

CAPITOLO 11

CIRCUITI ANALOGICI

Iniziamo con questo capitolo lo studio dei circuiti elettronici veri e propri. Dopo aver passato in rassegna i dispositivi elettronici più comuni, possiamo adesso analizzare come questi funzionano se inseriti all'interno di circuiti elettrici. In elettronica analogica l'applicazione più importante del transistor è *l'amplificatore*: si può dire che un settore considerevole dei circuiti analogici commerciali è rappresentato da amplificatori o, in ogni modo, da circuiti il cui schema elettrico è riconducibile ad essi. Nel capitolo che segue analizzeremo amplificatori che possano essere ottenuti con BJT e FET (che d'ora in poi, per comodità, chiameremo indifferentemente transistor), vale a dire con componenti *discreti*. Benché gli schemi dei circuiti amplificatori integrati differiscano sensibilmente da quelli a componenti discreti, il loro principio di funzionamento è sempre riconducibile a quello degli amplificatori a componenti discreti.

Negli amplificatori la necessità di ottenere elevate impedenze ed elevati guadagni impone spesso l'utilizzo di resistenze di valore molto alto; inoltre l'accoppiamento fra stadi in cascata richiede quasi sempre l'impiego di condensatori. Queste due esigenze presentano però vari aspetti critici nell'implementazione dei circuiti con la *tecnologia integrata*. Per questo motivo, con l'evoluzione delle tecniche d'integrazione, sono state sviluppate alcune configurazioni circuitali tipiche che consentono di ottenere prestazioni assai elevate, nel minimo spazio e con la minima dissipazione di potenza.

11.1 Principio di funzionamento degli amplificatori a componenti discreti

Un transistor per potere fornire un'amplificazione deve essere polarizzato e inserito all'interno di un circuito appropriato. A questo proposito è utile fare riferimento alle loro caratteristiche. Si consideri il circuito a BJT di Fig. 11.1a, dove l'elemento attivo (configurato ad emettitore comune) è polarizzato, avendo applicato le tensioni (continue) V_{BB} alla giunzione EB e V_{CC} alla giunzione CB. Così come operato con i diodi, è possibile ricavare il *punto di riposo* (o *di lavoro*) del BJT, ossia le tensioni applicate alle giunzioni e le correnti che scorrono in esso. La costruzione grafica

sulle caratteristiche d'uscita è riportata in Fig. 11.1b: l'intersezione tra le caratteristiche d'uscita del transistor e la *retta di carico* relativa al circuito d'uscita fornisce il punto di riposo Q .

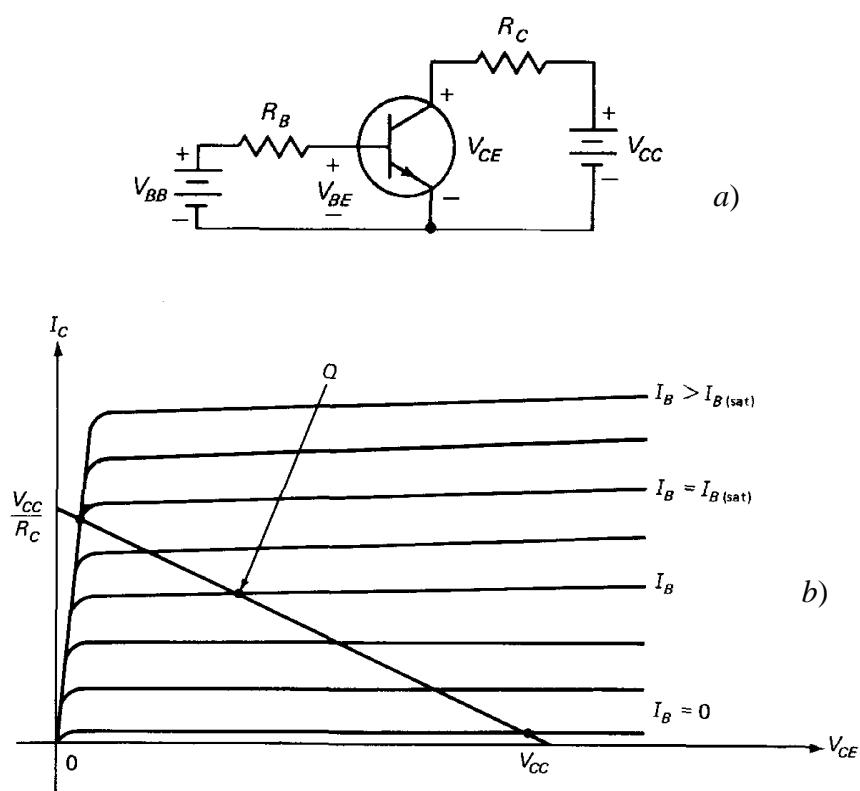


Fig. 11.1 – a) BJT ad emettitore comune polarizzato. b) Punto di riposo del BJT

Si noti che la retta di carico ha equazione $V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$ e pertanto le intersezioni con gli assi sono V_{CC} (ascisse) e V_{CC}/R_C (ordinate).

Vi è tuttavia una differenza con i circuiti a diodi: questi hanno una caratteristica tensione-corrente costituita da una sola curva, mentre i BJT hanno delle caratteristiche formate da parecchi rami che dipendono dalla variabile d'ingresso. Pertanto, per ricavare il punto di riposo bisogna conoscere la corrente d'ingresso I_B , ma questa si può agevolmente ricavare dall'equazione al circuito d'ingresso, che è $V_{BB} = V_{BE} + R_B I_B^{(*)}$, ponendo con buona approssimazione $V_{BE} = 0,7$ V.

Si noti che d'ora in poi, utilizzeremo lettere *maiuscole*, sia per le variabili che per i pedici, per indicare valori di tensione e di corrente *continui*. Utilizzeremo lettere *minuscole* per variabili e pedici, per indicare le sole *variazioni* di tensione e corrente attorno al valore (costante) di riposo. Infine, le variabili saranno scritte in *minuscolo* e i pedici in *maiuscolo* per indicare i valori istantanei (dati, cioè, dalla somma tra il valore di riposo continuo e l'eventuale segnale alternato sovrapposto).

(*) Si noti che questa può essere considerata come *retta di carico (in ingresso)* e il valore i_B si può ricavare come intersezione tra la suddetta retta e le caratteristiche d'ingresso i_B-V_{BE} .

Nel modo in cui è realizzato, un circuito come quello di Fig. 11.1a non serve a niente, se non a consumare corrente e a fare scaricare le batterie V_{CC} e V_{BB} . Per funzionare da amplificatore è necessario che vi sia “qualcosa” da amplificare. Supponiamo allora di applicare un “piccolo” segnale di tensione sinusoidale (vedremo fra poco, cosa s’intenda per “piccolo”) all’ingresso del circuito (sulla base), come indicato in Fig. 11.2a. Se siamo all’istante $t = 0$, il segnale d’ingresso v_s è uguale a 0; sulle caratteristiche d’ingresso i_B-v_{BE} di Fig. 11.2b il punto di riposo Q può essere ricavato analogamente a come operato sulle caratteristiche d’uscita. Non appena $t > 0$, $v_s \neq 0$ e la retta di carico inizia ad oscillare rispetto alla retta per $v_s = 0$ con la stessa frequenza del segnale d’ingresso. La retta trasla parallelamente a sé stessa (viene detta infatti *dinamica*), visto che la sua pendenza dipende da R_B , mentre ovviamente cambiano le intersezioni con gli assi. Ad esempio, considerando le intersezioni della retta di carico con l’asse delle ascisse, è evidente che per $i_B = 0$, $v_{BE} = V_{BB} + v_s = e_B$. Quando v_s raggiunge il suo picco massimo, anche v_{BE} è massima ($= e_{B1}$); quando v_s raggiunge il suo valore minimo, v_{BE} è minima ($= e_{B2}$); quando v_s passa per lo zero, $v_{BE} = V_{BB}$. La tensione v_{be} e la corrente i_b hanno allora l’andamento riportato in Fig. 11.2b.

Tramite la transcaratteristica i_C-i_B , le variazioni di i_b possono essere riportate sull’asse i_C sul piano delle caratteristiche d’uscita, come mostrato in Fig. 11.2c. Il punto di riposo Q allora, varia tra Q_1 e Q_2 e, per costruzione grafica, si ricava agevolmente anche la tensione v_{ce} . Dall’analisi grafica di Fig. 11.2c si evince che:

- Ad un aumento di i_C corrisponde una diminuzione di v_{ce} ; per tal motivo la configurazione ad emettitore comune viene detta *invertente*. Pertanto, nel caso di segnali sinusoidali, v_s , i_b , v_{be} e i_c sono in fase, mentre v_{ce} risulta sfasata di 180° .
- Indicata con v_{be} il segnale di tensione all’ingresso del transistor e con v_{ce} il segnale d’uscita, si ha un’*amplificazione di tensione*, data dal rapporto v_{ce}/v_{be} , come si osserva nelle Figg. 11.2b e 11.2c (gli assi v_{BE} e v_{CE} sono alla stessa scala).
- Si ha anche un’*amplificazione di corrente*, data da i_c/i_b (l’asse i_B è tarato in μA , mentre l’asse i_C in mA).
- Risulta logicamente anche un’*amplificazione di potenza* (data dal prodotto tra l’amplificazione di tensione e quella di corrente).

Si noti infine come l’amplificazione, e quindi l’innalzamento di livello del segnale d’ingresso, è interamente dovuto alla *tensione continua* – che chiameremo da adesso *tensione di polarizzazione* o *tensione d’alimentazione* – mentre l’unico contributo del segnale d’ingresso è quello di riportare in uscita la stessa frequenza delle oscillazioni. Provate a pensare, osservando la Fig. 11.2c, cosa succede se si interrompe di alimentare il circuito d’uscita, ponendo $V_{CC} = 0$. La retta di carico si trasforma in un punto, coincidente con l’origine degli assi, e non si ha più alcun segnale d’uscita.

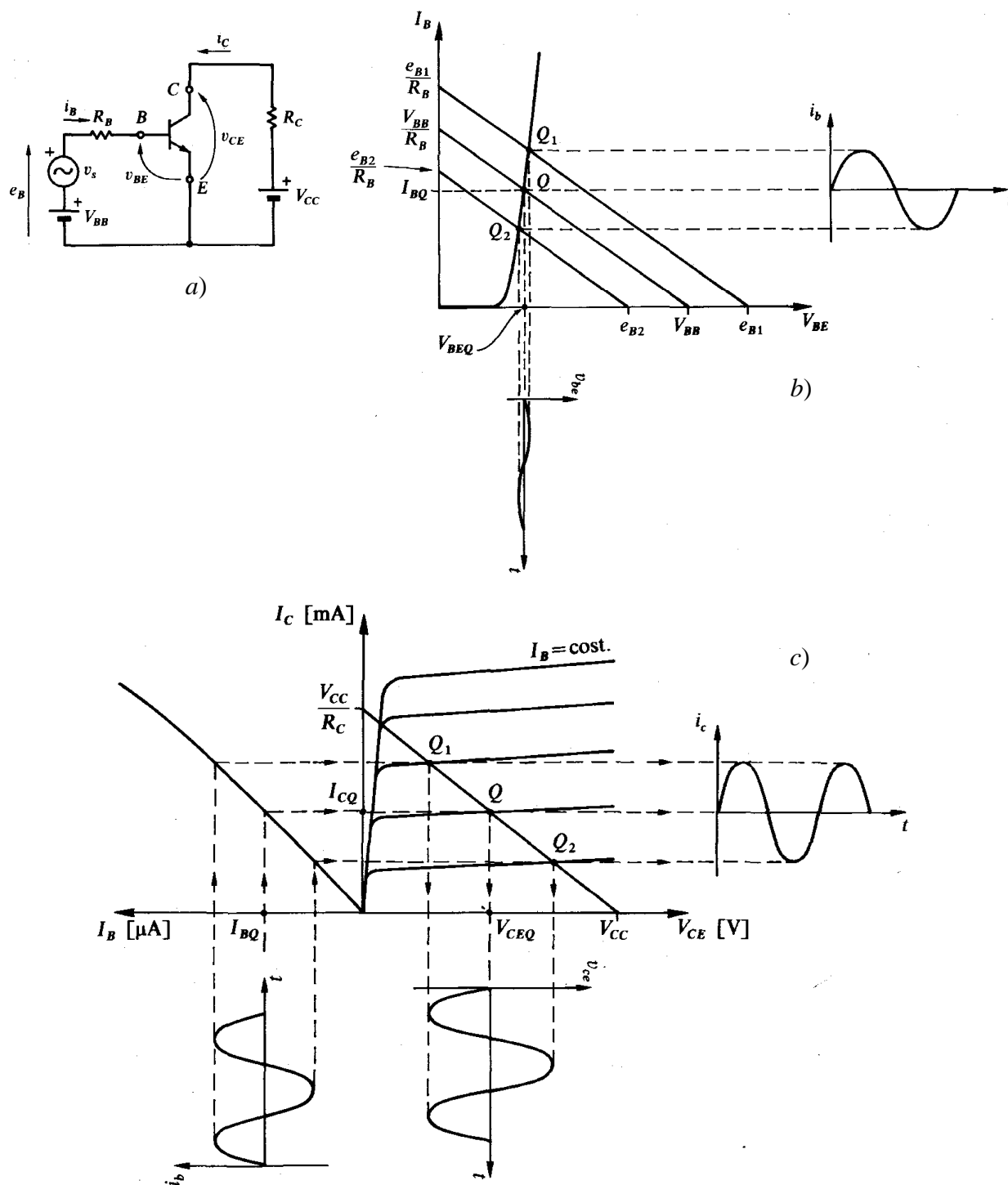


Fig. 11.2 – *a) Amplificatore di un piccolo segnale v_s (ad emettitore comune).
 b) Funzionamento dinamico del BJT sul piano della caratteristica d'ingresso. c) Processo di amplificazione visto nel piano delle caratteristiche d'uscita*

Ovviamente, la stessa situazione sussiste se si utilizza un FET, anziché un BJT. Se consideriamo il MOSFET di Fig. 11.3a, configurato a source comune e supponiamo che al gate sia applicata una

tensione continua V_{GS} ed un segnale triangolare v_{gs} di ampiezza picco-picco pari a 1 V (Fig. 11.3b), l'analisi grafica sulle caratteristiche d'uscita permette di ricavare la tensione e la corrente d'uscita (Fig. 11.3c).

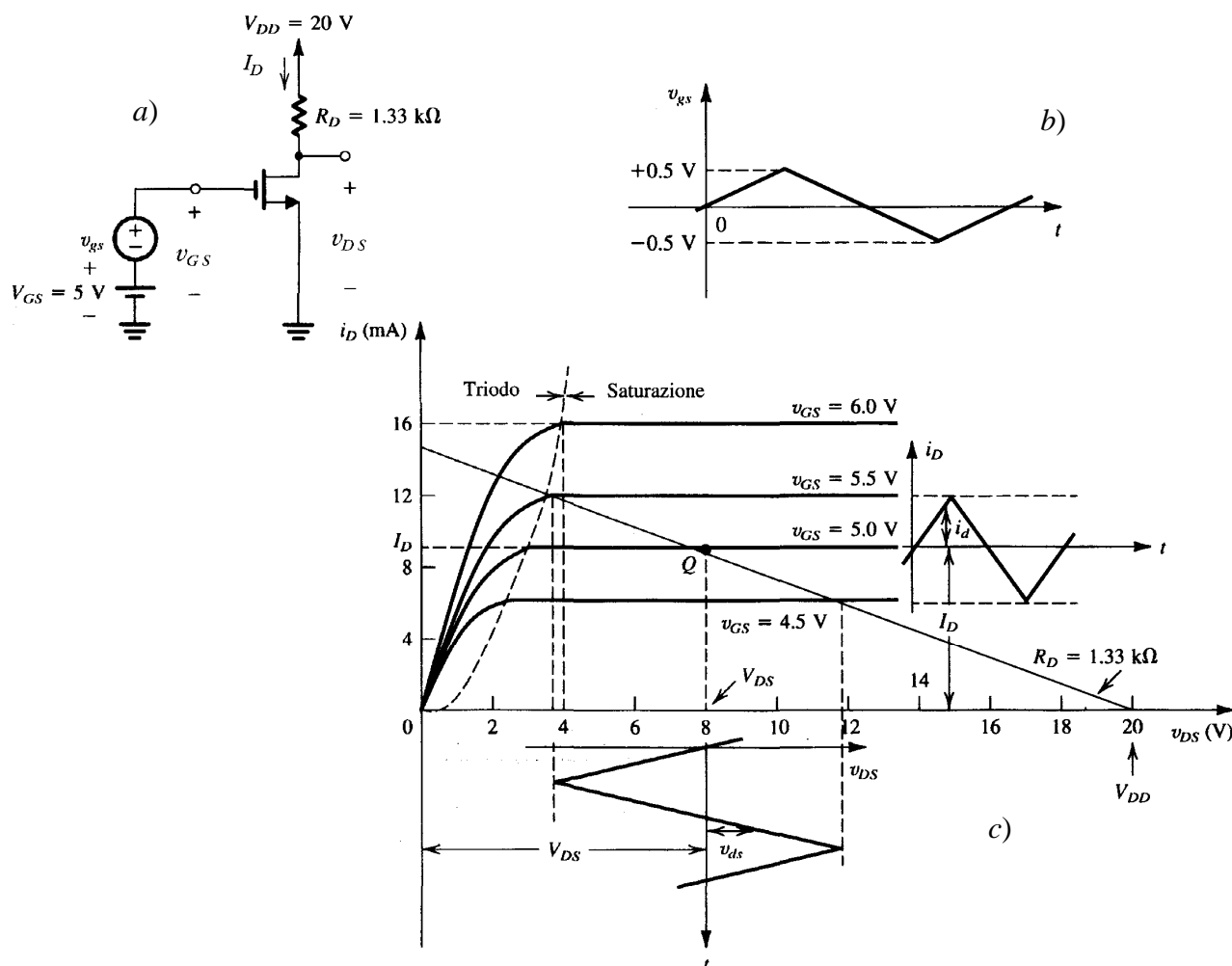


Fig. 11.3 – a) Amplificatore di un piccolo segnale v_{gs} (a source comune).
 b) Segnale v_{gs} applicato al gate. c) Processo di amplificazione visto nel piano delle caratteristiche d'uscita

Il punto di riposo Q in assenza di piccolo segnale si trova sulla caratteristica $v_{GS} = V_{GS} = 5$ V; esso poi viene incrementato (seguendo un andamento triangolare) di un valore massimo di 0,5 V: il punto di riposo si sposta allora sulla retta di carico sino ad intersecare la curva $v_{GS} = 5$ V + 0,5 V = 5,5 V. Analogamente, il minimo valore raggiunto dalla tensione applicata al gate è 5 V – 0,5 V = 4,5 V, per cui quando il segnale triangolare raggiunge il suo valore minimo, il punto di riposo si sposta sulla retta di carico verso il basso sino ad incrociare la caratteristica $v_{GS} = 4,5$ V. Conoscendo le escursioni massime del punto di riposo, si ricavano agevolmente $i_D(t)$ e $v_{DS}(t)$. Questi

mantengono lo stesso andamento triangolare dell'ingresso, eccetto per uno sfasamento di 180° di v_{DS} , come già osservato per il BJT.

La conservazione dell'andamento triangolare (e il mantenimento della stessa frequenza) è una conseguenza della *linearità* dell'amplificatore. In un amplificatore lineare, la "rapidità" con cui la variabile d'ingresso (v_{GS}) passa da un estremo all'altro del punto di riposo deve essere la stessa con cui varia la grandezza d'uscita (i_D o v_{DS}).

11.2 Limiti di funzionamento degli amplificatori a componenti discreti

Da quanto detto finora, sembra emergere che per avere amplificazione sia sufficiente polarizzare il transistor in un punto qualunque del piano i_D - v_{DS} che sia *diverso dall'origine*. È proprio così?

Analizziamo cosa succede se si aumenta il valore della resistenza di drain R_D nel circuito precedente di Fig. 11.3a. Visto che la pendenza della retta di carico ($V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D$) è $1/R_D$, all'aumentare di R_D diminuisce la pendenza della retta di carico, come si osserva in Fig. 11.4 (dove R_D è passata da $1,33 \text{ k}\Omega$ a $1,78 \text{ k}\Omega$). La costruzione è analoga a quella di Fig. 11.3c, però il punto di riposo si è spostato a sinistra verso la regione di triodo. Adesso l'escursione di Q al variare di v_{GS} non è più simmetrica rispetto al valore che si ha per $v_{GS} = 5 \text{ V}$ (corrispondente a $v_{gs} = 0$).

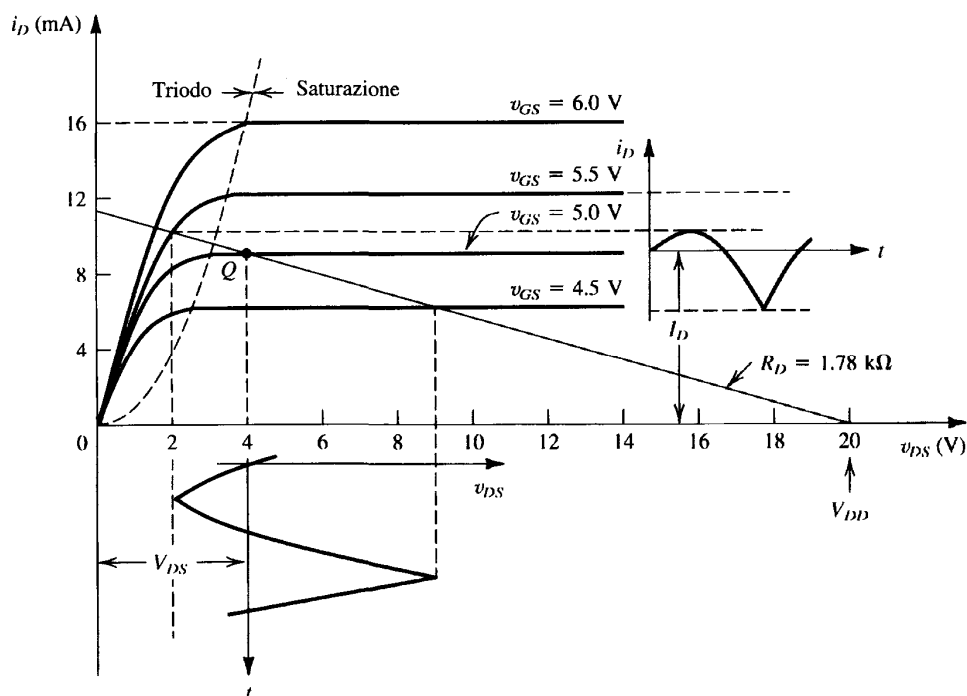


Fig. 11.4 – Processo di amplificazione nel piano delle caratteristiche d'uscita nel caso in cui la pendenza della retta di carico diminuisca e il punto di riposo possa entrare nella regione di triodo

Il risultato è che le forme d'onda d'uscita non riproducono più il segnale d'ingresso e sono ovviamente più “schiate” dove l'escursione di Q è più limitata: l'amplificatore in questo caso non è più *lineare* e il segnale d'uscita subisce una *distorsione non lineare*. Pertanto il circuito amplifica sino a quando il punto Q non entra in regione di triodo.

Analogamente è facile dimostrare che l'amplificatore non è più lineare ed inizia a distorcere i segnali anche quando il punto di riposo entra in regione d'interdizione. In realtà, non è necessario che il MOSFET sia polarizzato in regione di triodo o d'interdizione per non avere più amplificazione lineare: è sufficiente esserne *sufficientemente* vicini, perché in tal modo le oscillazioni del segnale d'ingresso portano il punto Q in regione di triodo o d'interdizione.

Da quest'ultima considerazione emerge che il segnale d'ingresso deve essere abbastanza piccolo da non fare uscire il punto di riposo dalla zona di saturazione. Ecco perché questi amplificatori vengono sovente definiti come *amplificatori a piccoli segnali*.

Nei FET la regione di saturazione è definita *di linearità*, mentre le regioni di triodo e d'interdizione sono dette *non lineari*. Quanto detto per i FET, vale esattamente anche per i BJT: la zona attiva costituisce la *regione di linearità*, mentre quella di saturazione e d'interdizione sono *non lineari*. Per potere funzionare correttamente, un amplificatore a FET deve essere polarizzato in *regione di saturazione*, mentre un amplificatore a BJT in *zona attiva*^(*).

Per potere ottenere la maggiore escursione del punto di riposo – o, in termini più specifici, la *massima dinamica* – è intuitivo prevedere che il punto di riposo debba trovarsi (in assenza di segnale) al *centro* della regione di linearità. Nel caso dei FET, questo significa che Q deve essere situato al centro della regione di saturazione, cioè per V_{DS} compresa tra $V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_t$ (regione di triodo) e V_{DD} (interdizione); nel caso dei BJT, la massima dinamica si ha ponendo Q al centro della zona attiva che si ha per V_{CE} compresa tra $V_{CE(sat)} \approx 0$ (saturazione) e il valore della tensione d'alimentazione V_{CC} (interdizione).

11.3 Metodo di analisi degli amplificatori

Ricapitolando quanto detto sinora, un amplificatore funzionante correttamente deve essere innanzitutto polarizzato con una o più tensioni continue, in modo da portare il punto di riposo nella regione di linearità; deve essere inoltre applicato un *piccolo segnale*, le cui oscillazioni si traducono in escursioni del punto di riposo con la stessa cadenza, le quali a loro volta producono un'amplificazione del segnale d'uscita.

^(*) A proposito del concetto di “saturazione” nei FET e nei BJT, vale la pena sottolineare la poco opportuna terminologia adoperata nei testi di elettronica. È infatti evidente che questo termine indica due fenomeni notevolmente differenti nei due dispositivi, tuttavia questa è la terminologia che viene universalmente adottata.

Come si nota, l'analisi di un amplificatore è composta da due parti: un'analisi *statica*, relativa all'effetto delle tensioni continue sul circuito, e un'analisi *dinamica*, che invece si riferisce agli effetti delle *variazioni* del segnale d'ingresso sull'uscita.

Sino a quando il punto di riposo si trova in *regione di linearità*, è possibile applicare il *principio di sovrapposizione degli effetti*, cioè analizzare separatamente i due effetti separando le loro cause e considerando alla fine la somma dei due effetti come dovuta alla somma delle due cause. In altri termini, si può eseguire dapprima l'analisi statica, ignorando la presenza del piccolo segnale applicato in ingresso e in seguito l'analisi dinamica non preoccupandosi più della presenza delle tensioni d'alimentazione. Si noti che questo è il procedimento che è stato applicato nei paragrafi precedenti per effettuare l'analisi grafica.

Per svolgere l'analisi completa si possono considerare le seguenti linee generali:

1. Si esegue l'*analisi statica*, ossia il calcolo delle tensioni e correnti di polarizzazione, annullando le sorgenti di segnale, vale a dire *cortocircuitando i generatori variabili di tensione indipendenti e aprendo i rami con generatori variabili di corrente indipendenti*.
2. Si esegue l'*analisi dinamica*, ossia il calcolo delle ampiezze delle tensioni e correnti (variabili) d'uscita, annullando le sorgenti continue, vale a dire *cortocircuitando le tensioni d'alimentazione e aprendo i rami con correnti d'alimentazione*.

In realtà, in quasi tutti i problemi, lo scopo è semplicemente di calcolare l'amplificazione di tensione. Poiché quest'ultima è un rapporto di *ampiezze di tensioni sinusoidali*, non è influenzata dalla componente continua presente nei segnali. Pertanto, per il calcolo dell'amplificazione è sufficiente la sola analisi dinamica. L'analisi statica, tuttavia, è sempre necessaria per verificare che l'amplificatore sia correttamente polarizzato in regione di linearità in modo da poter amplificare. Inoltre, se si desidera conoscere il segnale d'uscita completo, vale a dire il segnale alternato con la sua componente continua, è necessario effettuare entrambe le analisi.

11.4 Analisi statica. Reti di polarizzazione

Osserviamo innanzitutto che le correnti e le tensioni in un transistor non sono indipendenti tra loro. Normalmente una o più grandezze è imposta dalla *rete di polarizzazione* esterna (e si comportano pertanto da *variabili indipendenti*), le altre (*variabili dipendenti*) sono sempre ricavabili dalle relazioni:

$$V_{DS} = V_{DG} + V_{GS} , \quad (11.1)$$

$$\begin{cases} I_G = 0 \\ I_D = I_S \end{cases} , \quad (11.2)$$

valide per i FET; inoltre si ha:

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}, \quad (11.3)$$

$$I_C = I_B + I_E, \quad (11.4)$$

valide per i BJT *nnp* (per un *pnp* la (11.4) diviene $I_E = I_B + I_C$).

Consideriamo l'amplificatore a MOSFET (a svuotamento) a source comune di Fig. 11.5a. Esso è simile ad altri schemi visti precedentemente, dove l'alimentazione V_{DD} e la resistenza R_D formano la retta di carico e la tensione di polarizzazione V_{GG} fissa il ramo della caratteristica d'uscita sulla quale individuare il punto di riposo.

In realtà, la *polarizzazione fissa di gate* è uno dei peggiori metodi per stabilire il punto di riposo. Come sappiamo, le caratteristiche dei transistor hanno delle elevate dispersioni; ad esempio in Fig. 11.5b sono riportate le *transcaratteristiche* I_D - V_{GS} minime e massime di un generico MOSFET a svuotamento. Se il gate è direttamente polarizzato con una tensione fissa V_{GG} ($= -1$ V, nell'esempio di Fig. 11.5b), il punto di riposo può trovarsi sulla retta verticale compreso tra Q_1 e Q_2 (dunque la corrente di drain può variare tra 1 mA e 12,3 mA).

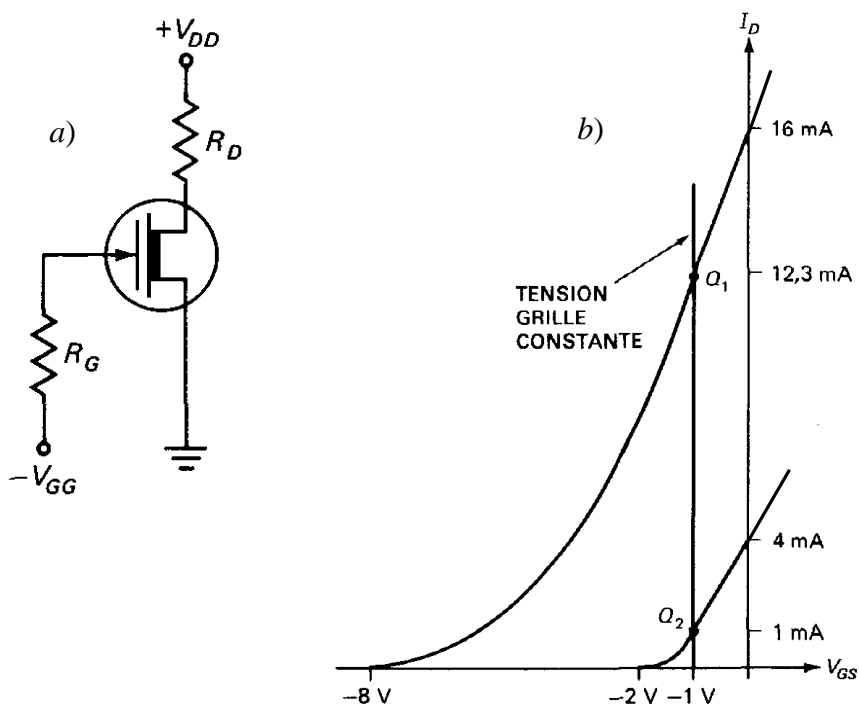


Fig. 11.5 – a) MOSFET a source comune con polarizzazione fissa di gate. b) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

Per migliorare la *stabilità* del punto di riposo del MOSFET alla dispersione delle caratteristiche, si può ricorrere a *reti di polarizzazione* alternative. Uno schema più efficace, detto di *polarizzazione automatica*, è riportato in Fig. 11.6a.

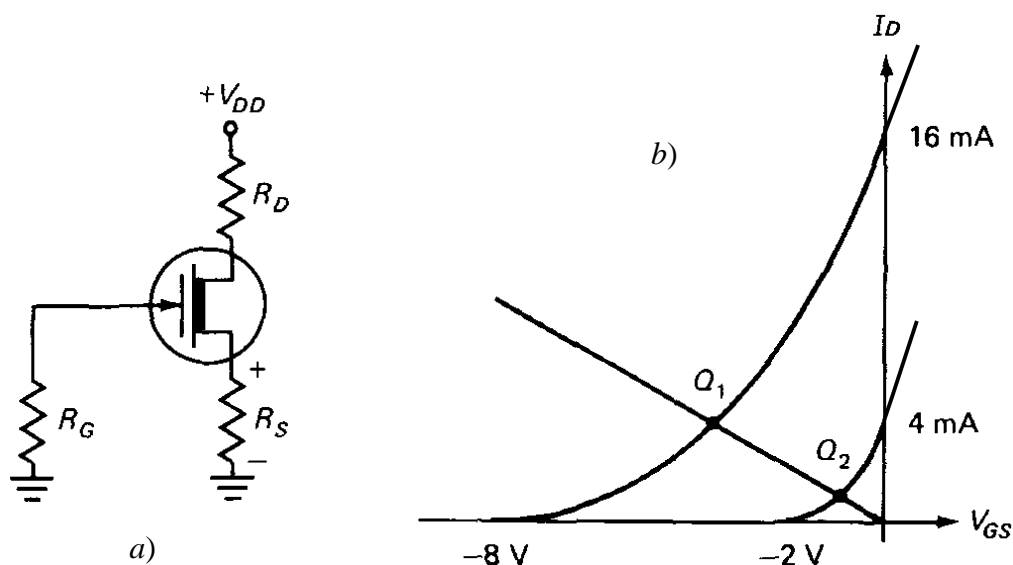


Fig. 11.6 – a) Polarizzazione automatica. b) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

Il gate è posto a massa tramite la resistenza R_G , tuttavia poiché la corrente di gate è sempre trascurabile, si ha

$$V_G = 0. \quad (11.5)$$

Allora l'equazione alla maglia d'ingresso è la seguente

$$V_{GS} = V_G - V_S = -R_S I_D. \quad (11.6)$$

Questa è l'equazione di una retta nel piano delle transcaratteristiche I_D - V_{GS} . Le intersezioni con le due transcaratteristiche minime e massime sono i due punti Q_1 e Q_2 , che corrispondono ai valori limite che il punto di riposo può assumere a causa della dispersione delle caratteristiche. La corrente di drain adesso dipende dalla pendenza della retta, cioè da R_S ; è ovviamente auspicabile che la pendenza sia quanto minore possibile – ossia R_S quanto più grande possibile – in modo che la corrente di drain sia stabile. Il problema è che, in tal modo, per ottenere un punto di riposo stabile si deve limitare eccessivamente la corrente di drain.

Uno dei metodi migliori per polarizzare un FET è sicuramente tramite una rete di *polarizzazione a 4 resistenze* (o *a divisore di tensione*), riportata in Fig. 11.7a. Se alla sezione d'ingresso si sostituisce il *circuito equivalente di Thevenin*, si ottiene lo schema equivalente di Fig. 11.7b. La *tensione di Thevenin* V_{TH} e la *resistenza equivalente di Thevenin* R_{TH} sono rispettivamente date da

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}, \quad (11.7)$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} . \quad (11.8)$$

La tensione V_{TH} coincide con la tensione con la tensione sul gate V_G ; pertanto la tensione sul source V_S si può scrivere come

$$V_S = V_{TH} - V_{GS} , \quad (11.9)$$

da cui si ricava la corrente di drain:

$$I_D = I_S = \frac{V_S}{R_S} = \frac{V_{TH} - V_{GS}}{R_S} . \quad (11.10)$$

Diagrammando questa retta nel piano I_D - V_{GS} si hanno due intersezioni con le transcaratteristiche minima e massima, come mostrato in Fig. 11.7c. In questo caso, la corrente I_D varia molto poco tra Q_1 e Q_2 e se $V_{TH} \gg V_{GS}$ la corrente di drain si può considerare praticamente *costante*. Si noti che tanto più la tensione V_{TH} è grande, tanto più la retta è orizzontale (e il punto di riposo è stabile).

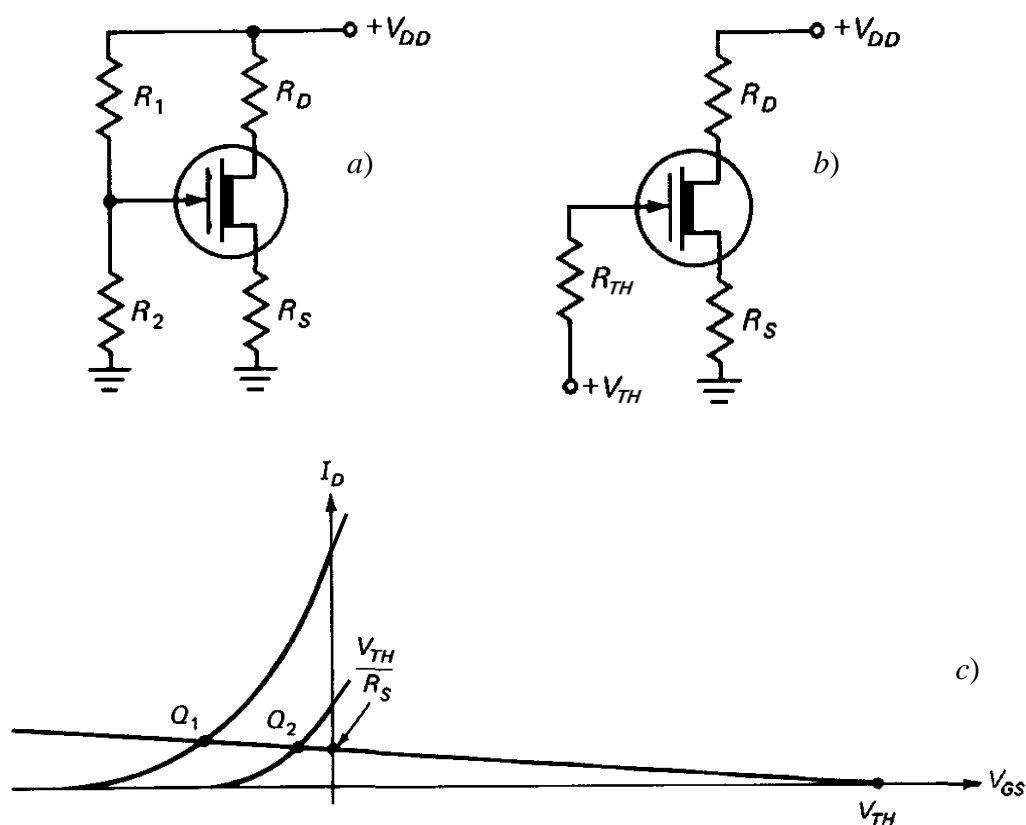


Fig. 11.7 – a) Polarizzazione a 4 resistenze. b) Schema semplificato applicando il teorema di Thevenin. c) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

L'elemento stabilizzatore della rete di polarizzazione a 4 resistenze è costituito dalla resistenza R_S : infatti, se si suppone che I_D tenda a variare per cause esterne, per esempio ad aumentare, di conseguenza la caduta su R_S aumenta anch'essa; la tensione $V_{GS} (= V_{TH} - R_S I_D)$ tende allora a diminuire diventando ancora più negativa. In tal modo, viene contrastato la tendenza all'aumento iniziale di I_D .

La polarizzazione a 4 resistenze è utilizzata anche nei circuiti lineari a BJT; per tali transistor essa è forse la rete di polarizzazione più diffusa e risulta ancora più efficiente che nei FET. Diciamo subito che anche nel caso del BJT, lo scopo più importante di una rete di polarizzazione è quello di fissare un punto di riposo *stabile*, per il quale la corrente d'uscita – tipicamente quella di collettore – non varia anche se variano le caratteristiche del transistor. Nei BJT il parametro più “insidioso” da questo punto di vista è il guadagno di corrente β , in quanto presenta una forte dispersione e varia sensibilmente con la temperatura. Un buon circuito di polarizzazione a BJT deve pertanto fornire un punto di riposo stabile che sia indipendente (il più possibile) da β .

Lo schema tipico di un BJT polarizzato a 4 resistenze è identico a quello visto prima per i FET; esso è riportato in Fig. 11.8a, insieme allo schema semplificato tramite il teorema di Thevenin (Fig. 11.8b).

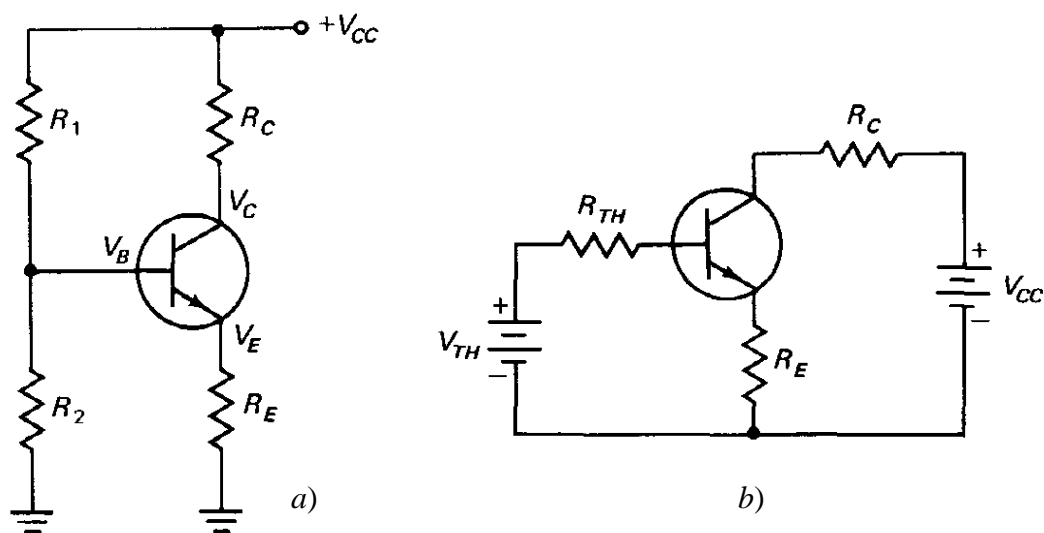


Fig. 11.8 – a) Polarizzazione a 4 resistenze per un BJT. b) Schema semplificato applicando il teorema di Thevenin

Evidentemente per lo schema equivalente di Thevenin risulta

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} , \quad (11.11)$$

mentre R_{TH} è dato sempre dalla (11.8). La somma delle tensioni lungo la maglia d'ingresso del circuito di Fig. 11.8b dà

$$V_{BE} + R_E I_E - V_{TH} + R_{TH} I_B = 0, \quad (11.12)$$

da cui, considerando che $I_B = I_C/\beta$, si ricava la corrente di collettore:

$$I_C \approx I_E \approx \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{TH}}{\beta}}. \quad (11.13)$$

Affinché I_C risulti indipendente da β , deve risultare $R_E \gg R_{TH}/\beta$ cosicché:

$$I_C \approx \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E}. \quad (11.14)$$

Tale condizione è facilmente ottenibile dato che il valore tipico di β è circa 100, dunque più piccole sono le resistenze del partitore d'ingresso (R_{TH}), tanto più stabile è la corrente di collettore. Per motivi che saranno più chiari in seguito (cfr. par. 11.5.1), conviene che l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore sia sufficientemente elevata e ciò obbliga a mantenere R_{TH} ad un valore non troppo basso.

L'equazione (11.14) è analoga alla (11.10) ottenuta per i FET. Tuttavia, mentre in un transistor bipolare V_{BE} è uguale a circa 0,7 V e varia poco da un transistor all'altro, nei FET invece V_{GS} può variare di alcuni volt da un dispositivo all'altro (per tale motivo i costruttori riportano le curve transcaratteristiche minima e massima, o altrimenti i valori minimo e massimo di V_{GS}). Inoltre i valori tipici delle tensioni d'alimentazioni rendono difficilmente la tensione V_{TH} molto più grande di V_{GS} (tale da potere trascurare V_{GS} rispetto a V_{TH}). Ecco perché un divisore di tensione polarizza meno bene un FET che un BJT.

Per poter definitivamente stabilizzare il punto di riposo, è necessario produrre una corrente di drain indipendente da V_{GS} . La polarizzazione a 4 resistenze e quella di source tentano di pervenirvi mascherando le variazioni di V_{GS} e proprio per tale motivo sono molto utilizzati (soprattutto lo schema a 4 resistenze, visto che necessita di una sola tensione d'alimentazione). Per rendere la corrente di drain indipendente da V_{GS} si può ricorrere allo schema di *polarizzazione tramite generatore di corrente costante* rappresentato in Fig. 11.9a.

Come si osserva la corrente di drain è uguale a quella imposta dal generatore, cioè

$$I_D = I_O. \quad (11.15)$$

La Fig. 11.9b illustra l'efficacia della polarizzazione tramite generatore di corrente costante. Poiché I_C è costante, i due punti Q_1 e Q_2 hanno lo stesso valore di corrente di drain. Pertanto, il generatore di corrente elimina l'influenza di V_{GS} . La tensione V_{GS} varia passando da Q_1 a Q_2 , ma in ogni caso non influisce sulla corrente di drain.

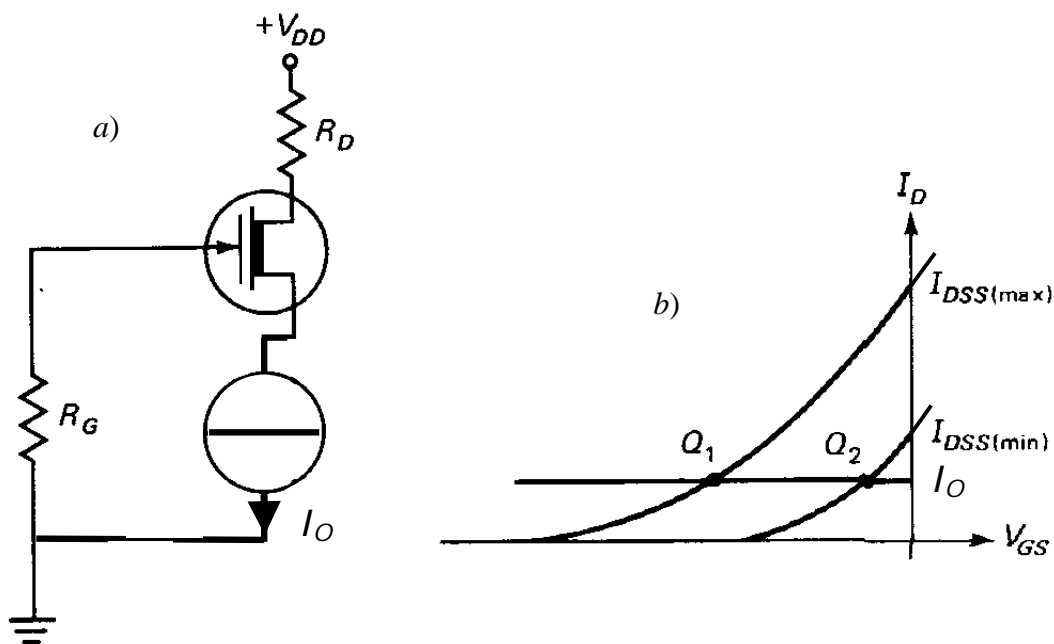


Fig. 11.9 – a) Polarizzazione tramite generatore di corrente costante.
 b) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

Tutti i tipi di reti di polarizzazione fin qui analizzati possono essere adottati anche se si lavora con MOSFET a svuotamento, il cui funzionamento (se non si considera che esso può anche funzionare ad arricchimento) è, infatti, simile a quello dei FET.

Per i MOSFET ad arricchimento vi è invece qualche piccola differenza. Infatti, per ottenere una corrente, la tensione V_{GS} deve essere superiore a V_t (che è un numero positivo). Ciò esclude la polarizzazione automatica e la polarizzazione tramite generatore di corrente costante, in quanto il gate è posto a massa e la tensione sul source è normalmente positiva, pertanto V_{GS} non può che essere negativa.

La rete di polarizzazione più versatile è sicuramente quella a 4 resistenze, poiché può essere utilizzata con qualsiasi tipo di transistor (MOSFET, BJT, JFET) e permette di ottenere un punto di riposo discretamente stabile.

11.5 Analisi dinamica. Amplificazione

Giova ripetere che per l'analisi dinamica tutti i generatori di tensione costanti devono essere cortocircuitati, mentre quelli di corrente (se ve ne sono) devono essere sostituiti da un circuito aperto. Compiute tali operazioni, lo schema ottenuto (detto *schema dinamico*) può essere semplificato sostituendo al transistor un modello costituito da elementi più semplici da trattare. Tale

modello è valido solamente *in zona lineare*, dato che al di fuori di tale zona il comportamento del transistor cambia drasticamente.

Consideriamo dapprima un FET (configurato a source comune). Come sappiamo, se il FET lavora in zona lineare la corrente di drain è espressa dalla (7.10): il dispositivo può allora essere considerato come un *generatore di corrente dipendente* dalla tensione v_{GS} . Riferiamoci adesso soltanto ai piccoli segnali, ossia alle variazioni attorno al punto di riposo, ed esaminiamo la Fig. 11.10.

Se il segnale d'ingresso v_{gs} è sufficientemente piccolo, la transcaratteristica i_D - v_{GS} può essere *linearizzata* nell'intorno del punto Q e la corrente i_d può essere ricavata moltiplicando v_{gs} per il coefficiente angolare della retta che rappresenta la transcaratteristica linearizzata nell'intorno di Q , come si evince dalla costruzione grafica in Fig. 11.10.

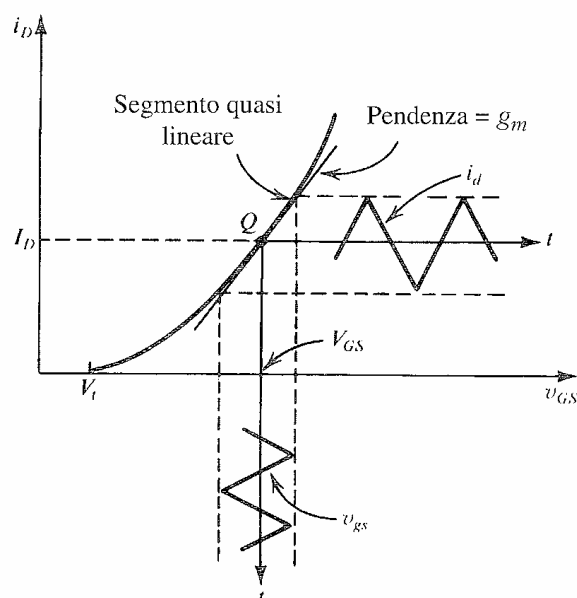


Fig. 11.10 – Funzionamento di un amplificatore per piccoli segnali a FET

Tale coefficiente angolare costituisce la *transconduttanza* g_m , alla quale si era già accennato nel Cap. 6. Essa può essere calcolata come la derivata della corrente totale di collettore i_D rispetto alla tensione totale applicata tra gate e source v_{GS} , calcolata in corrispondenza della tensione v_{GS} nel punto di riposo (V_{GS}). In sintesi:

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} = 2K(V_{GS} - V_t). \quad (11.16)$$

In un MOSFET il parametro K dipende dalle dimensioni del canale in base alla (7.6); sostituendo quest'ultima nella (11.16) si ottiene

$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t). \quad (11.17)$$

Pertanto per ottenere una transconduttanza relativamente grande il dispositivo deve essere corto (L piccolo) e largo (W grande). Essa dipende anche da $(V_{GS} - V_t)$, cioè da quanto la tensione di polarizzazione V_{GS} supera quella di soglia; tuttavia per aumentare g_m , non conviene aumentare troppo V_{GS} poiché si riduce la dinamica del segnale d'uscita (il punto di riposo sale sulla retta di carico verso la regione di triodo).

Valori tipici di g_m per MOSFET ordinari (esclusi, cioè, quelli di potenza) sono dell'ordine di una decina di mS (e ancora minori, nel caso di JFET). Nei BJT la transconduttanza è sensibilmente più grande, quasi due ordini di grandezza maggiore.

Da quanto detto sopra, dovrebbe risultare chiaro come sia possibile sostituire nello schema dinamico al posto del FET, il *modello equivalente per piccoli segnali* riportato in Fig. 11.11.

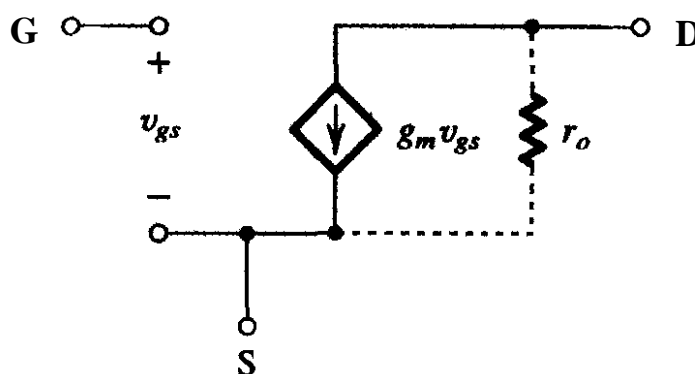


Fig. 11.11 – *Modello per piccoli segnali del FET*

(Volendo includere nel modello l'effetto di *modulazione della lunghezza del canale*, ossia il fatto che le caratteristiche d'uscita non sono perfettamente orizzontali, è sufficiente porre in parallelo al generatore dipendente di corrente una resistenza pari alla *resistenza d'uscita* r_o).

Consideriamo adesso un BJT (configurato ad emettitore comune). Intuitivamente è facile prevedere che il *modello equivalente per piccoli segnali* è costituito anch'esso da un *generatore di corrente pilotato* in uscita (eventualmente con una resistenza in parallelo, per tenere conto della lieve pendenza delle caratteristiche d'uscita). In ingresso, però, la situazione è differente: infatti il transistor può essere pilotato sia da una tensione (v_{be}), che da una corrente (i_b). Mentre allora l'ingresso del modello equivalente del FET è costituito da un circuito aperto (poiché la corrente di gate è nulla), nel caso di un BJT l'ingresso è costituito da una resistenza che rappresenta la relazione intercorrente tra v_{be} e i_b . Questo ovviamente è vero solo per piccoli segnali, ove cioè sia possibile linearizzare la caratteristica i_b - v_{be} .

In Fig. 11.12 è riportato lo schema equivalente per piccoli segnali di un BJT. La resistenza r_π è la resistenza d'ingresso del transistor ed è ovviamente uguale a v_{be}/i_b . Il generatore di corrente è pilotato in corrente (i_b): esso rappresenta la corrente i_c che (in zona lineare) è uguale a βi_b . Tuttavia, vista la reciproca dipendenza di v_{be} da i_b , si può anche immaginare che il generatore di corrente sia pilotato dalla tensione v_{be} , anziché dalla corrente i_b .

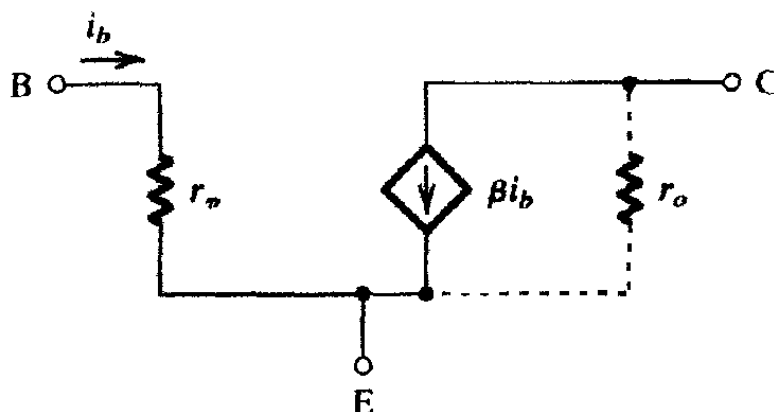


Fig. 11.12 – Modello per piccoli segnali del BJT (con generatore di corrente pilotato in corrente)

Poiché

$$i_b = v_{be}/r_\pi, \quad (11.18)$$

la corrente i_c fornita dal generatore pilotato vale

$$i_c = \beta i_b = \frac{\beta v_{be}}{r_\pi} = g_m v_{be}, \quad (11.19)$$

avendo posto

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi}. \quad (11.20)$$

La grandezza g_m prende il nome di *transconduttanza* ed è analoga a quella del FET (eccetto che per l'ordine di grandezza, che nei BJT può essere tipicamente un centinaio di mS). Lo schema di Fig. 11.12 resta pertanto valido se, al posto del generatore di corrente βi_b pilotato in corrente, si sostituisce un generatore di corrente $g_m v_{be}$ pilotato in tensione (Fig. 11.13).

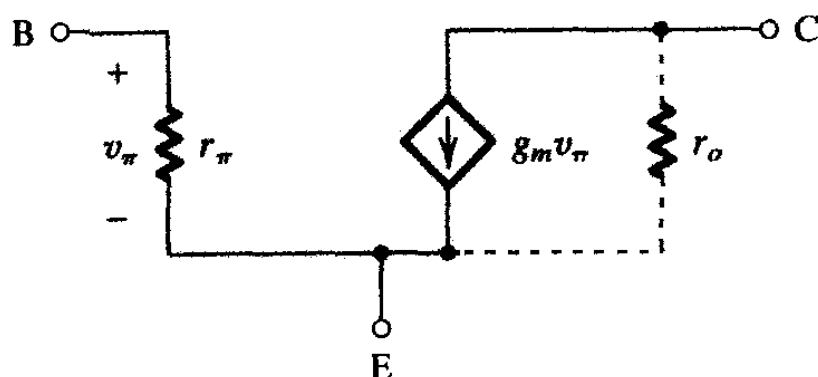


Fig. 11.13 – Modello per piccoli segnali del BJT (con generatore di corrente pilotato in tensione)

Come amplificatore di piccoli segnali, il transistor opportunamente polarizzato viene inserito tra una sorgente di segnale v_s con resistenza interna R_s ed un utilizzatore (carico) caratterizzato dalla sua resistenza R_L . Questa situazione è illustrata dallo schema generale di Fig. 11.14 nel quale compaiono due capacità C_{a1} e C_{a2} , dette di *accoppiamento*, con il compito di evitare che la sorgente di segnale ed il carico siano percorsi dalla corrente continua presente nella rete di polarizzazione, cosa che in molti casi può essere dannosa. Allo stesso tempo il punto di riposo risulta così indipendente da R_s e da R_L , il che rende più semplice il dimensionamento della rete di polarizzazione. In questa sezione, supporremo che le capacità siano di valore infinito, cioè $X_C > \infty$, in modo da poterle considerare circuiti aperti con segnali continui (frequenza zero) e cortocircuiti in caso di segnali alternati (frequenza maggiore di zero).



Fig. 11.14 – Schema generale di uno stadio di amplificazione

Iniziamo adesso ad analizzare le configurazioni amplificatrici fondamentali a transistor. Nel seguito, come rete di polarizzazione sarà sempre utilizzata la rete a 4 resistenze, grazie alla sua versatilità che la rende adatta a qualsiasi tipo di transistor, oltre che alle sue buone caratteristiche di stabilità.

11.5.1 Amplificatore a source comune e ad emettitore comune

La Fig. 11.15a mostra lo schema tipico di un *amplificatore a source comune*. Al lettore attento non dovrebbe sfuggire un'apparente contraddizione nello schema riportato. Come detto in altre sezioni, una configurazione a source comune prevede che il source, "comune" ad ingresso ed uscita, sia posto a massa, mentre palesemente ciò non si ha nello schema di Fig. 11.15a. Ed, in teoria, non si potrà mai avere adottando una rete di polarizzazione a 4 resistenze, giacché in tal caso è sempre presente una resistenza sul source (o sull'emettitore, in caso di BJT). La soluzione a questo problema è di porre in parallelo alla resistenza di source R_S una capacità C_S , detta di *by-pass*, che ha la funzione di connettere dinamicamente a massa il source, cioè di cortocircuitare, per il segnale, la resistenza R_S ; dal punto di vista statico, essa invece si comporta da circuito aperto, in modo da non alterare la topologia della rete di polarizzazione. Ovviamente tale capacità deve essere di valore molto elevato per potere cortocircuitare un segnale a qualsiasi frequenza; in questa sede supporremo, come per le capacità di accoppiamento, che la reattanza sia infinita.

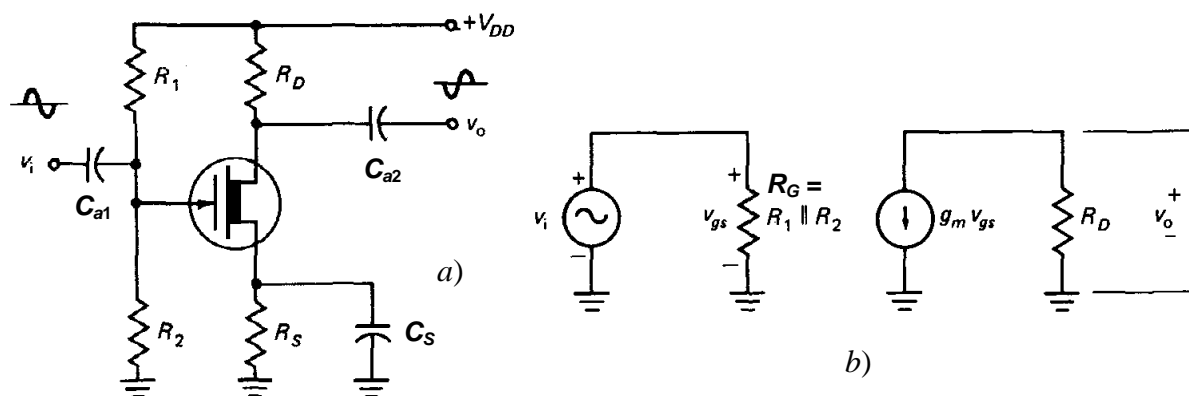


Fig. 11.15 – a) Amplificatore a source comune. b) Schema equivalente dinamico

Si noti innanzitutto, che non appena la tensione v_{gs} aumenta, la corrente i_d aumenta pure e la tensione sul drain diminuisce (giacché aumenta la caduta di tensione su R_D). Pertanto un semiperiodo positivo della tensione d'ingresso produce un semiperiodo negativo della tensione d'uscita e viceversa. L'amplificatore a source comune, di conseguenza, *inverte* la fase del segnale d'ingresso.

Dallo schema equivalente dinamico di Fig. 11.15b risulta che le due resistenze R_1 e R_2 sono dinamicamente in parallelo (ricordiamo che V_{DD} viene cortocircuitata nello schema dinamico), quindi sono riunite in un'unica resistenza $R_G = R_1 // R_2$. La tensione d'uscita è, tuttavia indipendente, dal valore di tale resistenza ed è uguale a

$$v_o = -g_m v_{gs} R_D. \quad (11.21)$$

Il segno meno del secondo membro indica l'inversione di fase. La tensione d'ingresso è uguale a

$$v_i = v_{gs}. \quad (11.22)$$

Definita *amplificazione di tensione* il rapporto tra la tensione d'uscita e quella d'ingresso, si ha:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_D. \quad (11.23)$$

L'amplificazione dipende pertanto solo dalla transconduttanza e dalla resistenza sul drain.

Analizziamo adesso un *amplificatore ad emettitore comune*. Lo schema tipico è mostrato in Fig. 11.16a, insieme al suo schema equivalente dinamico in Fig. 11.16b.

Lo schema è il complementare di quello del FET a source comune; come è facile verificare, l'amplificazione è la stessa del caso precedente sostituendo R_C al posto di R_D :

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_C. \quad (11.24)$$

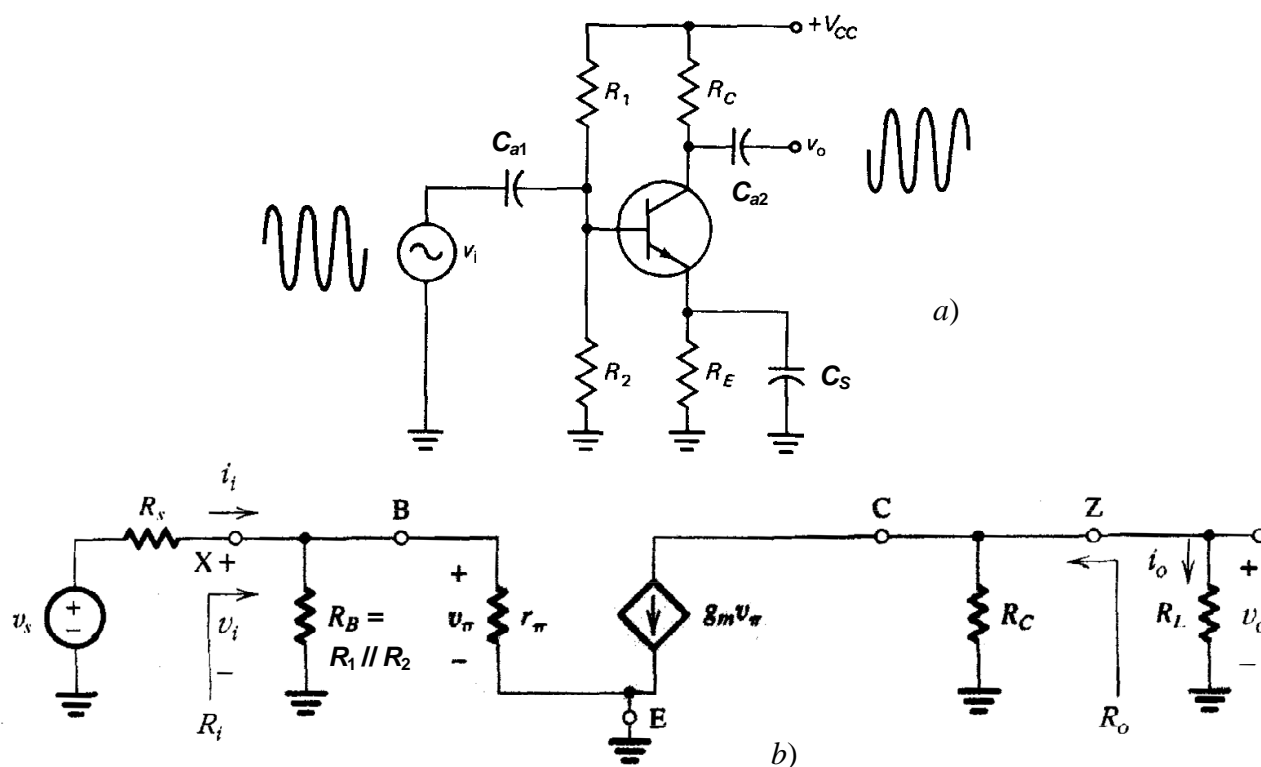


Fig. 11.16 – a) Amplificatore a emettitore comune. b) Schema equivalente dinamico

Come vedremo più avanti (par. 11.6), negli amplificatori a più stadi il carico di un amplificatore è spesso costituito dallo *stadio d'ingresso* di un altro amplificatore, mentre l'ingresso dallo *stadio d'uscita* di un ulteriore amplificatore. Riveste allora notevole importanza conoscere la *resistenza d'uscita* e *d'ingresso* di un amplificatore.

Per calcolare la *resistenza d'uscita* dell'amplificatore a source comune, facendo riferimento allo schema dinamico di 11.16b, basta cortocircuitare tutti i generatori di tensione *indipendenti* e aprire tutti i generatori di corrente *indipendenti* e calcolare il rapporto tra la tensione e la corrente visti dall'uscita, inserendo eventualmente un generatore ausiliario ai morsetti d'uscita. Se si cortocircuita il generatore di segnale $v_i (= v_{gs})$, è evidente che il generatore di corrente *dipendente* $g_m v_{gs}$ si annulla, cioè diviene un circuito aperto. In queste condizioni, la resistenza d'uscita R_o è uguale semplicemente a

$$R_o = R_D . \quad (11.25)$$

Analogamente, in un amplificatore ad emettitore comune si calcola:

$$R_o = R_C . \quad (11.26)$$

Dal punto di vista dell'*amplificazione di tensione* e della *resistenza d'uscita* non vi sono differenze tra un amplificatore a source comune ed uno ad emettitore comune, se non la differente nomenclatura adoperata. Va tuttavia evidenziato che la transconduttanza di un BJT è generalmente maggiore di quella di un FET (a meno che non si tratti di un MOSFET di potenza), per cui l'amplificazione risulta più grande per un BJT.

I due tipi di amplificatori differiscono invece parecchio per quanto riguarda la *resistenza d'ingresso*. Per un FET, dallo schema di Fig. 11.15b discende immediatamente che la resistenza d'ingresso R_i vale

$$R_i = R_G = R_1 // R_2 ; \quad (11.27)$$

per i BJT, dallo schema di Fig. 11.16b deriva invece

$$R_i = R_B // r_\pi = R_1 // R_2 // r_\pi . \quad (11.28)$$

Risulta evidente come, nel caso dei BJT, non sia possibile ottenere una resistenza d'ingresso *grande* a piacimento, semplicemente agendo su parametri esterni (vale a dire R_1 e R_2); in altri termini, la resistenza d'ingresso dell'amplificatore R_i è "limitata" dalla resistenza d'ingresso del transistor r_π , il cui valore tipico è poco più di 1 k Ω . Ovviamente, per ottenere la massima resistenza d'ingresso, R_1 e R_2 vanno dimensionati in modo che siano almeno di un ordine di grandezza maggiori di r_π e risulti pertanto

$$R_i \approx r_\pi . \quad (11.29)$$

Ma per quale motivo in un amplificatore di tensione siamo così tanto interessati ad avere una resistenza d'ingresso elevata? E – aggiungiamo – una resistenza d'uscita piccola? Per capire questo

importante concetto, consideriamo nuovamente l'amplificatore ad emettitore comune, questa volta con l'inserzione di una *resistenza di carico* R_L in uscita e con un generatore di segnale *reale*, vale a dire con una sua *resistenza interna* R_s in ingresso. L'amplificatore completo è rappresentato in Fig. 11.17a, insieme al suo schema equivalente (Fig. 11.17b).

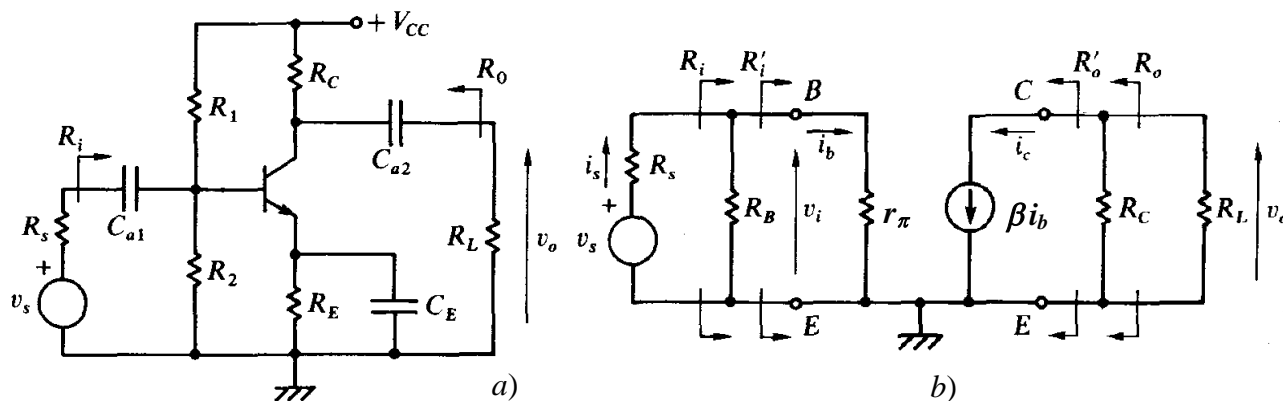


Fig. 11.17 – a) Amplificatore a emettitore comune completo (con resistenza di carico e generatore di segnale con resistenza interna). b) Schema equivalente dinamico

L'amplificazione di tensione del circuito completo A_T evidentemente non è più v_o/v_i , bensì v_o/v_s (v_o/v_i è piuttosto l'amplificazione del transistor). Si noti che è possibile scrivere:

$$A_T = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s}. \quad (11.30)$$

Dinamicamente il carico R_L è in parallelo a R_C , pertanto il valore del rapporto v_o/v_i espresso dalla (11.24), è dato semplicemente dalla transconduttanza moltiplicata per il *parallelo* tra queste due resistenze (cioè $g_m \cdot R_C // R_L$). A questo punto, per ricavare l'amplificazione totale, si tratta semplicemente di ricavare il rapporto v_i/v_s . Il circuito d'ingresso tra v_s e v_i è esattamente equivalente allo schema di Fig. 11.18, nel quale si è sostituito alla rete circuitale *a valle* del generatore di segnale *reale*, la sua resistenza d'ingresso R_i .

Il calcolo del rapporto v_i/v_s si riduce quindi al calcolo delle tensioni in un *partitore*. L'amplificazione totale si può infine scrivere:

$$A_T = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = A \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = -g_m (R_C // R_L) \cdot \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right). \quad (11.31)$$

In sostanza, la presenza della resistenza interna R_s comporta un'*attenuazione* del segnale d'ingresso. Questa attenuazione è tanto più forte, quanto maggiore è la resistenza R_s ; se al contrario,

R_s è piccola rispetto a R_i , il rapporto $\frac{R_i}{R_s + R_i}$ tende a 1, pertanto R_s non ha più influenza sull'amplificazione totale.

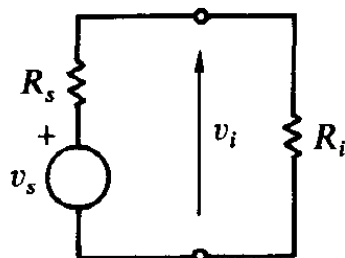


Fig. 11.18 – Schema equivalente del circuito d'ingresso dell'amplificatore a emettitore comune completo

Questa considerazione dovrebbe chiarire il motivo per il quale negli amplificatori di tensione è sempre importante avere *basse resistenze d'uscita* (come nel caso di R_s) e *alte resistenze d'ingresso* (come nel caso di R_i).

Attenzione! Per non attenuare un segnale di tensione attraverso un circuito è lecito imporre che sia $R_i \gg R_s$ e $R_o \ll R_L$, ma per ottenere il *massimo trasferimento di potenza* dalla sorgente al carico deve invece essere $R_i \equiv R_s$ e $R_o \equiv R_L$ ^(♥). Evidentemente, se si realizzano le condizioni per avere un'amplificazione di tensione senza attenuazioni in ingresso o in uscita, non si può ottenere l'adattamento in potenza. Questo ovviamente non significa non avere alcuna amplificazione di potenza (altrimenti il circuito non sarebbe più un amplificatore...), ma semplicemente che l'amplificazione di potenza non è la *massima ottenibile* (in alcuni tipi di amplificatori – quelli di potenza – si preferisce privilegiare l'adattamento in potenza, sacrificando un poco l'amplificazione di tensione).

Riassumendo, le caratteristiche dell'amplificatore a source comune e ad emettitore comune sono le seguenti:

1. *Resistenza d'uscita non troppo bassa*, dell'ordine del $k\Omega$. Sebbene sia facile modificarla, visto che coincide con R_D (amplificatore a source comune) o con R_C (amplificatore ad emettitore comune), da queste resistenze dipende anche il valore dell'amplificazione di tensione, quindi non è possibile ridurle troppo.

^(♥) Infatti se $R_i \gg R_s$, si ha la massima amplificazione di tensione ottenibile, ma ciò non vale per l'*amplificazione di corrente*, la quale peggiora se R_s diminuisce (in quanto la corrente i_s su R_s aumenta).

2. *Resistenza d'ingresso elevata* nel caso di FET, dell'ordine delle decine di $k\Omega$, coincidente con il parallelo $R_1//R_2$; *resistenza d'ingresso abbastanza bassa*, nel caso di BJT, dell'ordine del $k\Omega$. Si noti che quest'ultima è uguale all'incirca al valore della resistenza r_π , se si dimensiona il parallelo $R_1//R_2$ in modo che sia molto più grande rispetto a r_π . C'è tuttavia un limite all'aumento di $R_1//R_2$: infatti l'equazione (11.13) mostra che se $R_{TH} = R_1//R_2$ è troppo elevata, la corrente I_C dipende fortemente da β e il punto di riposo è *instabile*.
3. *Amplificazione di tensione > 1 e con sfasamento di 180°* del segnale d'uscita per entrambi i transistor. L'amplificazione, in tutti e due i casi, è proporzionale alla transconduttanza g_m del dispositivo (e per tale motivo, maggiore nei BJT di almeno un ordine di grandezza rispetto ai FET). Purtroppo, la transconduttanza nei FET dipende dalla corrente di drain, come si osserva sostituendo la (3.10) nella (11.17):

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D}; \quad (11.32)$$

anche nei BJT la transconduttanza dipende dalla corrente di collettore e si può dimostrare che

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}. \quad (11.33)$$

Questo significa che si hanno variazioni istantanee dell'amplificazione legate alle variazioni di corrente: ciò comporta una perdita di *linearità* da parte dell'amplificatore, in quanto l'amplificazione non è più costante con le variazioni del segnale d'ingresso.

Quest'ultima considerazione pone il problema dell'individuazione di una configurazione amplificatrice, nella quale l'amplificazione di tensione sia perfettamente costante e non dipenda dalle variazioni delle tensioni o delle correnti in gioco.

11.5.2 Amplificatore a doppio carico

Il problema precedente è risolto dall'*amplificatore a doppio carico*, vale a dire un amplificatore a source comune con resistenza sul source, oppure ad emettitore comune con resistenza sull'emettitore. La Fig. 11.19a illustra lo schema di un amplificatore a doppio carico (a JFET), il cui schema equivalente dinamico è riportato in Fig. 11.19b.

Posto $R'_L = R_L // R_D$, la tensione d'uscita è

$$v_o = -g_m v_{gs} R'_L; \quad (11.34)$$

la tensione v_{gs} si ottiene valutando separatamente le due tensioni al gate e al source:

$$\begin{aligned} v_{gs} &= v_g - v_s = v_i - g_m R_S v_{gs} \\ \Rightarrow v_{gs} &= \frac{v_i}{1 + g_m R_S} \end{aligned} \quad (11.35)$$

e sostituendo nella (11.34) si ottiene immediatamente l'amplificazione:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R_S} \quad (11.36)$$

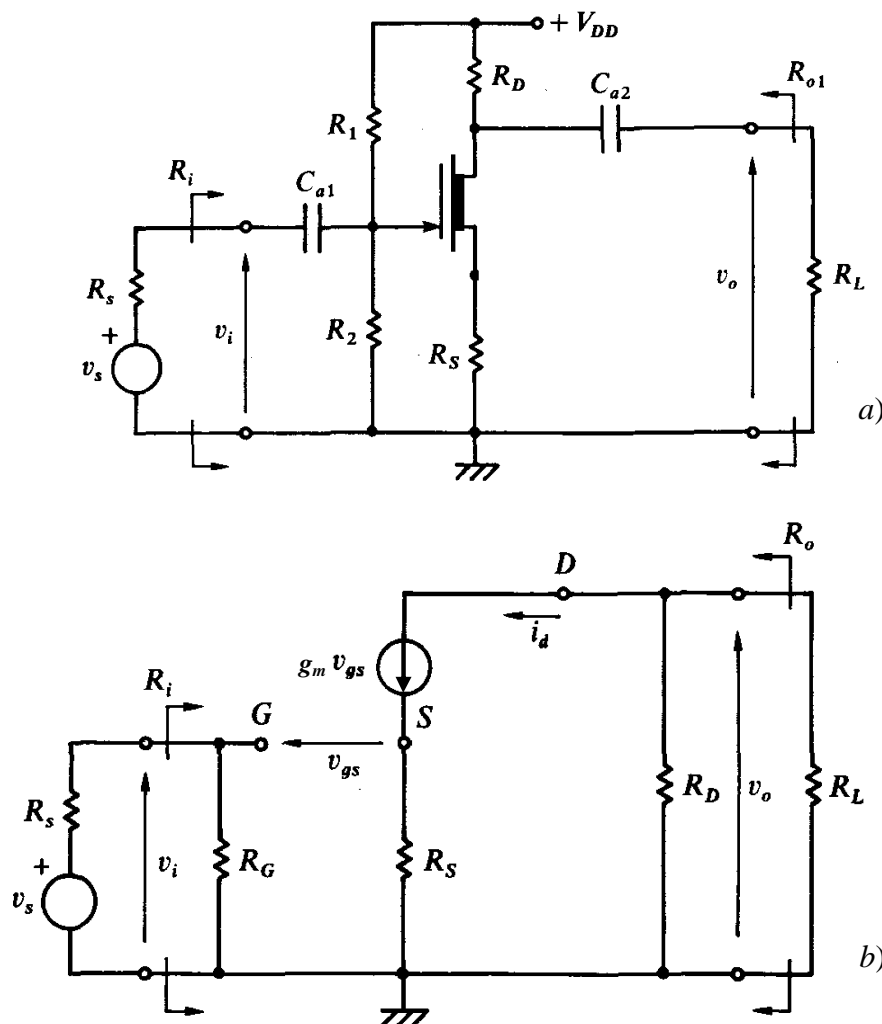


Fig. 11.19 – a) Amplificatore a doppio carico a FET. b) Schema equivalente dinamico

Se $g_m R_S \gg 1$, l'espressione dell'amplificazione si semplifica notevolmente:

$$A = -\frac{R'_L}{R_S} \quad (11.37)$$

Questo significa che l'amplificazione della configurazione a doppio carico, sebbene lievemente minore di quella a source comune, risulta indipendente dai parametri del transistor, dipendendo soltanto da elementi circuitali esterni. L'accuratezza del valore dell'amplificazione dipende dalla precisione con cui si conoscono i valori delle resistenze. Le resistenze sono i componenti elettronici (insieme ai quarzi) che si possono calibrare con la massima precisione (grazie a sistemi di taratura

di tipo *laser trimming*). Inoltre, sull'emettitore o sul collettore si può utilizzare un trimmer o un potenziometro da regolare in modo da ottenere esattamente l'amplificazione voluta.

Si noti che affinché l'amplificazione possa esprimersi come un rapporto tra resistenze deve essere verificata la condizione $g_m R_S \gg 1$ ($g_m R_E \gg 1$ per i BJT). Questa è sempre verificata per i BJT e, in genere, anche per i MOSFET; non è sempre verificata, invece, per i JFET a causa della minore transconduttanza.

L'*amplificazione di tensione totale* si ricava sempre considerando la *resistenza d'ingresso* R_i del circuito, in modo da calcolare l'attenuazione del partitore R_1 - R_2 . Poiché, come è facile verificare, anche in questo caso (cfr. equazione (11.27)) la resistenza d'ingresso è uguale a

$$R_i = R_G = R_1 // R_2, \quad (11.38)$$

l'espressione dell'amplificazione totale è

$$A_T = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = A \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = -\frac{R'_L}{R_s} \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \approx -\frac{R'_L}{R_s}, \quad (11.39)$$

dato che il valore della resistenza interna è sempre molto più piccolo del valore della resistenza d'ingresso.

Per quanto concerne la resistenza d'uscita, si può dimostrare facilmente che

$$R_o = R_D. \quad (11.40)$$

Per i BJT configurato a doppio carico, il procedimento è analogo e non vi sono particolari "sorprese" per ciò che concerne l'*amplificazione di tensione* e la *resistenza d'uscita*; si verifica, infatti, facilmente che

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R_E} \approx -\frac{R'_L}{R_E} \quad (11.41)$$

(avendo posto $R'_L = R_L // R_C$ e nell'ipotesi che $g_m R_E \gg 1$) e

$$R_o = R_C. \quad (11.42)$$

La resistenza d'ingresso risulta invece modificata dalla presenza della resistenza sull'emettitore. Tuttavia, nella maggior parte dei casi, essa risulta all'incirca uguale alla resistenza equivalente del partitore d'ingresso R_B :

$$R_i = R_B // [r_\pi + (1 + \beta)R_E] \approx R_B = R_1 // R_2. \quad (11.43)$$

Rispetto all'amplificatore ad emettitore comune, la resistenza r_π del transistor è in questo caso incrementata di un valore molto elevato (approssimativamente di un centinaio di volte la resistenza sull'emettitore). Pertanto, essa non prevale più sulla resistenza del partitore $R_B = R_1 // R_2$ ma, al contrario, è il partitore R_B a prevalere. Dal punto di vista della resistenza d'ingresso, l'amplificatore a BJT a doppio carico si comporta come l'amplificatore a FET.

Sebbene un amplificatore a doppio carico permetta di stabilire a priori il valore del rapporto di amplificazione tramite un'opportuna scelta delle resistenze sul drain (o sul collettore) e sul source (o sull'emettitore) – purché la resistenza di carico sia sufficientemente elevata – in realtà i valori di almeno una delle due resistenze sono vincolati dalla rete di polarizzazione. In altre parole, se si modificano a piacere i valori di R_D (o R_C) e R_S (o R_E) per stabilire l'amplificazione, si modifica anche il punto di riposo. E se quest'ultimo esce dalla regione di linearità non si può alcuna amplificazione, indipendentemente dal valore del rapporto R_D/R_S (o R_C/R_E).

Per avere un grado di libertà in più, in sede di progetto si può cortocircuitare dinamicamente *una parte* della resistenza sul source (o sull'emettitore), così come mostrato in Fig. 11.20.

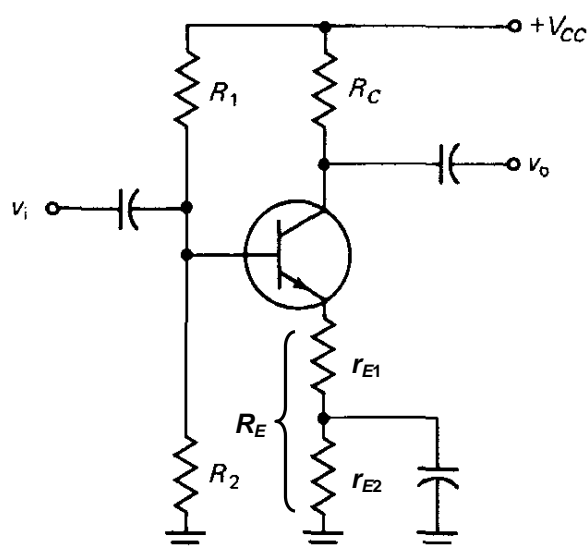


Fig. 11.20 – Amplificatore a BJT a doppio carico con resistenza sull'emettitore parzialmente cortocircuitata dinamicamente

In questo modo, poiché per stabilizzare il punto di riposo la R_E non deve essere in genere troppo piccola, cortocircuitandone dinamicamente una parte si può rendere piccola r_{E1} – che è la sola porzione che appare sullo schema dinamico – in modo da aumentare l'amplificazione, senza variare il punto di riposo (che invece dipende da $r_{E1} + r_{E2}$, cioè R_E). Si noti che R_E può essere costituito da un potenziometro per regolare con precisione il valore dell'amplificazione.

Ricapitolando, le caratteristiche dell'amplificatore a doppio carico sono le seguenti:

1. *Resistenza d'uscita non troppo bassa*, come nell'amplificatore a source/emettitore comune. Non è possibile ridurla troppo perché altrimenti si ridurrebbe anche l'amplificazione.
2. *Resistenza d'ingresso elevata* sia nel caso di FET, che di BJT, coincidente con il parallelo $R_1//R_2$. Si noti tuttavia che nei BJT, $R_1//R_2$ non può aumentare troppo altrimenti la corrente

I_C dipenderebbe fortemente da β con conseguente instabilità del punto di riposo. Nei FET questo problema non sussiste poiché la corrente di gate è in pratica nulla.

3. *Amplificazione di tensione* > 1 e con *sfasamento di 180°* del segnale d'uscita per entrambi i transistor, ma *indipendente dal particolare tipo di transistor scelto*. L'amplificazione, per tutti e due i tipi di transistor, è uguale ad un rapporto di resistenze e ciò comporta una maggiore *linearità* dell'amplificatore (sebbene rispetto alla configurazione a source/emettitore comune l'amplificazione risulti lievemente minore). Nei JFET l'amplificazione può risultare lievemente dipendente dalla transconduttanza del transistor, poiché in tali dispositivi non è sempre valida l'approssimazione $g_m R_S \gg 1$.

L'amplificatore a doppio carico costituisce sicuramente un miglioramento della configurazione a source/emettitore comune. Tuttavia per quanto riguarda la resistenza d'uscita, essa risulta sempre più alta di quanto desiderato per le comuni applicazioni. Inoltre, negli amplificatori a BJT, anche i valori della resistenza d'ingresso non sono pienamente soddisfacenti, dato che essi sono vincolati dal partitore d'ingresso che non può assumere valori troppo elevati senza compromettere la stabilità dell'amplificatore.

11.5.3 Amplificatore a drain comune e a collettore comune

Una soluzione al sopraindicato problema è costituita dall'adozione di configurazioni del tipo *a drain comune* o *a collettore comune*. Grazie alla sua elevata impedenza d'ingresso (uguale a quella del doppio carico) e alla sua bassa impedenza d'uscita, questa configurazione è molto utilizzata – in forma discreta o integrata – come ingresso di apparecchiature di misura, quali i voltmetri e gli oscilloscopi.

Lo schema di un *amplificatore a drain comune* è riportato in Fig. 11.21a; il suo schema dinamico è mostrato a fianco in Fig. 11.21b.

L'uscita del circuito si trova questa volta sul source ed è approssimativamente uguale a quella d'ingresso e in fase con essa ($V_o = V_i - V_{GS}$). Da tale osservazione scaturisce il termine con il quale tale configurazione è designata, cioè *inseguitore di source* (*source follower*).

A prima vista, tale circuito può sembrare inutile, a meno che non vi rendiate conto che la resistenza d'ingresso è molto più elevata di quella d'uscita. Questo significa che il circuito richiede meno potenza al segnale d'ingresso per pilotare un carico dato, rispetto al caso in cui il segnale debba pilotare il carico direttamente. Pertanto, possiamo dire che un generatore di segnale di resistenza interna data, può adesso pilotare una resistenza di carico paragonabile, o addirittura inferiore, senza l'attenuazione dovuta all'effetto abituale dei divisori di tensione. In altri termini, un *inseguitore di source* presenta un'*amplificazione di corrente*, anche se non ha alcun guadagno di

tensione. D'altronde, per avere un guadagno di potenza, non avendo amplificazione di tensione, dobbiamo necessariamente averla di corrente. Morale: l'amplificazione di tensione non è tutto!

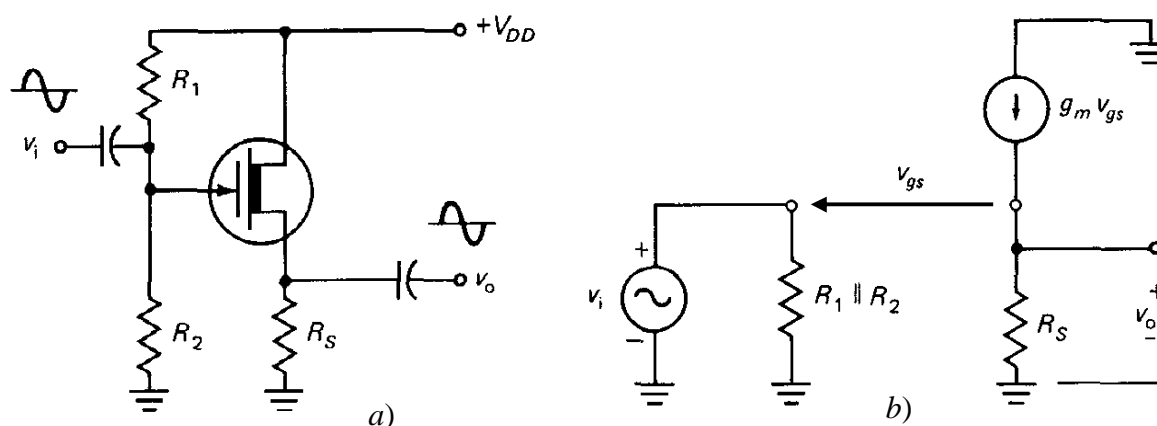


Fig. 11.21 – a) Amplificatore a drain comune. b) Schema equivalente dinamico

A prima vista, tale circuito può sembrare inutile, a meno che non vi rendiate conto che la resistenza d'ingresso è molto più elevata di quella d'uscita. Questo significa che il circuito richiede meno potenza al segnale d'ingresso per pilotare un carico dato, rispetto al caso in cui il segnale dovesse pilotare il carico direttamente. Pertanto, possiamo dire che un generatore di segnale di resistenza interna data, può adesso pilotare una resistenza di carico paragonabile, o addirittura inferiore, senza l'attenuazione dovuta all'effetto abituale dei divisori di tensione. In altri termini, un inseguitore di source presenta un'amplificazione di corrente, anche se non ha alcun guadagno di tensione. D'altronde, per avere un guadagno di potenza, non avendo amplificazione di tensione, dobbiamo necessariamente averla di corrente. Morale: l'amplificazione di tensione non è tutto!

Ricaviamo adesso l'amplificazione di tensione e le resistenze d'ingresso e d'uscita. La tensione v_{gs} , "ponte" tra ingresso e uscita, è uguale a

$$v_{gs} = v_i - R_S \cdot (g_m v_{gs}) \Rightarrow v_i = (1 + g_m R_S) v_{gs} . \quad (11.44)$$

La tensione d'uscita è

$$v_o = g_m v_{gs} R_S . \quad (11.45)$$

Pertanto l'amplificazione vale

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{R_S}{R_S + 1/g_m} . \quad (11.46)$$

Se la resistenza R_S è molto più grande di $1/g_m$, l'amplificazione di tensione tende a 1. Dovrebbe ormai essere evidente che, in presenza di un carico R_L , si dovrà considerare il parallelo $R'_L = R_S // R_L$, al posto della sola R_S . In ogni caso A non potrà mai essere maggiore dell'unità.

La distorsione dell'inseguitore di source è inferiore a quella di un amplificatore a source comune. Se la resistenza R_S è uguale a 10 volte $1/g_m$, la distorsione è pressappoco divisa anch'essa per 10. Per sua natura, un inseguitore di source è un amplificatore a bassa distorsione, perché la sua amplificazione tende a 1 ed è dunque poco sensibile a g_m . Se l'amplificazione è esattamente uguale a 1, non vi è alcuna distorsione perché l'uscita è la copia esatta dell'ingresso.

La *resistenza d'ingresso* è uguale allo stesso valore assunto nelle altre configurazioni, cioè

$$R_i = R_G = R_1 // R_2 . \quad (11.47)$$

Questa coincidenza di valori è ovviamente dovuta all'elevatissima resistenza offerta dal gate dei FET, la quale separa nettamente il circuito d'ingresso da quello d'uscita.

Riguardo la resistenza d'uscita si può invece dimostrare che

$$R_o = R_S // \frac{1}{g_m} . \quad (11.48)$$

Si noti che se la resistenza R_S è molto più grande della resistenza $1/g_m$, la resistenza d'uscita dell'inseguitore di source è uguale a circa $1/g_m$. Si può altresì osservare che, tanto più l'amplificazione tende a 1, tanto più piccola è la resistenza d'uscita che tende al valore $1/g_m$.

Per i BJT si possono fare delle considerazioni simili a quelle già fatte per i FET. Lo schema di un *amplificatore a collettore comune* è riportato in Fig. 11.22a; il suo schema dinamico è mostrato a fianco in Fig. 11.22b.

L'uscita del circuito si trova sull'emettitore ed è approssimativamente uguale a quella d'ingresso e in fase con essa ($V_o = V_i - V_{BE} = V_i - 0,7 \text{ V}$). Analogamente alla terminologia adoperata per l'amplificatore a drain comune, chiameremo – per le stesse ragioni – l'amplificatore a collettore comune *inseguitore di emettitore (emitter follower)*.

I risultati sono praticamente gli stessi già visti nel caso dell'amplificatore a drain comune.

In conclusione, le caratteristiche dell'amplificatore a collettore comune sono le seguenti:

1. *Resistenza d'uscita bassa*, dell'ordine di poche decine di Ω . Nei BJT può sensibilmente dipendere dalla resistenza interna del generatore di segnale, se questi ha un'uscita ad alta impedenza. Nei casi pratici, essa è praticamente uguale alla transconduttanza del transistor: nei JFET, dove valori tipici di g_m sono dell'ordine di 1-2 mS, si ha $R_o = 0,5\text{-}1 \text{ k}\Omega$; nei BJT con $g_m \approx 100 \text{ mS}$, si ha $R_o \approx 10 \Omega$.
2. *Resistenza d'ingresso elevata* sia nel caso di FET, che di BJT, coincidente con il parallelo $R_1 // R_2$. La resistenza d'ingresso si può ulteriormente aumentare tramite alcune piccole modifiche della configurazione a collettore comune (che in tal caso prende il nome di circuito di “*bootstrap*”).

3. *Amplificazione di tensione* ≈ 1 e *senza sfasamento* del segnale d'uscita per entrambi i transistor. Poiché l'amplificazione, per tutti e due i tipi di transistor, è praticamente unitaria anche per valori relativamente bassi di R_L , la *distorsione* è praticamente nulla. Il segnale d'uscita v_o , in fase con v_i e di ampiezza all'incirca uguale, tende pertanto ad inseguirne l'andamento.

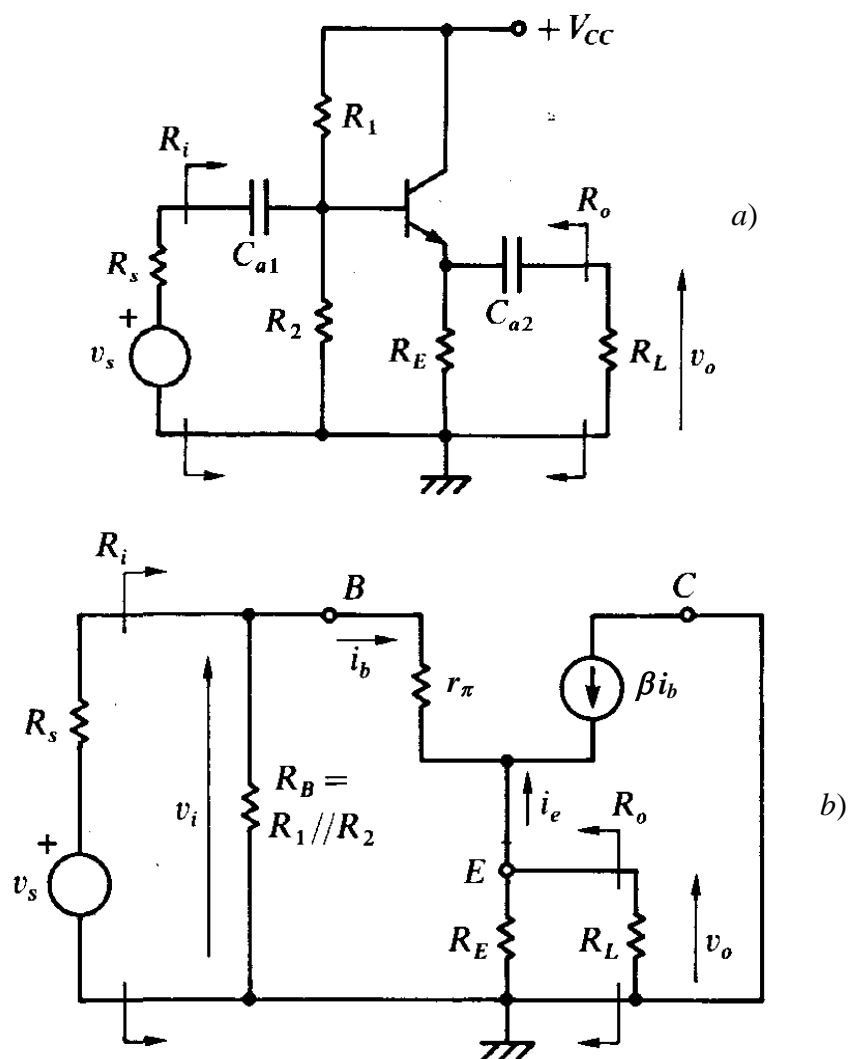


Fig. 11.22 – a) *Amplificatore a collettore comune*. b) *Schema equivalente dinamico*

Per le sue caratteristiche di resistenza d'ingresso alta e resistenza d'uscita bassa, l'amplificatore a drain/collettore comune viene abitualmente utilizzato come stadio *separatoro* (*buffer*), ossia come *adattatore d'impedenza*, tipicamente tra una sorgente con elevata R_s e un carico R_L basso.

Per completezza, citiamo due ulteriori configurazioni amplificatrici: l'*amplificatore a gate comune* e *a base comune*. Questi hanno caratteristiche opposte agli amplificatori a drain comune e a collettore comune, vale a dire bassa resistenza d'ingresso e alta resistenza d'uscita. Essi non sono

dove A_i ($i = 1, \dots, n$) rappresenta l'amplificazione dell' i -mo stadio. Inoltre, poiché ogni stadio "carica" lo stadio precedente e l'amplificazione di ogni stadio dipende dalla resistenza di carico, è allora chiaro che le amplificazioni dei singoli stadi che compaiono nella (11.49), A_n, A_{n-1}, \dots, A_2 e A_1 , non possono essere valutate "a vuoto" ma deve essere sempre considerato l'effetto di carico introdotto dallo stadio successivo, che interviene con la sua resistenza d'ingresso.

L'amplificazione di un amplificatore multistadio può essere ricavata in due modi:

1. sostituendo ad ogni elemento attivo il corrispondente schema equivalente e ricavando la tensione d'uscita del circuito ottenuto in funzione di quella d'ingresso;
2. calcolando le amplificazioni di ogni stadio "caricato" e moltiplicandole tra di loro; ovviamente, come resistenza di carico si considera la resistenza d'ingresso dello stadio a valle.

Esistono diverse modalità per trasmettere un segnale dall'uscita di uno stadio all'ingresso dello stadio successivo: esse prendono il nome di *accoppiamenti* degli stadi. Vediamo quali sono i principali.

a) *Accoppiamento RC*

La Fig. 11.24a rappresenta un *accoppiamento resistenza-condensatore (RC)*, forse la tecnica più diffusa per trasmettere un segnale tra due stadi contigui. Il segnale presente sulla resistenza di collettore di ogni stadio è trasmesso alla base dello stadio successivo attraverso il condensatore di accoppiamento. Tale condensatore lascia passare le correnti alternate di segnale, mentre blocca le correnti continue di polarizzazione. Gli stadi sono isolati dal punto di vista statico, pertanto non si ha alcuna interazione in continua (e nessuno spostamento del punto di riposo dovuto alla presenza degli altri stadi). Lo svantaggio di tale tecnica è che i condensatori di accoppiamento impongono una frequenza limite inferiore. Si deve pertanto fare sempre in modo che, alla frequenza di lavoro più bassa prevista per il segnale, la rete passa alto formata dal condensatore e dalle resistenze presenti abbia una reattanza trascurabile.

L'amplificatore ad accoppiamento RC è particolarmente indicato per l'amplificazione di segnali di frequenza superiore a circa 10 Hz. L'accoppiamento RC è inoltre la maniera più semplice e meno costosa di fabbricare un amplificatore a più stadi *discreto*.

b) *Accoppiamento diretto (o in continua)*

A frequenze pari a circa 10 Hz, i condensatori di accoppiamento e quelli di disaccoppiamento sull'emettitore (o sul source) sono estremamente voluminosi, elettricamente e fisicamente. Ad esempio, per disaccoppiare una resistenza d'emettitore di 100 Ω a 10 Hz, è necessario un condensatore di circa 1,6 mF! Più la resistenza o la frequenza è piccola (o più entrambe sono piccole), tanto più la capacità del condensatore deve essere grande.

L'*accoppiamento diretto* elimina la “barriera” a bassa frequenza; non richiedendo alcun condensatore d'accoppiamento o di disaccoppiamento, esso trasmette sia la corrente continua che quella alternata. Non esiste pertanto alcun limite inferiore di frequenza: l'amplificatore amplifica tutti i segnali per quanto bassa possano essere le loro frequenze, ivi compresi i *segnali continui* o di frequenza nulla.

L'accoppiamento diretto è particolarmente indicato per segnali continui o lentamente variabili nel tempo, ma può essere utilizzato anche per segnali variabili non lentamente. Con questa soluzione circuitale, tuttavia, i punti di riposo dei vari stadi non si possono fissare in modo indipendente.

Nell'amplificatore ad accoppiamento diretto mostrato in Fig. 11.24b per la polarizzazione della base del transistor $T2$ si utilizza la tensione del collettore di $T1$ rendendo così superfluo l'uso del partitore resistivo. In questo modo, però, una variazione del punto di riposo di $T1$ determina conseguentemente quella del punto di riposo di $T2$. Questo tipo di accoppiamento richiede quindi particolare cura nella stabilizzazione della struttura circuitale nel suo complesso, specie se i segnali sono lentamente variabili o continui. In questo caso, infatti, gli spostamenti occasionali dei punti di riposo provocano variazioni del segnale d'uscita v_o non distinguibili da quelle determinate dal segnale applicato all'ingresso.

A titolo di esempio, se l'amplificazione del primo stadio di Fig. 11.24b è pari a -10 e quella del secondo stadio -40, l'amplificazione totale sarà pari a 400. Ciò vuol dire che una variazione di appena 5 mV del segnale d'ingresso v_i produrranno uno spostamento in continua del segnale d'uscita pari a $400 \times (5 \text{ mV}) = 2 \text{ V}$. Questa variazione indesiderata della tensione d'uscita prende il nome di *deriva*, la quale ovviamente non è distinguibile dal segnale d'uscita vero e proprio. Provate a pensare cosa può succedere nel caso di più stadi a BJT posti in cascata, in seguito ad una variazione di temperatura. La tensione V_{BE} varia tipicamente di -2 mV per ogni aumento di grado centigrado; se si considera che tale variazione viene amplificata al passaggio di ogni stadio, è facile prevedere che il livello di continua può essere tale da fare uscire dalla zona attiva i transistor.

L'accoppiamento in continua degli stadi è tipico dei *circuiti integrati*, dove, per motivi tecnologici, è escluso l'impiego di capacità di valore elevato.

Riassumendo, la forza dell'accoppiamento diretto risiede nella possibilità d'amplificare segnali d'ingresso continui o lentamente variabili nel tempo (bassa frequenza), mentre il suo punto debole consiste nel fatto che non riesce ad impedire l'amplificazione di ingressi indesiderati, quali variazioni di tensioni d'alimentazione o dei parametri dei transistor.

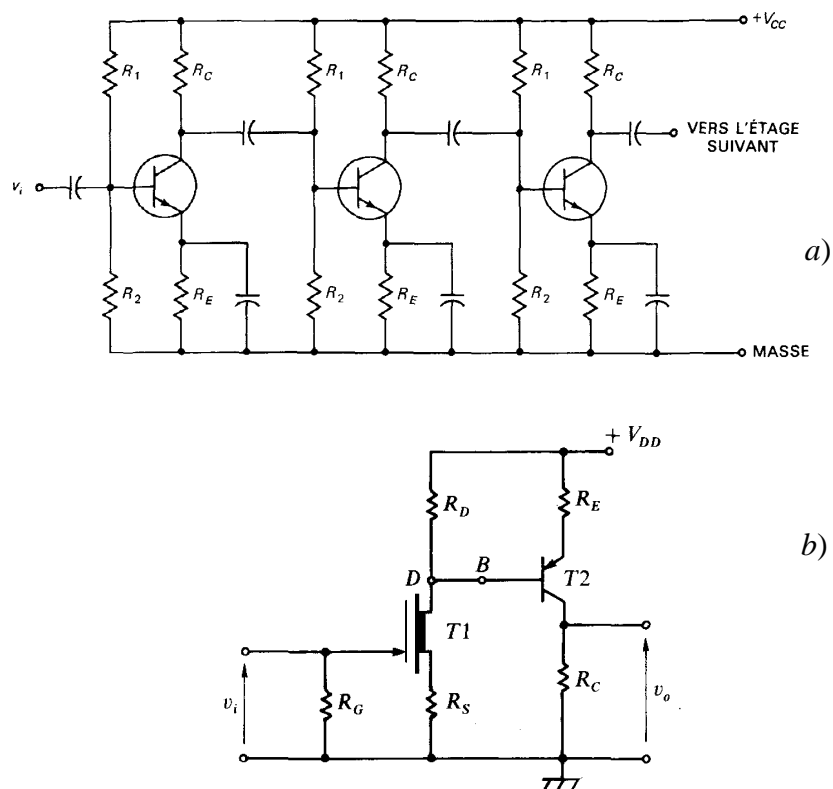


Fig. 11.24 – Amplificatori ad accoppiamento: a) di tipo RC; b) diretto

11.7 Un'applicazione tipica: impianto di riproduzione suono

In Fig. 11.25 è schematizzato un impianto per la riproduzione del suono comprendenti diverse sorgenti. Ciascuna sorgente fornisce all'uscita segnali di ampiezza anche molto diversa e con potenza associata assolutamente inadeguata a pilotare altoparlanti, che spesso devono diffondere potenze sonore dell'ordine delle decine di watt.

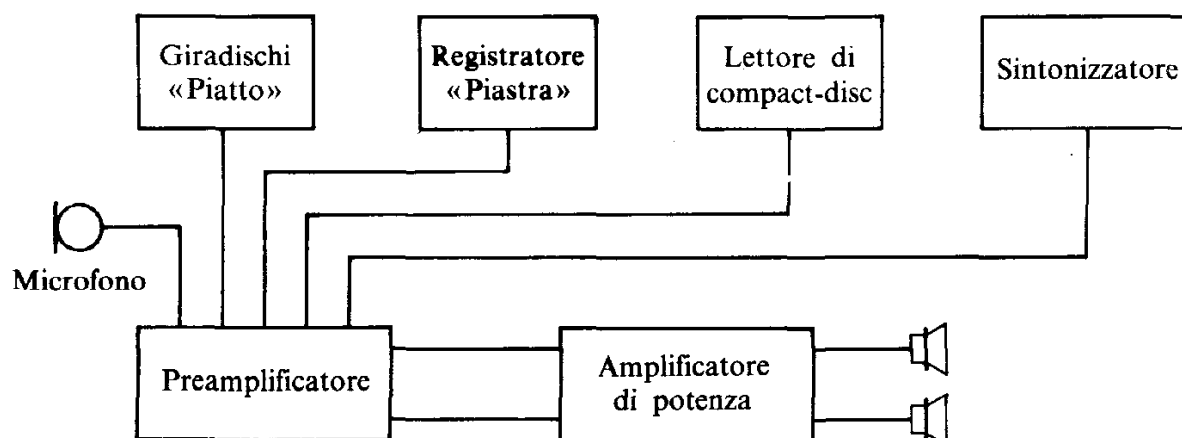


Fig. 11.25 – Impianto di riproduzione suono

In molti casi il *preamplificatore* e l'*amplificatore di potenza* costituiscono un'unica apparecchiatura, sebbene in questa sede si è preferito scinderla in due per evidenziare un processo di amplificazione sostanzialmente diviso in due fasi.

– *Preamplificatore:*

La sua funzione è quella di equiparare le caratteristiche di livello e di frequenza dei segnali provenienti dalle varie sorgenti, in modo da poter pilotare lo stadio finale di potenza con un livello di riferimento uniforme. A questo scopo il preamplificatore è dotato di ingressi specifici per ogni sorgente e ciascun segnale è sottoposto a processi di amplificazione diversificati.

Il segnale proveniente dal *giradischi* (con pick-up magnetico) è dell'ordine di $5 \div 10$ mV; quelli provenienti dal *registratore*, dal *lettore di CD* e dal *sintonizzatore* hanno valori normalmente non inferiori a 500 mV. La testina di lettura del registratore fornisce un segnale di circa 1 mV, ma subisce un processo di amplificazione interna. Inoltre, non in tutti gli amplificatori è previsto un ingresso microfonico. Si può comunque dire che un *microfono dinamico* fornisce in uscita un segnale piuttosto debole, dell'ordine di 2 mV, mentre un *microfono a condensatore* (con amplificatore incorporato) fornisce segnali di diverse centinaia di mV.

Nella fase di preamplificazione si rimane nell'ambito di potenze piuttosto modeste, pertanto il preamplificatore deve essere sostanzialmente considerato come un *amplificatore di tensione*.

Ovviamente, esistono innumerevoli schemi di preamplificatore audio, di tipo generico o adattati a esigenze particolari. Un tipico esempio di *preamplificatore audio* può essere costituito da una configurazione a doppio carico a uno o due stadi.

– *Amplificatore di potenza:*

In questa fase del processo di amplificazione il dato caratteristico maggiormente significativo è la *potenza disponibile* in uscita, più del livello di tensione che può raggiungere anche alcune decine di volt. Appare quindi importante fornire un'interpretazione energetica del processo di amplificazione.

Un dispositivo attivo (ad esempio un BJT) converte la potenza continua P_a erogata dall'alimentazione, in potenza P_o disponibile sul carico, variabile in relazione alle caratteristiche del segnale proveniente dalla sorgente. In realtà, una parte della potenza ceduta dall'alimentazione viene dissipata dal dispositivo sotto forma di calore e quindi perduta. Pertanto, se in uno stadio di preamplificazione il *rendimento* del processo di conversione della potenza assume poca rilevanza (per l'esiguità delle potenze in gioco), il suo valore diventa invece della massima importanza in uno *stadio finale di potenza*. Configurazioni circuitali particolari sono necessarie, in questo caso, per rendere accettabile il rendimento.

A secondo delle metodologie impiegate e della configurazione circuitale adottata, gli *amplificatori di potenza* vengono suddivisi in “*classi*” differenti (classi A, B, AB, C e D).

Osserviamo infine, che la potenza P_s fornita dalla sorgente di segnale è in questo processo scarsamente significativa, perché di molto inferiore alle altre.

11.8 Circuiti integrati analogici

I circuiti amplificatori analizzati nelle precedenti sezioni si riferiscono a circuiti a componenti discreti. Sebbene storicamente i primi circuiti integrati realizzati siano stati quelli digitali, nondimeno oggi per molte applicazioni analogiche è disponibile un’ampia scelta di *circuiti integrati analogici*: sono disponibili amplificatori di vario tipo, filtri e circuiti che svolgono operazioni analogiche più complesse. Anche gli amplificatori operazionali studiati nel Cap. 3 fanno parte di questa categoria di circuiti integrati.

La topologia dei circuiti analogici integrati rispecchia sostanzialmente quella dei circuiti a componenti discreti; vi sono tuttavia alcune differenze, dovute a difficoltà realizzative dei circuiti integrati. In questo paragrafo esamineremo rapidamente alcune delle soluzioni topologiche adottate.

11.8.1 Specchi di corrente

Nel processo di integrazione su silicio di dispositivi attivi e passivi si può sfruttare il fatto che la tecnologia del silicio è così perfezionata che si è in grado di integrare transistori perfettamente identici tra loro e ciò consente di utilizzare schemi di polarizzazione, da un lato certamente più complessi, ma dall’altro in grado di fornire soluzioni molto stabili dal punto di vista termico.

Lo schema di Fig. 11.26 prende il nome di *specchio di corrente* per il fatto che assorbe (o eroga) una corrente I_{C2} uguale ad una corrente di riferimento I_{C1} .

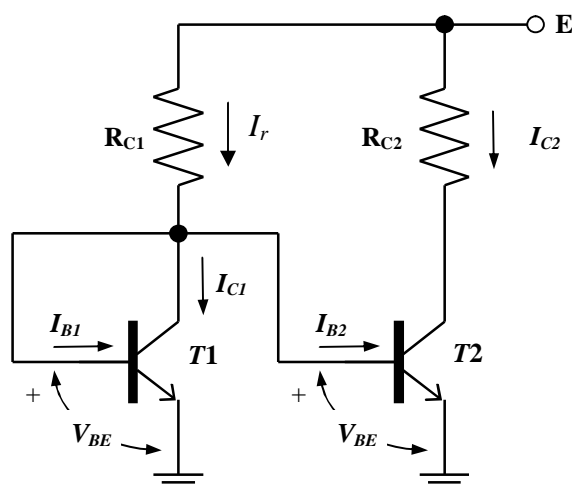


Fig. 11.26 – *Specchio di corrente*

Esso è pertanto un *generatore di corrente* integrato, che viene spesso utilizzato quando due o più BJT devono essere polarizzati con la stessa corrente.

Nell'ipotesi che i due BJT siano identici ed in contatto termico, si può scrivere:

$$I_{C1} = \frac{E - V_{BE}}{R_{C1}} - I_{B1} - I_{B2}; \quad (11.50)$$

se $E \gg V_{BE}$ e $I_{C1} \gg I_{B1} + I_{B2}$, si ottiene che

$$I_{C1} \approx \frac{E}{R_{C1}} = \text{cost.} \quad (11.51)$$

Se i due transistori sono eguali, dato che sono pilotati con lo stesso valore di V_{BE} , deve essere $I_{C1} = I_{C2}$ (ricordiamo, infatti, che $I_C \propto e^{V_{BE}/V_T}$); pertanto il circuito, visto dalla resistenza R_{C2} , si comporta come un generatore di corrente costante pari ad E/R_{C1} . Per tale interessante proprietà, il circuito viene spesso impiegato eliminando la R_{C2} ed inserendo al suo posto un intero circuito elettronico che debba essere alimentato a corrente costante (come ad esempio, nell'*amplificatore differenziale* che esamineremo fra poco).

Si osservi che, poiché nell'espressione (11.51) non compaiono né β , né V_{BE} , la corrente I_{C2} non dipende dalla temperatura alla quale si portano i due transistori.

11.8.2 Amplificatori differenziali

Una configurazione molto utilizzata nei circuiti integrati è quella che impiega due BJT con gli emettitori *accoppiati*, chiamata anche *amplificatore differenziale*, secondo lo schema di Fig. 11.27. L'interesse di tale amplificatore risiede nel fatto che l'uscita in determinate condizioni di funzionamento risulta proporzionale, istante per istante, alla *differenza* dei segnali d'ingresso. In pratica, tale configurazione costituisce lo stadio d'ingresso di un qualsiasi *amplificatore operazionale*.

Esso inoltre può essere adoperato come *amplificatore in continua*, data l'assenza di elementi capacitivi che limitino la frequenza di taglio. Infine, nei circuiti digitali esso viene utilizzato per realizzare logiche velocissime (famiglia ECL).

In questo schema, il generatore di corrente I_E nel quale confluiscono le correnti dei due emettitori può essere realizzato con uno specchio di corrente. Per l'analisi del funzionamento del circuito si assuma anche in questo caso che i due BJT siano identici e che le resistenze di collettore R_{C1} e R_{C2} siano eguali.

Si noti che l'amplificatore differenziale è in grado di amplificare anche *segnali continui* o *lentamente variabili*, non essendo presenti capacità di accoppiamento fra le sorgenti e l'amplificatore.

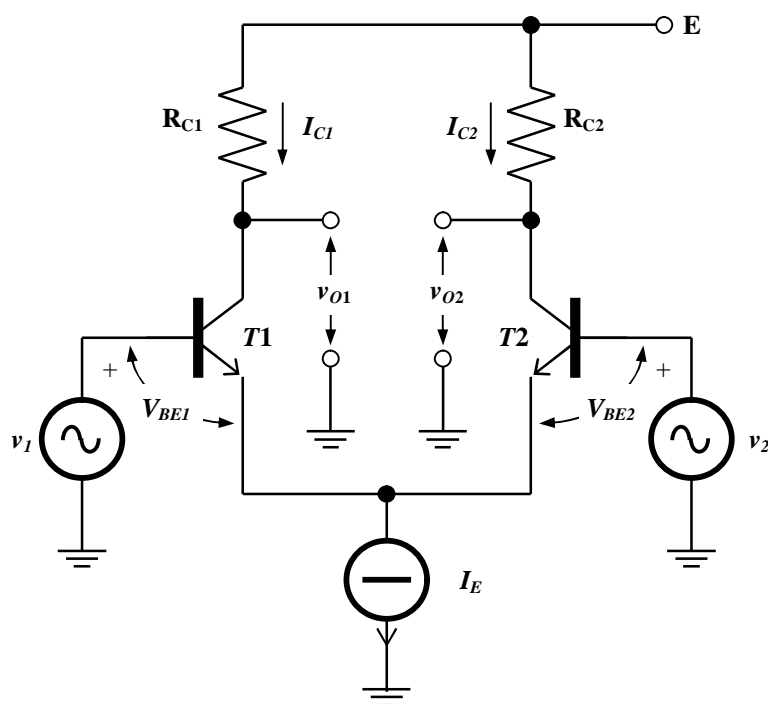


Fig. 11.27 – Amplificatore differenziale con generatore di corrente

In un amplificatore differenziale l'uscita (v_{o1} o v_{o2}) dipende dalla differenza delle tensioni d'ingresso v_D . Anzi possiamo dire che, nell'ipotesi di perfetta simmetria della struttura ed uguaglianza delle caratteristiche dei due transistor, il segnale d'uscita risulta *proporzionale* istante per istante alla differenza delle tensioni d'ingresso. L'uscita v_{o2} è espressa allora dalla seguente relazione:

$$v_{o2} = A_d(v_1 - v_2) = A_d v_D, \quad (11.52)$$

dove A_d prende il nome di *amplificazione differenziale* e i due segnali v_1 e v_2 (così come v_D) possono essere indifferentemente segnali continui (purché "piccoli") o alternati.

Per il calcolo di A_d si consideri dinamicamente aperto il generatore di corrente sull'emettitore; l'equazione alla maglia formata dai due generatori di segnale e dalle due giunzioni base-emettitore di $T1$ e $T2$ è

$$v_1 - v_2 = r_\pi i_{b1} - r_\pi i_{b2}, \quad (11.53)$$

con $i_{b1} = -i_{b2} = i_b$; segue pertanto

$$v_1 - v_2 = 2r_\pi i_b. \quad (11.54)$$

L'uscita v_{o2} può esprimersi facilmente considerando che dinamicamente il collettore del transistor $T2$ è a massa attraverso R_{C2} (Attenzione! Non è così per l'emettitore), quindi il generatore di corrente βi_b del modello equivalente del BJT eroga la corrente che passa su R_{C2} , situata tra

collettore e massa. L'uscita v_{o2} coincide pertanto con la caduta di tensione su R_{C2} , pertanto, posto $R_C = R_{C1} = R_{C2}$, si ha

$$v_{o2} = -\beta i_{b2} R_C. \quad (11.55)$$

L'amplificazione differenziale può infine essere calcolata tramite le (11.54) e (11.55):

$$A_d = \frac{v_{o2}}{v_1 - v_2} = \frac{v_{o2}}{v_D} = \frac{-\beta R_C i_{b2}}{2r_\pi i_b} = \frac{\beta R_C i_b}{2r_\pi i_b} = \frac{\beta R_C}{2r_\pi}, \quad (11.56)$$

e ricordando infine che

$$\frac{\beta}{r_\pi} = g_m, \quad (11.57)$$

si ottiene

$$A_d = \frac{g_m R_C}{2}. \quad (11.58)$$

L'amplificatore differenziale può essere realizzato anche utilizzando dei MOSFET o dei JFET. Questa soluzione viene adottata, in particolare, per il primo stadio degli *amplificatori operazionali* integrati e presenta come principale vantaggio quello di consentire un'elevatissima resistenza d'ingresso differenziale. Ovviamente tutti i concetti di carattere generale esposti in questo paragrafo conservano la loro validità anche nel caso di MOSFET.

11.8.3 Carico attivo

Nei circuiti integrati non è tecnologicamente facile realizzare resistenze di valore elevato; queste tuttavia sono necessarie se si vogliono ottenere valori elevati di amplificazione. In luogo delle resistenze di carico, risulta più semplice – oltre che vantaggioso – utilizzare *carichi attivi*, ossia dispositivi attivi, quali BJT e MOSFET.

La moderna tecnologia NMOS consente la fabbricazione sullo stesso chip di componenti sia a svuotamento che ad arricchimento. Normalmente, utilizzando come carico dei MOSFET a svuotamento si ottengono amplificatori con caratteristiche superiori rispetto ai circuiti con carico ad arricchimento.

In Fig. 11.28 è mostrato un amplificatore con carico a svuotamento (ma il transistor pilota è ad arricchimento).

Poiché il MOSFET di carico ha il gate e il source allo stesso potenziale, la sua caratteristica è quella rappresentata in Fig. 11.29a (ossia il ramo di caratteristica d'uscita per $V_{GS} = 0$). La relazione che lega i con v non è più una retta come nel caso di una resistenza, pertanto non si ha più una retta di carico, bensì una *curva di carico*.

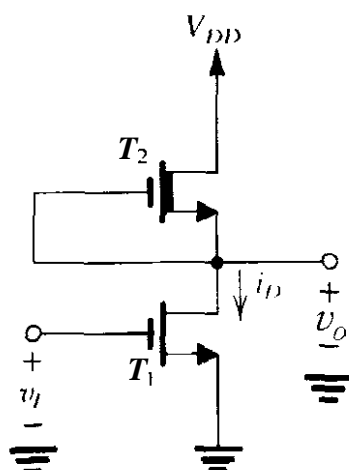


Fig. 11.28 – Amplificatore NMOS con carico a svuotamento

Tale curva è sovrapposta alle caratteristiche del transistor pilota T_1 in Fig. 11.29b. Essa viene tracciata nello stesso modo utilizzato per disegnare una retta di carico e cioè partendo dal punto V_{DD} sull'asse v_o e disegnando un'immagine speculare della caratteristica $i-v$ del transistor di carico. In questo modo, nota la tensione d'ingresso, è possibile determinare il punto di riposo e come questi si muova sulla curva di carico.

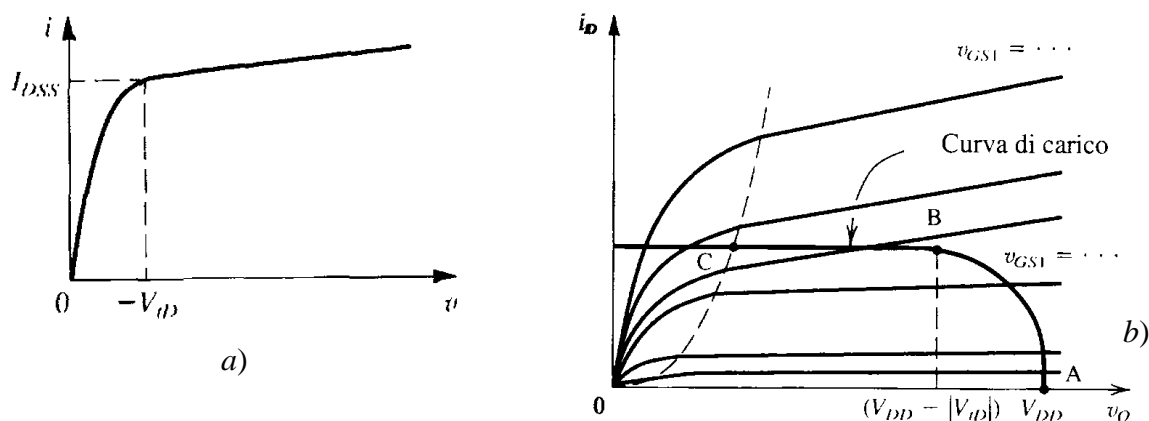


Fig. 11.29 – a) Caratteristica $i-v$ del carico a svuotamento.

b) Costruzione grafica per determinare il punto di riposo

Se entrambi i dispositivi si trovano in zona lineare, il circuito equivalente dinamico è quello riportato in Fig. 11.30. In esso sono state riportate le resistenze d'uscita dei due MOSFET, r_{o1} e r_{o2} , per potere calcolare l'amplificazione a vuoto (cioè in assenza di carico).

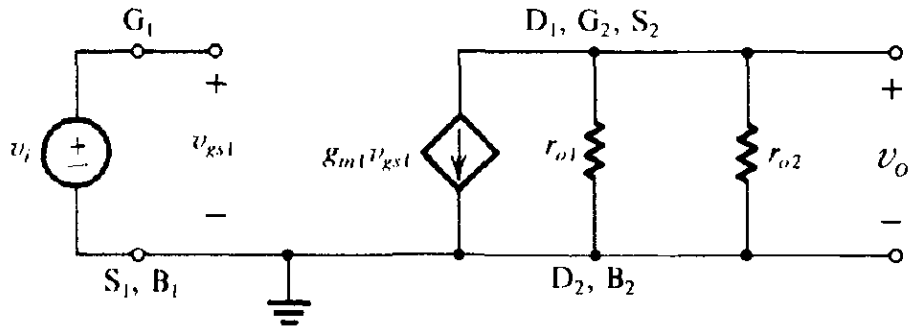


Fig. 11.30 – Schema equivalente dinamico dell'amplificatore con carico a svuotamento

Poiché il gate e il source del transistor di carico sono cortocircuitati, allora $v_{gs2} = 0$, pertanto il generatore di corrente dipendente $g_{m2}v_{gs2}$ si annulla. L'amplificazione è allora la stessa di un amplificatore a source comune:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1}(r_{o1} // r_{o2}). \quad (11.59)$$

In questo caso, però, è come se si avesse la resistenza d'uscita del MOSFET r_{o2} in luogo della resistenza sul drain, con il vantaggio che normalmente $r_{o2} \gg R_D$ (quindi anche A risulta maggiore).

11.8.4 Traslatori di livello

La difficoltà di realizzare, mediante le tecniche di integrazione, elevate capacità di accoppiamento (oltre che l'esigenza di realizzare amplificatori per tensioni AC e DC) rendono necessario l'uso di *traslatori di livello* (*level shifter*), che consentono il collegamento *diretto* tra stadi con diversi livelli di tensione di polarizzazione. È inoltre opportuno che l'accoppiamento venga realizzato mediante stadi che presentano alta resistenza d'ingresso e bassa resistenza d'uscita.

Una semplice configurazione utilizzata come traslatore di livello è quella illustrata in Fig. 11.31. Trascurando la corrente di base rispetto a quella in R_1 e R_2 , il circuito si comporta come *moltiplicatore di V_{BE}* . Infatti si ha

$$I' = \frac{V}{R_1 + R_2} \quad (11.60)$$

e

$$V_{BE} = R_2 I', \quad (11.61)$$

da cui si ricava

$$V = V_{BE} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (11.62)$$

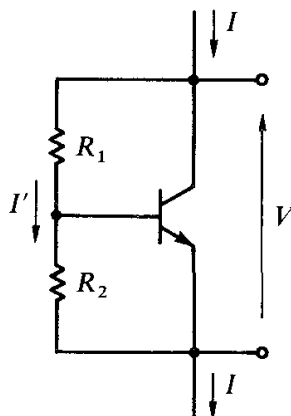


Fig. 11.31 – Moltiplicatore di V_{BE} utilizzato come traslatore di livello

Il fattore moltiplicativo $(1 + R_1/R_2)$ è ovviamente deciso dal progettista e può essere usato per stabilire il valore di una o più tensioni continue necessarie per produrre il valore desiderato della corrente di riposo.

Un'applicazione tipica di quest'ultimo traslatore di livello si trova negli stadi d'uscita degli *amplificatori operazionali*. Si consideri a tal proposito che, nei circuiti integrati, è relativamente semplice controllare accuratamente il rapporto tra due resistenze.

11.8.5 Stadi di uscita

Lo *stadio d'uscita* deve essere in grado di fornire e assorbire corrente con un'ampia dinamica d'uscita, bassa resistenza d'uscita, bassa dissipazione a riposo; inoltre conviene che sia dotato di opportuni circuiti di protezione contro i cortocircuiti.

In Fig. 11.32a è riportata la struttura di principio più classica: uno stadio *inseguitore di emettitore a simmetria complementare (push-pull)*. Quando v_s è positivo, $T1$ eroga (*source*) corrente al carico, mentre $T2$ è interdetto. Quando v_s è negativo, si invertono gli stadi e $T2$ assorbe (*sink*) corrente dal carico.

Questo circuito presenta l'inconveniente che per $|v_s| < V_\gamma$ (tensione di soglia dei transistor), nessuno dei due BJT d'uscita è in conduzione e la tensione d'uscita è nulla; pertanto un segnale sinusoidale viene trasferito all'uscita con una tipica distorsione, detta di *cross-over*, come illustrato in Fig. 11.32b.

Una soluzione consiste nell'applicare una tensione di polarizzazione fra le basi dei due BJT, in modo che, in assenza di segnale, entrambi si trovino in debole conduzione. Questo viene spesso operato tramite un moltiplicatore di V_{BE} .

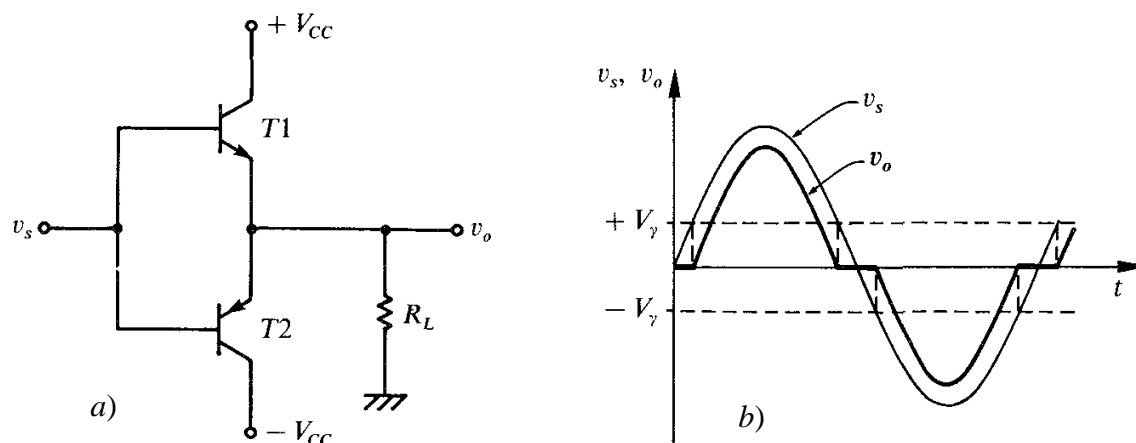


Fig. 11.32 – a) Stadio d'uscita a simmetria complementare.

b) Forma d'onda d'uscita con distorsione di cross-over

Il vantaggio di tale schema circuitale è innanzitutto che la resistenza d'uscita è molto bassa, essendo sostanzialmente quella di un inseguitore d'emettitore. Inoltre l'*efficienza*, definita come il rapporto tra la potenza media fornita al carico e la potenza media fornita dall'alimentazione, è di gran lunga superiore rispetto a quella ottenibile con le configurazioni amplificatrici analizzate in precedenza. Ciò è molto importante dato che normalmente si richiede che uno stadio d'uscita fornisca una buona amplificazione di potenza.

11.8.6 Schemi elettrici di amplificatori operazionali reali

Nel 1965 Fairchild Semiconductors presentò il primo amplificatore operazionale monolitico, il $\mu A709$. Nonostante il suo successo, esso presentava numerosi difetti. A questi succedette il $\mu A741$ di miglior fattura. Il suo prezzo modico e il suo facile utilizzo gli valsero un enorme successo. Diversi fabbricanti produssero "altri" 741: Motorola fabbricò il MC1741, National Semiconductors il LM741 e Texas Instruments il SN72741. Tutti questi amplificatori operazionali sono equivalenti e dimostrano il successo arriuso al 741 che nel frattempo è ormai diventato la norma industriale.

La Fig. 11.33a rappresenta lo schema di principio semplificato del 741. Analizziamone la struttura.

Lo stadio d'ingresso è costituito da un *amplificatore differenziale* a transistor *pnp* (Q_1 e Q_2); uno specchio di corrente (formato da Q_{13} e Q_{14}) fornisce la corrente di emettitore all'amplificatore differenziale. Il carico è costituito da un carico attivo configurato come un altro specchio di corrente (Q_3 e Q_4): esso provvede a massimizzare il guadagno in tensione dell'amplificatore differenziale.

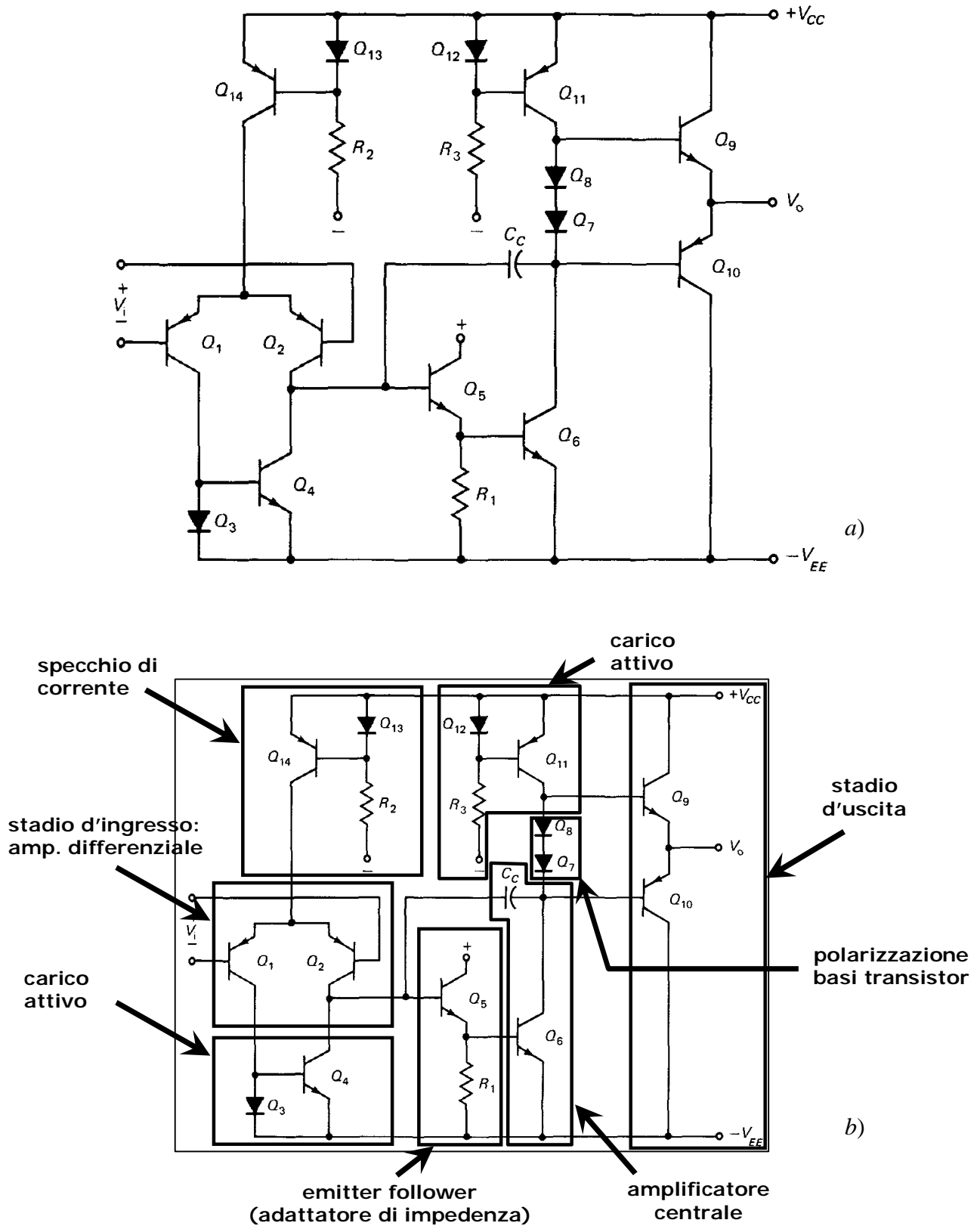


Fig. 11.33 – a) Schema di principio semplificato del 741. b) Evidenziati i blocchi fondamentali

L'uscita dell'amplificatore differenziale (collettore di Q_2) è connessa ad un inseguitore d'emettitore (Q_5). Questo stadio innalza il livello di impedenza in modo da non caricare troppo l'amplificatore differenziale. Il segno "+" sul collettore di Q_5 precisa che esso è connesso all'alimentazione positiva $+V_{CC}$. Analogamente, il segno "-" su R_2 e R_3 indica che le resistenze sono connesse all'alimentazione negativa $-V_{EE}$. L'uscita dell'inseguitore d'emettitore è connessa ad un altro transistor amplificatore (Q_6) (secondo una configurazione tipica, detta "in classe B").

L'ultimo stadio (Q_9 e Q_{10}) è un amplificatore inseguitore d'emettitore *push-pull*. I due diodi (Q_7 e Q_8) servono a polarizzare le basi dei due transistor dello stadio d'uscita e ad evitare la *deriva termica* delle caratteristiche d'uscita. Si noti infine lo specchio di corrente (Q_{11} e Q_{12}) che funge da carico attivo per l'amplificatore centrale (Q_6).

Come si osserva, i vari stadi sono *accoppiati direttamente* e dunque il circuito può amplificare la corrente continua. L'unico (piccolo) condensatore (C_C) influisce fortemente sulla risposta in frequenza e serve a evitare l'innescio di oscillazioni.

Tutti gli stadi descritti sono stati evidenziati in Fig. 11.33b.

Altre strutture circuitali, ormai classiche, prevedono per il primo stadio di molti amplificatori operazionali integrati, l'impiego di un amplificatore differenziale a JFET. Questa soluzione è stata sviluppata con l'avvento della tecnologia *BIFET* che consente di realizzare su un comune substrato sia BJT che JFET. Il vantaggio principale è quello di ottenere una resistenza d'ingresso elevatissima, dell'ordine di $10^{12} \Omega$. Un esempio è costituito dal noto amplificatore operazionale TL081, il cui schema circuitale è riportato in Fig. 11.34.

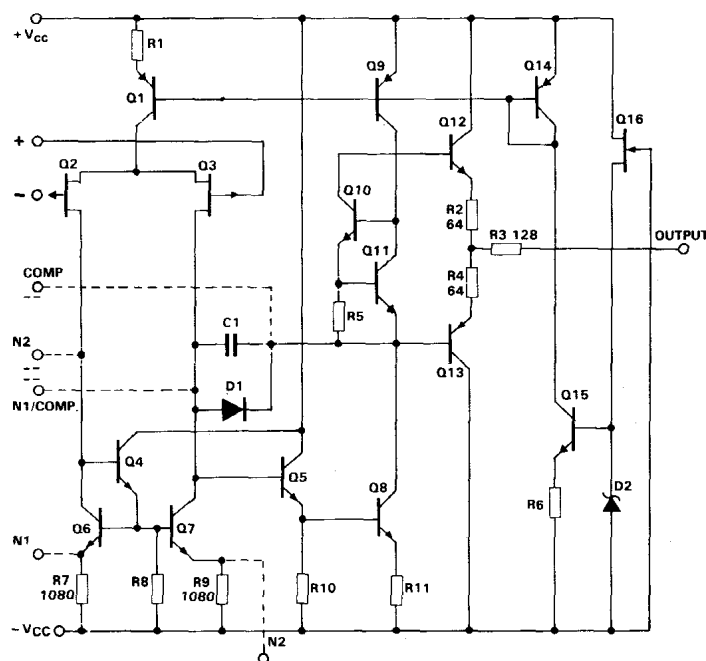


Fig. 11.34 – Schema circuitale dell'amplificatore operazionale BIFET TL081