

Appunti di laboratorio

1.Introduzione

Definiamo amplificatore un operatore circuitale che amplifica un segnale elettrico, sia esso di tensione che di corrente. Si possono quindi pensare quattro tipi diversi di amplificatori:

- i*)-amplificatore con ingresso tensione, uscita tensione;
- ii*)-amplificatore con ingresso tensione, uscita corrente;
- iii*)-amplificatore con ingresso corrente, uscita corrente;
- iv*)-amplificatore con ingresso corrente, uscita tensione.

Se definiamo come amplificazione A , il rapporto fra l'ampiezza del segnale d'uscita e quella del segnale di ingresso, è chiaro che A sarà un *numero puro* solo nei casi *i* e *iii*. A avrà invece le dimensioni di una *transconduttanza*, g_m , nel caso *ii*, e di una *resistenza*, r , nel caso *iv*.

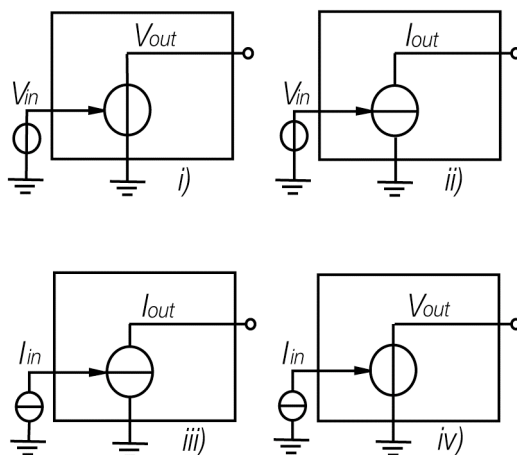


Fig. 1.1

Nella Fig. 1.1 sono schematizzati i quattro casi di amplificatore considerati.

Tutte le configurazioni hanno applicazioni in casi specifici.

Conviene a questo punto mettere in evidenza che per le configurazioni *i* e *ii*, controllate in tensione, nel caso ideale l'amplificatore dovrà presentare un'impedenza d'ingresso infinita, nella realtà molto alta, per non perturbare il generatore di segnale che lo pilota che sarà nella realtà tutt'altro che ideale, ovvero avrà impedenza diversa da zero. Nei casi *iii* e *iv*, invece l'impedenza d'ingresso ideale dovrà essere zero, nella realtà molto piccola, al fine di convogliare nell'amplificatore tutta la corrente

generata dalla sorgente che potrà avere un'impedenza d'uscita, in parallelo, non infinita quale invece dovrebbe essere quella di un generatore ideale.

La porzione di V_s , V_{in} , che vede un amplificatore pilotato in tensione è data da:

$$V_{in} = \frac{V_s Z_{ina}}{Z_{ina} + Z_{outs}} \approx V_s \quad (1.1)$$

per $Z_{ina} \gg Z_{outs}$, essendo rispettivamente Z_{ina} e Z_{outs} l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore e l'impedenza d'uscita del generatore, mentre la porzione di I_s , I_{in} , vista da un amplificatore pilotato in corrente è data da:

$$I_{in} = \frac{I_s Z_{outs}}{Z_{ina} + Z_{outs}} \approx I_s \quad (2.1)$$

per $Z_{ina} \ll Z_{outs}$.

In Fig. 2.1 sono dati i circuiti equivalenti dei casi sopra descritti.

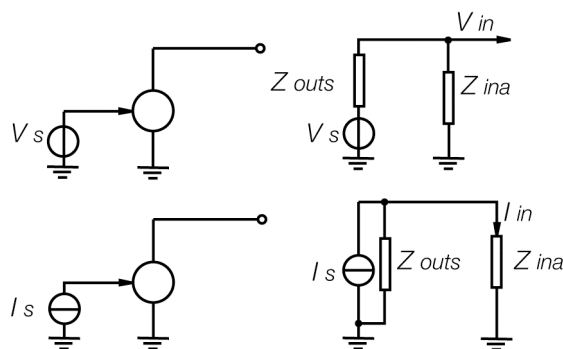


Fig. 2.1

Per realizzare un amplificatore, dobbiamo partire dai componenti elettronici che abbiamo a disposizione: *transistori bipolari*, *transistori a effetto di campo*, *transistori CMOS*.

Anche se in laboratorio useremo solamente transistori bipolari, conviene comunque dare una valutazione di questi componenti per vedere quale, *in linea di principio*, sia il più conveniente per costruire un *amplificatore base*, cioè un operatore che abbia caratteristiche tali da poter essere usato in applicazioni diverse e col quale, fatte opportune connessioni, sia possibile realizzare tutte le diverse configurazioni da *i* a *iv*.

Vedremo in seguito che questo *amplificatore base* verrà chiamato, per ragioni storiche, *amplificatore operazionale*.

I vari transistori che abbiamo a disposizione possono tutti essere descritti con buona approssimazione come generatori di corrente controllati in tensione. Nel caso del transistor bipolare in effetti si potrebbe opinare (lo si vedrà meglio nel paragrafo successivo nel quale si descrivono alcune misure da fare) che forse la miglior descrizione sarebbe quale generatore di corrente I_c , corrente di collettore, controllato in corrente da I_b , corrente di base. Mentre per gli altri due componenti il modello tensione d'ingresso corrente d'uscita si adatta perfettamente.

Il limite del modello, nel caso del transistor bipolare, è dovuto al fatto che l'impedenza che presenta alla sorgente di tensione l'elettrodo di controllo, base, è reattivamente bassa, mentre negli altri casi è praticamente infinita essendo il gate o contropolarizzato, transistor ad effetto di campo, o addirittura isolato, transistor CMOS. Tuttavia tenendo presente questo fatto, e che comunque siamo di fronte a componenti reali e non ideali, è possibile e conveniente *considerare tutti i componenti attivi a disposizione come generatori di corrente controllati in tensione*.

L'amplificatore base che ci proponiamo di realizzare sarà, nostra scelta arbitraria, del tipo ingresso e uscita in tensione.

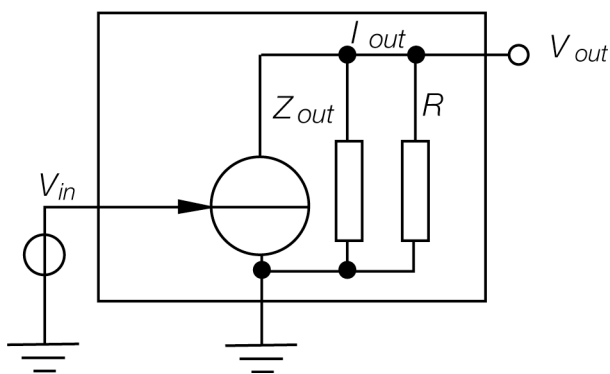


Fig. 3.1

Per ottenere quindi un tale operatore, Fig. 3.1, dovremo chiudere la corrente I_{out} del generatore controllato, su una resistenza R al fine di ottenere una tensione d'uscita:

$$V_{out} = R \cdot I_{out} \quad (3.1)$$

proporzionale alla corrente d'uscita. Tenendo presente che per un generatore di corrente controllato in tensione (tipo *ii*) di Fig. 1.1 vale

$$I_{out} = g_m V_{in} \quad (4.1)$$

l'amplificazione diventerà

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m R \quad (5.1)$$

Il *limite massimo* dell'amplificazione sarà raggiunto per R che tenda all'infinito. Ovviamente A non sarà mai infinita anche per R infinita, essendo inevitabile che in parallelo ad R ci sia l'impedenza d'uscita del nostro generatore controllato che non è affatto un generatore ideale. Se chiamiamo Z_{out} l'impedenza d'uscita del transistor usato, il limite massimo di amplificazione *teoricamente raggiungibile* sarebbe

$$A = g_m Z_{out} \quad (6.1)$$

Diamo ora una valutazione di questo *valore limite*. Deve essere chiaro che questo valore in pratica non sarà mai neanche lontanamente raggiunto, ma serve a noi per valutare il *merito* dei diversi componenti. Nei transistori bipolari risulta (nei paragrafi successivi sarà meglio giustificato)

$$\frac{1}{g_m} = r_e = \left[\frac{kt}{q} \right] \frac{1}{I_c} = \frac{V_T}{I_c} \quad (7.1)$$

dove $k=1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$, costante di Boltzman $q=1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, carica dell'elettrone.

Il termine fra parentesi quadre alla temperatura ambiente risulta essere 25mV . Per correnti I_c ragionevoli, diciamo nell'intervallo di $0,1\text{-}5\text{mA}$, r_e risulta essere di $5\text{-}250\Omega$.

Diciamo quindi che g_m è dell'ordine di 10^{-1} , 10^{-2} . La Z_{out} di un bipolare è dell'ordine del $M\Omega$. Il *valore limite* dell'amplificazione per i bipolari è quindi di qualche unità per 10^5 .

Nei transistori ad effetto di campo la transconduttanza g_m è dell'ordine di qualche unità in 10^{-3} , mentre Z_{out} è sostanzialmente uguale a quella di un bipolare o leggermente più piccola. Ne risulta che in questo caso la *A limite* è dell'ordine di qualche unità per 10^4 .

Nei transistori CMOS la transconduttanza g_m è, al massimo, dell'ordine di qualche unità in 10^{-4} , mentre Z_{out} è sostanzialmente minore di quella di un bipolare essendo, nella migliore delle ipotesi, dell'ordine di qualche unità in 10^4 . Ne risulta che in questo caso la *A limite* è dell'ordine di qualche unità per 10^2 .

Si vede quindi come gli elementi più adatti a costruire amplificatori siano i bipolari o i transistori ad effetto di campo, mentre i CMOS soffrono di severe limitazioni. Questo non vuol dire che essi non siano utilizzati in applicazioni analogiche. Anzi il grande sviluppo della tecnologia CMOS, che permette integrazioni su larga scala, consente di realizzare, utilizzando tecniche opportune di progettazione, circuiti integrati analogici con ottime prestazioni, bassa potenza e minimo ingombro. Essenzialmente si sopperisce alla bassa transconduttanza e alla bassa impedenza d'uscita con architetture che usano un più alto numero di elementi attivi, che comunque occupano aree di silicio irrilevanti.

2. Il Transistore

Dopo le definizioni generali del paragrafo precedente definiamo le caratteristiche fondamentali del transistore bipolare che useremo per semplici progetti. In questo corso di laboratorio ci proponiamo di trattare il transistore come circuito attivo il cui comportamento sia descritto da curve caratteristiche e/o semplici relazioni matematiche. Tralascieremo di descrivere la fisica del dispositivo, che viene trattata in dettaglio in altri corsi, per arrivare in modo rapido a poter trattare il transistore come elemento circuitale che ci permetta di realizzare alcuni circuiti fondamentali sia analogici (amplificatori) che digitali (porte logiche). Prendiamo come elemento base il transistore NPN, l'estensione al tipo PNP risulterà semplice da quanto ora si andrà a descrivere.

I simboli del NPN e del PNP sono dati nella Fig. 1.2.

Nel seguito nello scrivere i simboli useremo il pedice maiuscolo quando le quantità si riferiscono ai grandi segnali, ovvero alla polarizzazione dei dispositivi, e i pedici minuscoli quando le quantità si riferiscono ai piccoli segnali, ovvero alle variazioni intorno al punto di polarizzazione. Tutto ciò sarà evidente nel seguito.

Si distinguono *base, emettitore, collettore*.

Le correnti nel dispositivo hanno i versi in figura. Vale la relazione

$$I_E = I_B + I_C \quad (1.2)$$

ovvero in emettitore si sommano le correnti provenienti dalla base e dal collettore.

Inoltre la corrente di base *controlla* quella di collettore nel senso che imponendo una data corrente di base risulta sempre che la corrente del collettore è

$$I_C = I_B * \beta \quad (2.2)$$

Si dice che β è il guadagno in corrente del transistore. Il suo valore dipende dalla famiglia di transistori e può variare da 20 a 1000. Per un dato tipo viene normalmente dato l'intervallo in cui esso varia, e la variazione tipica è entro un fattore due nella maggioranza dei casi.

C'è comunque sempre almeno un *ordine di grandezza* di differenza fra I_C e I_B pertanto la (1.2) può essere riscritta come

$$I_C \cong I_E \quad (3.2)$$

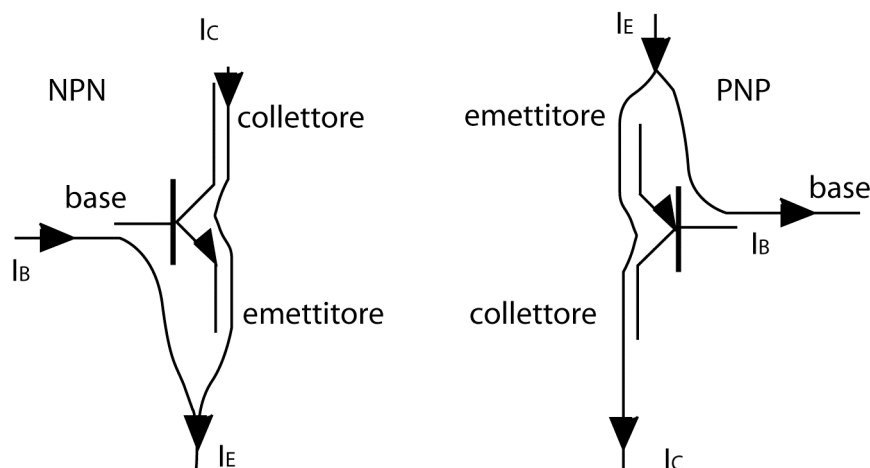


Fig. 1.2

Inoltre in un transistor acceso ovvero *polarizzato* esiste sempre una differenza di tensione, V_{BE} , in *prima approssimazione costante*, fra base e collettore pari a 0,6-0,7 V.

La tensione in collettore invece può essere qualsiasi purchè maggiore di quella di base ed emettitore.

Il primo circuito che realizziamo per comprendere la polarizzazione è quello della Fig. 2.2.

Questo circuito ci servirà per dare *il grafico della corrente di collettore (ordinate) in funzione della tensione sul collettore (ascisse)*.

Poichè abbiamo detto che la tensione sul collettore non influenza la corrente nel collettore ci aspetteremo una curva in prima approssimazione orizzontale. Tuttavia la corrente sul collettore dipenderà da quella che iniettiamo in base, quindi ci aspetteremo una famiglia di curve orizzontali che hanno come *parametro* la corrente di base.

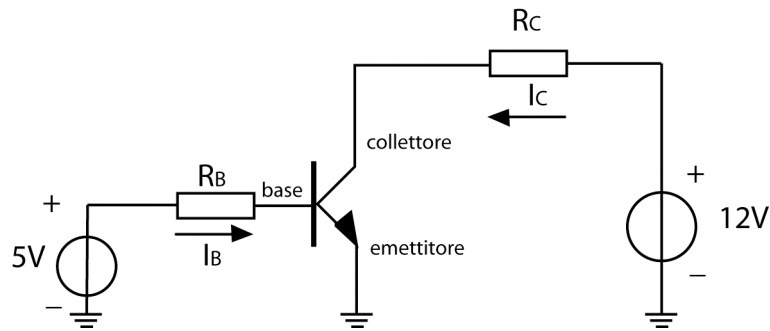


Fig. 2.2

Cerchiamo ora di dare dei valori alle R_B e R_C che ci permettano le misure. Innanzitutto chiariamo che quando si lavora con transistori ci si muove in intervalli accettabili di corrente dell'ordine della frazione di mA o di qualche mA .

Ricordando inoltre ciò che abbiamo detto per il β , iniziamo a lavorare nell'ipotesi che esso sia circa 50.

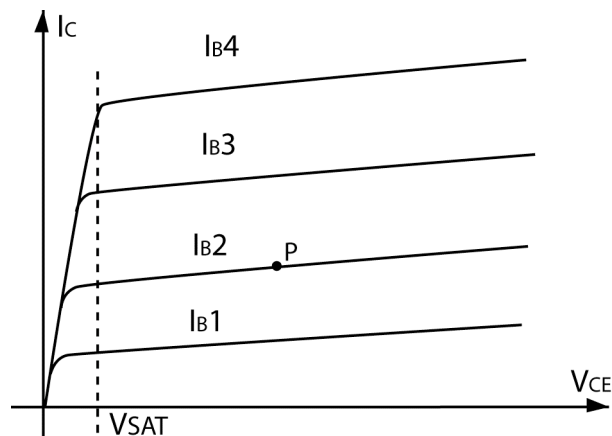


Fig. 3.2

Se la corrente di base è il nostro parametro decidiamo di rilevare le curve per alcuni valori di essa: da $0,01mA$ a crescere in passi di $10\mu A$.

Definiamo quindi R_{B1} per il primo valore di corrente di base.

$$R_{B1} = \frac{5 - 0,6}{0,01 * 10^{-3}} \approx 440K\Omega$$

Poichè questo valore non esiste sceglieremo $470K\Omega$ e poi *misureremo* esattamente il valore della corrente di base.

Procederemo analogamente per definire i successivi valori delle resistenze 2, 3, ecc.

Diamo ora un valore alla R_C . Abbiamo fatto un'ipotesi sul β e quindi partiamo con un valore di resistenza di $1K\Omega$.

Misuriamo quindi con queste due prime resistenze I_B , I_C , V_{CE} e V_{BE} .

Tenedo fissa la resistenza di base cambiamo la R_C con almeno altri quattro/cinque valori, in progressione crescente, per ottenere abbastanza punti per la prima corrente di base.

Aumentiamo quindi I_B e procediamo analogamente ottenendo una tabella dove per ogni I_B abbiamo abbastanza valori di V_{CE} e I_C .

Inoltre costruendo la tabella misuriamo sempre la tensione base-emettitore in funzione della corrente di base in modo da poter fare anche il grafico dell' I_B in funzione della V_{BE} . Si vede infatti che anche V_{BE} varia leggermente anche se per il transistor acceso si può approssimare correttamente dicendo che essa è praticamente $0,6/0,7V$.

Succedrà che per correnti alte ovvero per alte resistenze di collettore si riduca molto la V_{CE} . Infatti dai dati della tabella dovremmo ottenere delle curve del tipo di Fig. 3.2.

Le pendenze indicate in figura sono del tutto indicative e presumibilmente quelle ottenute dai dati sperimentali saranno molto inferiori.

Per descrivere bene le curve è opportuno mettersi nelle condizioni di avere punti anche a destra della linea tratteggiata lavorando opportunamente coi valori di R_C .

Si definisca inoltre qual è il valore, V_{SAT} , delle ascisse intorno al quale passa la curva tratteggiata.

Si ottimizzino i punti di misura per ottenere in definitiva una famiglia di curve che definisca le caratteristiche del transistor in un intervallo di I_C da 0 a 5 mA e V_{CE} da zero (?) a non più di 12 V con un adeguato numero di punti.

Costruire inoltre la curva di I_B verso V_{BE} con un numero adeguato di punti, assicurandosi che per i punti misurati V_{CE} sia a destra della curva tratteggiata.

Analizziamo ora il significato delle curve ottenute.

Dalle curve del tipo di Fig. 3.2 si vede che il transistor polarizzato può essere considerato come un generatore di corrente in buona approssimazione purchè ai capi ci sia una tensione V_{CE} maggiore di quella trovata con l'intercetta verticale tratteggiata. Infatti la sua corrente I_C è

praticamente costante al variare di V_{CE} . In questa zona il transistor si dice lavorare in *zona lineare*.

Per tensioni inferiori a quella dell'intercetta, V_{SAT} , il transistor non si comporta più come generatore ma tutte le curve, indipendentemente da I_B , si sovrappongono. In questa zona di funzionamento il transistor si dice in *saturatione*: non vale più β il rapporto fra I_C e I_B .

Per utilizzare il transistor come amplificatore bisogna polarizzarlo in modo che lavori in zona lineare.

A questo punto conviene fare la distinzione del transistor che lavora con grandi segnali ovvero con tensioni continue come quelle usate per rilevare le curve e il transistor che lavora per piccoli segnali intorno al punto di polarizzazione. Ovvero posto il transistor in condizioni di polarizzazione corretta, ad esempio intorno al punto P sulla curva di Fig. 3.2, cerchiamo di realizzare un amplificatore del tipo di Fig. 3.1.

Converrà quindi valutare la sua *trasconduttanza* utilizzando la curva che ci dà la I_B in funzione di V_{BE} e che è rappresentata dalla

$$I_B = I_S \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) \approx I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (4.2)$$

ove

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (5.2)$$

è la stessa della (7.1) e I_S è detta *corrente inversa della giunzione*. Essa è dell'ordine di qualche μA , ma vedremo che non sarà necessario conoscere il suo esatto valore.

Ricordiamo che la *trasconduttanza*, g_m , è il *rapporto fra la corrente modulata nel transistor dalla piccola variazione della tensione d'ingresso, intorno al punto di lavoro, e la variazione della tensione d'ingresso*. Vediamo di valutarla dalla curva I_B verso V_{BE} ricordando che nel nostro caso sarà per quanto detto

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \quad (6.2)$$

Derivando la (4.2)

$$\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \frac{I_B}{V_T} \quad (7.2)$$

e ricordando la (2.2) derivata anch'essa, otteniamo

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \beta \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \beta \frac{I_B}{V_T} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{1}{r_e} \quad (8.2)$$

che giustifica la (7.1) già vista. Ricordando che V_T a temperatura ambiente vale $25mV$, è immediato valutare g_m . È interessante notare che essa è solo funzione della I_C ovvero del punto di lavoro del transistor. Utilizzeremo i risultati delle nostre misure per realizzare qualche semplice configurazione di amplificatore del tipo di Fig. 3.1.

Fare ora una relazione in cui si riportano le misure fatte, i grafici delle curve e si discutono i valori trovati.

3-Amplificatori ad 1 transistoro.

Cerchiamo ora, con uno dei transistori sopravvissuti alle misure del paragrafo precedente, di realizzare un circuito amplificatore. Teniamo sempre presente che bisogna distinguere polarizzazione (punto di lavoro), da funzionamento per piccoli segnali (variazioni intorno al punto di lavoro).

Adottiamo come primo circuito quello della Fig. 1.3. Prima di cercare di dimensionarlo facciamo alcune considerazioni su di esso.

Sicuramente ha il pregio della semplicità ma ha anche il difetto che la sua polarizzazione dipende largamente dal valore del β . Come abbiamo già detto questo è un valore poco noto e in generale si preferirebbe basare il progetto su quantità note. Ma vediamo quanto è dipendente la polarizzazione dal β e se possiamo tollerare questa dipendenza.

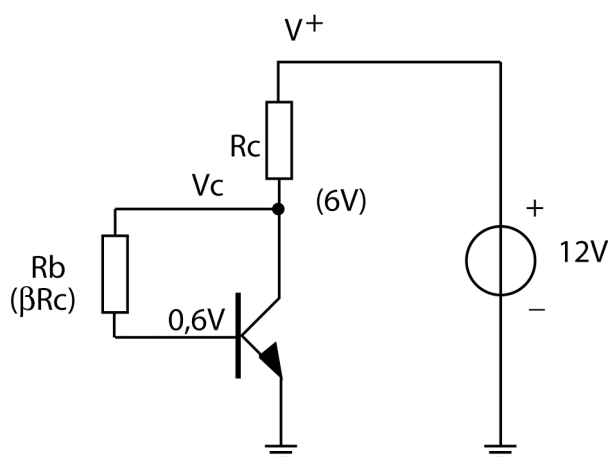


Fig. 1.3

È chiaro che se vogliamo lavorare con collettore a $6V$, trascurando il valore $0,6V$ (ordine di grandezza), possiamo dire che su R_C passa I_C e su R_B passa I_B , quindi il rapporto tra le resistenze è uguale al β , essendo in prima approssimazione uguale la tensione ai loro capi.

Facendo un conto più preciso possiamo scrivere

$$\frac{V_C - 0,6}{\beta R_C} * \beta = \frac{V^+ - V_C}{R_C} \quad (1.3)$$

da cui

$$V_C = \frac{V^+ - 0,6}{2} \approx \frac{V^+}{2} \quad (2.3)$$

se $V^+ \gg 0,6V$.

Facciamo ora un'analisi qualitativa del circuito. Se β non è quella nominale, diciamo più grande, allora ci sarà più corrente sul collettore e V_C si abbasserà, ma come conseguenza allora si ridurrà la tensione ai capi di R_B facendo diminuire la corrente I_B , c'è quindi un effetto di compensazione automatica, detta anche *controreazione*, che limita gli effetti della variazione di β . Cerchiamo ora di quantificare.

Differenziando la (1.3) e tenendo conto dell'approssimazione usata in (2.3) otteniamo

$$\frac{\Delta V_C}{V_C} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta \beta}{\beta} \quad (3.3)$$

la variazione percentuale di V_C è minore della variazione percentuale di β .
Costruire un circuito del tipo di Fig. 2.3 ponendo valori che permettano di avere circa 6V sul collettore, con una corrente I_C di circa 1mA.

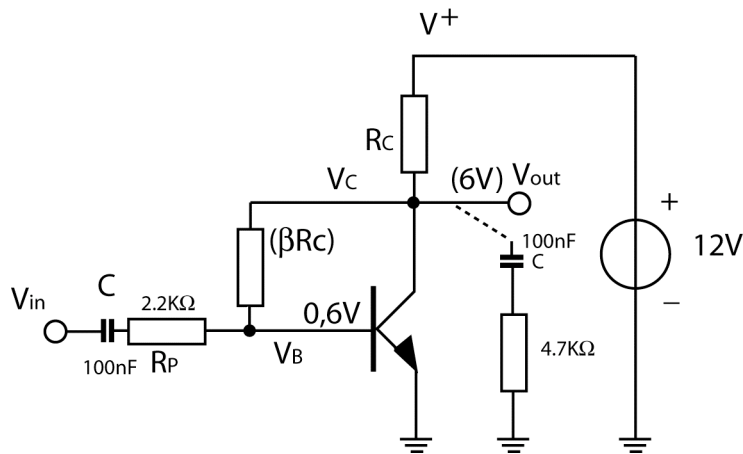


Fig. 2.3

Applicare una sinusoide di piccola ampiezza ($\sim 20-50mV$) in V_{in} e misurare il guadagno dello stadio in funzione della frequenza da 100Hz a 150Khz in passi di circa 10Khz. Il guadagno per piccoli segnali da V_b a V_{out} deve essere uguale al valore che è possibile calcolare

$$A = \frac{V_{out}}{V_b} = -g_m R_C \quad (4.3)$$

Tenedo presente che abbiamo posto una resistenza di protezione R_P calcolare l'impedenza d'ingresso dello stadio.

Per fare ciò fare riferimento alla Fig. 2.1.

La capacità C è di un valore tale da poterla considerare un corto circuito per le frequenze in oggetto. È vero sempre?

-Fare una relazione sul metodo di polarizzazione.

-Fare il grafico del guadagno, per i piccoli segnali, in funzione della frequenza, sia come V_{out}/V_b che come V_{out}/V_{in} .

-Fare una relazione sulle misure delle impedenza d'ingresso e della impedenza d'uscita. Per misurare l'impedenza d'uscita inserire un carico come in figura. Di nuovo la C sia abbastanza grande da essere un corto per i segnali.

-Perchè le capacità d'ingresso sono state inserite? La ragione ha a che fare con il problema della polarizzazione.

-Rifare le misure cambiando la I_C sia in aumento che in diminuzione. Attenzione alle polarizzazioni!

-Esaurite queste misure ponendo di nuovo I_C a circa 1mA rifare le misure di guadagno cambiando il valore della resistenza di protezione facendo variare il suo valore da 2.2KΩ fino al valore che è stato scelto per R_B . Completare la relazione con queste misure di guadagno V_{out}/V_{in} . Vedere il paragrafo successivo per l'interpretazione dei dati.

4. Ulteriori considerazioni sul circuito precedente

Dalle misure sul circuito di Fig. 1.3 porsi nella condizione di $I_C=1\text{ mA}$ e modificare il circuito come in Fig. 1.4.

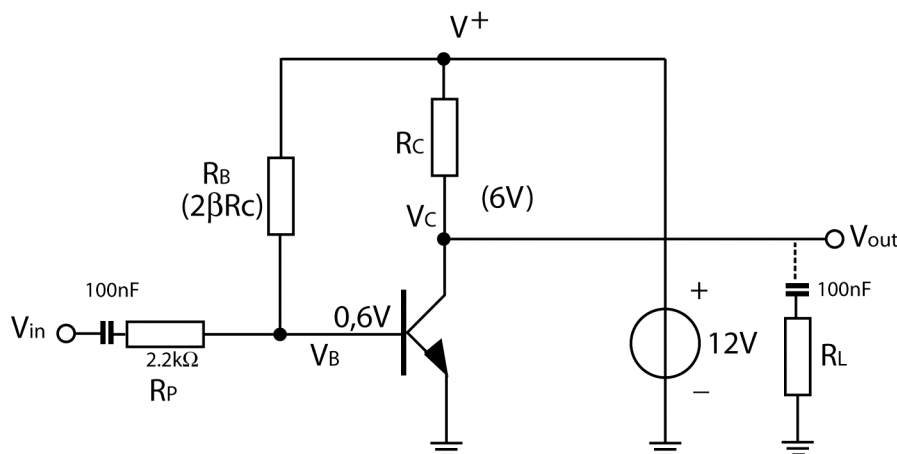


Fig. 1.4

È molto probabile che la R_B vada aumentata di più che un fattore 2. Perché? *Manca in questo caso l'effetto stabilizzante della controreazione...*

Misurare ora il guadagno V_{out}/V_b . A parità di R_C dovrebbe rimanere lo stesso di Fig. 2.3. Le impedenze d'ingresso e d'uscita però non dovrebbero più essere le stesse. Misurarle. La misura delle impedenze richiede una estrema cura. Durante la lezione verranno dati opportuni suggerimenti.

Ora cerchiamo di capire come mai il guadagno rimane lo stesso ma non le impedenze.

Possiamo anticipare che la differenza è dovuta all'assenza della *controreazione* della quale si è già accennato parlando della polarizzazione del circuito di Fig. 1.3. In effetti si è discusso qualitativamente di essa per quanto riguarda la polarizzazione (attenuazione dell'effetto della variazione del β), ma è chiaro che essa avrà un effetto anche per i piccoli segnali. Cerchiamo di vedere come. Ricostituiamo il circuito di Fig. 2.3 (Fig. 2.4) ove la resistenza da $2.2\text{ k}\Omega$ sia sostituita da un valore di circa $1/2\beta R_C$.

Applichiamo ora una V_{in} dell'ordine di 1-2 V e misuriamo V_c , V_b , V_{in} . V_b dovrebbe essere molto piccola rispetto agli altri due valori pertanto la possiamo trascurare se è, come dovrebbe risultare dalla misura, almeno un'ordine di grandezza più piccola degli altri due valori.

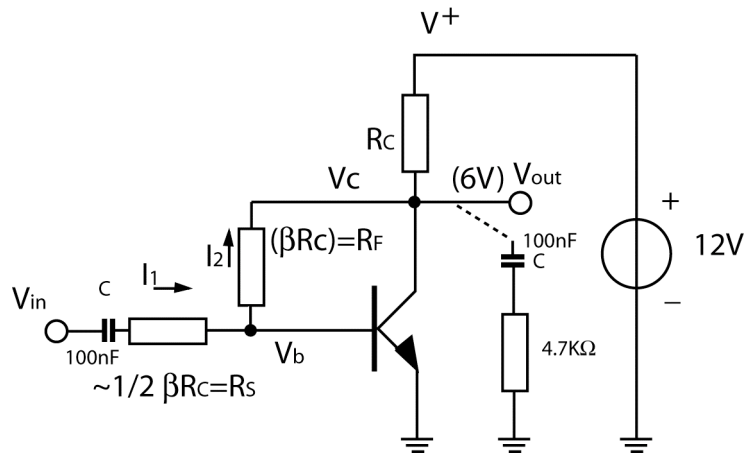


Fig. 2.4

Notiamo i versi delle correnti segnati nello schema: evidentemente si tratta delle correnti generate dai *piccoli segnali* e non di quella di polarizzazione. Per la polarizzazione infatti sarebbe nulla I_1 ed I_2 avrebbe il verso opposto.

Possiamo scrivere pertanto

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_S} \quad (1.4)$$

$$I_2 = -\frac{V_{out}}{R_F} \quad (2.4)$$

Dalla misura quindi possiamo calcolare sia I_1 che I_2 .

In prima approssimazione questi due valori dovrebbero risultare uguali, quindi possiamo scrivere che

$$\frac{V_{in}}{R_S} = -\frac{V_{out}}{R_F} \quad (3.4)$$

ovvero che

$$A = \frac{V_{out}}{V_S} = -\frac{R_F}{R_S} \approx 2 \quad (4.4)$$

Abbiamo quindi costruito un amplificatore, da V_{in} a V_{out} , la cui amplificazione dipende solo da quantità che possiamo definire esattamente ovvero dal rapporto di due resistenze.

Ma possiamo variare questa amplificazione a piacere?

Nella Fig. 3.4 è schematizzato il modello di questo amplificatore che andremo a studiare. Innanzitutto consideriamo che essendo $I_1=I_2$ possiamo considerare nulla la corrente che entra nell'amplificatore. Viene

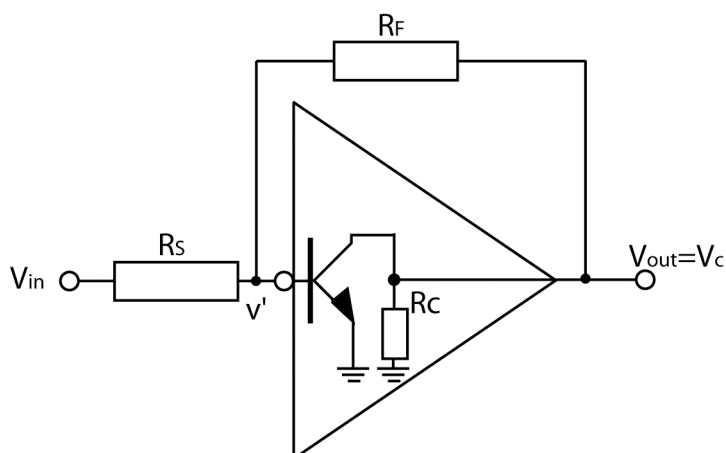


Fig. 3.4

quindi confermata anche nel modello la (4.4), ma cerchiamo di vedere fino a che punto essa è valida. In questa semplice analisi poniamo il valore *piccolo* di v' diverso da zero.

Tenendo conto del fatto che non c'è corrente entrante nell'amplificatore possiamo scrivere

$$\frac{V_{in} - v'}{R_s} = \frac{v' - V_c}{R_f} \quad (5.4)$$

Il rapporto (guadagno) V_c/v' è stato misurato e ora lo chiamiamo G . Quindi sostituendo abbiamo che

$$A = \frac{V_c}{V_{in}} = \frac{G}{1 + \frac{R_s}{R_f} (1 - G)} \approx \frac{G}{1 - \frac{R_s}{R_f} G} \quad (6.4)$$

Nell'ipotesi che

$$\frac{R_S}{R_F} G \gg 1 \quad \text{ovvero} \quad G \gg \frac{R_F}{R_S} \quad (7.4)$$

la (6.4) diventa

$$A = -\frac{R_F}{R_S} \quad (8.4)$$

Possiamo dire quindi che abbiamo costruito un amplificatore con *guadagno controllato* A , che vale (8.4), se manteniamo A molto più piccolo di G (7.4).

Vedere nel nostro caso che avviene misurando le curve di risposta con A uguale a 1, 5, e 10.

Abbiamo costruito in embrione un amplificatore con controreazione. Alla controreazione è anche dovuto il beneficio già verificato della diminuzione dell'impedenza d'uscita. *Diamone una spiegazione qualitativa.* La resistenza che polarizza la base, connettendosi tra base e collettore, riporta in ingresso anche una porzione del piccolo segnale che, essendo in opposizione di fase, si *sottrae al segnale d'ingresso*. Essendo l'impedenza dell'uscita non nulla, connettendo un carico ad essa la sua tensione tende a diminuire, ma per effetto della controreazione diminuisce anche la porzione di segnale che si sottrae al segnale d'ingresso, pertanto aumenterà il segnale somma algebrica che pilota il transistor attenuando l'effetto del carico connesso. L'effetto totale è equivalente pertanto alla diminuzione dell'impedenza d'uscita.

Tentare di valutare di quanto diminuisce.

Fare una relazione discutendo le varie misure suggerite.

Quando G vale 10^4 - 10^5 , o analoghi alti valori, si ha il classico amplificatore operazionale che verrà utilizzato in future esercitazioni.

5.L'emitter-follower

Consideriamo il circuito della Fig. 1.5 e discutiamone la polarizzazione e quindi il funzionamento per i piccoli segnali.

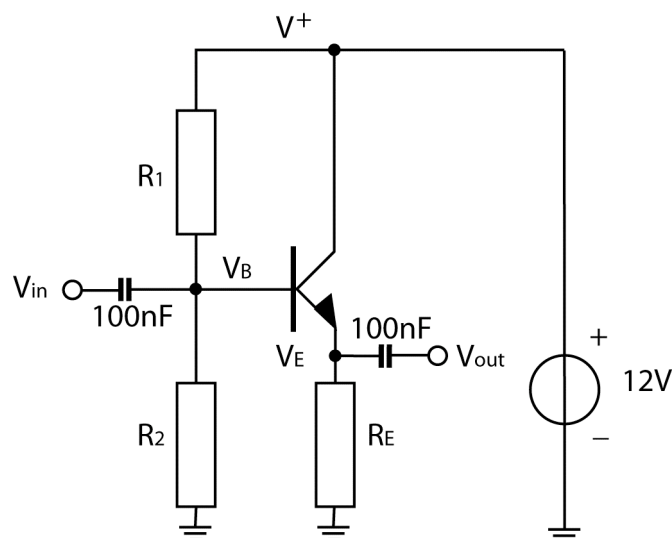


Fig. 1.5

Innanzitutto diamo alcuni ordini di grandezza: R_1 ed R_2 siano tali da far passare una corrente molto più grande di quella che entra in base. Abbiamo visto che la corrente di base può essere dell'ordine della decina di μA e quindi la corrente su R_1 ed R_2 sia dell'ordine della frazione di mA . In tal caso la tensione di polarizzazione in base sarà:

$$V_B = \frac{V^+}{R_1 + R_2} R_2 \quad (1.5)$$

e la V_E sarà

$$V_E = V_B - V_{BE} \approx V_B - 0,6 \quad (2.5)$$

Mettiamo in evidenza che si tratta di valori di tensione di *polarizzazione*. Per quanto riguarda la polarizzazione possiamo disegnare il circuito equivalente di Fig. 1.5.

È evidente che sarà $V' \cong V_B$ sia se il parallelo ha un basso valore, sia se la corrente di base è piccola. Nel seguito si vedrà che non conviene che R_B sia troppo piccola.

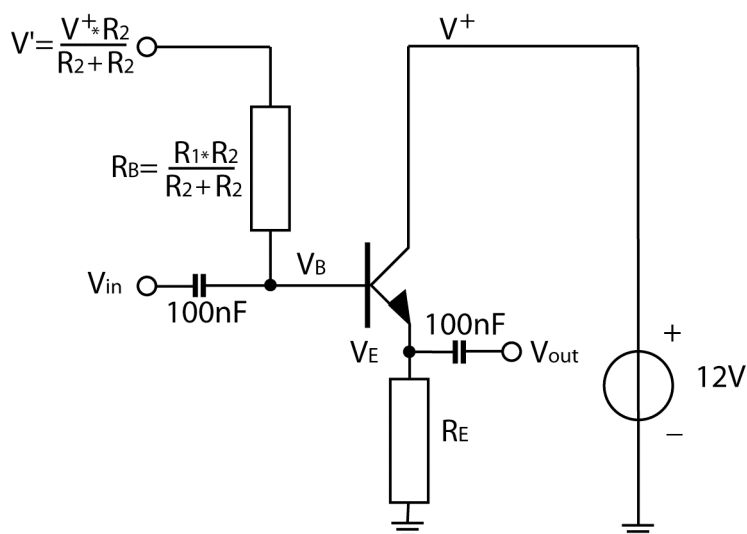


Fig. 2.5

Polarizziamo il circuito in modo che V_E sia a circa $8V$. Da quanto detto dovrebbe essere immediato scegliere le resistenze opportune, ponendo ad esempio la corrente del transistor a circa $0,5 mA$ e tenendo presente che c'è una stretta relazione fra V_B e V_E .

Fatto ciò applichiamo un segnale sinusoidale di circa $1V$ a V_{in} e vediamo che segnale abbiamo in V_{out} . Misuriamo anche V_b e V_e . Si consideri sia il segnale sinusoidale che la componente continua e si interpreti ciò che si misura.

Dal punto di vista del segnale troveremo che $V_{in} = V_{out}$ sia in ampiezza che in fase.

A che serve un circuito del genere, che non ha amplificazione?

Questo circuito detto emitter-follower può essere considerato un *adattatore di impedenza* infatti presenta all'ingresso una grande impedenza (quindi non disturba eventuali sorgenti di tensione non ideali) e all'uscita una bassa impedenza approssimando così un generatore di tensione ideale.

Cerchiamo di valutare ora queste due impedenze ricordando solamente che il rapporto tra la corrente che attraversa il transistor e quella di base è β sia per la corrente di polarizzazione che per la corrente del piccolo segnale.

L'impedenza d'ingresso Z_{in} , vista dal punto V_b , *piccoli segnali*, guardando verso il transistor, sarà data da

$$Z_{in} = \frac{V_b}{I_b} \quad (3.5)$$

Ora teniamo presente che stiamo facendo un'analisi ai piccoli segnali per i quali vale $V_b=V_e$ e vale inoltre

$$R_E = \frac{V_e}{I_e} = \frac{V_b}{\beta I_b} \quad (4.5)$$

Sostituito nella (3.5) abbiamo che

$$Z_{in} = \beta R_E \quad (5.5)$$

che spiega l'alta impedenza d'ingresso.

A questo punto possiamo giustificare il valore misurato a suo tempo dell'impedenza d'ingresso vista dalla base nella connessione con emettitore a massa. Essa infatti risulta coerentemente

$$Z_{in(em.com)} = \beta \cdot r_e \quad (5'.5)$$

Verificare con I dati misurati.

L'impedenza d'ingresso è comunque in parallelo con le resistenze di polarizzazione, R_B , che potrebbero abbassare l'impedenza totale vista dal generatore che sollecita il circuito. Si capisce allora perchè R_B non conviene che sia molto piccola.

Procediamo analogamente per quanto riguarda l'impedenza d'uscita Z_{out} vista dal punto V_e guardando dentro il transistor. Per una variazione di V_e , di nuovo *piccoli segnali*, avremo quindi

$$Z_{out} = \frac{V_e}{I_e} \quad (6.5)$$

e di nuovo ricordando che $V_b=V_e$ per i piccoli segnali, avremo

$$V_e = I_b R_B = \frac{I_e}{\beta} R_B \quad (7.5)$$

che sostituita nella (6.5) ci da

$$Z_{out} = \frac{R_B}{\beta} \quad (8.5)$$

Naturalmente R_E sarà in parallelo alla Z_{out} facendola ulteriormente diminuire, il che non guasta in questo caso.

Tracciare la curva di risposta in frequenza dell'emitte-follower e valutare le sue impedenze. Sarà difficile fare una misura. Conviene calcolarle in base alle formule date.

Costruire un emitte-follower con un PNP e tracciare la curva di risposta in frequenza.

6. Uso dell'emitter follower e circuiti con R in emettitore

Utilizziamo ora l'e.f. per migliorare le caratteristiche dell'amplificatore di Fig. 1.4 e 2.4.

Quando abbiamo misurato l'impedenza d'uscita di questi circuiti abbiamo trovato un valore inferiore a R_C (effetto della controeazione) ma non bassissimo. Modifichiamo quindi il circuito dell'amplificatore aggiungendo *in uscita* un e.f.

Si lascia allo studente il "progetto" dell'amplificatore modificato che potrà venir svolto integrando il testo con le spiegazioni orali.

Si provi a disegnare il circuito modificato utilizzando in uscita un e.f. fatto con un NPN e anche con un PNP.

Una volta definito il nuovo disegno, provare a misurare l'impedenza d'uscita nella versione di Fig. 2.4 alla quale sia stato aggiunto in uscita un e.f.

Fare la curva di risposta per un amplificatore del tipo di Fig. 2.4 con e.f. in uscita.

Consideriamo ora una nuova connessione del tipo di Fig. 1.6.

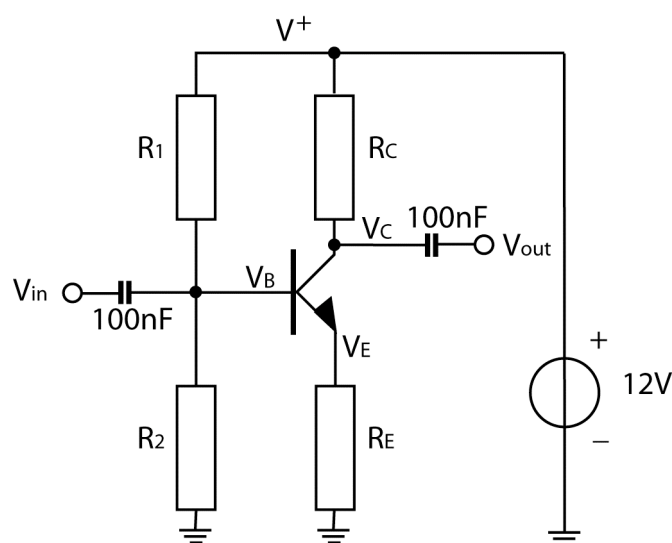


Fig. 1.6

Ora il segnale d'uscita è prelevato dal collettore. Posto che il transistor stia lavorando nella zona lineare, la fase di V_C sarà invertita rispetto a V_e . La giustificazione è immediata considerando anche ciò che avviene per la polarizzazione: se V_B cresce, ad esempio, V_E la segue, ne consegue che aumenta la corrente attraverso R_E e quindi nel transistor, pertanto V_C si abbassa. *Ciò è vero sia per la polarizzazione che per i piccoli segnali.* Vediamo ora se il circuito amplifica o meno. Ricordiamo che l'amplificazione da base a collettore, per piccoli segnali, con l'emettitore a massa è data dalla (4.3) ove la trasconduttanza è data dalla (8.2) e la resistenza è R_C di collettore.

È chiaro che ora la g_m non sarà quella di (4.3), infatti la tensione che controlla il transistor, visto come generatore di corrente controllato in tensione, sarà ora per i *piccoli segnali*, la differenza ($V_b - V_e$). Questa differenza è, *per i piccoli segnali*, in prima approssimazione nulla avendo riconosciuto che l'emettitore segue in tensione la base. Dovremo quindi trovare una nuova espressione per la trasconduttanza nella configurazione con resistenza in emettitore.

Ricordiamo che la trasconduttanza in generale vale

$$g_m = \frac{I_c}{V_b} \quad (1.6)$$

e ricordando che nel nostro caso $V_b = V_e$ la (1.6) viene riscritta come

$$g_m = \frac{I_c}{V_e} = \frac{1}{R_E} \quad (2.6)$$

quindi l'amplificazione, col segno meno che indica inversione di fase, diventa

$$A = -g_m R_C = -\frac{R_C}{R_E} \quad (3.6)$$

Il risultato è interessante perchè possiamo realizzare amplificatori con guadagno assai ben definito anche se non molto alto (perchè?).

Dimensionare il circuito in modo che l'amplificazione sia 4, l'impedenza d'ingresso sia la più alta possibile e la dinamica del segnale d'uscita sia adeguata.

Descrivere il progetto e i criteri seguiti.

Misurare la curva del guadagno e il valore dell'impedenza d'uscita. Che valore ci si aspetta? Come è possibile diminuirla?

Confrontare e commentare il valore trovato con i valori trovati nei circuiti già studiati.

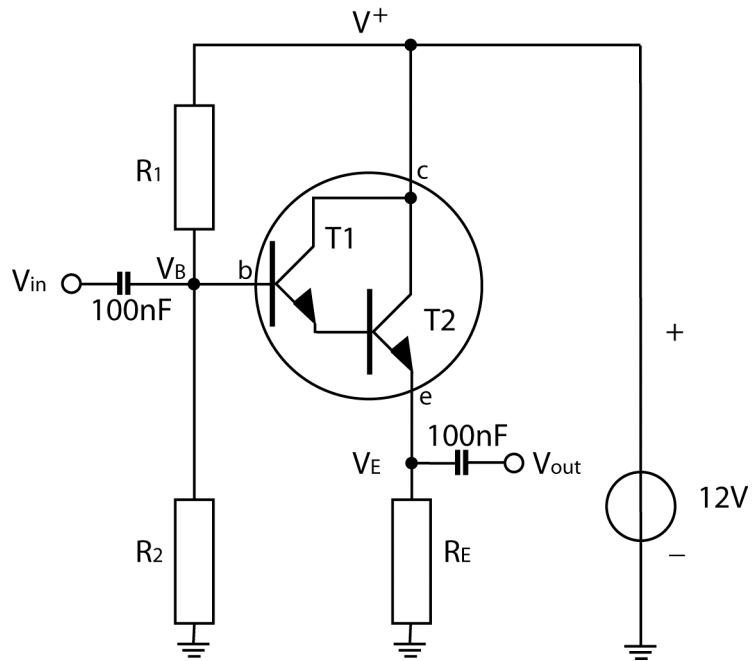


Fig. 2.6

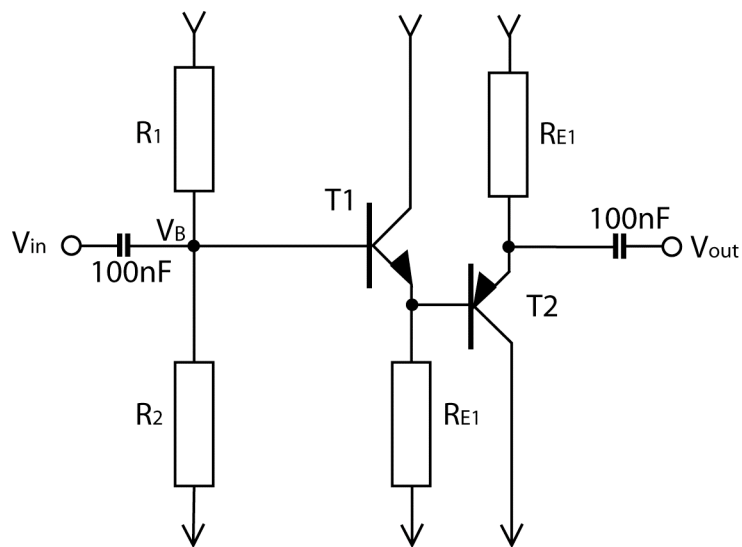


Fig. 3.6

Accenniamo ora ad un circuito che enfatizza le caratteristiche dell'e.f. Si tratta della connessione Darlington di Fig. 2.6.

È chiaro che la coppia di $T1$ e $T2$ può essere vista come un solo transistor con rapporto corrente collettore e corrente base che ora vale β^2 , con la conseguenza del caso sui valori di impedenza d'ingresso e d'uscita. Naturalmente il valore V_{BE} è ora doppio (*naturalmente questo è vero solo per la polarizzazione*) e ciò potrebbe essere non conveniente in alcuni casi.

Si modifichi il circuito di Fig. 2.6 in quello di Fig 3.6, alternando un NPN ($T1$) e un PNP ($T2$). Dimensionare il circuito e definire i valori delle resistenze per diverse tensioni di alimentazione: $\pm 15V$, $+15V$ e massa oppre massa e $-15V$. Fare le considerazioni del caso.

7. Coppie differenziali di transistori bipolari

Vediamo ora una semplice struttura adatta a realizzare amplificatori di tensione differenziali. Ci preoccupiamo in questo paragrafo di dare alcune definizioni e di schematizzare la struttura base. Un amplificatore differenziale a transistori ha la semplicissima struttura di Fig. 1.7 dove è anche schematizzato il blocco funzionale.

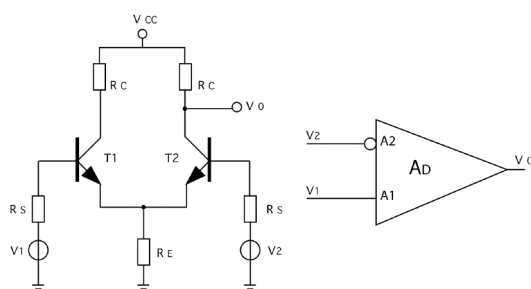


Fig. 1.7

Il circuito è costituito da due elementi attivi che in teoria sono perfettamente identici. Nel blocco funzionale a destra, qualora cortocircuitassimo i due terminali d'ingresso e applicassimo ad essi un segnale, la tensione V_o d'uscita non dovrebbe cambiare perchè l'amplificatore è sensibile solo alla differenza dei segnali d'ingresso. Ovviamente ciò non è vero nella realtà *perchè gli elementi attivi non saranno mai perfettamente identici*.

Ci proponiamo pertanto di studiare il comportamento dell'amplificatore differenziale reale.

Per fare ciò conviene pensare che i segnali dei due rami d'ingresso vengano amplificati rispettivamente di una quantità A_1 e A_2 .

Definiamo inoltre *segnale di modo differenziale*

$$V_d = V_1 - V_2 \quad (1.7)$$

ovvero la differenza all'ingresso e *segnale di modo comune* la media dei segnali d'ingresso:

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (2.7)$$

Dalle espressioni precedenti si possono scrivere quindi le due espressioni

$$V_1 = \frac{V_d}{2} + V_c \quad (3.7)$$

$$V_2 = -\frac{V_d}{2} + V_c \quad (4.7)$$

Dal blocco funzionale di Fig.1.7 possiamo scrivere

$$V_0 = A_d(V_1 - V_2) = V_1 * A_1 - V_2 * A_2 \quad (5.7)$$

pensando che il segnale V_1 sia trattato dall'amplificatore costituito dal transistor $T1$ e il segnale V_2 dal $T2$.

Combinando la (5.7) con le due formule precedenti otteniamo

$$V_0 = \left(\frac{V_d}{2} + V_c\right)A_1 - \left(-\frac{V_d}{2} + V_c\right)A_2 = V_d \frac{(A_1 + A_2)}{2} + V_c(A_1 - A_2) \quad (6.7)$$

Si vede che il segnale di modo comune non viene amplificato solo se i due lati del circuito sono perfettamente simmetrici, ovvero $A_1 = A_2$.

In tal caso la (6.7) ci dice anche che il segnale d'uscita è solo funzione della differenza ($V_1 - V_2$).

Si definisce come fattore di merito dell'amplificatore (*fattore di reiezione*)

$$\rho = \frac{A_d}{A_c} \quad (7.7)$$

che cresce al crescere della qualità del circuito.

Prendiamo ora il circuito di Fig. 1.7 e calcoliamo la sua amplificazione di modo comune A_C e quella di modo differenziale A_D in base a ciò che già conosciamo.

Per fare ciò cercheremo due modelli: uno che descriva il comportamento con segnali di *solo modo comune* e un altro che ne descriva il comportamento per segnali di *solo modo differenziale*.

Per il modo comune connettiamo gli ingressi in corto quindi

$$V_1 = V_2 = V_s \quad (8.7)$$

e $V_C = V_s$ e osserviamo il segnale in V_0 .
 Avendo cortocircuitato gli ingressi avremo

$$A_C = \frac{V_0}{V_C} = \frac{V_0}{V_s} \quad (9.7)$$

Consideriamo il T_2 . Esso ha V_s in ingresso ma nella resistenza di emettitore R_E viene iniettata una corrente doppia di quella che sarebbe causata dalla sola V_s , perchè anche T_1 inietta una egual corrente in R_E . In definitiva T_2 “crede” di avere in emettitore una resistenza di valore $2R_E$. Il circuito equivalente è pertanto quello di Fig. 2.7.

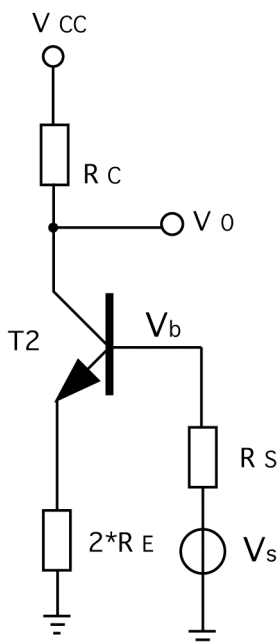


Fig. 2.7

Valutiamo A_C come

$$A_C = \frac{V_0}{V_b} * \frac{V_b}{V_s} \quad (10.7)$$

Il guadagno di un transistor con grande resistenza di base è notoriamente, vedi (3.6),

$$\frac{V_0}{V_b} = -\frac{R_C}{2 * R_E} \quad (11.7)$$

mentre la frazione di tensione vista dalla base sarà dipendente dall'impedenza d'ingresso del transistor e da quella d'uscita del generatore, vedi (1.1),

$$\frac{V_b}{V_s} = \frac{Z_{int}}{Z_{int} + R_S} = \frac{\beta * 2R_E}{\beta * 2R_E + R_S} \quad (12.7)$$

abbiamo immediatamente sostituito il valore dell'impedenza d'ingresso di un transistor con grande resistenza di emettitore e guadagno in corrente β .

Ricordiamo infatti che la Z_{int} può essere scritta, vedi (5.5), come

$$Z_{int} = 2\beta R_E \quad (13.7)$$

Tuttavia, supponendo R_S , molto piccola la (12.7) vale 1 e quindi

$$A_C = \frac{V_0}{V_s} = -\frac{R_C}{2R_E} \quad (14.7)$$

Calcoliamo ora l'amplificazione di modo differenziale A_d supponendo

$$V_1 = -V_2 = \frac{V_s}{2} \quad (15.7)$$

in modo che quindi sia

$$V_d = V_s \quad (16.7)$$

In questo caso il segnale applicato alle due basi è della stessa ampiezza ma di segno opposto. Il T_2 inietta una corrente uguale e contraria a quella iniettata da T_1 pertanto il terminale di emettitore non si sposta in tensione e T_2 "crede" di avere l'emettitore a massa. Il circuito equivalente è quello della Fig. 3.7.

Ora A_d sarà

$$A_d = \frac{V_0}{V_b} * \frac{V_b}{V_s} \quad (17.7)$$

Tenendo presente il modello di Fig. 3.7 avremo, vedi (4.3), che

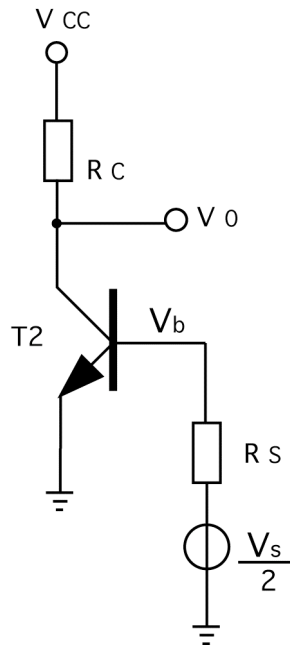


Fig. 3.7

$$V_0 = V_B A_d = \frac{V_s}{2} \frac{Z_{int}}{Z_{int} + R_S} A = \frac{V_s}{2} \frac{Z_{int}}{Z_{int} + R_S} * \left(-\frac{R_C}{r_e} \right) \quad (18.7)$$

e nell'ipotesi che R_S sia molto piccola otteniamo

$$A_d = \frac{V_0}{V_s} = \frac{1}{2} \frac{Z_{int}}{Z_{int} + R_S} \left(-\frac{R_C}{r_e} \right) = -\frac{g_m R_C}{2} \quad (19.7)$$

Considerando la (14.7) e la (19.7) risulta che $\rho \square \square \square \square$

$$\rho = \frac{A_d}{A_C} = g_m R_E \quad (20.5)$$

concludiamo che per aumentare la qualità della coppia differenziale si deve aumentare R_E .

Ovviamente se si usa un componente passivo resistivo non è possibile aumentare la resistenza in emettitore oltre il valore di qualche decina di kilohm tenendo presente che comunque i transistor andranno polarizzati con correnti dell'ordine della frazione del mA o del mA . Già una corrente di qualche mA su un centinaio kilohm significherebbe una tensione di alimentazione di qualche centinaia di volt che non è usuale in circuiti a transistori. Quindi per aumentare la *classe* della coppia l'unica soluzione sarà adottare uno schema del tipo di Fig. 4.7.

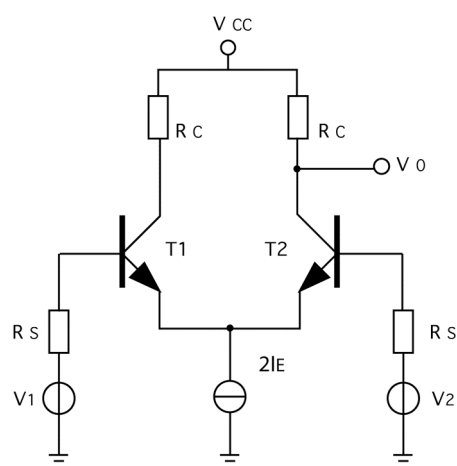


Fig. 4.7

Vedremo come si possano realizzare in modo assai semplice generatori di corrente con transistori bipolari.

8. Amplificatore operazionale differenziale

L'architettura semplificata di un tipico amplificatore operazionale, che andremo a realizzare, è data in Fig. 1.8. Lo schema ricorda essenzialmente quello di un classico operazionale integrato noto con la sigla 741.

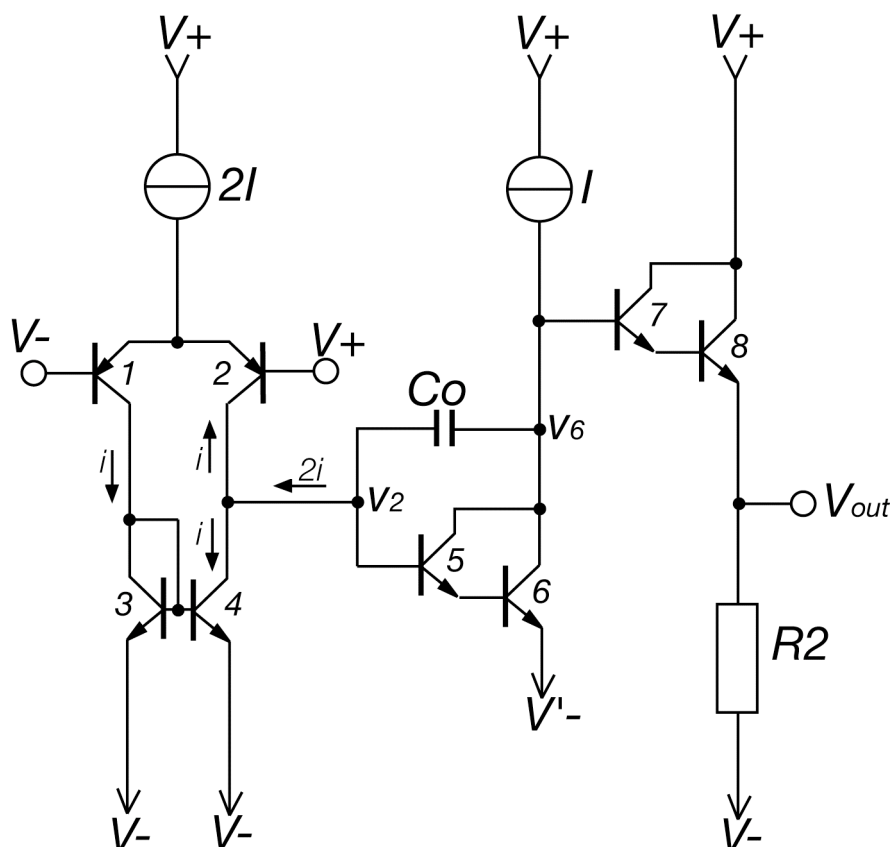


Fig. 1.8

Il circuito è tuttavia realizzabile anche con componenti discreti con l'avvertenza che per i transistor 3 e 4 si usi una coppia di *transistor identici*, nei limiti del possibile. La coppia in ingresso ha in emettitore un generatore di corrente secondo quanto discusso nel paragrafo precedente. Vedremo come realizzarne uno.

I transistor 3 e 4 sono connessi come *specchio di corrente*. Infatti la corrente che viene iniettata in 3, che è pilotato dalla corrente di base

(perché?), si rispecchia in una corrente identica che fluisce in 4 poiché le tensioni di base sono le stesse.

Cerchiamo di calcolare l'amplificazione da V_- a V_{out} almeno come ordine di grandezza. Per semplicità supponiamo che in V_- sia applicato un piccolo segnale negativo v_i mentre il terminale non invertente sia connesso a massa. Il piccolo segnale provoca una corrente uscente dal transistor 1 i e una identica corrente entrante i sul transistor 2. Inoltre la i entrante in 3 provoca una identica corrente entrante in 4. Avremo quindi una corrente $2i$ richiamata dall'impedenza d'ingresso dei transistor 5 e 6. La connessione di 5 e 6 è nota come connessione Darlington.

Essenzialmente 5 e 6 si comportano come un unico transistor con guadagno di corrente β^2 (vedi §6), pertanto l'impedenza che presentano sarà $\beta^2 r_e$. Il valore della tensione sul collettore di 2 sarà

$$v_2 = (2i)\beta^2 r_e = (v_i 2g_m)\beta^2 r_e = v_i 2\beta^2 \quad (1.8)$$

La semplificazione è resa possibile se pensiamo che tutti i transistor siano uguali e percorsi dalle correnti del valore indicato nello schema.

La tensione v_6 si ottiene dal guadagno in collettore della coppia Darlington, che ha transconduttanza g_m , come

$$v_6 = v_2 * g_m Z = (v_i 2\beta^2) g_m Z \quad (2.8)$$

Il valore di *effettivo* di Z non è determinabile esattamente perché sarà il parallelo dell'impedenza del generatore di corrente con l'impedenza d'ingresso del Darlington costituito da 7 e 8 ma il valore totale sarà certamente molto grande e non molto diverso da $\beta^2 R_2$.

Ci attendiamo un'impedenza *dell'ordine* dei 10^5 ohm . Essendo 1 il guadagno da v_6 a v_{out} otteniamo in definitiva

$$A = \frac{v_{out}}{v_-} = 2\beta^2 g_m Z \approx 2 * 10^3 * 10^{-3} * 10^4 \approx 10^4 \quad (3.8)$$

avendo posto per β e g_m gli ordini di grandezza già discussi nel primo paragrafo.

Un amplificatore con un tale guadagno non potrà essere usato a maglia aperta, ma solo con una opportuna controreazione secondo lo schema di Fig. 2.8, ove il guadagno da V_s a V_{out} sarà il rapporto fra R_F e R_S [vedi (8.4)].

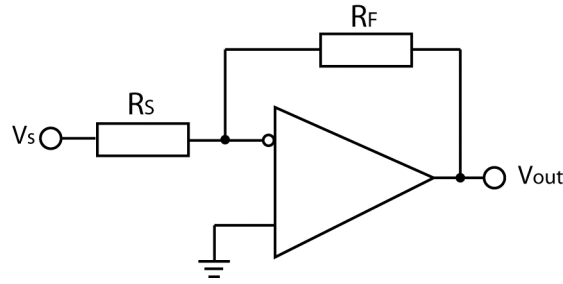


Fig. 2.8

Vediamo ora di realizzare un generatore di corrente quale quello di Fig. 3.8.

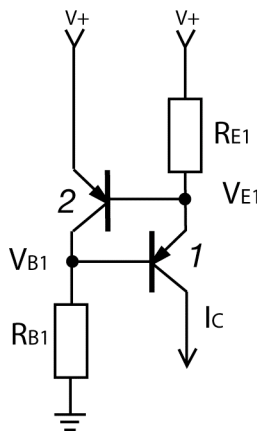


Fig. 3.8

Cerchiamo di calcolare I_C . Trattandosi di una corrente di collettore abbiamo già visto come sia approssimabile ad una corrente generata da un generatore, tuttavia vedremo che anche in questo semplice circuito c'è un effetto di controreazione che ne esalta il comportamento come generatore di corrente.

Quando si analizza un circuito a transistori bisogna individuare punti in cui sia calcolabile tensione o corrente.

È evidente che ai capi di R_{E1} ci sono $0,6V$ (V_{BE}), pertanto è definita $I_C=0,6/R_{E1}$. Inoltre è nota anche la tensione in V_{B1} , pari a $[(V+)-1,2V]$, e quindi la corrente su R_{B1} . Possiamo considerare il β dei transistori superiore a 100, ma va bene considerare anche 50 e definire una R_{B1} che

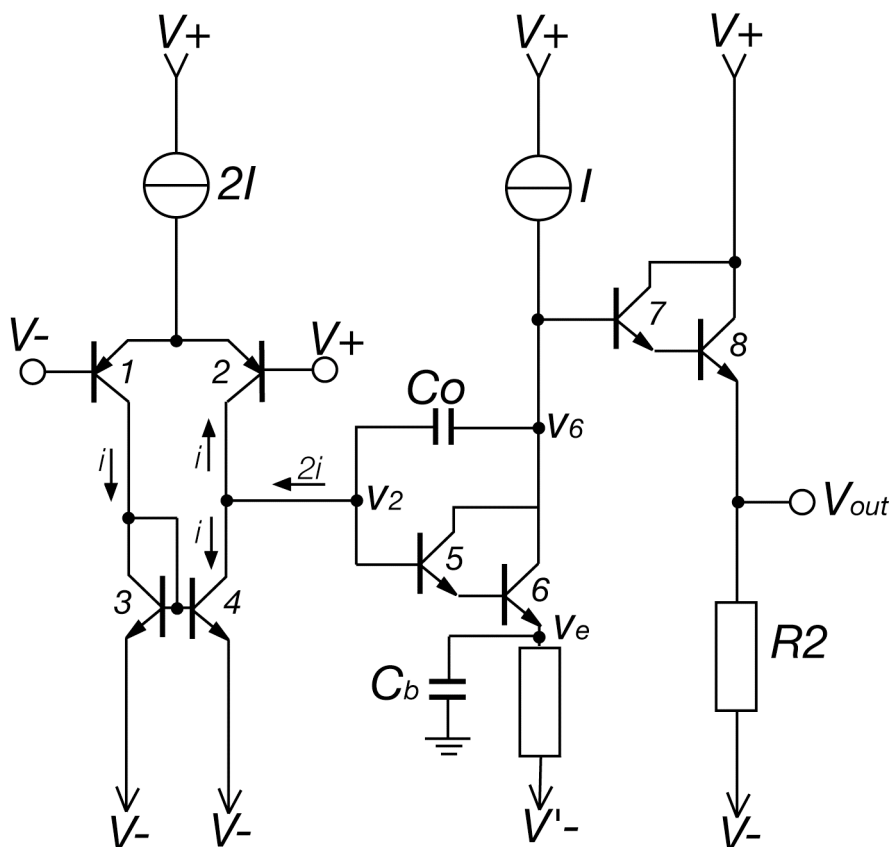


Fig. 4.8

conduca $I_C/50$. Se il β è maggiore non ci sarà nessun problema perchè l'eccesso di corrente su R_{B1} verrà fornita dal transistor 2.

Vediamo ora perchè il circuito migliori le caratteristiche del generatore di corrente costituito dal collettore del transistor 1.

Supponiamo che aumenti la V_{CE} sul transistor 1. Poichè non è un generatore di corrente ideale avremo come conseguenza un piccolo aumento della I_C . Ma questo aumento (su R_{E1}) farà aumentare la V_{be} del transistor 2 facendo quindi aumentare la corrente di 2 e quindi aumentare V_{b1} : questo aumento si oppone all'aumento di I_C in 1 compensando l'effetto causato dall'aumento della V_{CE} .

Nel circuito da costruire, Fig. 4.8, c'è una resistenza in emettitore del transistor 6 che genera la tensione V_e in modo che i transistori 2 e 4 stiano con una V_{CE} lontana dalla saturazione. La capacità C_b sarà grande ($\sim 100\text{nF}$) al fine di far sembrare a massa, per i segnali, l'emettitore del 6. È opportuno anche disaccoppiare le alimentazioni come indicato a lezione.

Costruire ora l'amplificatore di Fig. 4.8 con due generatori di corrente del tipo di Fig. 3.8. Scegliere le I di circa $1\text{-}2\text{mA}$. Dimensionare quindi tutte le resistenze con valori opportuni.

Disegnare accuratamente il circuito, prima di montarlo, segnando nei nodi le tensioni previste e le correnti nei vari rami.

Costruito il circuito misurare col voltmetro le tensioni dei nodi che devono rispecchiare i valori di progetto.

Misurare la risposta connettendo l'amplificatore come in Fig. 2.8 ad amplificazione uguale a 10. Porre C_0 , per cominciare, uguale a 1-10nF. Vedere se e come varia la risposta in frequenza aumentando questo valore. Calcolare (e misurare) il guadagno esatto da V_{in} a V_{out} .

