso, cala la tensione  $V_O$ , con prelievo di corrente dalla base del primo transistor; anche qui la retroazione è negativa.

**Lo stadio di potenza**

Negli stadi di *piccolo segnale* visti finora, il transistor è polarizzato ad un valore di  $I_C$  e modulato in più o in meno attorno a questo valore, in modo da creare variazioni di tensione sulla resistenza di collettore. Purtroppo esiste consumo di potenza anche in condizioni di silenzio, a riposo. Quando si tratta di fornire escursioni forti su carichi di pochi ohm, detti appunto carichi di *potenza*, una configurazione simile richiederebbe dissipazioni forti e spreco di energia.

Si ricorre perciò ad una struttura a *coppia complementare* (fig. web 22), con due transistor, NPN e PNP, in configurazione a collettore comune, ciascuno che opera su una determinata semionda del segnale: transistor di source, o di pull-up, il superiore, e transistor di sink, o di pull-down, il secondo. I due transistor vengono mantenuti in leggera conduzione a riposo mediante l'interposizione tra le basi di una coppia di diodi polarizzati, in modo da evitare l'effetto *cross-over* degli 0,6 V per entrare in conduzione. Per convincersi, conviene seguire attentamente il paragrafo seguente e le relative esercitazioni di laboratorio.



**Fig. web 22** Stadio di potenza in coppia complementare.

(Esercizi svolti n. 4, 5, 6)

(Esercizi da svolgere n. 5, 6, 7)

### web 3 Amplificatore differenziale

Un amplificatore differenziale è un circuito capace di amplificare la differenza tra due segnali, indipendentemente dal loro valore assoluto.

La prima ragione per pensare ad un amplificatore differenziale è la pronta disponibilità del nodo sottrattore per realizzare comodamente la retroazione negativa, ma ci sono anche altre convenienze.

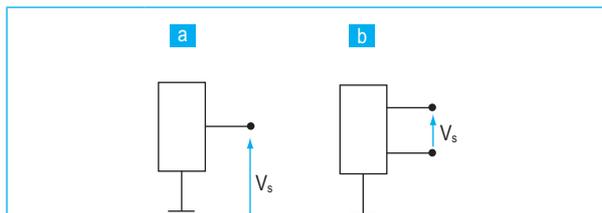


Fig. web 23 Segnali single-ended (a) e differenziali (b).

La maggior parte dei segnali provenienti dai sensori è costituita da un'informazione di tensione riferita a massa, cioè con un terminale attivo e il secondo terminale a massa, segnali detti single-ended (fig. web 23a).

Ci sono però alcuni contesti, tra l'altro i più delicati, in ambito industriale e in ambito medico, dove l'informazione di segnale è rilevabile quale differenza tra due tensioni, ciascuna delle quali diversa da zero, anziché come tensione singola rispetto a massa (fig. web 23b); tali segnali sono appunto detti differenziali.

Se poi si tratta di segnali lenti, l'amplificatore deve essere ad accoppiamento diretto, cioè senza condensatori di accoppiamento, *in continua*, senza alcuna frequenza inferiore, con i terminali di ingresso e di uscita a 0 V, in modo che sia il generatore di segnale sia il carico non siano percorsi da alcuna corrente di polarizzazione.

Le problematiche da risolvere, quindi, sono principalmente due:

- 1 evitare i condensatori di accoppiamento;
- 2 amplificare segnali non single-ended.

Mentre per risolvere il primo quesito basta disporre di un'alimentazione bilanciata, per il secondo bisogna studiare una configurazione circuitale apposita.

In fig. web 24 è riportato il modello di un amplificatore differenziale, la cui uscita a vuoto vale

$$V_o = A_v \cdot (V_2 - V_1)$$

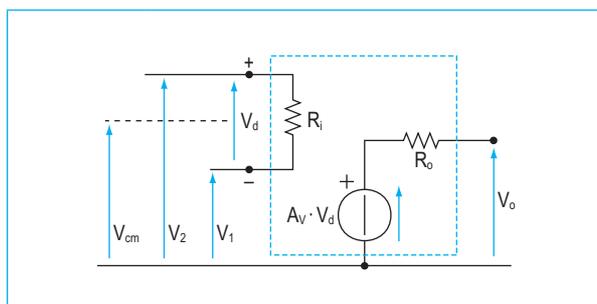


Fig. web 24 Modello di amplificatore differenziale.

I segnali di ingresso \$V\_1\$ e \$V\_2\$ possono essere entrambi variabili, oppure uno solo variabile e l'altro fisso (riferimento); sono comunque sempre scomponibili in una componente differenziale \$V\_d = V\_2 - V\_1\$ e una componente di modo comune

$$V_{cm} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

eventualmente variabile anch'essa (per il rumore sui cavi, con la temperatura, con l'alimentazione, ecc.). Ciò che si chiede ad un amplificatore per segnali differenziali, oltre a possedere due ingressi di alta impedenza, è di saper amplificare la sola componente differenziale \$V\_d\$, senza risentire del valore e delle variazioni della componente di modo comune \$V\_{cm}\$. Nell'equazione

$$V_o = A_v \cdot V_d + A_{cm} \cdot V_{cm}$$

si vuole \$A\_{cm} = 0\$.

#### Struttura e polarizzazione

Lo schema base, mostrato in fig. web 25, riporta una struttura a due rami supposti perfettamente simmetrici, vale a dire con i due transistor identici e le due \$R\_C\$ uguali.

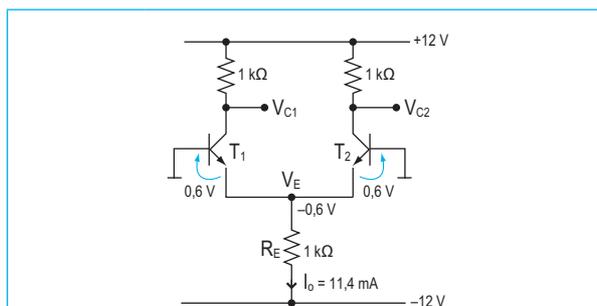


Fig. web 25 Struttura semplificata.

Nella configurazione più comune la tensione di uscita viene presa tra uno dei due collettori e la massa (single ended output).

Seguendo lo schema, si possono calcolare i valori

di polarizzazione: considerando a massa i due ingressi, i due transistor non possono che essere attivi, con  $V_E = -0,6 \text{ V}$ ,  $I_0 = 11,4 \text{ mA}$ , se i transistor sono identici

$$I_{C1} = I_0/2 = 5,7 \text{ mA} = I_{C2}$$

$$V_{C1} = V_{C2} = 12 \text{ V} - 5,7 \text{ mA} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 6,3 \text{ V}$$

### Pilotaggio di modo comune

Se  $V_1 = V_2 = 1 \text{ V}$  (fig. web 26), il circuito non dovrebbe rispondere, cioè  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$  dovrebbero restare inalterate. Invece  $V_E$  si alza a  $(+1 \text{ V} - 0,6 \text{ V}) = +0,4 \text{ V}$  e  $I_0$  aumenta a  $12,4 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 12,4 \text{ mA}$ ,  $I_{C1} = I_{C2} = 6,2 \text{ mA}$ ,  $V_{C1} = V_{C2} = 5,8 \text{ V}$ , cioè entrambi i collettori scendono da  $6,3 \text{ V}$  a  $5,8 \text{ V}$ .

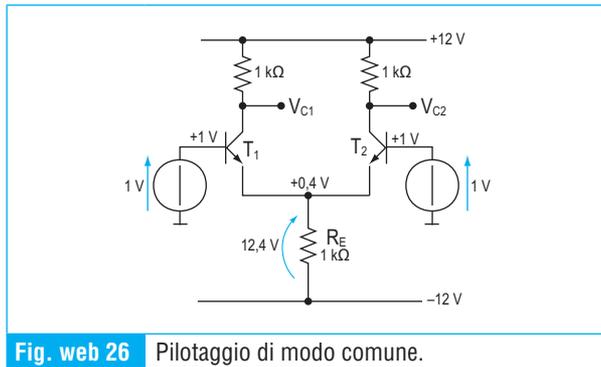


Fig. web 26 Pilotaggio di modo comune.

Il circuito è migliorabile sostituendo la  $1 \text{ k}\Omega$  sugli emettitori con un generatore di corrente costante, naturalmente reale e, quindi, con qualche sbilanciamento al modo comune, seppur minore, dovuto alla resistenza equivalente in parallelo al generatore di corrente stesso.

### Pilotaggio differenziale

Si supponga di applicare un piccolo segnale sinusoidale  $V_d$  sulla base di  $T_1$  lasciando a massa la base di  $T_2$  (fig. web 27). Essendo i due emettitori accoppiati e con corrente totale limitata, se  $V_d$  aumenta, il transistor  $T_1$  si prende più corrente rispetto a  $T_2$ : bastano  $50 \text{ mV}$  per avere

$$I_{C1} = \frac{3}{4} \cdot I_0 \text{ e } I_{C2} = \frac{1}{4} \cdot I_0$$

È il comportamento tipico dell'amplificatore differenziale: in funzione della differenza di tensione  $V_d$  tra le basi, la corrente  $I_0$  viene deviata più su un transistor che sull'altro. Esiste una ristrettis-

sima zona di funzionamento lineare pari a circa  $2 \cdot \frac{K \cdot T}{q} = 50 \text{ mV}$  (fig. web 28), oltre la quale il circuito satura. La pendenza della caratteristica è legata al valore dei parametri  $h_{ie}$  dei due transistor, e dipende dal valore di  $I_0$ .

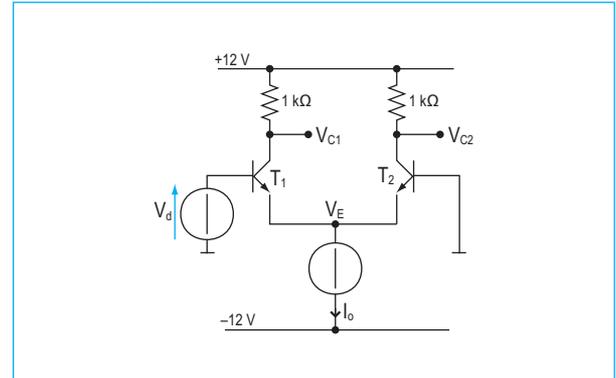


Fig. web 27 Pilotaggio differenziale.

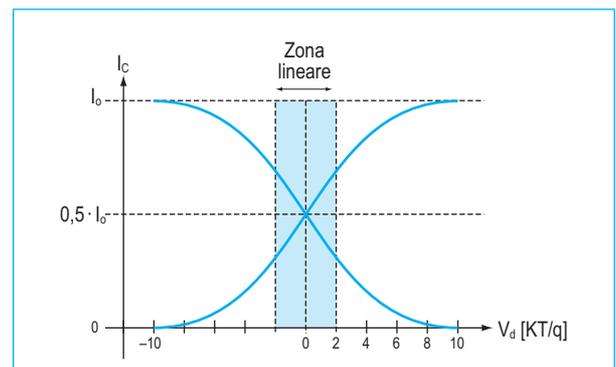


Fig. web 28 Caratteristica  $V_d - I_c$  del differenziale.

### Guadagno di tensione

Per calcolare il guadagno di tensione all'interno della zona di comportamento lineare, si prenda in considerazione il circuito equivalente dinamico riportato in fig. web 29b, nel quale, spento il generatore di corrente costante, i due emettitori non sono vincolati ad alcuna tensione (fig. web 29a).

$$i_s = \frac{V_d}{2 \cdot h_{ie}}$$

$$V_{C1} = -i_s \cdot h_{fe} \cdot R_C = -\frac{V_d}{2 \cdot h_{ie}} \cdot h_{fe} \cdot R_C$$

ciascun transistor del differenziale, quindi, guadagna la metà rispetto ad un normale emettitore comune; per contro, la struttura proposta mantiene il grosso vantaggio di non richiedere condensatori di accoppiamento.

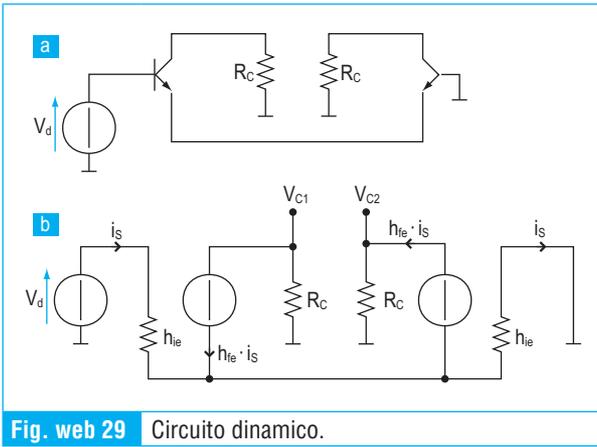


Fig. web 29 Circuito dinamico.

Non esistendo alcuna frequenza di taglio inferiore, il differenziale è quindi un amplificatore in continua (fig. web 30).



Fig. web 30 Guadagno di tensione per un amplificatore in continua.

Il condensatore di accoppiamento non deve esistere nemmeno in uscita; per avere  $V_o = 0$  quando l'ingresso  $V_d$  è nullo, occorre regolare opportunamente la polarizzazione, oppure si può inserire un secondo differenziale come in fig. web 31.

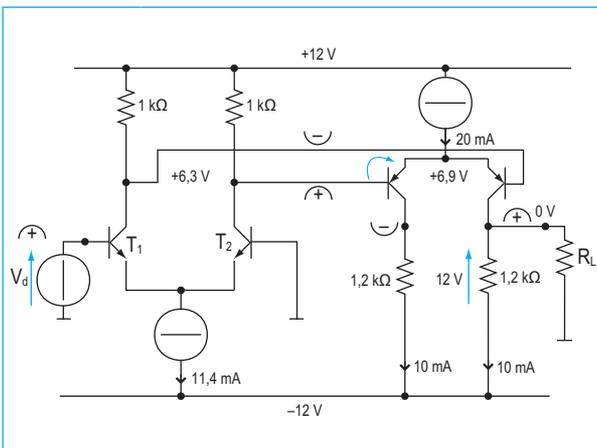


Fig. web 31 Differenziale con polarizzazione di uscita nulla.

In realtà il differenziale, pur con ingresso nullo, presenta una  $V_o$  leggermente diversa da zero, cioè una tensione di *offset* (fuori zero), dovuta alle asimmetrie del circuito:

- i due transistor non sono perfettamente identici e non hanno il medesimo valore di  $h_{fe}$ , né lo stesso comportamento termico;
- $R_{C1}$  è diversa da  $R_{C2}$ ; occorrerebbe, quindi, un trimmer di taratura di valore almeno pari al doppio della tolleranza delle resistenze;
- la resistenza interna al generatore di segnale crea di fatto uno sbilanciamento in ingresso anche quando  $V_d = 0$ , in quanto è attraversata dalla corrente di polarizzazione della base e produce una caduta, a danno della tensione che realmente giunge in ingresso al terminale di base (da qui la necessità di avere le linee di ingresso con pari resistenza equivalente).

### Alcune applicazioni pratiche

#### 1- Il differenziale come trasmettitore e ricevitore di linea

Una trasmissione a distanza di segnali single-ended è estremamente sensibile ai disturbi perché questi, essendo uno dei conduttori connesso a terra, sono sentiti dal solo conduttore di segnale, e si presentano al termine come segnale sovrapposto e indistinguibile dal segnale stesso. In una trasmissione differenziale invece i disturbi raccolti lungo la linea alterano entrambi i conduttori di segnale della medesima entità, cioè sono avvertiti "di modo comune" e risultano perciò attenuati in ricezione.

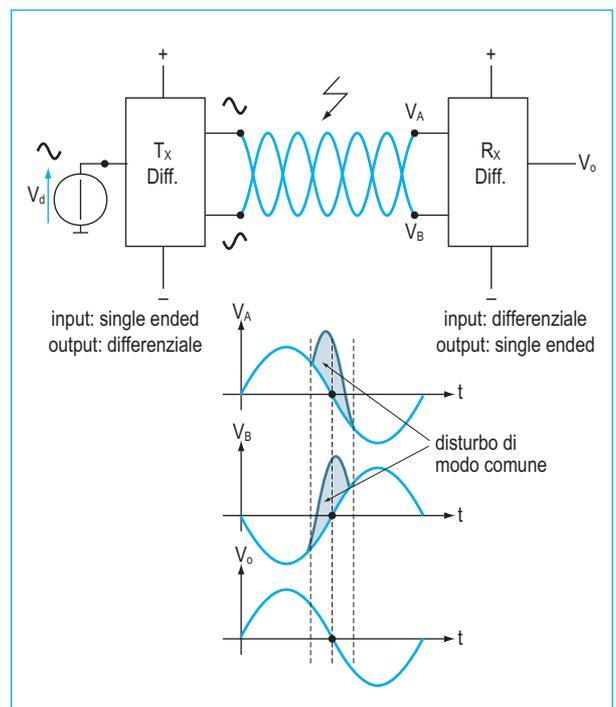


Fig. web 32 Trasmissione differenziale.

2- Moltiplicatore a differenziale

Il guadagno di un amplificatore differenziale può essere variato modificando il valore della corrente di polarizzazione  $I_C$  e quindi di  $h_{fe}$ : si sceglie quindi un valore di polarizzazione  $I_C$  per il quale  $h_{fe}$  risulti al centro del tratto lineare della sua caratteristica (fig. web 33a) e si controlla poi il guadagno modulando il valore del generatore di corrente e quindi l'amplificazione del segnale a radio frequenza  $V_i$  mediante il segnale modulante  $V_s$  (fig. web 33b). Il segnale ottenuto  $V_o$  presenta quindi una radio frequenza portante (fig. web 33c) che contiene l'informazione relativa al segnale modulante nelle variazioni della sua ampiezza. È una struttura utilizzata nei modulatori di ampiezza (modulatori AM).

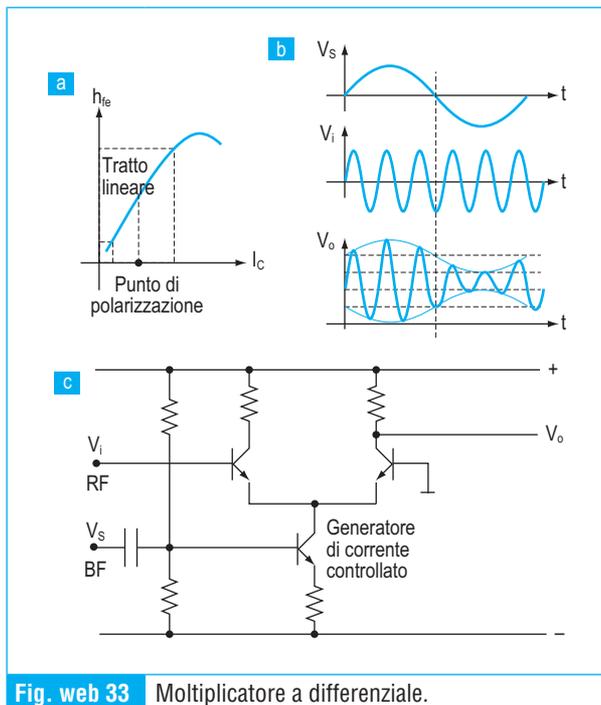


Fig. web 33 Moltiplicatore a differenziale.

web 4 Esercizi svolti

ESERCIZIO 1

Dimensionare la polarizzazione diretta del transistor di fig. web 34 che deve fornire in uscita una dinamica  $\pm 8$  V su un carico da  $1$  k $\Omega$ , accoppiato mediante condensatore. Si supponga  $h_{FE} = 100$ .

Soluzione

Per garantire  $\pm 8$  V sul carico, si può fissare  $V_{CE} = 10$  V; in questo modo la dinamica a sinistra del

condensatore  $C_o$  può spaziare tra  $V_{CEmin} = 2$  V,  $V_{CEmax} = 18$  V.

Per le semionde positive si è nella condizione di fig. web 35a, con  $V_{CEmax} = 18$  V e il condensatore carico stabile ai  $+10$  V della polarizzazione (perché talmente grande che la sua costante di tempo non gli permette di caricarsi e scaricarsi in tempo alla frequenza del segnale); il carico quindi segue i movimenti del collettore e va a  $+8$  V. Il carico richiede una corrente di  $8$  mA, perciò con  $V_{CE} = 18$  V, in  $R_C$  deve scorrere una corrente minima maggiore di  $8$  mA;

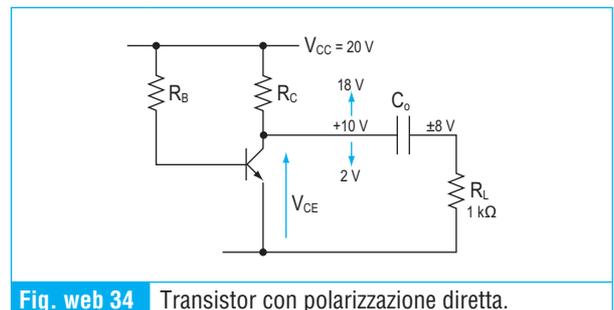


Fig. web 34 Transistor con polarizzazione diretta.

$$R_{Cmax} = \frac{V_{CC} - V_{CEmax}}{I_C} = \frac{20 \text{ V} - 18 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 250 \Omega$$

valore commerciale  $220 \Omega$ . In  $R_C$  passano  $9,1$  mA, di cui  $8$  mA al carico e  $1,1$  mA richiamati dal collettore del transistor.

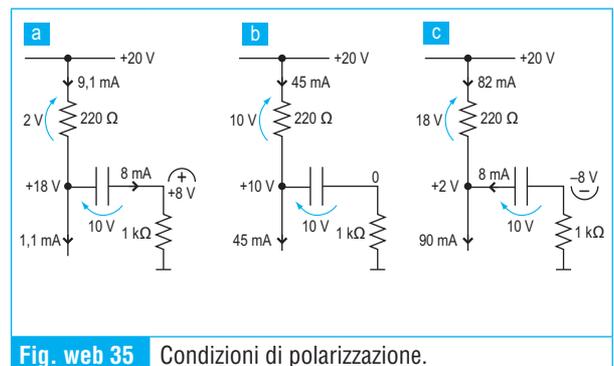


Fig. web 35 Condizioni di polarizzazione.

Con questa  $R_C$ , a riposo (fig. web 35b), con  $V_{CE} = 10$  V,  $I_C = 45$  mA,  $I_B = 0,45$  mA

$$R_B = \frac{V_{CC} - 0,6}{I_B} = \frac{20 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{0,45 \text{ mA}} = 43 \text{ k}\Omega$$

A riposo, quindi, con  $V_{CE} = 10$  V e condensatore carico stabile a  $10$  V, non c'è tensione sul carico; tutta la corrente che scorre in  $R_C$  scende nel transistor. È il momento di massima dissipazione. Durante la semionde negative (fig. web 35c),

$V_{CE\min} = 2\text{ V}$ , sul carico ci sono  $2\text{ V} - 10\text{ V} = -8\text{ V}$ ; in  $R_C$  scorrono  $18\text{ V} / 220\ \Omega = 82\text{ mA}$  e nel transistor  $I_C = 82\text{ mA} + 8\text{ mA}$  (richiamati dal carico),  $I_C = 90\text{ mA}$ .

Si possono fare due osservazioni al progetto appena concluso:

- 1 l'incidenza delle variazioni di  $h_{FE}$  sulla tensione di polarizzazione è intollerabile; se  $h_{FE}$  dovesse raddoppiare, a riposo si avrebbero  $I_C = 90\text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 0,2\text{ V}$  e la dinamica risulterebbe del tutto compromessa;
- 2 il transistor dissipa a riposo  $P = 10\text{ V} \cdot 45\text{ mA} = 0,45\text{ W}$ , mentre sul carico vanno

$$\left(\frac{8\text{ V}}{\sqrt{2}}\right)^2 / 1\text{ k}\Omega = 32\text{ mW}$$

con un rendimento minore del 10%.

### ESERCIZIO 2

Polarizzare il transistor di fig. web 36, con polarizzazione dal collettore, in modo da fornire in uscita una dinamica  $\pm 8\text{ V}$  su un carico da  $1\text{ k}\Omega$ , accoppiato mediante condensatore. Si supponga  $h_{FE} = 100$ .

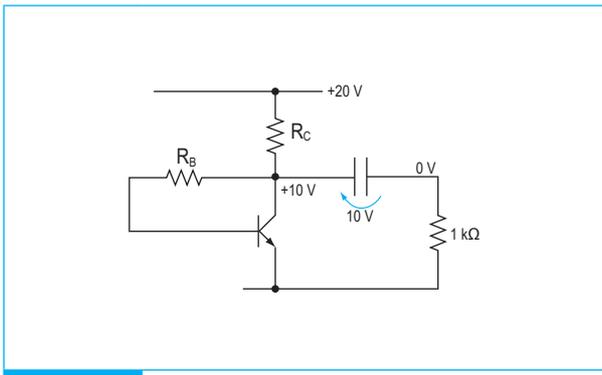


Fig. web 36 Transistor con polarizzazione dal collettore.

### Soluzione

Per garantire  $\pm 8\text{ V}$  sul carico, si può fissare  $V_{CE} = 10\text{ V}$ . Nell'istante di tensione massima sul carico si ha  $V_{CE\max} = 18\text{ V}$  con  $8\text{ mA}$  destinati al carico, perciò

$$R_{C\max} = \frac{V_{CC} - V_{CE\max}}{I_C} = \frac{20\text{ V} - 18\text{ V}}{8\text{ mA}} = 250\ \Omega$$

(valore commerciale  $220\ \Omega$ ). Con questa  $R_C$ , a riposo, con  $V_{CE} = 10\text{ V}$ ,  $I_C = 45\text{ mA}$ ,  $I_B = 0,45\text{ mA}$

$$R_B = \frac{10\text{ V} - 0,6\text{ V}}{0,45\text{ mA}} = 20,9\text{ k}\Omega$$

Se  $h_{FE}$  dovesse raddoppiare la nuova polarizza-

zione, ricavabile partendo dalla equazione della maglia di ingresso

$$0,6\text{ V} + R_B \cdot \frac{I_C}{h_{FE}} + R_C \cdot \left(I_C + \frac{I_C}{h_{FE}}\right) = 20\text{ V}$$

si porterebbe a  $V_{CE} = 6,85\text{ V}$ ,  $I_C = 59,8\text{ mA}$  e la dinamica ne risulterebbe compromessa.

Il transistor dissipa a riposo  $P = 10\text{ V} \cdot 45\text{ mA} = 0,45\text{ W}$ , mentre sul carico vanno

$$\left(\frac{8\text{ V}}{\sqrt{2}}\right)^2 / 1\text{ k}\Omega = 32\text{ mW}$$

con un rendimento minore del 10%.

### ESERCIZIO 3

Dimensionare il partitore di polarizzazione per il transistor di fig. web 37 in modo da fornire in uscita una dinamica  $\pm 8\text{ V}$  su un carico da  $1\text{ k}\Omega$ , accoppiato mediante condensatore. Si supponga  $h_{FE} = 100$ .

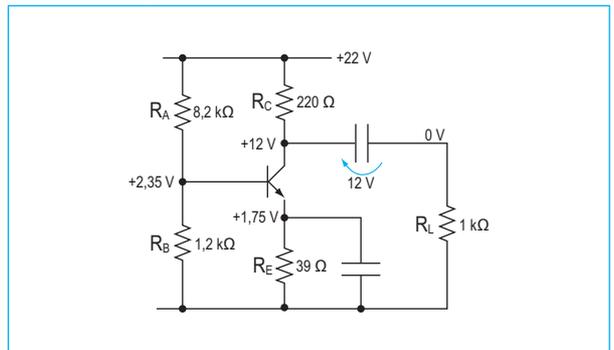


Fig. web 37 Transistor con polarizzazione mediante partitore.

### Soluzione

Per garantire il 10% di  $V_{CC}$  sulla  $R_E$ , cioè circa  $2\text{ V}$ , è corretto che l'alimentazione sia leggermente più alta rispetto agli esercizi precedenti. Con  $V_{CC} = 22\text{ V}$ , si sceglie  $V_C = 12\text{ V}$ ; in questo modo la dinamica a sinistra del condensatore spazia tra  $4\text{ V}$  e  $20\text{ V}$ , con almeno gli  $8\text{ mA}$  da garantire al carico nel punto di massima tensione

$$R_{C\max} = \frac{22\text{ V} - 20\text{ V}}{8\text{ mA}} = 250\ \Omega$$

valore commerciale  $R_C = 220\ \Omega$ . Con questo valore, quando  $V_C = 20\text{ V}$  in  $R_C$  passano  $9,1\text{ mA}$ , di cui  $8\text{ mA}$  al carico e  $1,1\text{ mA}$  richiamati dal collettore del transistor.

Con  $R_C = 220\ \Omega$ , a riposo

$$V_C = 22\text{ V} - 220\ \Omega \cdot 45\text{ mA} = 22\text{ V} - 10\text{ V} = 12\text{ V}$$

riservando  $2\text{ V}$  per la caduta su  $R_E$

$$V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 45 \text{ mA}, I_B = 0,45 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{2 \text{ V}}{I_C} = \frac{2 \text{ V}}{45 \text{ mA}} = 44 \text{ } \Omega$$

valore commerciale  $R_E = 39 \text{ } \Omega$ , con caduta  $39 \text{ } \Omega \cdot 45 \text{ mA} = 1,75 \text{ V}$ .

$$R_B = \frac{1,75 \text{ V} + 0,6}{4 \cdot I_B} = \frac{2,35 \text{ V}}{4 \cdot 0,45 \text{ mA}} = \frac{2,35 \text{ V}}{1,8 \text{ mA}} = 1,3 \text{ k}\Omega$$

valore commerciale  $R_B = 1,2 \text{ k}\Omega$  (percorsa da  $2,35 \text{ V} / 1,2 \text{ k}\Omega = 1,96 \text{ mA} = 4,35 \cdot I_B$ ).

$$R_A = \frac{22 \text{ V} - 2,35 \text{ V}}{I_B + 1,96 \text{ mA}} = \frac{19,65 \text{ V}}{2,41 \text{ mA}} = 8,15 \text{ k}\Omega$$

valore commerciale  $R_A = 8,2 \text{ k}\Omega$ .

### Verifica della polarizzazione

L'equivalente Thevenin del partitore di polarizzazione vale  $E = 2,8 \text{ V}$ ,  $R = 1,05 \text{ k}\Omega$  (fig. web 38); con  $h_{FE} = 100$

$$I_B = \frac{2,8 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{1,05 \text{ k}\Omega + 100 \cdot 39 \text{ } \Omega} = \frac{2,2 \text{ V}}{4,95 \text{ k}\Omega} = 0,444 \text{ mA}$$

$$I_C = 44,4 \text{ mA}$$

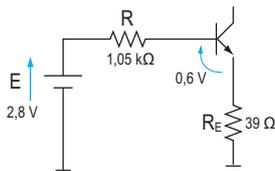


Fig. web 38 Circuito equivalente di ingresso per la polarizzazione.

Se  $h_{FE}$  dovesse raddoppiare ( $h_{FE} = 200$ )

$$I_B = \frac{2,8 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{1,05 \text{ k}\Omega + 200 \cdot 39 \text{ } \Omega} = \frac{2,2 \text{ V}}{8,85 \text{ k}\Omega} = 0,248 \text{ mA}$$

$$I_C = 0,248 \text{ mA} \cdot 200 = 49,7 \text{ mA}$$

la tensione sul collettore rispetto a massa varrebbe

$$V_C = 22 \text{ V} - 220 \text{ } \Omega \cdot 49,7 \text{ mA} = 11,06 \text{ V}$$

e la dinamica  $\pm 8 \text{ V}$  risulterebbe ancora garantita, senza cadere né in saturazione né in interdizione.

Rimane il problema della dissipazione e del ren-

dimento. Nell'esercizio si è definito un carico da  $1 \text{ k}\Omega$  proprio per evidenziare il problema. Questa configurazione, difatti, è adatta per carichi ohmici più alti; per carichi di potenza si ricorre a configurazioni in coppia complementare.

### ESERCIZIO 4

In fig. web 39 è riportato il modello alle medie frequenze (in a. c.) di un amplificatore a transistor in connessione ad emettitore comune (fig. web 18a) con  $R_b = R_A // R_B$ ; sapendo che il segnale  $v_S$  presente in ingresso ha una dinamica di  $\pm 0,1 \text{ V}$ , determinare la dinamica della tensione di uscita  $v_L$ .

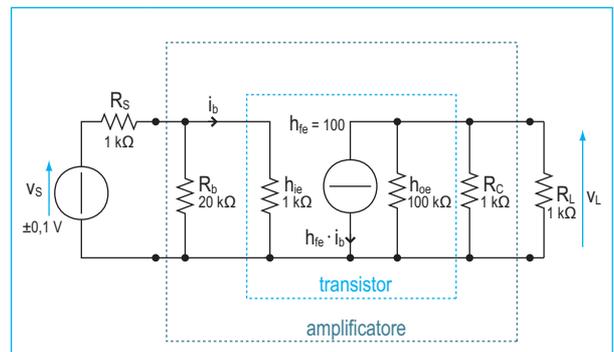


Fig. web 39 Modello alle medie frequenze di amplificatore a transistor in connessione ad emettitore comune.

### Soluzione

Considerati i valori riportati, si possono fare alcune semplificazioni:

- $R_b \gg h_{ie}$  (la sola tolleranza  $\pm 5\%$  delle resistenze copre l'approssimazione fatta) perciò  $(R_b // h_{ie}) = h_{ie}$ ;
- $h_{oe} \gg (R_C // R_L)$ , quindi  $(h_{oe} // R_C // R_L) = (R_C // R_L)$

$$i_b = \frac{v_S}{R_S + h_{ie}}; \quad v_L = -h_{fe} \cdot i_b \cdot (R_C // R_L)$$

$$v_L = -100 \cdot \frac{\pm 0,1 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} \cdot 0,5 \text{ k}\Omega = \pm 2,5 \text{ V}$$

### ESERCIZIO 5

#### Analisi di un amplificatore didattico in continua

Determinare polarizzazioni, guadagno di tensione, resistenza di ingresso ( $R_i$ ), resistenza di uscita ( $R_o$ ) e banda dell'amplificatore a tre stadi in fig. web 40, considerando  $h_{fe} = 100$  per tutti i transistori.

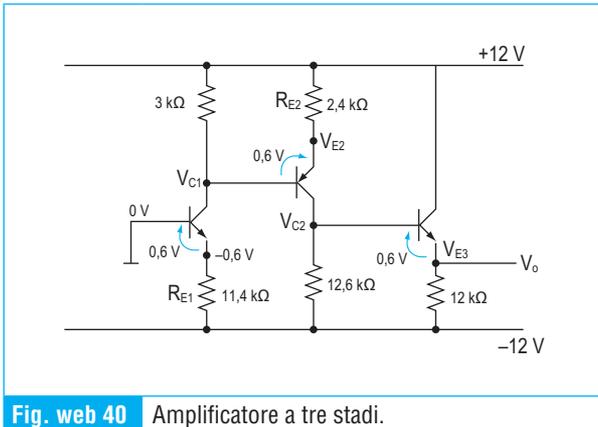


Fig. web 40 Amplificatore a tre stadi.

**Soluzione****Polarizzazione**

Per l'analisi delle polarizzazioni, si tratta sempre di ricercare all'interno del circuito almeno un punto di partenza di tensione nota; il resto viene di conseguenza, utilizzando la semplificazione  $I_C = I_E$  dato l'alto valore di  $h_{FE}$ .

La base del primo transistor è a massa, perciò

$$V_{B1} = 0 \text{ V}; V_{E1} = -0,6 \text{ V}$$

$$I_{E1} = 11,4 \text{ V} / R_{E1} = 1 \text{ mA} = I_{C1}$$

$$V_{C1} = 12 \text{ V} - (R_{C1} \cdot I_{C1}) = 9 \text{ V}$$

$$V_{E2} = V_{C1} + 0,6 \text{ V} = 9,6 \text{ V}$$

$$I_{E2} = (12 \text{ V} - V_{E2}) / R_{E2} = 1 \text{ mA} = I_{C2}$$

$$V_{C2} = -12 \text{ V} + (R_{C2} \cdot I_{C2}) = +0,6 \text{ V} = V_{B3}$$

$$V_{E3} = V_{B3} - 0,6 \text{ V} = 0 \text{ V}$$

$$I_{C3} = (V_{E3} - (-12 \text{ V})) / 12 \text{ k}\Omega = 1 \text{ mA}$$

Risultati di polarizzazione:  $V_{CE1} = 9,6 \text{ V}$ ;

$V_{CE2} = 9 \text{ V}$ ;  $V_{CE3} = 12 \text{ V}$ ;  $I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = 1 \text{ mA}$ .

**Guadagno**

Nel circuito si individuano tre stadi in cascata: i primi due sono dei doppio carico ( $A_v = -R_C / R_E$ ), mentre il terzo è un collettore comune ( $A_v = 1$ ).

Il guadagno complessivo vale

$$A_v = (-R_{C1} / R_{E1}) \cdot (-R_{C2} / R_{E2}) \cdot 1$$

$$= (-0,263) \cdot (-5,25) \cdot 1 = +1,4$$

**Resistenza di ingresso**

La resistenza di ingresso dell'amplificatore è la resistenza offerta dal primo stadio, un doppio carico, perciò

$R_i = h_{fe} \cdot R_{E1} = 100 \cdot 11,4 \text{ k}\Omega = 1,14 \text{ M}\Omega$  (in questa struttura non esistono partitori di polarizzazione).

**Resistenza di uscita**

La resistenza di uscita dell'amplificatore coincide con la resistenza di uscita dell'ultimo stadio, il collettore comune, perciò, ricordando che la

resistenza di base vista dall'emettitore è  $h_{fe}$  volte minore

$$R_o = R_{E3} // [(h_{ie3} + R_{C2}) / h_{fe}]$$

$$h_{ie3} = \frac{50 \text{ mV}}{1 \text{ mA}/100} = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = 12 \text{ k}\Omega // [(5 \text{ k}\Omega + 12,6 \text{ k}\Omega) / 100]$$

$$= 12 \text{ k}\Omega // 176 \Omega = 173 \Omega$$

**Banda**

Non ci sono condensatori di accoppiamento; difatti sia l'ingresso (terminale di base del primo stadio) sia l'uscita dell'amplificatore sono polarizzati a zero volt, perciò si tratta di un amplificatore in continua ( $f_{inf} = 0$ ).

**ESERCIZIO 6****Progetto di un amplificatore per piccolo segnale**

Progettare un amplificatore di tensione per piccolo segnale con  $A_v = -15$ ,  $R_i > 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_o < 150 \Omega$  (uscita in tensione);  $V_o = 0 \text{ V}$ ; frequenza di taglio inferiore minore di 20 Hz.

L'alimentazione disponibile è  $\pm 15 \text{ V}$  e i transistori hanno guadagno minimo  $h_{fe} = 100$ .

**Soluzione**

La resistenza di ingresso ed il guadagno non sono eccessivamente alti, quindi può bastare un doppio carico in ingresso; la resistenza di uscita è bassa, quindi serve un collettore comune in uscita; in totale, il doppio stadio di fig. web 41.

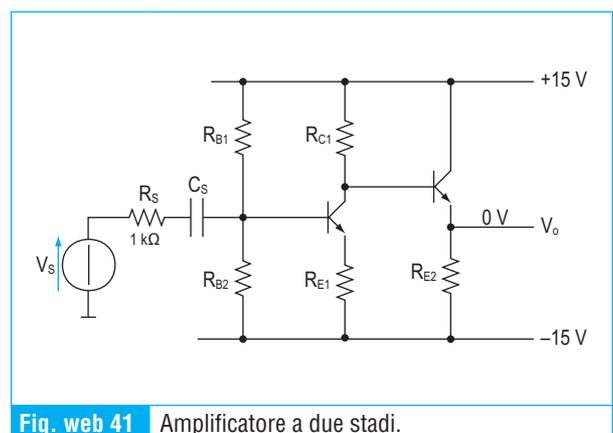


Fig. web 41 Amplificatore a due stadi.

**Polarizzazione e guadagno**

Per ottenere una bassa resistenza di uscita occorre mantenere  $h_{ie}$  bassa nell'ultimo stadio, perciò si sceglie inizialmente  $I_{C2} = 4 \text{ mA}$

$$h_{ie2} = \frac{50 \text{ mV}}{4 \text{ mA}/100} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

Volendo  $V_O = 0 \text{ V}$ ,  $R_{E2} = 15 \text{ V} / 4 \text{ mA} = 3,75 \text{ k}\Omega$ .  
 Per non risentire di  $I_{B2} (= 40 \mu\text{A})$  si sceglie  $I_{C1} = 2 \text{ mA}$  (50 volte piú grande);  $R_{C1} = 14,4 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 7,2 \text{ k}\Omega$  (verifica:  $R_o = R_{E2} // [(h_{ie2} + R_{C1})/h_{fe}] \cong 84,5 \Omega < 150 \Omega$ )  
 $R_{E1} = R_{C1} / A_V = 7,2 \text{ k}\Omega / 15 = 480 \Omega$   
 $V_{B1} = -15 \text{ V} + 0,6 \text{ V} + (480 \Omega \cdot 2 \text{ mA}) = -13,44 \text{ V}$   
 Nel doppio carico, per assicurare che il valore dell'impedenza di ingresso sia indipendente dalle variazioni di  $h_{fe}$  deve essere  
 $R_{B1} // R_{B2} \ll (h_{fe} \cdot R_{E1}) = 48 \text{ k}\Omega$ ,  
 per esempio  $R_{B1}/R_{B2} < 4,8 \text{ k}\Omega$ , un valore troppo basso per garantire  $R_i > 5 \text{ k}\Omega$ , come richiesto dal problema, perció si riparte dall'inizio correggendo  $I_{C2} = 2,5 \text{ mA}$

$$h_{ie2} = \frac{50 \text{ mV}}{2,5 \text{ mA}/100} = 2 \text{ k}\Omega$$

$R_{E2} = 15 \text{ V} / 2,5 \text{ mA} = 6 \text{ k}\Omega$ ;  $I_{C1} = 1,2 \text{ mA}$  (48 volte piú grande di  $I_{B2} = 25 \mu\text{A}$ );  $R_{C1} = 14,4 \text{ V} / 1,2 \text{ mA} = 12 \text{ k}\Omega$  (verifica:  $R_o = R_{E2} // [(h_{ie2} + R_{C1})/h_{fe}] \cong 140 \Omega < 150 \Omega$ )  
 $R_{E1} = R_{C1} / A_V = 12 \text{ k}\Omega / 15 = 800 \Omega$   
 $V_{B1} = -15 \text{ V} + 0,6 \text{ V} + (800 \Omega \cdot 1,2 \text{ mA}) = -13,44 \text{ V}$   
 $(h_{fe} \cdot R_{E1}) = 80 \text{ k}\Omega$ , perció, trattandosi di un doppio carico, deve essere  $R_{B1} // R_{B2} < 8 \text{ k}\Omega$   
 Scegliendo  $R_{B2} = 6,8 \text{ k}\Omega$ , la corrente nel partitore di base vale

$$I = \frac{-13,44 \text{ V} - (-15 \text{ V})}{6,8 \text{ k}\Omega} = 0,23 \text{ mA}$$

(molto piú grande di  $I_{B1} = 12 \mu\text{A}$ )

$$R_{B1} = \frac{15 \text{ V} - (-13,44 \text{ V})}{0,23 \text{ mA}} = 123,65 \text{ k}\Omega$$

verifica dell'impedenza di ingresso:

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R_{E1} \cdot h_{fe} \cong 6,27 \text{ k}\Omega > 5 \text{ k}\Omega$$

**Banda**

Il limite inferiore della banda di amplificazione è determinato dai condensatori di accoppiamento, in questo caso dal solo  $C_s$ , essendo l'uscita polarizzata a zero volt e, quindi, ad accoppiamento diretto, perció

$$C_s > \frac{1}{2\pi \cdot (R_i + R_s) \cdot 20 \text{ Hz}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot (6,27 + 1) \text{ k}\Omega \cdot 20 \text{ Hz}} = 1,09 \mu\text{F}$$

$$C_s = 2,2 \mu\text{F}$$

**web 5**  **Esercizi da svolgere**

**ESERCIZIO 1**

Dato il circuito in fig. web 42, noti i valori:  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $h_{FE} = 100$ ,  $R_B = 380 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ , determinare i valori di polarizzazione  $V_{CE}$ ,  $I_C$ .

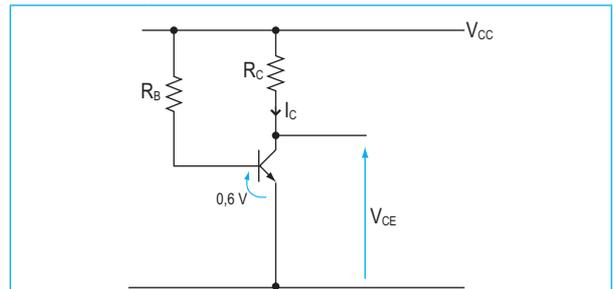


Fig. web 42 Polarizzazione diretta.

[Ris.:  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $I_C = 3 \text{ mA}$ ]

Supponendo che un aumento di temperatura porti  $h_{FE} = 200$ , determinare i nuovi valori di  $V_{CE}$ ,  $I_C$ .

[Ris.:  $V_{CE} = 0 \text{ V}$ ,  $I_C = 6 \text{ mA}$ ,  $\Delta V_{CE} = 6 \text{ V}$ ]

**ESERCIZIO 2**

Determinare i valori di polarizzazione  $V_{CE}$ ,  $I_C$  per il circuito in fig. web 43, noti i valori:  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $h_{FE} = 100$ ,  $R_B = 180 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ .

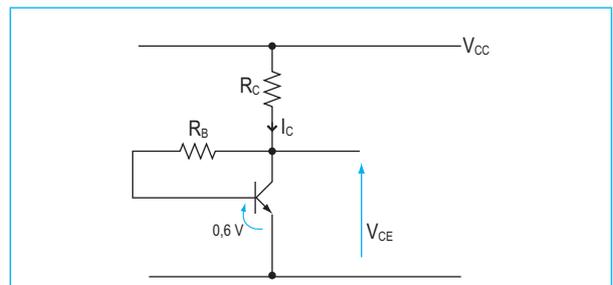


Fig. web 43 Polarizzazione dal collettore.

[Ris.:  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $I_C = 3 \text{ mA}$ ]

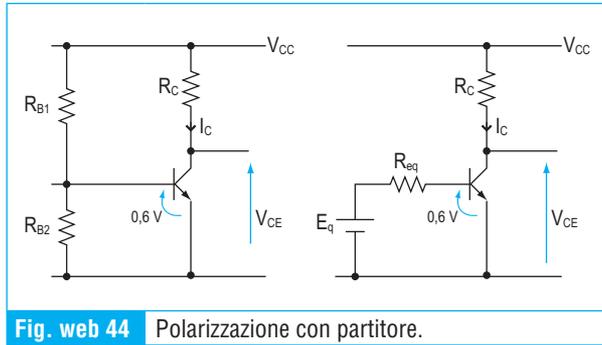
Determinare i nuovi valori di  $V_{CE}$ ,  $I_C$ , supponendo che un aumento di temperatura porti  $h_{FE} = 200$ .

[Ris.:  $V_{CE} = 4,14 \text{ V}$ ,  $I_C = 3,93 \text{ mA}$ ,  $\Delta V_{CE} = 1,86 \text{ V}$ ]

**ESERCIZIO 3**

Dato il circuito in fig. web 44, noti i valori:  $V_{CC} = 12$

$V$ ,  $h_{FE} = 100$ ,  $R_{B1} = 276 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{B2} = 55 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ , determinare i valori di polarizzazione  $V_{CE}$ ,  $I_C$ .



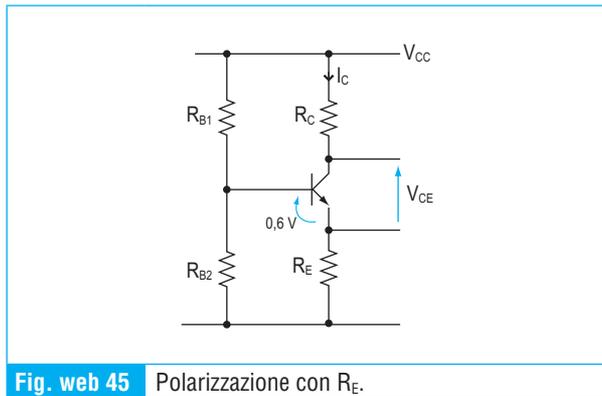
[Ris.:  $E_{eq} = 1,994 \text{ V}$ ,  $R_{eq} = 45,86 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{CE} = 5,92 \text{ V}$ ,  $I_C = 3,04 \text{ mA}$ ]

Supponendo che un aumento di temperatura porti  $h_{FE} = 200$ , determinare i nuovi valori di  $V_{CE}$ ,  $I_C$ .

[Ris.:  $V_{CE} = 0\text{V}$ ,  $I_C = 6,08 \text{ mA}$ ,  $\Delta V_{CE} = 6 \text{ V}$ ]

#### ESERCIZIO 4

Determinare i valori di polarizzazione  $V_{CE}$ ,  $I_C$  per il circuito in fig. web 45, noti i valori:  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $h_{FE} = 100$ ,  $R_{B1} = 68 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{B2} = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 400 \Omega$ ,  $R_C = 1,6 \text{ k}\Omega$ .



[Ris.:  $E_{eq} = 2,17 \text{ V}$ ,  $R_{eq} = 12,29 \text{ k}\Omega$ ,  $I_B = 30 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 3 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ]

Supponendo che un aumento di temperatura porti  $h_{FE} = 200$ , determinare i nuovi valori di  $V_{CE}$ ,  $I_C$ .

[Ris.:  $I_B = 17 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 3,4 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 5,2 \text{ V}$ ,  $\Delta V_{CE} = 0,8 \text{ V}$ ]

#### ESERCIZIO 5

La fig. web 46 fornisce il modello alle medie frequenze di un amplificatore a transistor in connessione a collettore comune (fig. web 20b),

con  $R_b = R_A // R_B$ ; determinarne l'impedenza di ingresso.

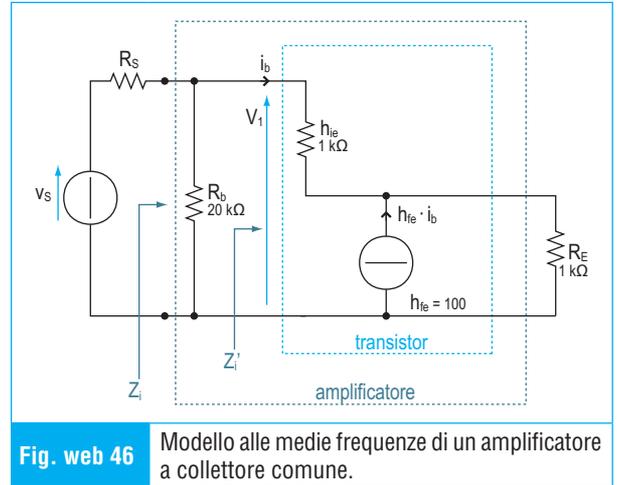


Fig. web 46 Modello alle medie frequenze di un amplificatore a collettore comune.

[Ris.:  $Z_i' = h_{ie} + R_E \cdot (h_{fe} + 1) = 102 \text{ k}\Omega$   
 $Z_i = R_b // Z_i' = 20 \text{ k}\Omega // 102 \text{ k}\Omega = 16,72 \text{ k}\Omega$ ]

#### ESERCIZIO 6

Determinare polarizzazioni e guadagno dell'amplificatore a tre stadi riportato in fig. web 47, sapendo che  $h_{fe} = 100$ . Verificare se  $R_i > 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_o < 100 \Omega$  e la frequenza inferiore  $f_i < 20 \text{ Hz}$ .

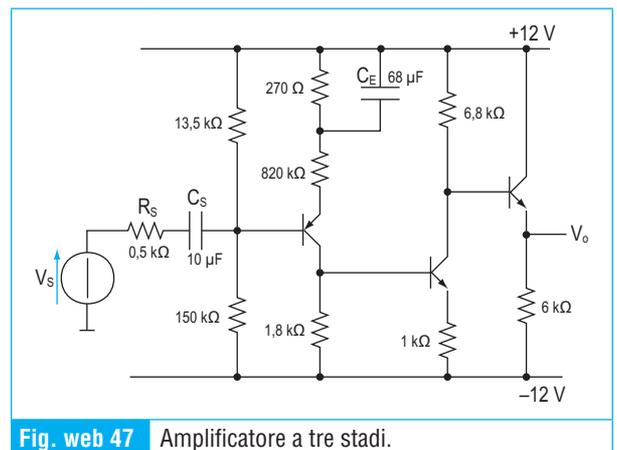


Fig. web 47 Amplificatore a tre stadi.

[Ris.:  $V_{B1} = +10,02 \text{ V}$ ;  $V_{E1} = +10,62 \text{ V}$ ;  
 $I_{E1} = 1,264 \text{ mA} = I_{C1}$ ;  $V_{C1} = -9,72 \text{ V} = V_{B2}$ ;  
 $V_{E2} = -10,32 \text{ V}$ ;  $I_{C2} = 1,68 \text{ mA}$ ;  $V_{C2} = +0,6 \text{ V} = V_{B3}$ ;  
 $V_{E3} = 0 \text{ V}$ ;  $I_{C3} = 2 \text{ mA}$ ;  $V_{CE1} = -20,35 \text{ V}$ ;  
 $V_{CE2} = 10,92 \text{ V}$ ;  $V_{CE3} = 12 \text{ V}$ .  
 $A_v = (-1,8 \text{ k}\Omega / 820 \Omega) \cdot (-6,8 \text{ k}\Omega / 1 \text{ k}\Omega) \cdot 1 = +15$   
 $R_i = R_{B1} // R_{B2} // (h_{fe} \cdot R_{E1}) = 13,5 \text{ k}\Omega // 150 \text{ k}\Omega // (100 \cdot 820 \Omega) = 10,76 \text{ k}\Omega > 10 \text{ k}\Omega$ ;  $h_{ie3} = 2,5 \text{ k}\Omega$ ;  
 $R_o = R_{E3} // [(h_{ie3} + R_{C2}) / h_{fe}] = 6 \text{ k}\Omega // [(2,5 \text{ k}\Omega + 6,8 \text{ k}\Omega) / 100] = 92 \Omega < 100 \Omega$ ]

$$f_{i1} = \frac{1}{2\pi(R_i + R_s) \cdot C_s}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot (10,76 + 0,5) \text{ k}\Omega \cdot 10 \mu\text{F}}$$

$$= 1,413 \text{ Hz} \ll 20 \text{ Hz};$$

$$f_{i2} = \frac{1}{2\pi \cdot 270 \Omega \cdot 68 \mu\text{F}} = 8,7 \text{ Hz} < 20 \text{ Hz}]$$

**ESERCIZIO 7**

Dimensionare l'amplificatore a transistor in fig. web 48 in modo da avere  $A_V = -7$ ;  $R_i > 15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_o < 200 \Omega$ ;  $V_O = 0 \text{ V}$ ;  $f_i < 20 \text{ Hz}$ .

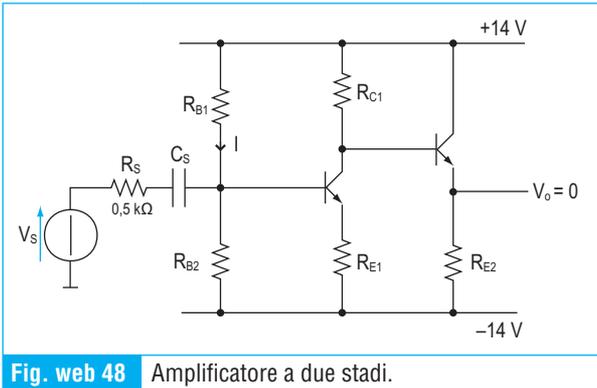


Fig. web 48 Amplificatore a due stadi.

L'alimentazione disponibile è  $\pm 14 \text{ V}$  e si supponga  $h_{FE} = h_{fe} = 100$ . La dinamica massima del segnale di ingresso vale  $V_s = \pm 0,9 \text{ V}$ . Imporre  $I_{C2} = I_{C1} = 1 \text{ mA}$ ,  $I = 0,13 \text{ mA}$ .

[Ris.:  $h_{ie2} = 5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{E2} = 14 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{C1} = 13,4 \text{ k}\Omega$ ;  
 $R_o = R_{E2} // [(h_{ie2} + R_{C1}) / h_{fe}] \cong 181,6 \Omega < 200 \Omega$   
 $R_{E1} = R_{C1} / 7 = 1,9 \text{ k}\Omega$ ;  $V_{E1} = -12,1 \text{ V}$ ;  $V_{CE1} = 12,7 \text{ V}$

Verifica della dinamica massima:

$$I_{C1\text{max}} = (28 \text{ V} - 0,5 \text{ V}) / (13,4 \text{ k}\Omega + 1,9 \text{ k}\Omega) = 1,8 \text{ mA};$$

$$V_{O\text{min}} = 14 \text{ V} - 13,4 \text{ k}\Omega \cdot 1,8 \text{ mA} - 0,6 \text{ V} = -10,6 \text{ V};$$

$$\Delta V_{O\text{max}} = \pm 10,6 \text{ V};$$

$$\Delta V_{S\text{max}} = \Delta V_{O\text{max}} / 7 = \pm 1,5 \text{ V} > \pm 0,9 \text{ V}$$

partitore di base  $R_{B2} = 19 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{B1} = 194 \text{ k}\Omega$

$$R_{B1} // R_{B2} = 17,3 \text{ k}\Omega \ll (h_{fe} \cdot R_{E1})$$

$$= 100 \cdot 1,9 \text{ k}\Omega = 190 \text{ k}\Omega$$

resistenza di ingresso

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R_{E1} \cdot h_{fe} \cong 15,5 \text{ k}\Omega > 15 \text{ k}\Omega$$

$$C_s > \frac{1}{2\pi \cdot (15,5 \text{ k}\Omega + R_s) \cdot 20 \text{ Hz}} = 0,497 \mu\text{F}$$

$C_s = 1 \mu\text{F}]$

**Web 6**  **Test**

Tra le seguenti affermazioni, individua quelle corrette (V) e quelle errate (F).

**1. Trattando degli amplificatori a transistor, si può affermare che:**

1. l'ampiezza del segnale da amplificare è paragonabile al valore del generatore di polarizzazione  V  F
2. il modello statico caratterizza la polarizzazione  V  F
3. il modello dinamico traduce il comportamento del transistor per ampie variazioni nell'intorno del punto di lavoro  V  F
4. la polarizzazione determina il punto di lavoro  V  F

**2. Ragionando del modello dinamico, è corretto dire che:**

1.  $h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$  rappresenta la resistenza equivalente dinamica della giunzione base-emettitore  V  F
2.  $h_{ie}$  ha un valore ohmico elevato  V  F
3. l'artefice del guadagno di tensione è il valore elevato del parametro  $h_{fe}$  del transistor  V  F
4. il valore di  $h_{fe}$  è stabile nel tempo e al variare delle condizioni ambientali  V  F

**3. Confrontando le prestazioni dei diversi circuiti di polarizzazione si può dire che:**

1. la polarizzazione diretta è quella che risente di meno delle variazioni di  $h_{FE}$   V  F
2. la polarizzazione dal collettore è meno stabile della polarizzazione diretta  V  F
3. la polarizzazione a partitore va dimensionata con  $V_E = \frac{1}{10} \cdot V_{CC}$   V  F
4. la polarizzazione a partitore va dimensionata per una corrente uguale ad  $I_B$   V  F

**4. Per quanto riguarda la banda dell'amplificatore:**

1. i condensatori di accoppiamento determinano il valore della frequenza inferiore  V  F
2. i condensatori parassiti determinano il valore della frequenza superiore  V  F
3. i condensatori di accoppiamento hanno capacità molto piccole  V  F
4. i condensatori parassiti hanno capacità elevate  V  F

**5. Nel modello alle medie frequenze, si nota che:**

1. ogni condensatore di accoppiamento è sostituito con un cortocircuito  V  F
2. i generatori di tensione continua sono da considerarsi dei circuiti aperti  V  F
3. le resistenze del partitore di polarizzazione risultano in serie tra loro  V  F
4. il condensatore  $C_E$ , se presente, pone in cortocircuito la resistenza  $R_E$   V  F

**6. Tra le configurazioni possibili degli amplificatori a transistor:**

1. il doppio carico ha resistenza di ingresso alta e guadagno di tensione indipendente da  $h_{fe}$   V  F
2. l'emettitore comune ha resistenza di ingresso alta e guadagno di tensione indipendente da  $h_{fe}$   V  F
3. il base comune ha resistenza di ingresso bassa e guadagno di corrente unitario  V  F
4. il collettore comune ha resistenza di ingresso alta e guadagno di tensione indipendente da  $h_{fe}$   V  F

### 7. In uno stadio di potenza:

1. la struttura di uscita è composta da due transistor complementari in configurazione ad emettitore comune  V  F
2. ciascuno dei transistor opera su una delle semionde del segnale  V  F
3. il transistor di source è anche detto di pull-up  V  F
4. l'interposizione tra le basi dei transistor di una coppia di diodi polarizzati serve a garantire la distorsione di cross-over  V  F

### 8. Trattando in merito ai segnali da amplificare, si può dire che:

1. i segnali provenienti dal mondo fisico hanno generalmente un terminale riferito a massa  V  F
2. in un segnale differenziale l'informazione è rilevabile dalla differenza tra due tensioni, ciascuna delle quali diversa da zero  V  F
3. i segnali molto lenti vanno amplificati utilizzando condensatori di accoppiamento  V  F
4. per amplificare i segnali audio e video si utilizzano amplificatori in continua  V  F

### 9. Un amplificatore differenziale:

1. deve saper amplificare la sola componente differenziale del segnale  V  F
2. è bene che i due ingressi siano a bassa impedenza  V  F
3. nell'equazione  $V_O = A_V \cdot V_d + A_{cm} \cdot V_{cm}$  si vuole  $A_V = 0$   V  F
4. minore è il guadagno  $A_{cm}$  e migliore è l'amplificatore  V  F

### 10. Nello schema circuitale di un amplificatore differenziale:

1. in ingresso si notano due transistor accoppiati di emettitore  V  F
2. la polarizzazione di ingresso è ottenuta mediante partitore con  $R_E$   V  F
3. il circuito di ingresso è perfettamente simmetrico  V  F
4. il guadagno dinamico è pari a quello di un amplificatore ad emettitore comune  V  F