Ottobre 2002

Amplificatori in classe A con accoppiamento capacitivo

L'amplificatore in classe A di Fig.1 presenta lo svantaggio che il carico R_C è percorso sia dalla componente di segnale, variabile nel tempo, sia dalla componente continua, di polarizzazione, della corrente di collettore del transistor.

Spesso però è richiesto che la resistenza di carico dell'amplificatore sia attraversata dalla sola componente di segnale e non dalla componente continua di corrente. Un caso tipico è quello di un altoparlante dove la presenza di una componente continua di corrente provoca lo spostamento del cono dell'altoparlante dalla sua posizione di riposo, limitandone l'escursione utile e potendone provocare addirittura la saturazione o la rottura per eccessiva dissipazione.

Un metodo per eliminare la polarizzazione in continua dalla resistenza di carico dell'amplificatore è quello di utilizzare un accoppiamento a condensatore, come si fa negli accoppiamenti interstadio, come rappresentato in Fig.2.

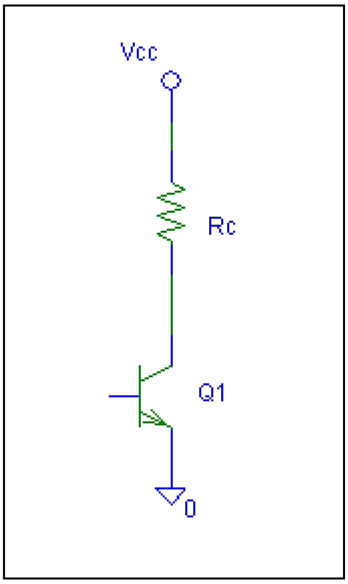

Fig. 1 – Amplificatore in classe A.

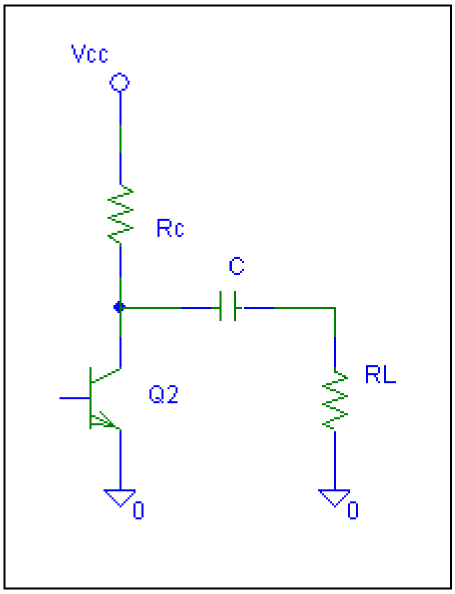

Fig. 2 – Amplificatore in classe A con accoppiamento capacitivo.

Solitamente il condensatore utilizzato per ottenere l'accoppiamento in alternata è di tipo elettrolitico in quanto, per ottenere una opportuna estensione della banda di frequenze del segnale fino a bassi valori, risulta di capacità elevata. Inoltre, la polarizzazione ne facilita l'utilizzo, essendo questi componenti di tipo polarizzato.

Rimane ora da determinare un dimensionamento ottimale dell'amplificatore e determinare il valore dell'efficienza che è possibile ottenere con un tale schema.

Un dimensionamento ottimale deve consentire di sfruttare al meglio le caratteristiche del transistor in termini di escursione del segnale di uscita e efficienza dell'amplificatore stesso.

Anzitutto si deve scegliere il punto di riposo del transistor in modo da garantire che l'escursione del segnale sia simmetrica e sia massima per una data tensione di alimentazione. Le condizioni limite si hanno quando il transistor raggiunge la saturazione (V_{ce}=0) e quando raggiunge l'interdizione (I_c=0).

A riposo la corrente sulla resistenza di carico R_L è zero per la presenza del condensatore di accoppiamento. Quindi anche la tensione sul carico è nulla e la tensione sul condensatore di accoppiamento coincide con V_{CEQ}. Nella banda dell'amplificatore il condensatore di accoppiamento può essere considerato un corto circuito per il segnale. Questo significa che la variazione di tensione ai suoi capi è nulla e quindi che la tensione ai suoi capi è costante. Questo risultato è giustificato dal basso valore dell'impedenza del condensatore, alla frequenza del segnale, che anche se attraversato dalla stessa corrente di carico, provoca una caduta di tensione, sempre alla frequenza del segnale, del tutto trascurabile. Quindi il condensatore può essere assimilato ad un generatore di tensione di valore pari a V_{CEQ}.

In presenza di segnale il transistor può, al limite del suo funzionamento, raggiungere le due condizioni di saturazione e di interdizione. Nel caso in cui si raggiunga la saturazione, e nell'ipotesi di considerare V_{CEsat}=0, si ottiene:

$$V_{out} = -V_{CEQ}$$

Nel caso in cui si raggiunga l'interdizione (I_C=0) la tensione di uscita vale:

$$V_{out} = \left(V_{CC} - V_{CEQ}\right)\frac{R_L}{R_C + R_L}$$

La polarizzazione ottimale si ottiene quando le escursioni di tensione risultano simmetriche e quindi quando:

$$V_{CEQ} = \left(V_{CC} - V_{CEQ}\right)\frac{R_L}{R_C + R_L}$$

Da questo si ricava il valore ottimale di V_{CEQ}:

$$V_{CEQ} = V_{CC}\frac{R_L}{R_C + 2 \cdot R_L}$$

Quindi, dati i valori per V_{CC}, R_L e R_C, la polarizzazione ottimale, cioè che assicura la massime escursione del segnale di uscita, si ha per il valore di V_{CEQ} qui sopra riportato (vedi Appendice 1).

E' ora possibile determinare l'efficienza dell'amplificatore. Dalla definizione dell'efficienza risulta:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{CC}} = \frac{1}{2}\frac{V_M \cdot I_M}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} = \frac{\left(V_M\right)^2}{2 \cdot R_L} \cdot \frac{R_C}{V_{CC} \cdot \left(V_{CC} - V_{CEQ}\right)}$$

$$\eta = \left(\frac{V_M}{V_{CC}}\right)^2 \cdot \frac{R_C}{2 \cdot R_L} \cdot \frac{R_C + 2 \cdot R_L}{R_C + R_L}$$

Ancora una volta si ritrova per l'efficienza l'andamento quadratico rispetto all'ampiezza del segnale di uscita.

Il valore massimo dell'efficienza si ha quando V_M raggiunge il suo valore massimo che vale V_{CEQ}.

$$\eta_{\max} = \frac{1}{2}\frac{R_C \cdot R_L}{(R_C + R_L)\cdot(R_C + 2\cdot R_L)}$$

Come si vede il valore massimo dell'efficienza dipende dai valori di R_C e di R_L. Spesso R_L è un parametro dato mentre R_C è una variabile del progetto e deve essere scelta secondo opportuni criteri. Si osserva che per valori molto bassi di R_C ($R_C \rightarrow 0$) o valori molto alti di R_C ($R_C \rightarrow \infty$), l'efficienza massima tende a zero. Si può quindi pensare di ottimizzare la scelta di R_C in modo da massimizzare l'efficienza massima dell'amplificatore.

Derivando l'equazione precedente rispetto a R_C si ottiene:

$$\frac{\partial \eta_{\max}}{\partial R_C} = \frac{R_L}{2}\frac{(R_C + R_L)\cdot(R_C + 2\cdot R_L) - R_C\cdot(2\cdot R_C + 3\cdot R_L)}{[(R_C + R_L)\cdot(R_C + 2\cdot R_L)]^2}$$

e ponendo la derivata a zero:

$$\frac{\partial \eta_{\max}}{\partial R_C} = 0 = (R_C + R_L)\cdot(R_C + 2\cdot R_L) - R_C\cdot(2\cdot R_C + 3\cdot R_L)$$

si ottiene:

$$R_C = R_L \cdot \sqrt{2}$$

Questo risultato mostra che il dimensionamento ottimo, e cioè che massimizza l'efficienza dell'amplificatore, si ottiene quando la resistenza di collettore dell'amplificatore è pari a 1.41 volte la resistenza di carico.

Assumendo ora il valore di R_C "ottimale", il valore massimo dell'efficienza vale:

$$\eta_{\max} = \frac{1}{6 + 4\sqrt{2}} = 8.58\%$$

valore decisamente inferiore a quello visto per l'amplificatore in classe A con carico percorso dalla corrente continua (25%).

A questo punto l'equazione che fornisce il valore dell'efficienza può essere riscritta nella forma:

$$\eta_{OPT} = \left[8.58 \cdot \left(\frac{V_M}{V_{M\_\max}}\right)^2\right] \quad \%$$

Al solito va considerato che l'escursione effettiva della tensione di uscita dell'amplificatore reale sarà inferiore a quella teorica qui considerata, in quanto la tensione di saturazione di un transistor non è nulla e non sarà possibile operare fino all'interdizione per non avere una riduzione eccessiva del guadagno dell'amplificatore stesso. Di conseguenza l'efficienza massima di un amplificatore reale sarà certamente inferiore a quella calcolata per il caso teorico. A causa della dipendenza quadratica dell'efficienza rispetto alla tensione di uscita, una riduzione del 10% della massima tensione di uscita provocherà una riduzione del 19% dell'efficienza dell'amplificatore.

Il valore estremamente basso ottenuto per l'efficienza con questa soluzione spiega perché, negli amplificatori di potenza, non risulti conveniente adottare un accoppiamento di tipo capacitivo del tipo di Fig.2. Nella pratica esistono sistemi con accoppiamento di tipo capacitivo, ma questi non utilizzano una resistenza di collettore come in Fig.2, ma bensì uno stadio di potenza realizzato con una coppia di transistor in configurazione push-pull e spesso a simmetria complementare.

Un'altra possibile soluzione, che porta l'efficienza teorica ad un valore del 50%, è quella che adotta una tecnica di accoppiamento induttivo.

Appendice 1

Determinazione delle rette di carico statica e dinamica

Per quanto riguarda la polarizzazione dell'amplificatore, è possibile scrivere la seguente equazione relativa alla maglia di uscita:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C$$

che può essere anche riscritta nella forma :

$$I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Questa equazione, vista nel piano delle caratteristiche di uscita del transistor I_C vs V_{CE}, rappresenta una retta ed è il luogo dei punti V_{CE}, I_C sui quali il transistor può essere polarizzato una volta che siano fissate V_{CC} e R_C. La retta prende il nome di **retta di carico statica** e presenta una pendenza negativa pari a $-1/R_C$ ed interseca l'asse delle ordinate (per $V_{CE}=0$, transistor in saturazione) ad un valore di corrente pari a $I_C=V_{CC}/R_C$. L'intersezione con l'asse delle ascisse (per $I_C=0$, transistor interdetto) è invece per $V_{CE}=V_{CC}$.

Il transistor viene polarizzato in un punto intermedio alle due intersezioni sugli assi in corrispondenza al valore di V_{CEQ} trovato in precedenza e, di conseguenza è immediato ricavare il valore di I_{CQ} dall'equazione precedente. Il ramo con il condensatore di accoppiamento e la resistenza di carico R_L non influisce sul calcolo della polarizzazione in quanto essa non è percorsa da componenti continue di corrente, risultando così equivalente a un circuito aperto.

Quando si applica un segnale al circuito, anche il ramo contenente il condensatore di accoppiamento ed il carico R_L va considerato nella determinazione delle possibili coppie di valori V_{CE} e I_C che soddisfano le nuove equazioni del circuito. Un metodo per valutare la nuova condizione può essere quello di immaginare che il condensatore di accoppiamento sia sostituito da un generatore di tensione costante e pari a V_{CA}. E' facile verificare che in questa situazione la polarizzazione del transistor e le equazioni che la determinano non si sono modificate in quanto la corrente sulla resistenza R_L continua ad essere nulla e, di conseguenza, le tensioni e le correnti sul circuito coincidono con quelle calcolate in precedenza. Si possono però trovare delle equazioni più generali che siano in grado di mostrare il legame tensione corrente per il transistor anche in presenza di segnale.

La soluzione più conveniente è quella di considerare il generatore equivalente che alimenta il transistor, secondo Thevenin, della rete formata da V_{CC}, R_C, R_L e V_{CA} che è la tensione del generatore equivalente che sostituisce il condensatore di accoppiamento. Risulta:

$$V_{EQ} = V_{CC} \frac{R_L}{R_C + R_L} + V_{CA} \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$R_{EQ} = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}$$

L'equazione che definisce il luogo dei punti operativi per il transistor diventa ora:

$$I_C = -\frac{1}{R_{EQ}} V_{CE} + \frac{V_{EQ}}{R_{EQ}}$$

La nuova retta rappresentata dell'equazione precedente prende il nome di **retta di carico dinamica** e presenta una pendenza negativa pari a $-1/R_{EQ}$. Essa interseca l'asse delle ordinate (per $V_{CE}=0$, transistor in saturazione) ad un valore di corrente pari a $I_C=V_{EQ}/R_{EQ}$. L'intersezione con l'asse delle ascisse (per $I_C=0$, transistor interdetto) è invece per $V_{CE}=V_{EQ}$.

Con una semplice sostituzione, si può verificare facilmente che il punto V_{CEQ}, I_{CQ} soddisfa entrambe le equazioni delle rette di carico statica e dinamica. D'altra parte questo risultato è ovvio in quanto tale coppia di valori è certamente soluzione sia delle equazioni di polarizzazione sia delle equazioni relative al segnale, nella particolare condizione di segnale nullo.

Infine, tracciando la retta di carico dinamica si può verificare che il punto di lavoro è posto esattamente al centro delle intersezioni con gli assi, condizione che garantisce una escursione simmetrica del segnale.