

CAPITOLO 10

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.

10.1 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. 10.1a, 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. 10.1b: 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 .

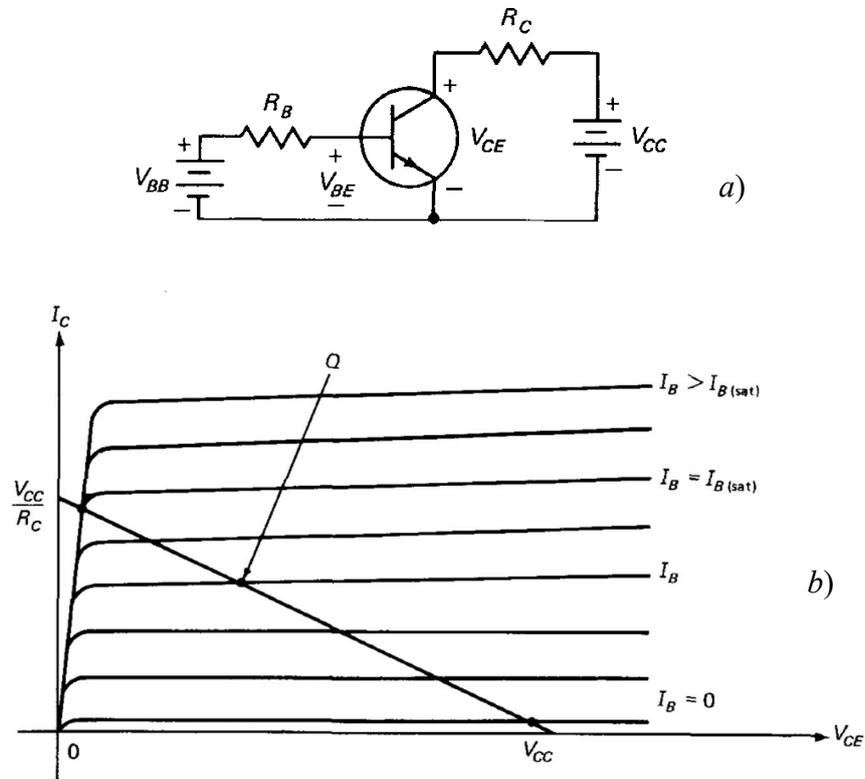


Fig. 10.1 – a) BJT ad emettitore comune polarizzato. b) Punto di riposo del BJT

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. 10.1a 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. 10.2a. 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. 10.2b 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. 10.2b.

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. 10.2c. 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. 10.2c 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. 10.2b e 10.2c (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. 10.2c, cosa succede se si smette 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.

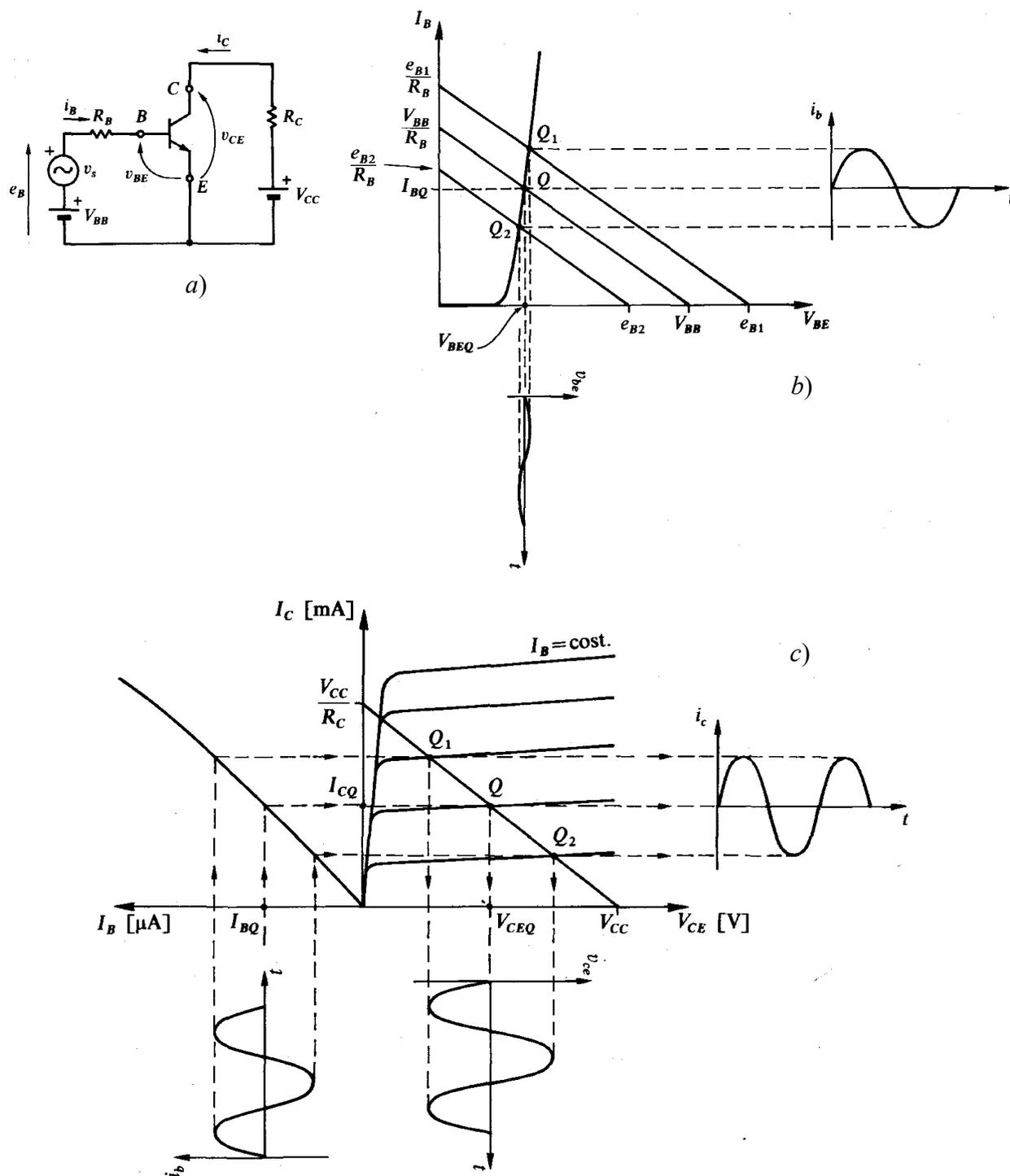


Fig. 10.2 – a) Amplificatore di un piccolo segnale v_s (ad emettitore comune).
 b) Funzionamento dinamico del BJT sul piano della caratteristica d'ingresso. c) Processo di amplificazione visto nel piano delle caratteristiche d'uscita

Ovviamente, la stessa situazione sussiste se si utilizza un FET, anziché un BJT. Se consideriamo il MOSFET di Fig. 10.3a, 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. 10.3b), l'analisi grafica sulle caratteristiche d'uscita permette di ricavare la tensione e la corrente d'uscita (Fig. 10.3c).

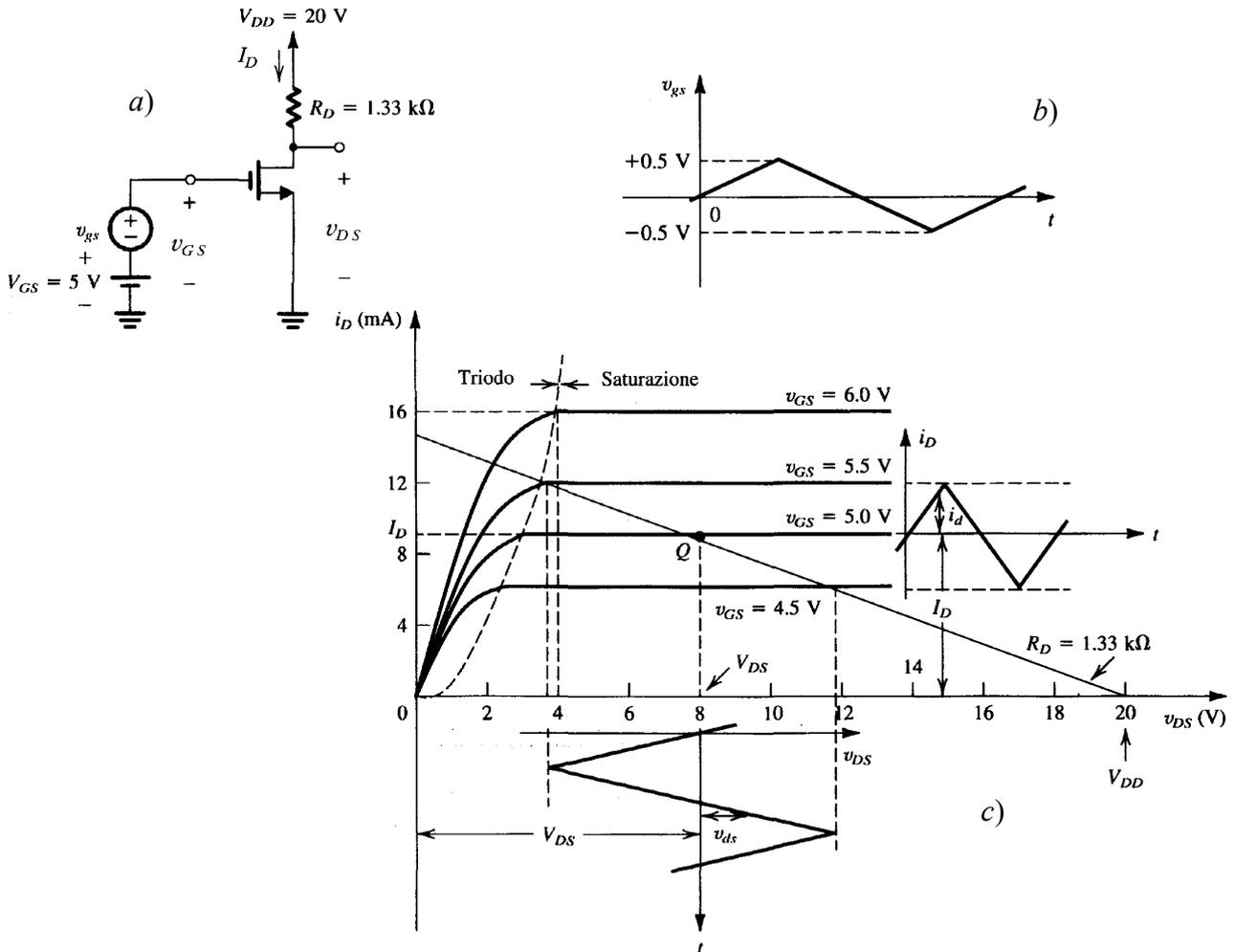


Fig. 10.3 – a) Amplificatore di un piccolo segnale v_{gs} (a source comune).
 b) Segnale v_{gs} applicato al gate. c) Processo di amplificazione visto nel piano delle caratteristiche d'uscita

Il punto di riposo Q in assenza di piccolo segnale si trova sulla caratteristica $v_{GS} = V_{GS} = 5\text{ V}$; esso poi viene incrementato (seguendo un andamento triangolare) di un valore massimo di $0,5\text{ V}$: il punto di riposo si sposta allora sulla retta di carico sino ad intersecare la curva $v_{GS} = 5\text{ V} + 0,5\text{ V} = 5,5\text{ V}$. Analogamente, il minimo valore raggiunto dalla tensione applicata al gate è $5\text{ V} - 0,5\text{ V} = 4,5\text{ V}$, 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 $v_{GS} = 4,5\text{ V}$. 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}).

10.2 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. 10.3a. 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. 10.4 (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. 10.3c, 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 $v_{gs} = 0$).

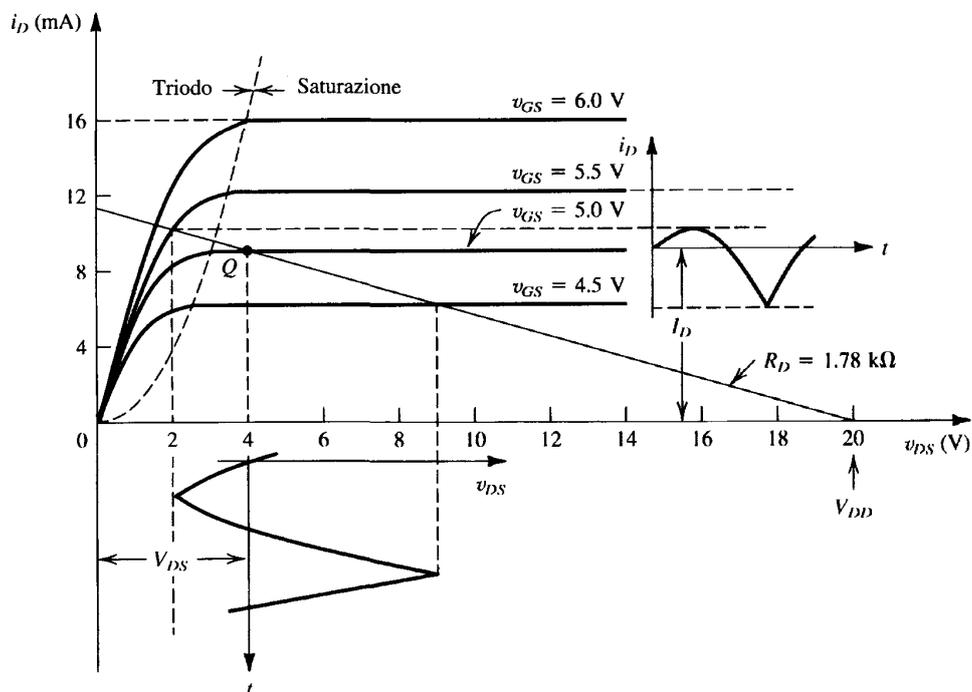


Fig. 10.4 – Processo di amplificazione nel piano delle caratteristiche d'uscita nel caso in cui la pendenza della retta di carico diminuisca e il punto di riposo possa entrare nella regione di triodo

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).

10.3 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.

10.4 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:

$$V_{DS} = V_{DG} + V_{GS}, \quad (10.1)$$

$$\begin{cases} I_G = 0 \\ I_D = I_S \end{cases}, \quad (10.2)$$

valide per i FET; inoltre si ha:

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}, \quad (10.3)$$

$$I_C = I_B + I_E, \quad (10.4)$$

valide per i BJT *nnp* (per un *pnp* la (10.4) diviene $I_E = I_B + I_C$).

Consideriamo l'amplificatore a MOSFET (a svuotamento) a source comune di Fig. 10.5a. 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. 10.5b 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. 10.5b), 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).

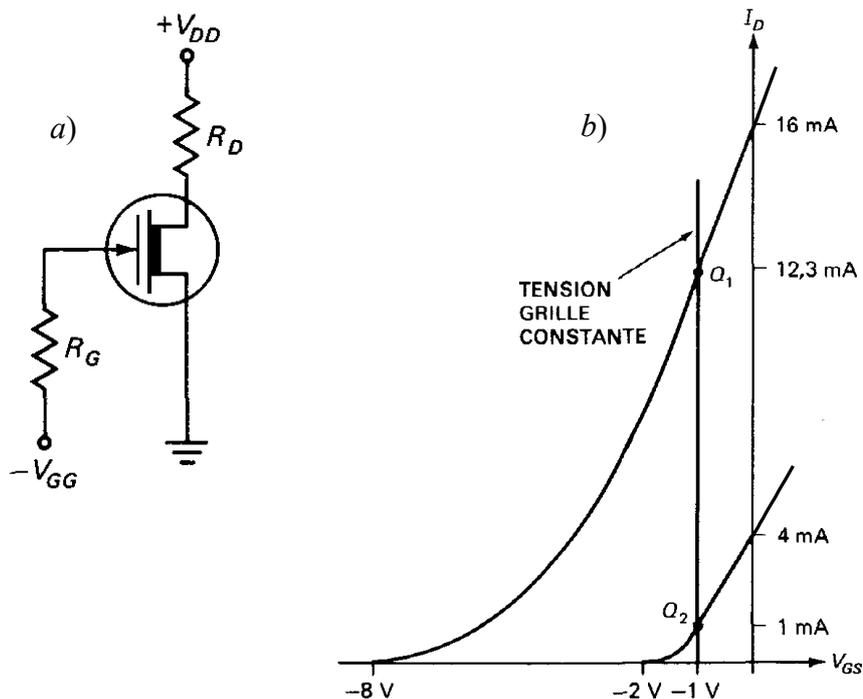


Fig. 10.5 – a) MOSFET a source comune con polarizzazione fissa di gate. b) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

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. 10.6a.

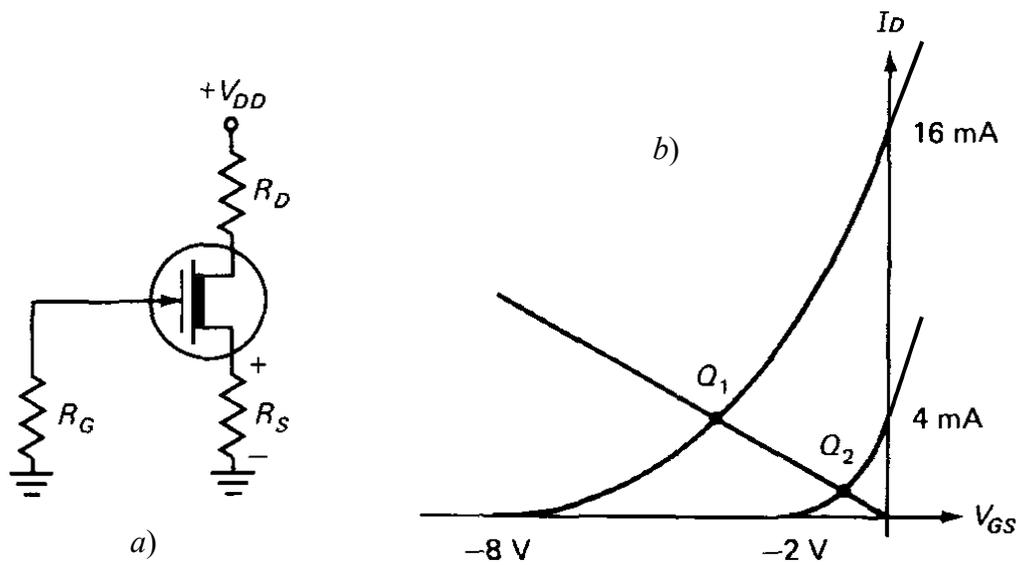


Fig. 10.6 – a) Polarizzazione automatica. b) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

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

$$V_G = 0. \quad (10.5)$$

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

$$V_{GS} = V_G - V_S = -R_S I_D. \quad (10.6)$$

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. 10.7a. Se alla sezione d'ingresso si sostituisce il *circuito equivalente di Thevenin*, si ottiene lo schema equivalente di Fig. 10.7b. La *tensione di Thevenin* V_{TH} e la *resistenza equivalente di Thevenin* R_{TH} sono rispettivamente date da

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}, \quad (10.7)$$

$$R_{TH} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} . \quad (10.8)$$

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

$$V_S = V_{TH} - V_{GS} , \quad (10.9)$$

da cui si ricava la corrente di drain:

$$I_D = I_S = \frac{V_S}{R_S} = \frac{V_{TH} - V_{GS}}{R_S} . \quad (10.10)$$

Diagrammando questa retta nel piano I_D - V_{GS} si hanno due intersezioni con le transcaratteristiche minima e massima, come mostrato in Fig. 10.7c. 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).

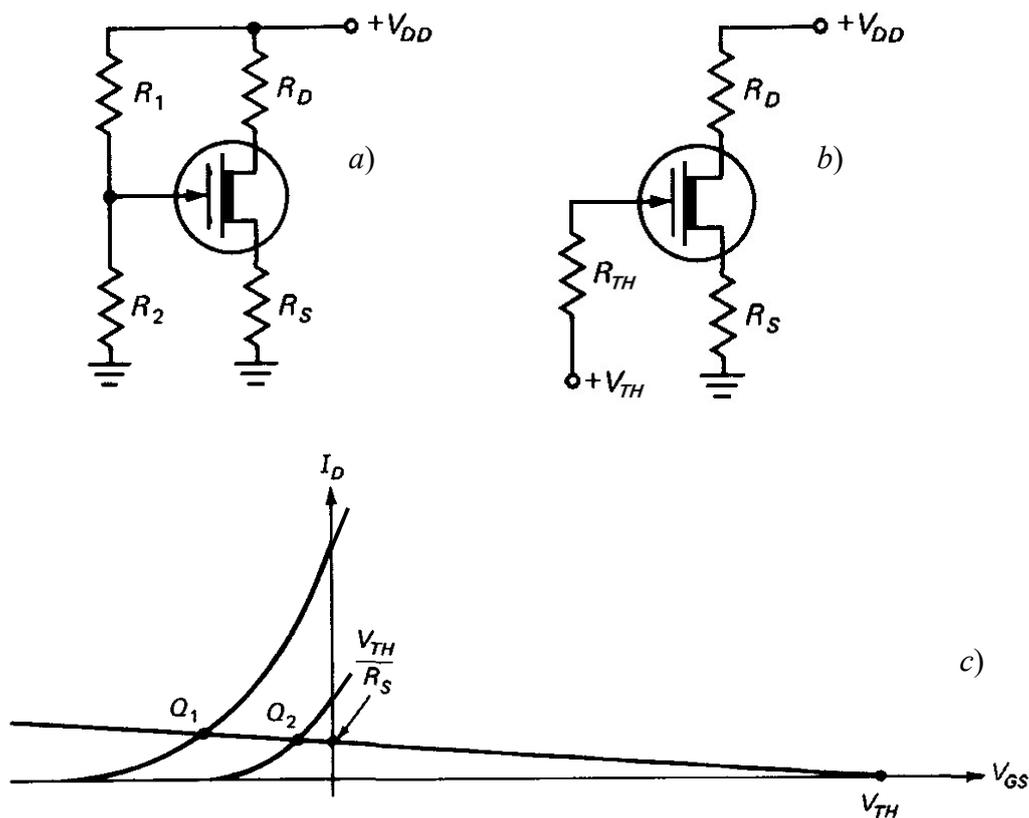


Fig. 10.7 – a) Polarizzazione a 4 resistenze. b) Schema semplificato applicando il teorema di Thevenin. c) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

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 .

Attenzione! Dato che sono equivalenti, qualcuno potrebbe chiedersi perché non adottare direttamente lo schema di Fig. 10.7b, anziché applicare il Teorema di Thevenin al circuito di Fig. 10.7a. Da un punto di vista circuitale, egli avrebbe ragione; nella pratica, la standardizzazione dei valori di tensione generati dalle batterie o dagli alimentatori non gli permetterebbe di potere ottenere per V_{TH} il valore desiderato al di fuori di quelli standard. Inoltre, il circuito di Fig. 10.7a richiede una sola alimentazione, mentre quello di Fig. 10.7b ne necessita di due.

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. 10.8a, insieme allo schema semplificato tramite il teorema di Thevenin (Fig. 10.8b).

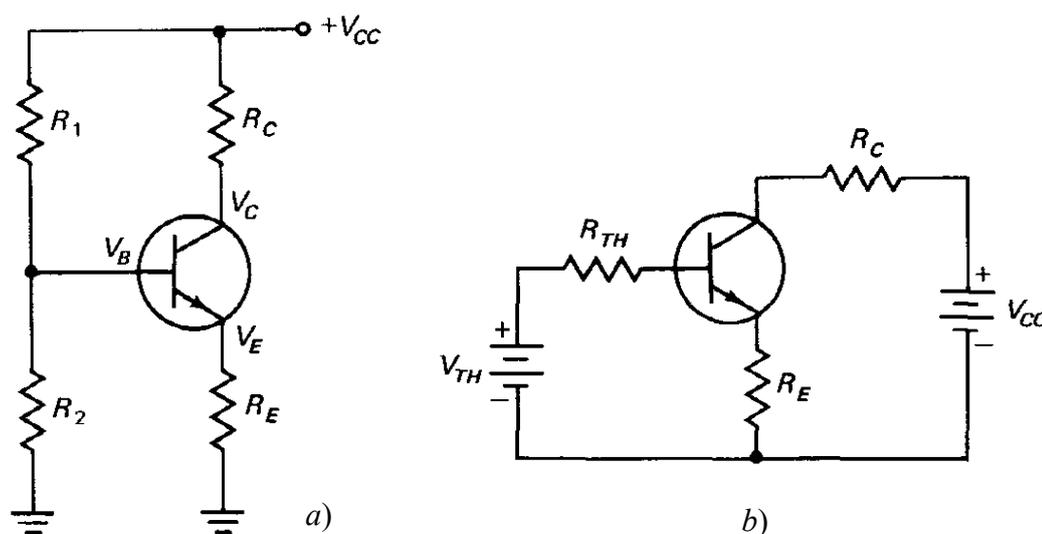


Fig. 10.8 – a) Polarizzazione a 4 resistenze per un BJT. b) Schema semplificato applicando il teorema di Thevenin

Evidentemente per lo schema equivalente di Thevenin risulta

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} , \quad (10.11)$$

mentre R_{TH} è dato sempre dalla (10.8). La somma delle tensioni lungo la maglia d'ingresso del circuito di Fig. 10.8b dà

$$V_{BE} + R_E I_E - V_{TH} + R_{TH} I_B = 0 , \quad (10.12)$$

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

$$I_C \approx I_E \approx \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{TH}}{\beta}} . \quad (10.13)$$

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

$$I_C \approx \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E} . \quad (10.14)$$

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. 10.5.1), conviene che l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore sia sufficientemente elevata e ciò obbliga a mantenere R_{TH} ad un valore non troppo basso. Si noti che la semplificazione (10.14) è tanto più vera, quanto più grande è R_E : anche in questo caso (come per R_S nei MOSFET) si può pertanto dire che la resistenza sull'emettitore è un elemento stabilizzante, in quanto rende il circuito indipendente dalle fluttuazioni di β .

L'equazione (10.14) è analoga alla (10.10) 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.

Allo scopo di ridurre l'influenza delle variazioni di V_{GS} e migliorare la stabilità del punto di riposo dei FET, si può modificare lo schema di polarizzazione, come riportato in Fig. 10.9. Questo schema prende il nome di *polarizzazione di source*, visto che il source viene alimentato indipendentemente. Si calcola facilmente che la corrente di drain vale

$$I_D = \frac{V_{SS} - V_{GS}}{R_S} . \quad (10.15)$$

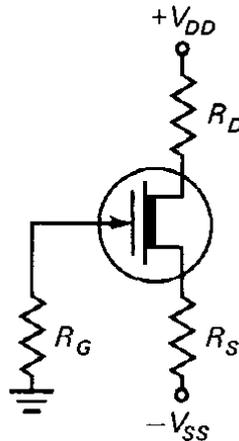


Fig. 10.9 – Polarizzazione di source

Affinché la polarizzazione di source sia efficace, la tensione V_{SS} deve essere molto più grande di V_{GS} . Poiché i valori tipici di V_{GS} sono compresi in una gamma che va da -5 V a -1 V, è evidente che non è possibile “mascherare” completamente V_{GS} con le tensioni tipiche d'alimentazione. Tuttavia V_{SS} è normalmente maggiore di V_{TH} , per cui tale schema costituisce pur sempre un miglioramento della rete di polarizzazione precedente.

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 minimizzando le variazioni di V_{GS} rispetto agli altri parametri circuitali 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. 10.10a.

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

$$I_D = I_O . \quad (10.16)$$

Un generatore di corrente è in genere realizzato tramite un altro transistor: in Fig. 10.10b esso è realizzato tramite un BJT. Il BJT è alimentato tramite una *polarizzazione d'emettitore*, analoga alla polarizzazione di source dei FET vista prima. Dunque, la sua corrente di collettore vale

$$I_C \approx \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} . \quad (10.17)$$

Il BJT si comporta pertanto come un *generatore di corrente continua*. Poiché il collettore del transistor è connesso direttamente con il source del FET, allora si ha:

$$I_D = I_C = I_O . \quad (10.18)$$

La Fig. 10.10c illustra l'efficacia della polarizzazione tramite generatore di corrente costante. Poiché $I_C = I_O$ 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.

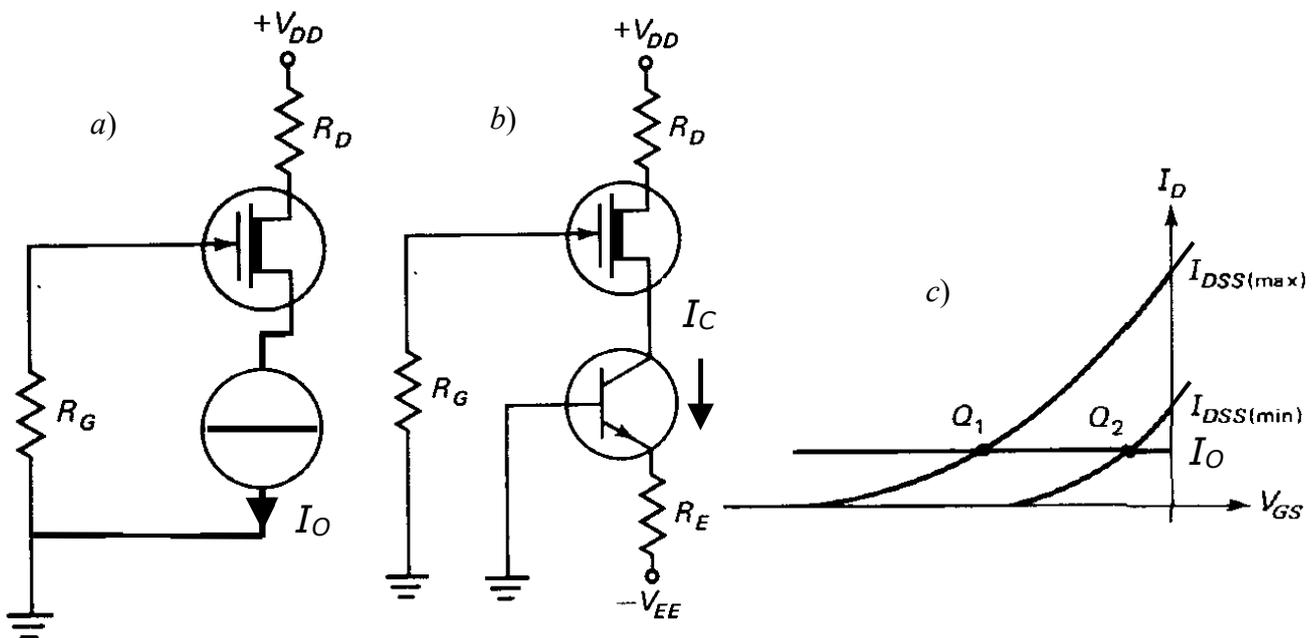


Fig. 10.10 – a) Polarizzazione tramite generatore di corrente costante ideale;
 b) come in a), ma generatore di corrente realizzato con un BJT.
 c) Escursione minima e massima del punto di riposo sulla transcaratteristica I_D - V_{GS}

Tutti i tipi di reti di polarizzazione fin qui analizzati possono essere adottati solo se si lavora con MOSFET a svuotamento. 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 ad arricchimento e a svuotamento, BJT, JFET) e permette di ottenere un punto di riposo sufficientemente stabile.

10.5 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. 10.11. 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. 10.11.

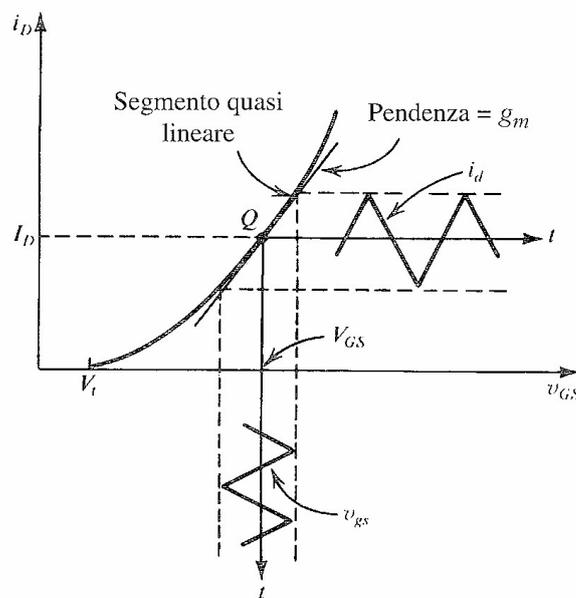


Fig. 10.11 – Funzionamento di un amplificatore per piccoli segnali a FET

Tale coefficiente angolare costituisce la *transconduttanza* g_m , alla quale si era già accennato nel Cap. 7 (par. 7.5). 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:

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} = 2K(V_{GS} - V_t). \quad (10.19)$$

In un MOSFET il parametro K dipende dalle dimensioni del canale in base alla (7.6); sostituendo quest'ultima nella (10.19) si ottiene

$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t). \quad (10.20)$$

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. 10.12.

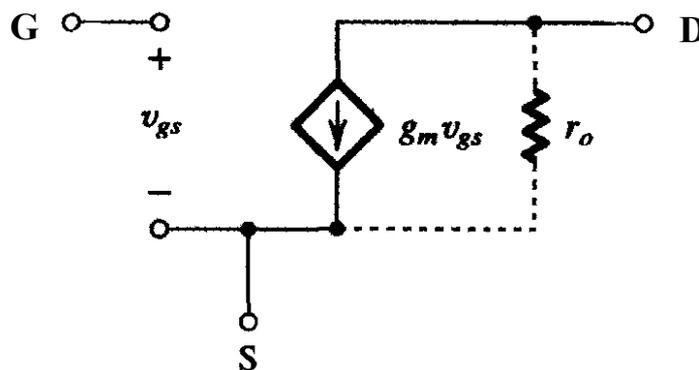


Fig. 10.12 – Modello per piccoli segnali del FET

(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 (r_π) 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} .

Attenzione! Il “diodo” d'ingresso tra base ed emettitore si dovrebbe schematizzare come una resistenza r_π , in serie ad un generatore di tensione costante $V_{BE} = V_\gamma = 0,7$ V; tuttavia, essendo il generatore costante, non lo consideriamo per l'analisi dinamica.

In Fig. 10.13 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 .

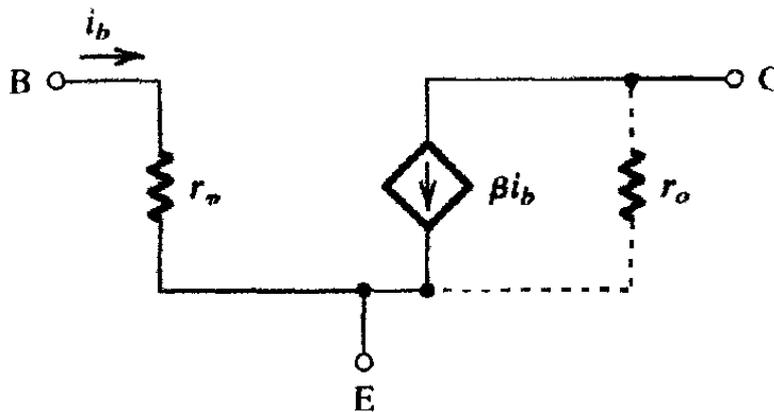


Fig. 10.13 – Modello per piccoli segnali del BJT (con generatore di corrente pilotato in corrente)

Poiché

$$i_b = v_{be}/r_\pi, \quad (10.21)$$

la corrente i_c fornita dal generatore pilotato vale

$$i_c = \beta i_b = \frac{\beta v_{be}}{r_\pi} = g_m v_{be}, \quad (10.22)$$

avendo posto

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi}. \quad (10.23)$$

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. 10.13 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. 10.14).

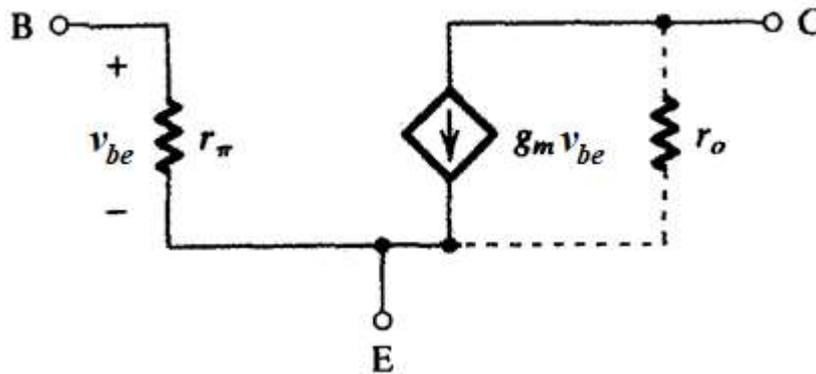


Fig. 10.14 – Modello per piccoli segnali del BJT (con generatore di corrente pilotato in tensione)

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. 10.15 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. 10.15 – 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.

10.5.1 Amplificatore a source comune e ad emettitore comune

La Fig. 10.16a 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. 10.16a. 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.

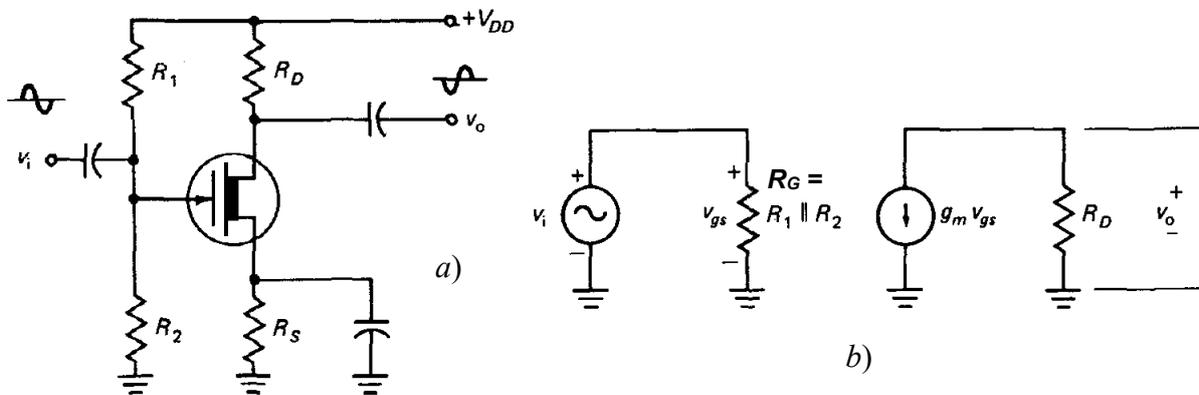


Fig. 10.16 – a) *Amplificatore a source comune.* b) *Schemi equivalenti dinamici del circuito d'ingresso e di quello d'uscita*

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. 10.16b 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

$$v_o = -g_m v_{gs} R_D. \tag{10.24}$$

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

$$v_i = v_{gs}. \tag{10.25}$$

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

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_D. \tag{10.26}$$

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. 10.17a, insieme al suo schema equivalente dinamico in Fig. 10.17b.

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 :

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_C. \tag{10.27}$$

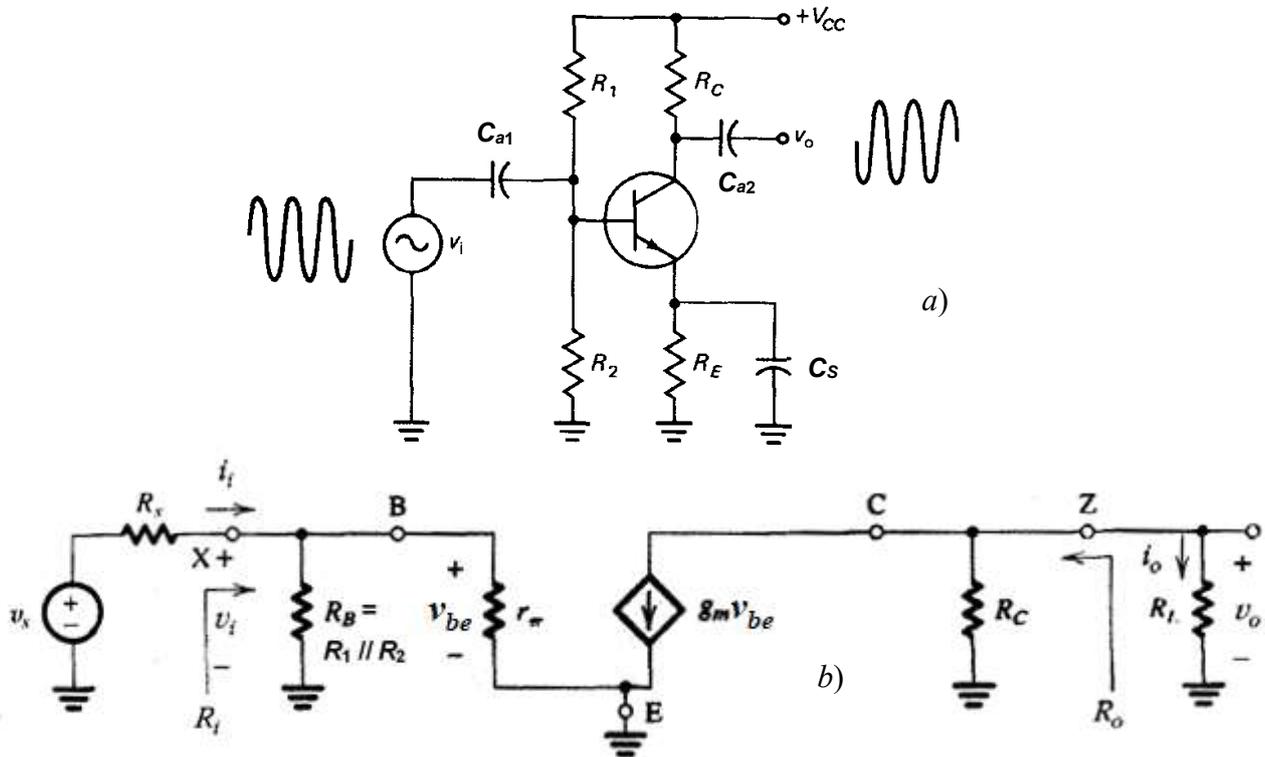


Fig. 10.17 – a) Amplificatore a emettitore comune. b) Schema equivalente dinamico

Come vedremo più avanti (par. 10.6), 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 10.16b, 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

$$R_o = R_D . \quad (10.28)$$

Analogamente, in un amplificatore ad emettitore comune si calcola:

$$R_o = R_C . \quad (10.29)$$

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. 10.16b discende immediatamente che la resistenza d'ingresso R_i vale

$$R_i = R_G = R_1 // R_2 ; \quad (10.30)$$

per i BJT, dallo schema di Fig. 10.17b deriva invece

$$R_i = R_B // r_\pi = R_1 // R_2 // r_\pi . \quad (10.31)$$

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 kΩ. 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

$$R_i \approx r_\pi . \quad (10.32)$$

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. 10.18a, insieme al suo schema equivalente (Fig. 10.18b).

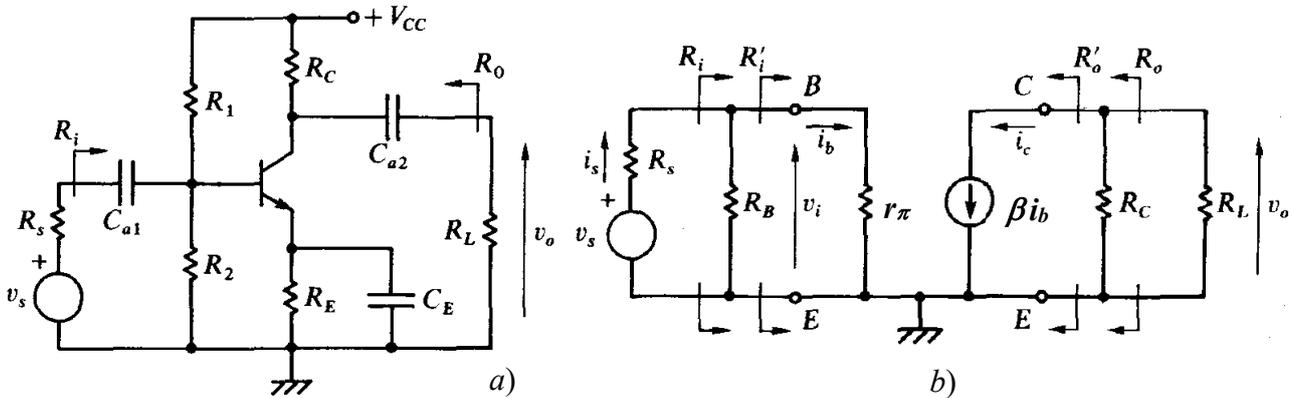


Fig. 10.18 – a) Amplificatore a emettitore comune completo (con resistenza di carico e generatore di segnale con resistenza interna). b) Schema equivalente dinamico

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:

$$A_T = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} \tag{10.33}$$

Dinamicamente il carico R_L è in parallelo a R_C , pertanto il valore del rapporto v_o/v_i espresso dalla (10.27), 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. 10.19, 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:

$$A_T = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = A \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = -g_m (R_C // R_L) \cdot \left(\frac{R_i}{R_s + R_i} \right) \tag{10.34}$$

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.

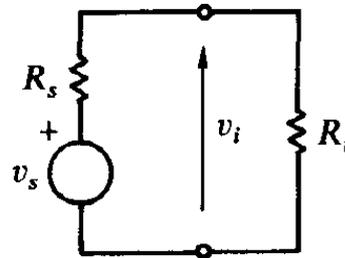


Fig. 10.19 – Schema equivalente del circuito d'ingresso dell'amplificatore a emettitore comune completo

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.
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

(♥) 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).

k Ω . 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 (10.13) 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 (7.10) nella (10.20):

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D}; \quad (10.35)$$

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

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}. \quad (10.36)$$

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.

10.5.2 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. 10.20a illustra lo schema di un amplificatore a doppio carico (a JFET), il cui schema equivalente dinamico è riportato in Fig. 10.20b.

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

$$v_o = -g_m v_{gs} R'_L; \quad (10.37)$$

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

$$\begin{aligned} v_{gs} &= v_g - v_s = v_i - g_m R_S v_{gs} \\ \Rightarrow v_{gs} &= \frac{v_i}{1 + g_m R_S} \end{aligned} \quad (10.38)$$

e sostituendo nella (10.37) si ottiene immediatamente l'amplificazione:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R_S} \tag{10.39}$$

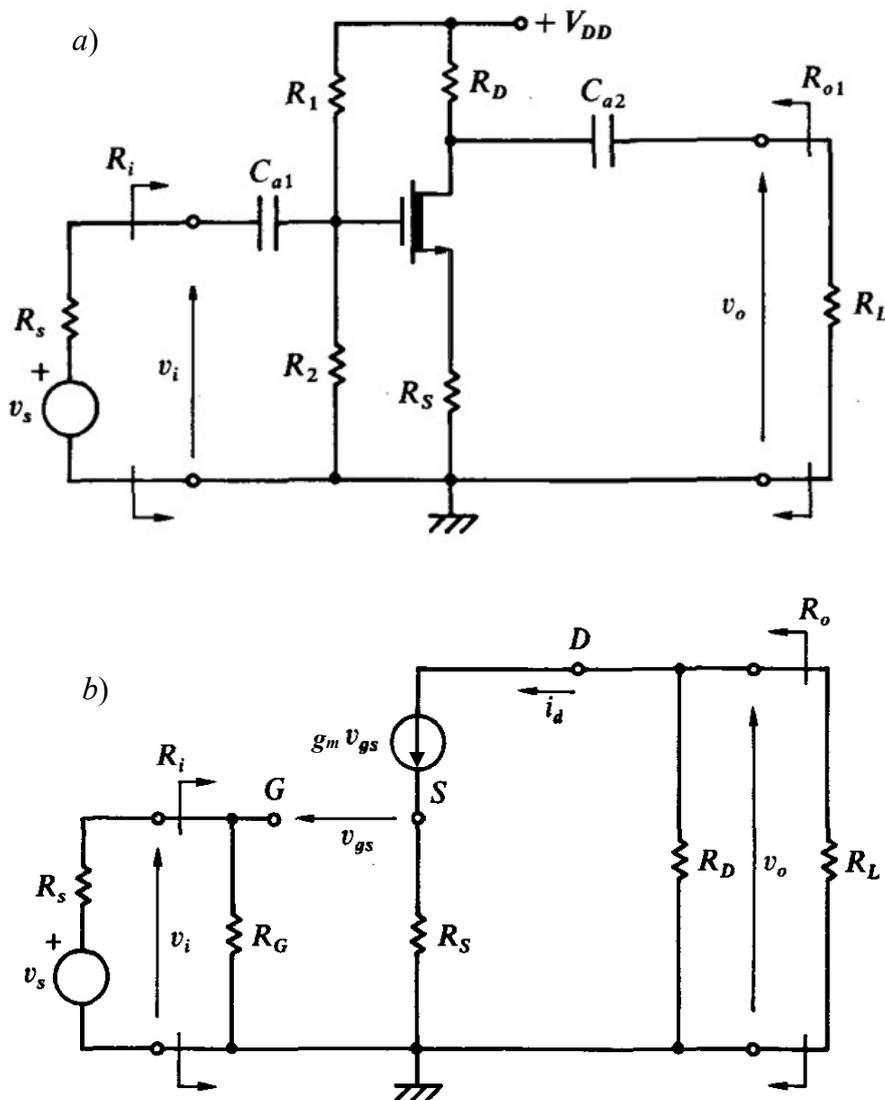


Fig. 10.20 – a) Amplificatore a doppio carico a FET. b) Schema equivalente dinamico

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

$$A = -\frac{R'_L}{R_S} \tag{10.40}$$

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_i-R_S . Poiché, come è facile verificare, anche in questo caso (cfr. equazione (10.30)) la resistenza d'ingresso è uguale a

$$R_i = R_G = R_1 // R_2, \tag{10.41}$$

l'espressione dell'amplificazione totale è

$$A_T = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = A \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = -\frac{R'_L}{R_S} \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \approx -\frac{R'_L}{R_S}, \tag{10.42}$$

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

Per il calcolo della resistenza d'uscita conviene fare riferimento allo schema di Fig. 10.21, nel quale è riportato il generatore ausiliario in uscita e tutti i generatori indipendenti sono annullati.

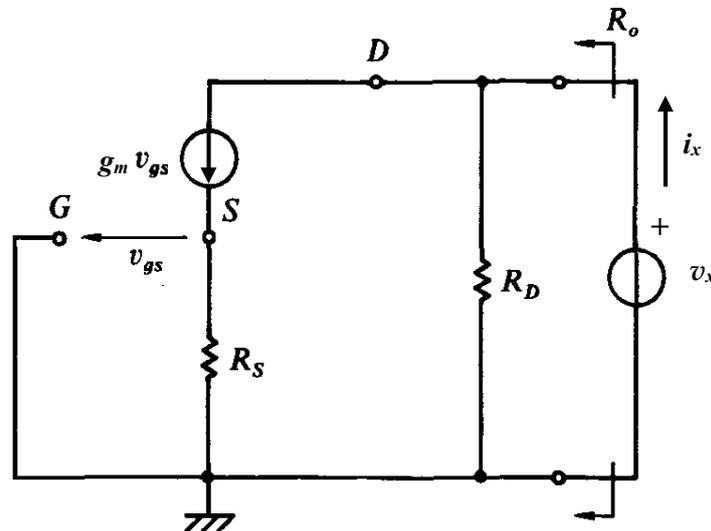


Fig. 10.21 – Schema circuitale per il calcolo della resistenza d'uscita di un amplificatore a FET a doppio carico

È immediato constatare che il generatore di corrente pilotato fornisce una corrente nulla in quanto $v_{gs} = 0$; se infatti proviamo a ricavare la tensione tra i nodi G e S otteniamo:

$$v_{gs} = v_g - v_s = 0 - R_S \cdot (g_m v_{gs}) \Rightarrow v_{gs} = 0. \tag{10.43}$$

Il ramo col generatore pilotato deve essere pertanto aperto e la resistenza d'uscita vale semplicemente

$$R_o = R_D . \tag{10.44}$$

Per il 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

$$A = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R_E} \approx - \frac{R'_L}{R_E} \tag{10.45}$$

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

$$R_o = R_C . \tag{10.46}$$

La resistenza d'ingresso risulta invece notevolmente modificata dalla presenza della resistenza sull'emettitore. Infatti, mentre nei FET il circuito d'ingresso non risente di ciò che avviene in uscita a causa del fatto che i nodi G e S sono fisicamente sconnessi (in realtà vi è una resistenza ma essa è molto grande e supera – soprattutto nei MOSFET – le decine di $M\Omega$), nei BJT i terminali B e E sono connessi tramite la resistenza r_π . Per calcolare la resistenza d'ingresso di un amplificatore a BJT con resistenza sull'emettitore possiamo fare riferimento allo schema di Fig. 10.22.

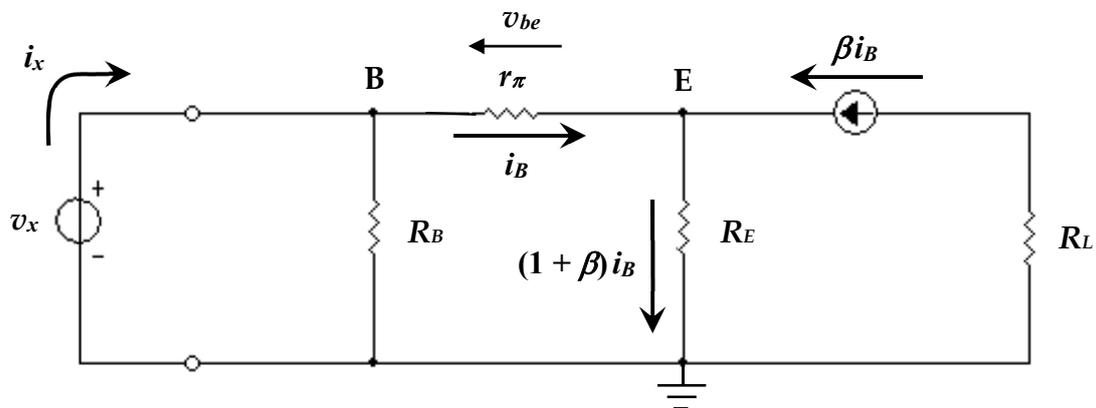


Fig. 10.22 – Schema circuitale per il calcolo della resistenza d'ingresso di un amplificatore a BJT a doppio carico

In tale schema si è preferito fare riferimento al modello del transistor con il generatore pilotato dalla corrente i_b . Si può osservare che la corrente che scorre su r_π è la corrente di controllo i_b . Poiché essa arriva sul nodo E, sul quale perviene anche la corrente del generatore βi_b , allora la corrente che scorre su R_E è uguale alla somma delle due correnti per il primo principio di Kirchoff, vale a dire $(1 + \beta)i_b$. Per un osservatore posto all'ingresso del circuito, la situazione non cambia se si elimina il

generatore pilotato βi_b e si sostituisce la resistenza R_E con una resistenza di valore pari a $(1 + \beta)R_E$: in tal modo resta una sola maglia – quella d'ingresso – nella quale circola la corrente i_b sulla resistenza r_π e sulla resistenza $(1 + \beta)R_E$. La resistenza d'ingresso è allora uguale al parallelo tra R_B e le due resistenze in serie r_π e $(1 + \beta)R_E$:

$$R_i = R_B // [r_\pi + (1 + \beta)R_E] \approx R_B . \quad (10.47)$$

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. 10.23.

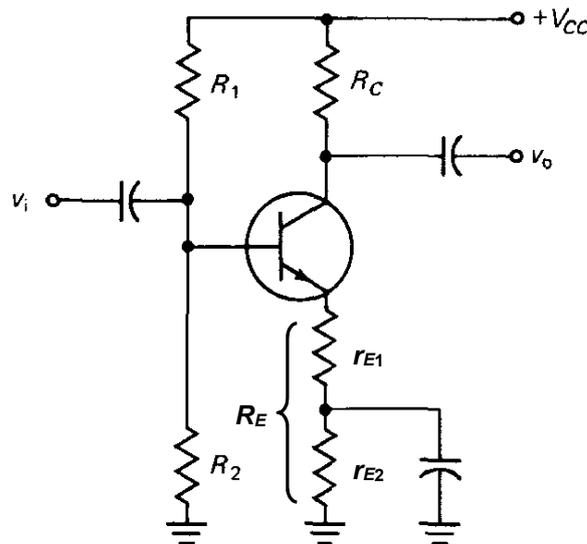


Fig. 10.23 – Amplificatore a BJT a doppio carico con resistenza sull'emettitore parzialmente cortocircuitata dinamicamente

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.

10.5.3 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. 10.24a; il suo schema dinamico è mostrato a fianco in Fig. 10.24b.

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!

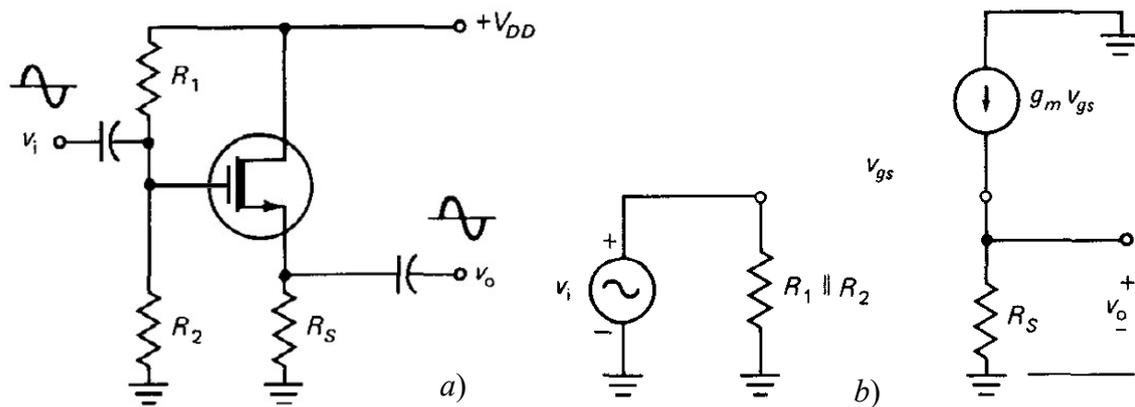


Fig. 10.24 – a) Amplificatore a drain comune. b) Schema equivalente dinamico

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

$$v_{gs} = v_i - R_S \cdot (g_m v_{gs}) \Rightarrow v_i = (1 + g_m R_S) v_{gs} . \tag{10.48}$$

La tensione d'uscita è

$$v_o = g_m v_{gs} R_S . \tag{10.49}$$

Pertanto l'amplificazione vale

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{R_S}{R_S + 1/g_m} . \tag{10.50}$$

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 (cfr. Fig. 10.24b), cioè

$$R_i = R_G = R_1 // R_2 . \quad (10.51)$$

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.

Per il calcolo della resistenza d'uscita si possono evitare i calcoli effettuando le seguenti semplici considerazioni. L'espressione (11.49) dell'amplificazione permette di ricavare l'uscita in funzione dell'ingresso, ovvero

$$v_o = \frac{R_S}{R_S + 1/g_m} v_i . \quad (10.52)$$

Questa formula vi ricorda qualcosa? Certamente, è la formula di un partitore di tensione! La tensione v_i è applicata a due resistenze R_S e $1/g_m$, mentre la tensione v_o è prelevata ai capi di R_S . Pertanto uno schema equivalente dinamico semplificato dell'intero amplificatore è quello riportato in Fig. 10.25a, cioè lo schema di un partitore di tensione. Se si applica il teorema di Thevenin al circuito d'uscita si ottiene lo schema di Fig. 10.25b. Questo è il più elementare schema equivalente del circuito d'uscita dell'inseguitore di source. Il generatore di tensione fornisce la tensione d'uscita (Av_i), mentre la resistenza in serie costituisce la *resistenza d'uscita*, cioè

$$R_o = R_S // \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} . \quad (10.53)$$

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 $1/g_m$.

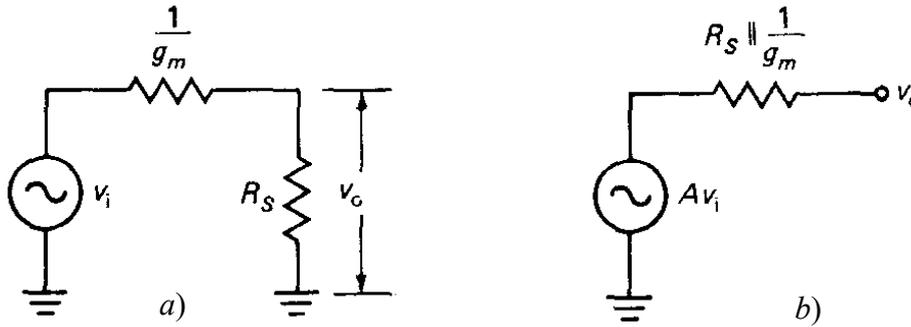


Fig. 10.25 – a) Circuito equivalente dinamico dell'uscita di un inseguitore di source.
 b) Schema equivalente di Thevenin di un inseguitore di source

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. 10.26a; il suo schema dinamico è mostrato in Fig. 10.26b.

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.

Basandoci sullo schema equivalente dinamico di Fig. 11.26b, ponendo $R'_L = R_L // R_E$, l'amplificazione si calcola nel modo seguente:

$$\begin{cases} v_o = R'_L(i_b + \beta i_b) \\ v_i = r_\pi i_b + R'_L(i_b + \beta i_b) \end{cases} \Rightarrow A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R'_L(1 + \beta)}{r_\pi + R'_L(1 + \beta)}; \tag{10.54}$$

poiché si può approssimare $1 + \beta \approx \beta$, allora ricordando che $g_m = \beta/r_\pi$, si ha

$$A = \frac{g_m R'_L}{g_m R'_L + 1} = \frac{R'_L}{R'_L + 1/g_m} \approx 1. \tag{10.55}$$

L'espressione è analoga alla (11.49) ricavata per l'inseguitore di source, con l'unica differenza che in questo caso in figura è anche indicato il carico R_L .

Pure la *resistenza d'uscita* R_o si può ricavare con lo stesso procedimento descritto per ottenere la (10.53), cioè^(*)

^(*) In realtà, nel caso dei FET, per il calcolo di R_o si era del tutto trascurata l'influenza della resistenza interna del generatore R_s , infatti lo schema equivalente di Thevenin di Fig. 10.25b non includeva in alcun modo la resistenza R_s (altrimenti, il generatore avrebbe dovuto erogare una tensione pari a $A_1 v_s$, invece di $A v_i$). A rigore, ciò ha senso nei FET perché la resistenza d'ingresso è molto elevata, sicuramente più della resistenza interna del generatore. Con i transistor ciò non è detto, perché la resistenza d'ingresso è sempre più bassa (visto che il partitore d'ingresso non può essere reso

$$R_o = R_E // \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} \tag{10.56}$$

Il calcolo della *resistenza d'ingresso* è lievemente differente da quello effettuato per l'inseguitore di source, a causa della r_π che collega l'ingresso con l'uscita. Poiché il circuito (dinamico) d'ingresso dell'inseguitore di emettitore non differisce da quello dell'amplificatore a doppio carico a BJT (Fig. 10.22), allora la resistenza d'ingresso è la stessa, vale a dire

$$R_i = R_B // [r_\pi + (1 + \beta) R'_L] \approx R_B, \tag{10.57}$$

avendo posto $R'_L = R_L // R_E$.

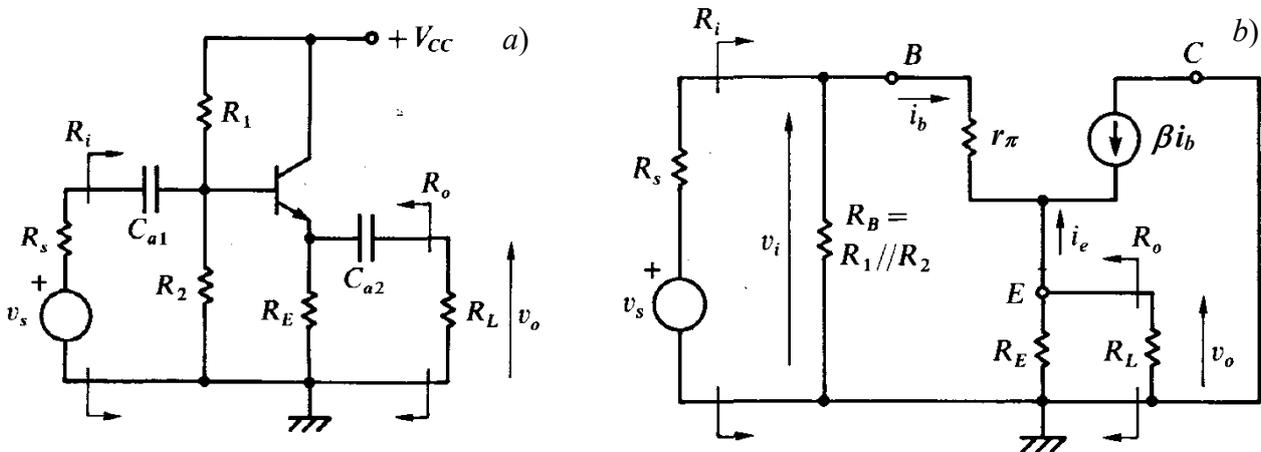


Fig. 10.26 – a) Amplificatore a collettore comune. b) Schema equivalente dinamico

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 $R_o = 0,5-1$ k Ω ; nei BJT con $g_m \approx 100$ 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

grande quanto si vuole per motivi di stabilità). Considerando la resistenza R_s si può calcolare facilmente (omettiamo i calcoli) che

$$R_o = R_E // \frac{(R_s // R_B) + r_\pi}{1 + \beta} \tag{10.56bis}$$

Chiaramente, se – come avviene spesso – si considera $R_s \ll R_B, R_s \ll r_\pi, 1 + \beta \approx \beta$, allora ricordando che $g_m = \beta / r_\pi$, si ottiene di nuovo la (10.56).

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.

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 *separatore* (*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 particolarmente diffusi e trovano qualche utilizzo solo ad alta frequenza in alcuni schemi particolari (ad esempio, la configurazione *cascode*).

10.6 Amplificatori multistadi

Lo schema di Fig. 10.27 rappresenta in forma generale un sistema di amplificazione a più stadi disposti *in cascata*, ovvero connessi in modo tale che ciascuno stadio funga da sorgente di segnale per lo stadio che segue e costituisca invece il carico di quello che lo precede. I vari blocchi sono costituiti dalle semplici configurazioni amplificatrici analizzate nel precedente paragrafo. Essi possono essere connessi l’uno con l’altro in modo diretto come mostrato in Fig. 10.27, oppure possono essere *disaccoppiati* in continua tramite opportune impedenze come vedremo fra poco.

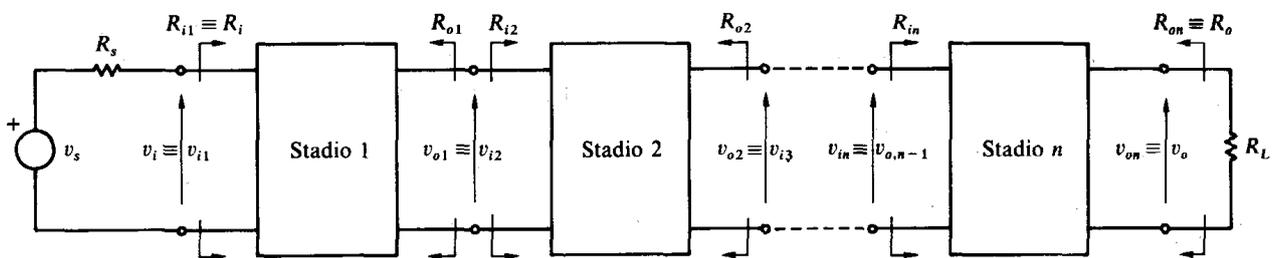


Fig. 10.27 – Stadi amplificatori disposti in cascata

Qualunque sia il modo con il quale tali blocchi sono connessi tra loro, l’analisi statica è sempre molto semplice. Infatti, se l’ingresso di ogni blocco è costituito dal terminale di gate di un FET, o di

base di un BJT, allora la corrente che circola in uscita (sul drain o sul collettore del transistor) è sicuramente più grande – tranne rare eccezioni – della corrente che scorre in ingresso dello stadio successivo. Pertanto gli stadi non assorbono corrente dagli stadi contigui che si trovano a monte e lo studio statico di ogni stadio può essere effettuato in modo “quasi” indipendente. Tuttavia, la tensione continua applicata all’ingresso dello stadio n -mo – ad esempio alla base di un BJT – è imposta dalla tensione continua d’uscita dello stadio $(n-1)$ -mo. Se, invece, gli stadi sono tra loro accoppiati, tramite un opportuno *condensatore di accoppiamento* (cfr. *accoppiamento RC*, più avanti in questo stesso paragrafo), essi sono completamente indipendenti dal punto di vista statico.

L’analisi dinamica è più complessa, poiché ciascuno stadio ha una sua amplificazione che contribuisce all’amplificazione totale; è evidente che per n stadi disposti in cascata come in Fig. 10.27 risulta:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{on}}{v_{in}} \cdot \frac{v_{o,n-1}}{v_{i,n-1}} \cdot \dots \cdot \frac{v_{o2}}{v_{i2}} \cdot \frac{v_{o1}}{v_{i1}} = A_n \cdot A_{n-1} \cdot \dots \cdot A_2 \cdot A_1, \quad (10.58)$$

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 (10.58), 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. 10.28a 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 $100\ \Omega$ 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. 10.28b 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. 10.28b 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.

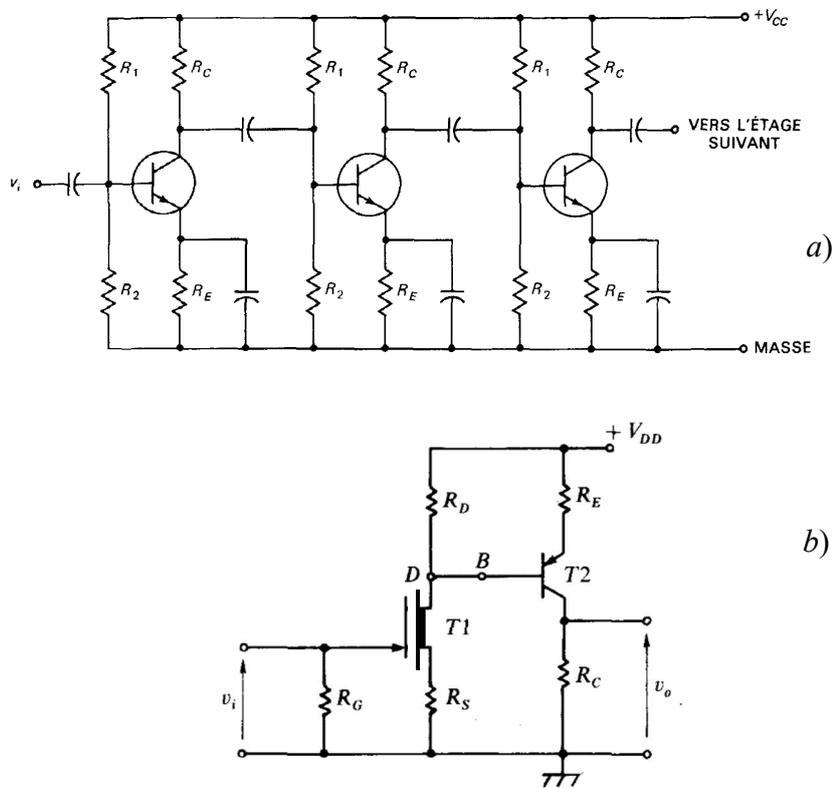


Fig. 10.28 – Amplificatori ad accoppiamento: a) di tipo RC; b) diretto

10.7 Criteri di progetto

Le specifiche variano a seconda della configurazione e del tipo di applicazione. Tuttavia normalmente si richiede che l'escursione del segnale d'uscita (*dinamica d'uscita*) sia la più ampia possibile, che l'amplificazione rimanga stabile malgrado la dispersione delle caratteristiche e che la distorsione sia minima.

Per semplicità, nel seguito ci riferiremo ad una configurazione amplificatrice a doppio carico con una rete di polarizzazione a 4 resistenze. I criteri di progetto che diamo di seguito possono essere eventualmente affinati, se si considerano ulteriori parametri quali sensibilità alla temperatura, variazioni minime e massime dei parametri dei dispositivi attivi, ecc. Tuttavia un buon progetto deve essere normalmente svolto in modo *rapido* e, per quanto possibile, *indipendente dai parametri dei transistor*. Eventuali correzioni, relative a situazioni di lavoro particolari, possono essere effettuate in seconda approssimazione.

Facciamo riferimento alla Fig. 10.29a e dimensioniamo i parametri circuitali di tale amplificatore a MOSFET, procedendo secondo i seguenti passi:

- Se il punto di riposo non è fornito dalle specifiche, si sceglie sulla transcaratteristica tipica il punto di riposo (I_D , V_{GS}), graficamente o tramite l'equazione $I_D = K(V_{GS} - V_t)^2$;
- Si sceglie V_{DS} in modo che il punto di riposo si trovi a metà circa fra l'inizio della zona di saturazione e V_{DD} (in modo da massimizzare la dinamica);
- Nei MOSFET la corrente I_D tende a diminuire con l'aumentare della temperatura; per tale motivo la stabilità termica di un MOSFET è normalmente garantita pur senza imporre vincoli specifici ai parametri circuitali (in realtà, si potrebbe mostrare che ciò è vero per valori di V_{GS} non troppo alti). In ogni caso, per una buona stabilità termica si dimostra che R_S deve valere

$$R_S = \frac{V_{GS} - V_t}{I_D}; \quad (10.59)$$

- Si ricava R_D dall'equazione alla maglia d'uscita:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS} - R_S I_D}{I_D}; \quad (10.60)$$

- Si ricava V_{GG} (tensione equivalente di Thevenin del circuito d'ingresso) in base alla relazione

$$V_{GG} = V_{GS} + R_S I_D; \quad (10.61)$$

- Si impone per $R_1 + R_2$ un valore di qualche $M\Omega$ in modo da mantenere alta la resistenza d'ingresso, ad esempio $10 M\Omega$; dall'equazione del partitore si ricavano così sia R_2 ,

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} \Rightarrow R_2 = \frac{V_{GG}}{V_{DD}} (R_1 + R_2), \quad (10.62)$$

che R_1 per differenza:

$$R_1 = (R_1 + R_2) - R_2. \quad (10.63)$$

Alternativamente, per dimensionare R_S e R_D si può tenere in conto l'espressione dell'amplificazione

$$|A| = (R_D // R_L) / R_S, \quad (10.64)$$

mettendo a sistema la (10.64) e la (10.60). Bisogna tuttavia fare sempre attenzione che risulti $V_{DS} > V_{GS} - V_t$, altrimenti il FET esce dalla zona lineare. Per evitare ciò, si può dimensionare dapprima la rete di polarizzazione in base ai soli requisiti statici (equazioni (10.59) ÷ (10.63)); ovviamente, in tal modo non è detto che i valori di R_S e R_D così ricavati, permettano di ottenere l'amplificazione desiderata. Per ottenere l'amplificazione espressa dalla (10.64), è sufficiente bypassare dinamicamente una parte della R_S tramite una capacità, così come operato nell'amplificatore a BJT di Fig. 6.24.

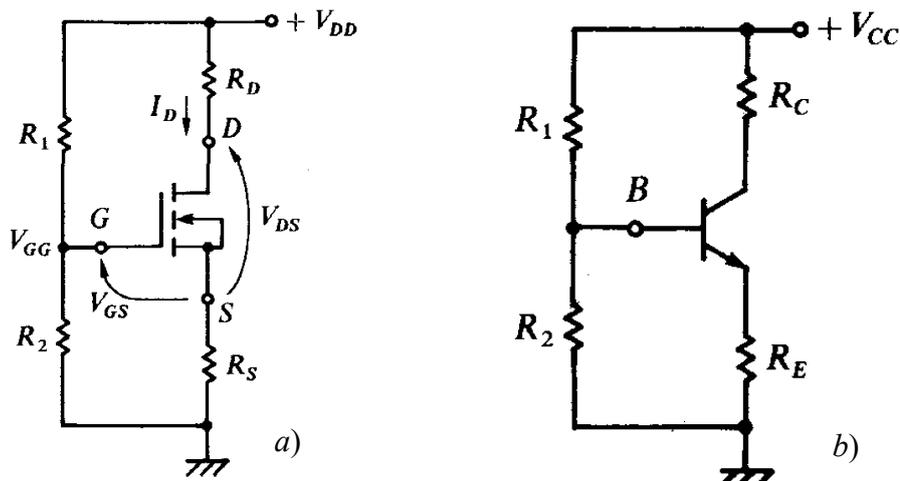


Fig. 10.29 – Schemi circuitali per il progetto della rete di polarizzazione di un amplificatore
a) a MOSFET; b) a BJT

Per il progetto della rete di polarizzazione di un amplificatore a BJT – come quello riprodotto in Fig. 10.29b – i passi da seguire sono simili; tuttavia, a differenza di quanto avviene nei MOSFET, i BJT sono più sensibili a fenomeni di *fuga termica*, intendendo con questo termine il processo per il quale, dissipandosi potenza nel transistor, cresce la temperatura di giunzione. Nei BJT ciò porta ad un aumento del β che, a sua volta, fa aumentare la corrente di collettore e, di conseguenza, la potenza dissipata P_C , dando luogo ad una reazione destabilizzante che può determinare la distruzione del dispositivo. Nei BJT si dimostra che

$$\frac{dP_C}{dT} = I_B (2V_{CE} - V_{CC}) \frac{d\beta}{dT}, \quad (10.65)$$

e dato che $d\beta/dT$ è senz'altro maggiore di 0, al fine di verificare una delle condizioni per la stabilità termica, è opportuno scegliere il punto di riposo in modo che V_{CE} sia minore di $V_{CC}/2$. Un criterio di progetto è allora quello di ripartire la tensione di alimentazione V_{CC} tra le tre cadute di tensione in modo che un terzo cada su R_C , un terzo ai capi di V_{CE} ed un terzo cada su R_E .

In breve, la stesura del progetto comporta i seguenti passi:

- Si fissa la corrente I_C ;
- Si pone

$$V_{CE} = R_E I_C = R_C I_C = V_{CC}/3 ; \quad (10.66)$$

- Le formule (10.13) e (10.14) indicano che la resistenza equivalente del partitore d'ingresso deve essere sufficientemente piccola (rispetto a R_E) per potere considerare la corrente I_C indipendente da β . Tuttavia, se è troppo piccola, oltre a provocare un aumento della corrente assorbita dall'alimentatore, essa abbassa la resistenza d'ingresso in funzionamento dinamico. Un buon compromesso si raggiunge progettando il partitore come se funzionasse *a vuoto*, cioè in modo tale che la corrente che scorre nella serie delle due resistenze R_1 e R_2 risulti maggiore della corrente I_B spillata dalla base. Si può allora imporre che

$$I_{R1} \approx I_{R2} = (0,1 \div 1) I_E . \quad (10.67)$$

Si faccia attenzione tuttavia a non avere una corrente su R_1 e R_2 troppo alta, in quanto ciò corrisponderebbe ad un consumo inutile di energia (particolarmente grave se V_{CC} è una batteria!) e a dei valori di R_1 e R_2 relativamente bassi, con conseguente riduzione della resistenza d'ingresso.

- Si ricavano R_1 e R_2 :

$$\begin{cases} R_2 = \frac{V_B}{I_{R2}} = \frac{V_{BE} + R_E I_C}{I_{R2}} \\ R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R1}} = \frac{V_{CC} - (V_{BE} + R_E I_C)}{I_{R1}} \end{cases} . \quad (10.68)$$

Per avere la massima dinamica del segnale d'uscita sarebbe meglio scegliere V_{CE} in modo che si trovi al centro della zona attiva. Per tale motivo, talvolta, alcuni testi suggeriscono di scegliere $V_{CE} = V_{CC}/2$ (o poco meno, in modo da evitare di avere dP_C/dT positivo (cfr. formula (10.65)) e una caduta di tensione sulla resistenza d'emettitore pari a 1/10 di V_{CC} .

Si osservi che, anche in questo caso, la resistenza R_E può parzializzarsi con una capacità in parallelo, al fine di ottenere l'amplificazione di tensione desiderata.

10.7 Un'applicazione tipica: impianto di riproduzione suono

In Fig. 10.30 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.

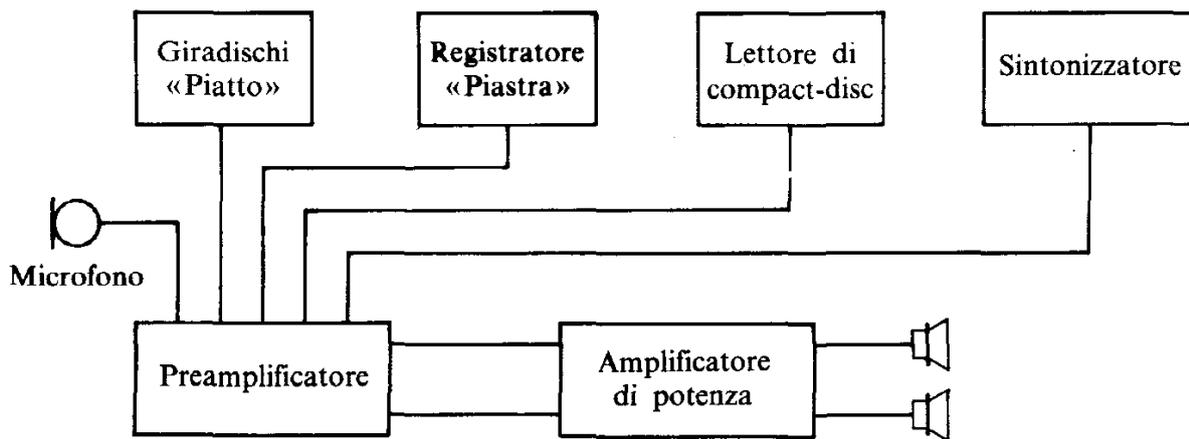


Fig. 10.30 – Impianto di riproduzione audio

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 dai *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 seconda 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.

