

Appunti di Elettronica

Capitolo 12

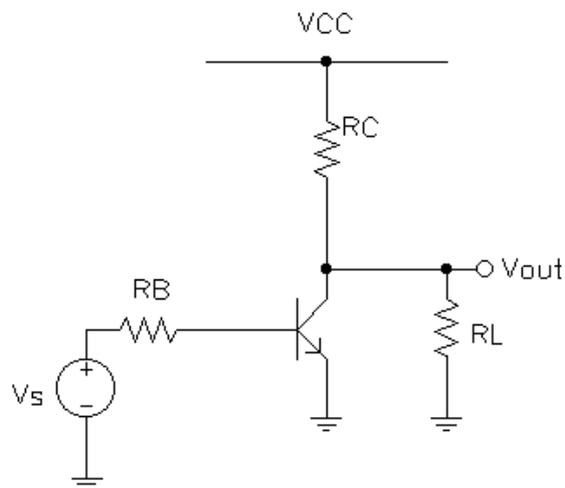
Stadi di uscita

<i>Introduzione agli stadi di uscita</i>	2
<i>Classificazione degli stadi di uscita.....</i>	4
STADI IN CLASSE A	5
<i>Introduzione.....</i>	5
<i>Stadio inseguitore di tensione.....</i>	5
Caratteristica ingresso-uscita in tensione.....	6
Potenza trasferita sul carico ed efficienza	9
Esempio numerico.....	12
Potenza dissipata sui dispositivi attivi.....	13
<i>Potenza massima dissipabile e curva di derating</i>	16
<i>Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe A.....</i>	17
STADI IN CLASSE B.....	21
<i>Introduzione.....</i>	21
<i>Stadio push-pull in classe B</i>	21
Distorsione di crossover	23
<i>Potenza trasferita sul carico ed efficienza</i>	24
Potenza dissipata sui dispositivi attivi.....	25
<i>Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe B.....</i>	26
STADI IN CLASSE AB	28
<i>Introduzione.....</i>	28
<i>Stadio push-pull in classe AB</i>	28
Caratteristica ingresso-uscita	30
Potenza trasferita sul carico ed efficienza	30
Resistenza d'uscita.....	30
<i>Polarizzazione dello stadio in classe AB</i>	31
Polarizzazione con diodi.....	31
Polarizzazione con il moltiplicatore di V_{BE}	32
<i>Varianti della configurazione in classe AB</i>	33
<i>Protezione contro il corto circuito.....</i>	35
<i>Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe AB.....</i>	36
<i>Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe AB.....</i>	39

Introduzione agli stadi di uscita

Nei precedenti capitoli si è visto in che modo sia possibile realizzare stadi di amplificazione mediante l'uso dei *transistor*; tuttavia, l'analisi è stata sempre condotta ponendo l'uscita *a vuoto*, per caratterizzare l'amplificazione di tensione, oppure *in corto*, per caratterizzare l'amplificazione di corrente: in tal modo, si è sempre valutato il guadagno massimo per definire le *prestazioni intrinseche* dello stadio. Se, invece, si prova a connettere direttamente un generico stadio di amplificazione a un carico R_L qualsiasi, *la presenza del carico può influenzare anche notevolmente le prestazioni del circuito*.

Per avere chiaro questo concetto, consideriamo uno stadio ad emettitore comune del tipo indicato nella figura seguente:



Sappiamo bene che, in assenza del resistore di carico R_L (cioè *a vuoto*), il *guadagno di tensione per piccoli segnali* di questo circuito è dato da $A_v = -g_m(R_C // r_o)$ e può anche essere approssimato con $-g_m R_C$ quando $r_o \gg R_C$.

Al contrario, la presenza del carico R_L fa sì che il guadagno assuma l'espressione $A'_v = -g_m(R_C // R_L)$: come spesso accade, la resistenza del carico è piccola rispetto alla resistenza sul collettore del transistor, il che comporta che il guadagno venga a dipendere dal carico e si riduca rispetto al valore $-g_m R_C$ ottenibile a vuoto.

Questo effetto non è desiderabile, in quanto è nostro interesse realizzare circuiti le cui prestazioni (tra cui il guadagno) siano sostanzialmente indipendenti dal carico di volta in volta utilizzato. Di conseguenza, *sorge la necessità di realizzare dei particolari stadi che fungano da adattatori tra gli stadi di amplificazione e il generico carico al quale ci si deve connettere*: ad esempio, sulla base di ciò che sappiamo circa un generico amplificatore di tensione, è evidente che l'adattatore in questione deve avere alta impedenza d'ingresso e bassa impedenza d'uscita, in modo appunto da accoppiarsi nel modo migliore possibile sia con la sorgente in ingresso sia con il carico in uscita.

Gli stadi che svolgono questa funzione prendono il nome di **stadi d'uscita**.

Un altro limite degli stadi di amplificazione esaminati fino ad ora è nel fatto che, al fine di garantire determinate prestazioni sul segnale, essi vengono realizzati con transistor che in genere non possono gestire elevate *dissipazioni di potenza*: questo comporta che il singolo stadio di amplificazione non sia in grado di fornire al carico una potenza oltre determinati limiti. Questo, nella maggior parte dei casi, non è accettabile ed è *pertanto necessario frapporre tra l'amplificatore e il carico uno*

stadio che sia in grado di fornire la potenza richiesta dal carico. Ovviamente, questo stadio consisterà in un circuito implicante transistor molto diversi dai classici transistor che si usano negli stadi di amplificazione, proprio perché bisogna gestire elevate dissipazioni di potenza.

In definitiva, in base alle considerazioni fatte finora, per realizzare un amplificatore è necessario progettare, oltre che gli stadi che forniscono l'amplificazione vera e propria del segnale in ingresso, anche uno **stadio d'uscita**, il quale serve a garantire sia l'adattamento d'impedenza con il carico sia, contemporaneamente, un adeguato trasferimento di potenza allo stesso carico ⁽¹⁾.

Fatte queste premesse, è opportuno fare qualche osservazione circa il dimensionamento degli stadi di uscita. La differenza fondamentale con gli stadi di amplificazione è che gli stadi d'uscita devono gestire in ingresso segnali molto ampi; per esempio, se si volesse trasferire una potenza di 50W su un carico di 4Ω, si dovrebbe portare sul carico un segnale di tensione di ampiezza 20V, come indicato dal conto seguente:

$$P = \frac{V^2}{2 \cdot R_L} \rightarrow V = \sqrt{2 \cdot 50W \cdot 4\Omega} = 20V$$

Per segnali di una simile ampiezza, si pone pesantemente il problema della **distorsione armonica** introdotta dai singoli dispositivi: i segnali che vanno in ingresso ai singoli transistor non sono più dei *piccoli segnali*, così come sono stati considerati in precedenza, il che comporta che gli errori di non linearità non siano più trascurabili così come per gli stadi di amplificazione. Tanto per avere un ordine di grandezza, nei *sistemi audio HiFi* la distorsione armonica deve essere minore dell' 1%.

Si capisce, dunque, che *un requisito fondamentale di uno stadio d'uscita deve essere un'ampia dinamica d'ingresso*, cui si deve aggiungere poi una caratteristica ingresso-uscita quanto più lineare possibile.

Ancora, a causa delle elevate potenze in gioco, si deve cercare di *massimizzare il trasferimento di potenza sul carico e minimizzare la dissipazione di potenza sui transistor dello stadio* (altrimenti si avrebbero notevoli sprechi di energia e forti sollecitazioni sui dispositivi, che potrebbero danneggiarsi con più facilità).

Bisogna inoltre realizzare dei circuiti che prevedano delle *protezioni* contro i sovraccarichi che facilmente possono insorgere a seguito di variazioni dell'entità del carico.

Lo stadio, inoltre, deve essere realizzato in modo da non compromettere eccessivamente le prestazioni in frequenza del circuito (essendo i transistor di potenza molto diversi dai transistor di segnale).

Detto questo, un generico stadio d'uscita verrà in seguito caratterizzato mediante i seguenti aspetti:

1. *caratteristica ingresso-uscita*;
2. *potenza media trasferita sul carico*;
3. *potenza media dissipata sullo stadio*;
4. **efficienza** (rapporto tra la potenza trasferita al carico e la potenza assorbita dall'alimentazione).

¹ In questo senso, possiamo affermare che uno stadio d'uscita deve essere necessariamente uno stadio di potenza, mentre non è necessariamente vero il contrario

La *caratteristica ingresso-uscita* permette di individuare la **dinamica d'ingresso** dello stadio e l'andamento del segnale sul carico (necessario per caratterizzare la distorsione armonica). E' evidente che *lo studio del modello incrementale di uno stadio d'uscita non ha molta utilità pratica*, poiché non ci si ritrova mai in regime di piccolo segnale e quindi si commetterebbe un notevole errore di approssimazione.

Le altre grandezze caratterizzano invece il flusso energetico nel circuito.

A questo si dovrebbe aggiungere anche l'**analisi termica** del circuito, poiché si devono poter dimensionare i dissipatori di calore.

Classificazione degli stadi di uscita

E' possibile classificare gli stadi uscita in base all'**angolo di conduzione** dei dispositivi attivi del circuito, ossia in base all'*angolo del periodo del segnale per il quale i dispositivi sono in conduzione e dissipano potenza* ⁽²⁾.

La classificazione è la seguente:

- **Stadi in classe A**
- **Stadi in classe B**
- **Stadi in classe AB**
- **Stadi in classe C**

Gli **stadi in classe A** sono stadi in cui i transistor conducono per l'intero periodo (vale a dire per un angolo di conduzione pari a 2π).

Gli **stadi in classe B** hanno invece i transistor che conducono per mezzo periodo (cioè per un angolo di conduzione pari a π).

Lo **stadio in classe AB** è uno stadio intermedio tra quello in classe A e quello in classe B, in quanto l'angolo di conduzione è in questo caso leggermente maggiore di π .

Infine, gli **stadi in classe C** hanno l'angolo di conduzione compreso tra 0 e π .

² La misura di questo angolo può essere fatta ponendo in ingresso un segnale periodico che per semplicità sarà sempre una sinusoide

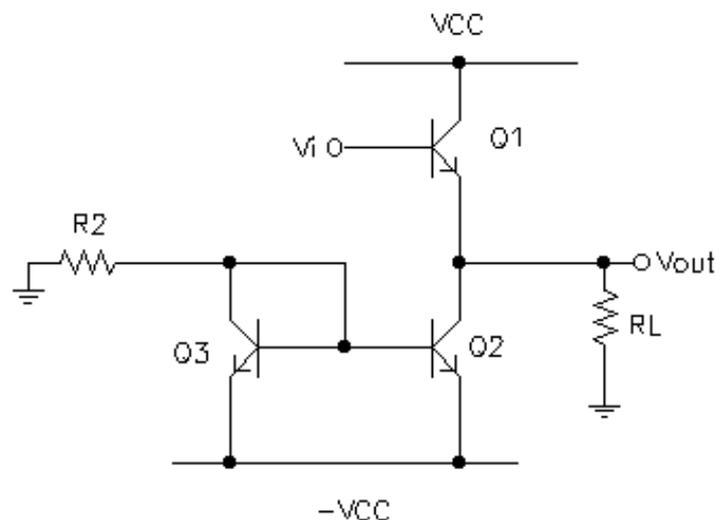
Stadi in classe A

Introduzione

Gli stadi in classe A sono stadi d'uscita nei quali i transistor vengono polarizzati in modo da funzionare nella parte centrale della propria regione di linearità, al fine di garantire il massimo comportamento lineare del circuito. Il prezzo che si paga nel polarizzare i transistor in questo modo è che i transistor sono sempre in conduzione (anche quando non viene applicato il segnale) e quindi è evidente che dissipano sui propri transistor una buona parte della potenza assorbita dall'alimentazione (anche in assenza di segnale in ingresso), dando un'efficienza molto minore di 1.

Stadio inseguitore di tensione

Cominciamo dall'esaminare uno stadio a collettore comune, polarizzato con uno specchio di corrente, con un carico R_L connesso al terminale d'uscita:



In primo luogo, è importante evidenziare che, al contrario di quanto visto fino ad ora, i transistor dello specchio sono abbastanza diversi tra di loro, poiché hanno funzioni differenti: infatti, quello sul ramo di riferimento deve solo dare un riferimento di tensione e per questo si deve cercare di ridurre le dissipazioni di potenza su di esso, mentre l'altro deve essere un *transistor di potenza*, poiché deve fornire al transistor Q1 una significativa corrente di collettore.

E' anche opportuno sottolineare l'importanza di avere le alimentazioni duali ($+V_{CC}$ e $-V_{CC}$), poiché in questo modo, data la simmetria complementare dei transistor Q1 e Q2, si ottiene un valore nullo della tensione di riposo sul carico e quindi non si ha su di esso dissipazione di potenza in assenza di segnale.

Caratteristica ingresso-uscita in tensione

Il primo passo della nostra analisi consiste nel determinare la caratteristica ingresso-uscita in tensione del circuito.

Applichiamo allora la LKT tra l'ingresso e l'uscita, passando tra la base e l'emettitore di Q1 :

$$V_i = V_{BE1} + V_o$$

Anche nell'ipotesi che Q1 sia in zona attiva diretta, il fatto di lavorare con grandi segnali in ingresso non ci consente più di ritenere costante la tensione V_{BE1} ; dobbiamo esprimere questa tensione in funzione di I_{C1} e della corrente di saturazione I_S :

$$V_i = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} + V_o$$

D'altra parte, sappiamo che in ZAD sussiste la relazione $I_C = \alpha_F I_E$, dove abbiamo evitato di approssimare $\alpha_F \cong 1$ in quanto i transistor in gioco sono transistor di potenza, aventi cioè un valore relativamente piccolo di β (e quindi in α_F abbastanza minore di 1). Inoltre, applicando la LKC, possiamo scrivere che

$$I_{E1} = I_Q + I_L = I_Q + \frac{V_o}{R_L}$$

dove I_Q è la corrente di collettore di Q2 (cioè la corrente di uscita dello specchio) e I_L la corrente che attraversa il carico.

Tornando all'espressione di V_i , abbiamo dunque che

$$V_i = V_T \ln \frac{\alpha_F \left(I_Q + \frac{V_o}{R_L} \right)}{I_{S1}} + V_o$$

Questa è dunque la relazione che lega la tensione di uscita a quella di ingresso. Si tratta, ovviamente, di una relazione non lineare che, come si osserva, dipende fortemente dal valore della resistenza di carico R_L . Vediamo allora cosa succede al variare proprio di R_L .

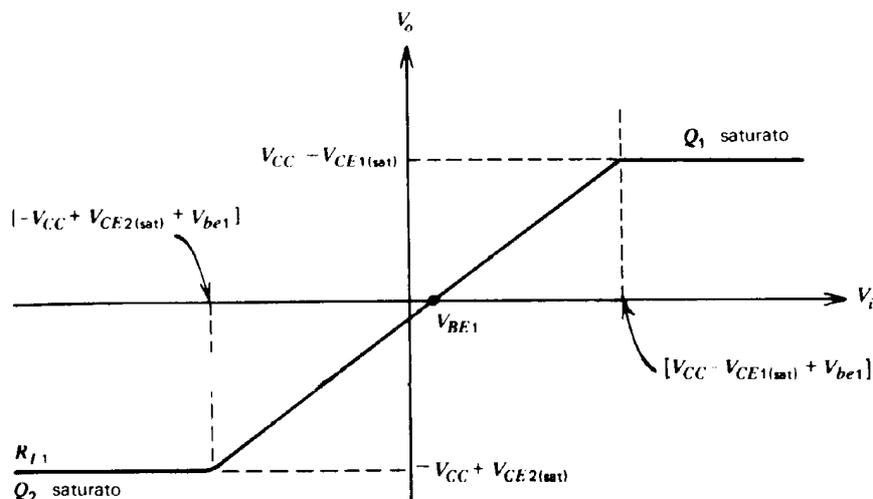
Il caso più semplice è quello in cui R_L è sufficientemente elevata da verificare la disuguaglianza

$$I_Q \gg \frac{V_o}{R_L}$$

Denotiamo allora con R_{L1} questo valore. Se $I_Q \gg \frac{V_o}{R_{L1}}$, se cioè la V_{BE1} può essere considerata approssimativamente costante con la V_o (in quanto il carico assorbe poca corrente e quindi la I_{C1} può ritenersi costante al variare di V_o), possiamo scrivere che

$$V_o = V_i - \underbrace{V_T \ln \frac{\alpha_F I_Q}{I_{S1}}}_{V_{BE1}}$$

La caratteristica risulta dunque uguale a quella dell'inseguitore di tensione:



Si tratta di una retta di pendenza unitaria passante per il punto $V_i = V_{BE1}$. Questa retta ha però un limite superiore ed uno inferiore:

- il limite superiore è dato dalla saturazione di Q1 e vale $V_{CC} - V_{CE,1,sat}$: infatti, quando V_i è grande e positivo, la tensione di uscita segue V_i fino al valore $V_{CC} - V_{CE,1,sat}$ in corrispondenza del quale Q1 passa in zona di saturazione; a questo punto, ulteriori aumenti di V_i provocano piccoli cambiamenti di V_o e quindi la caratteristica diventa orizzontale;
- il limite inferiore, invece, è dato dalla saturazione del transistor Q2 e vale $-V_{CC} + V_{CE,2,sat}$: quando V_i è negativo e grande in valore assoluto, la tensione di uscita segue V_i fino al valore $-V_{CC} + V_{CE,2,sat}$ in corrispondenza del quale è Q2 a passare in zona di saturazione, lasciando praticamente invariata la V_o al diminuire di V_i .

Consideriamo adesso il caso in cui la resistenza sul carico è piccola (indichiamo con R_{L2} il corrispondente valore numerico): questa volta, non si può più trascurare la corrente fornita dal carico a seguito della tensione ai suoi capi, per cui bisogna ragionare sulla relazione completa

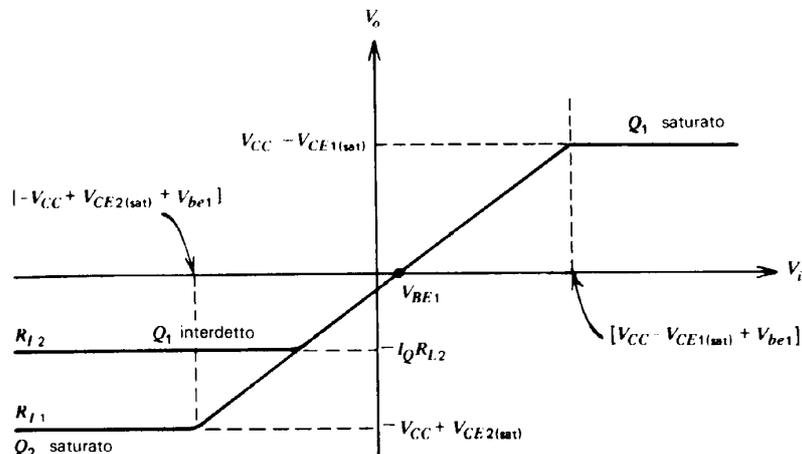
$$V_i = V_T \ln \frac{\alpha_F \left(I_Q + \frac{V_o}{R_L} \right)}{I_{S1}} + V_o$$

Cominciamo dai valori positivi di V_i : al crescere della tensione di uscita, l'argomento del logaritmo aumenta, ma le variazioni del logaritmo possono essere in prima approssimazione trascurate, il che comporta che la caratteristica rimanga circa uguale al caso precedente.

Passiamo ai valori negativi: in questo caso, l'argomento del logaritmo diminuisce e si può arrivare ad un valore di V_{BE1} tale da far spegnere il transistor Q1 prima ancora che si raggiunga la saturazione di Q2. Questo accade poiché, facendo scendere il valore di V_i , anche la V_o incomincia a scendere e la resistenza di carico porta corrente nel collettore di Q2 insieme a Q1. Se R_L è molto piccola, può succedere che il carico riesca a fornire tutta la corrente di polarizzazione a Q2,

prima che lo stesso transistor Q2 vada in saturazione. Se questo accade, Q1 si spegne, poiché la sua corrente di collettore si riduce progressivamente, e la corrente fluisce dunque dal carico verso il collettore di Q2.

Pertanto, il limite inferiore ai valori di V_O è quello in corrispondenza del quale il carico fornisce da solo la corrente I_Q ; il limite è dunque $-I_Q R_L$ e la caratteristica diventa la seguente:



Si deduce, in pratica, che *il valore di R_L determina l'ampiezza della dinamica di ingresso (e di uscita) dello stadio.*

Il valore ottimale della resistenza R_L è il minimo valore di tale resistenza che consente di avere a disposizione la massima dinamica d'ingresso. Avendo osservato che il limite superiore di tale dinamica è praticamente fisso sul valore $V_{CC} - V_{CE,1,sat}$, mentre quello inferiore non può scendere al di sotto di $-V_{CC} + V_{CE,2,sat}$, è evidente che il valore ottimale di R_L sarà quello per il quale si verifica la condizione

$$-V_{CC} + V_{CE,sat,2} = -R_L I_Q$$

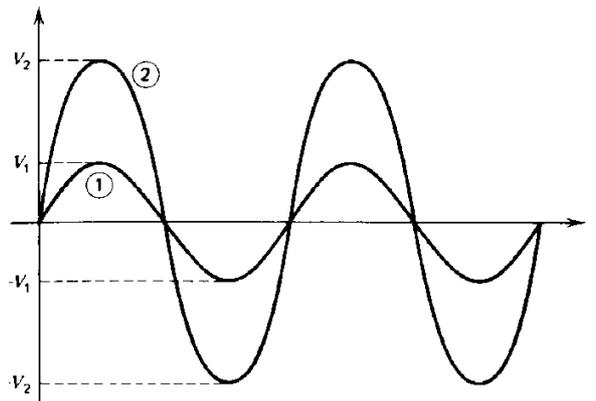
Trascurando la $V_{CE,sat,2}$ rispetto a V_{CC} , si tratta, evidentemente, del valore

$$R_L^* = \frac{V_{CC}}{I_Q}$$

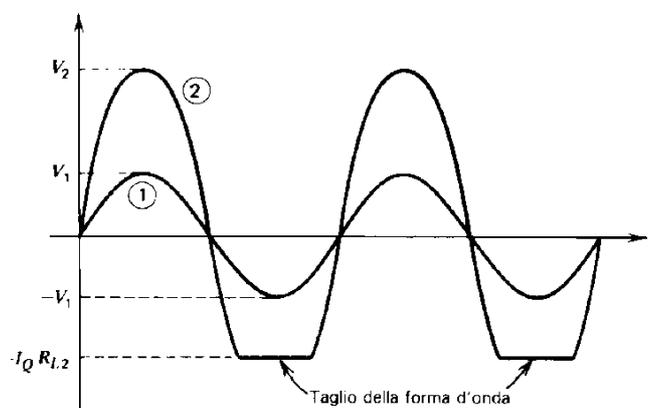
Si è interessati al valore minimo di R_L poiché, quanto più bassa è la R_L , tanto maggiore è la potenza dissipata sul carico (a parità di tensione, circola sul carico una corrente maggiore).

La relazione che definisce la resistenza ottimale rappresenta, per il progetto degli stadi d'uscita, un significativo vincolo tra la tensione di alimentazione e la corrente di polarizzazione, poiché, in genere, la resistenza del carico è un dato assegnato e quindi si devono scegliere V_{CC} e I_Q in modo da rendere il valore della resistenza di carico ottimale per lo stadio.

E' ovvio che il discorso appena fatto ha un risvolto in termini di **distorsione** introdotta dallo stadio: infatti, se l'ingresso allo stadio è un segnale sinusoidale di ampiezza maggiore di $I_Q R_{L2}$, lo stadio introduce una forte distorsione nella forma d'onda di uscita. Consideriamo, a tal proposito, le due forme d'onda sinusoidali indicate nella figura seguente:



La forma d'onda (1) ha una ampiezza $V_1 < I_Q R_{L2}$, mentre la forma d'onda (2) ha una ampiezza $V_2 > I_Q R_{L2}$. Applicando questi segnali come ingressi al circuito (insieme, ovviamente, ad una tensione di polarizzazione), le forme d'onda in uscita, per $R_L = R_{L2}$, avrebbero l'andamento mostrato nella figura seguente:



Per il segnale di ingresso più piccolo, il circuito si comporta come un amplificatore quasi lineare e l'uscita è quasi sinusoidale. Per il segnale di ingresso più grande, invece, il circuito introduce una distorsione sulla semi-onda negativa: la distorsione è dovuta al fatto che l'ampiezza V_2 va oltre il limite inferiore della dinamica di ingresso, ossia è tale da portare Q1 in interdizione.

Ovviamente, se fosse stato $-I_Q R_{L2} < -V_2 < -V_{CC} + V_{CE,sat,2}$, la dinamica di ingresso del circuito sarebbe stata quella massima possibile e la distorsione sarebbe stata legata solo alla non perfetta linearità del circuito stesso.

Potenza trasferita sul carico ed efficienza

Possiamo ulteriormente approfondire i principi di funzionamento dello stadio di uscita in esame ragionando sulle potenze in gioco nello stadio stesso. Il calcolo deve essere fatto ponendo in ingresso un segnale sinusoidale la cui ampiezza sia tale da mantenere i transistor nella regione lineare (le distorsioni introdotte verranno trascurate e il calcolo della potenza sul carico verrà fatto riferendosi solo all'armonica fondamentale).

Quando sono presenti segnali sinusoidali, la potenza dissipata nei vari elementi varia nel tempo. Dobbiamo perciò considerare la *potenza istantanea* dissipata e la corrispondente *potenza media* dissipata. La potenza istantanea è importante quando si considera la dissipazione di un transistor sottoposto a segnali in

continua oppure a bassa frequenza: in questo caso, la temperatura della giunzione di collettore del transistor tende ad alzarsi e ad abbassarsi con la potenza istantanea nel dispositivo e ci sarà quindi un valore massimo di potenza istantanea dissipabile sotto il quale il dispositivo opera in condizione di sicurezza.

Se l'ingresso è rappresentato da un segnale sinusoidale del tipo $V_i(t) = V_{im} \sin(\omega t)$, in base alle note proprietà dell'inseguitore di tensione avremo una tensione sul carico nella forma $V_o(t) = V_{om} \sin(\omega t)$, cui corrisponderà una corrente

$$I_o(t) = \frac{V_{om}}{R_L} \sin(\omega t) = I_{om} \sin(\omega t)$$

La corrispondente potenza istantanea trasferita sul carico vale allora $p_L(t) = V_o I_o = V_{om} I_{om} \sin^2(\omega t)$ ed il valore medio di questa potenza è

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T p_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{om} I_{om} \sin^2(\omega t) dt = \frac{V_{om} I_{om}}{2} = \frac{V_{om}^2}{2R_L}$$

Passiamo alla potenza erogata dalle alimentazioni. La corrente assorbita dall'alimentazione positiva è la corrente $I_{c1}(t)$; la corrente che fluisce verso l'alimentazione negativa è invece costante e vale I_Q . La potenza istantanea erogata dalle alimentazioni è allora uguale a

$$p_s(t) = p_s^+ + p_s^- = V_{cc} I_{c1}(t) + V_{cc} I_Q$$

Tenendo conto che la corrente di polarizzazione I_Q rappresenta il valor medio della corrente di collettore di Q1, deduciamo che la potenza media erogata dalle alimentazioni vale

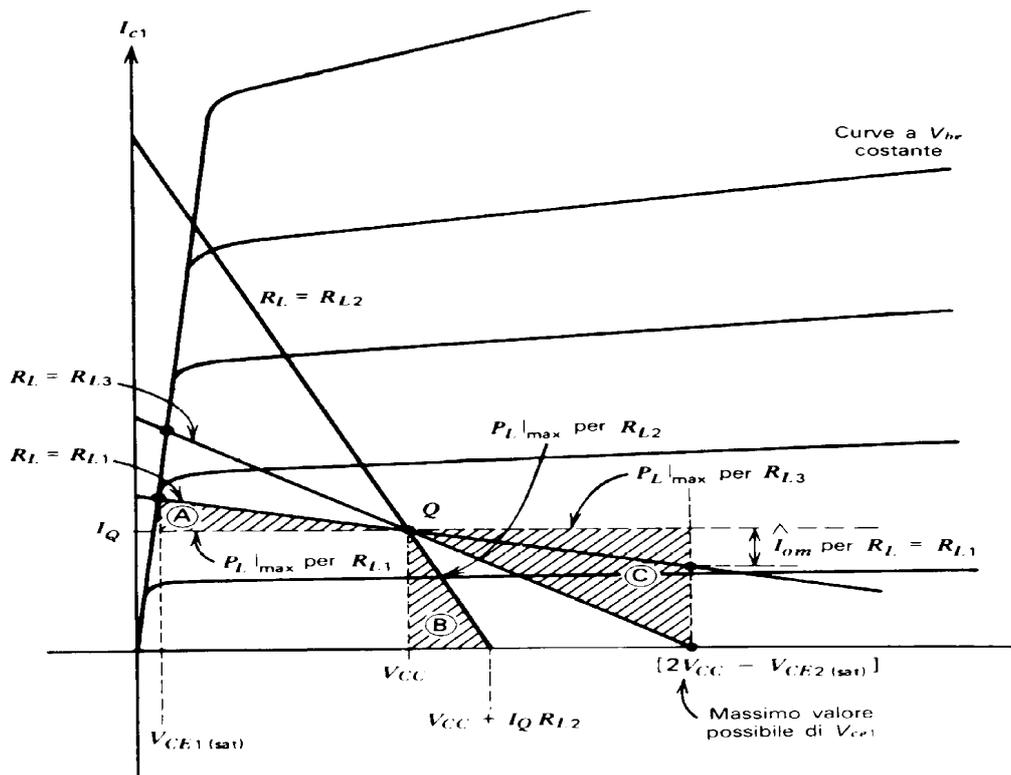
$$P_s = 2V_{cc} I_Q$$

Si definisce, a questo punto, **efficienza** il rapporto tra la potenza media P_L erogata al carico e la potenza media P_s prelevata dall'alimentazione: sostituendo le rispettive espressioni di tali potenze, abbiamo che

$$\eta = \frac{P_L}{P_s} = \frac{\frac{V_{om}^2}{2R_L}}{2V_{cc} I_Q} = \frac{V_{om}^2}{4R_L V_{cc} I_Q}$$

Come si osserva, essendo fissa la potenza assorbita dalle alimentazioni, il valore di η dipende fortemente dalle caratteristiche del carico. Al fine di individuare il migliore valore di η , bisogna dunque valutare la resistenza di carico per la quale la potenza trasferita al carico risulta massima.

Per fare questo, consideriamo in primo luogo le caratteristiche d'uscita del transistor Q1. Sullo stesso piano in cui riportiamo tali caratteristiche, riportiamo anche le rette di carico per tre valori ben precisi della resistenza di carico: il valore (R_{L3}) della resistenza per il quale Q1 si interdice esattamente quando Q2 satura, un valore più grande che indichiamo con R_{L1} e uno più piccolo che indichiamo con R_{L2} . Il tutto è rappresentato nella figura seguente :



L'equazione delle rette di carico, osservando il circuito, è

$$V_{CE1} = V_{CC} - (I_{C1} - I_Q)R_L$$

Tutte queste rette passano ovviamente per il punto operativo, che per Q1 è individuato da $I_{C1}=I_Q$ e $V_{CE1}=V_{CC}$.

Fissata una qualsiasi di queste rette (cioè fissato un valore di R_L), al variare del segnale (sinusoidale) in ingresso, il punto operativo si muove lungo la retta stessa: quando V_i aumenta, V_{CE1} diminuisce (il punto di lavoro si sposta verso sinistra) e Q1 può passare in saturazione; quando, invece, V_i diminuisce, V_{CE1} aumenta e si può presentare una delle situazioni descritte in precedenza, a seconda del valore di R_L :

- con la resistenza di carico pari a R_{L1} , si ha che la massima escursione di tensione è determinata dalla saturazione di Q1 e vale perciò $V_{CC}-V_{CE1(SAT)}$: in questo caso, la corrente non può avere la massima escursione (cioè non può arrivare ad I_Q), essendo R_L troppo elevata (la potenza è data dall'area della regione indicata con la lettera A);
- con la resistenza di carico pari a R_{L2} , invece, si riesce ad ottenere la massima escursione di corrente I_Q , ma il massimo valore negativo che può assumere la tensione di uscita è $-I_Q R_{L2}$, corrispondente a $V_{CE1} = V_{CC} + I_Q R_{L2}$ (la potenza è individuata dall'area della regione B);
- il valore ottimale di R_L è, allora, quello che da contemporaneamente la massima escursione di entrambe le grandezze (la potenza è individuata dall'area della regione C) ed è proprio il valore calcolato R_L^* nel precedente paragrafo.

Prendendo allora $R_L = R_L^*$, siamo certi che la potenza fornita al carico è la massima possibile, per cui l'efficienza risulta essere

$$\eta = \frac{V_{Om}^2}{4R_L^* V_{CC} I_Q} = \frac{V_{Om}^2}{4V_{CC}^2}$$

Questa è l'espressione dell'efficienza dello stadio in condizioni di carico ottimali; è evidente che il risultato dipende anche dall'escursione massima che si riesce ad avere in uscita. Se la tensione d'uscita arriva fino ai valori delle alimentazioni, si ottiene il rendimento massimo per lo stadio: ponendo $V_{Om} = V_{CC}$, si ottiene evidentemente che l'efficienza massima è

$$\eta_{MAX} = \frac{1}{4} = 0.25 = 25\%$$

Questo risultato numerico poteva anche essere dedotto direttamente dalla precedente figura, visto che l'area della regione C (che individua la potenza massima che si può trasferire sul carico) è circa un quarto del rettangolo di lati I_Q e $2V_{CC}$ che individua la potenza erogata dalle alimentazioni.

Purtroppo, non si riesce mai ad arrivare al 25% di efficienza, sia perché non viene sfruttata tutta la dinamica d'uscita (se la si utilizzasse tutta, la distorsione del segnale sarebbe eccessiva) sia perché non si riesce sempre a realizzare lo stadio in modo che esso veda la resistenza di carico come il valore ottimale. Per questo, l'efficienza arriva a circa il 7-8%, il che significa che appena un decimo della potenza erogata viene trasferita sul carico.

Esempio numerico

Si consideri uno stadio a collettore comune con $V_{CC} = 10V$, $I_Q = 100mA$ ed $R_L = 1k\Omega$. Si supponga di applicare in ingresso un segnale sinusoidale che produca in uscita un segnale la cui escursione massima sia 8V. Allora si ha:

$$P_L = \frac{V_o^2}{2 \cdot R_L} = 0.032$$

$$P_S = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_Q = 2W$$

$$\eta = \frac{0.032}{2} = 0.016 = 1,6\% \ll 25\%$$

Se il carico fosse di 50Ω , si avrebbe prima di tutto una limitazione sulla dinamica d'uscita con limite inferiore pari a $I_Q R_L = 5V$ e anche se in uscita si avessero tutti i 5V si avrebbe :

$$P_L = \frac{V_o^2}{2 \cdot R_L} = 0.25$$

$$P_S = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_Q = 2W$$

$$\eta = \frac{0.25}{2} = 0.125 = 12,5\% \ll 25\%$$

Il rendimento massimo lo si ottiene con la massima escursione di tensione e la resistenza di carico pari a:

$$R_L^* = \frac{V_{CC}}{I_Q} = 100\Omega$$

Infatti si ha :

$$P_L = \frac{V_o^2}{2 \cdot R_L} = 0.5$$

$$\eta = \frac{0.5}{2} = 0.25 = 25\%$$

Potenza dissipata sui dispositivi attivi

Consideriamo adesso le potenze dissipate sui singoli transistor Q1 e Q2.

Cominciamo dal transistor Q1: in linea del tutto generale, possiamo scrivere che la potenza istantanea dissipata su questo transistor è

$$p_{Q1}(t) = v_{ce1}(t)i_{c1}(t)$$

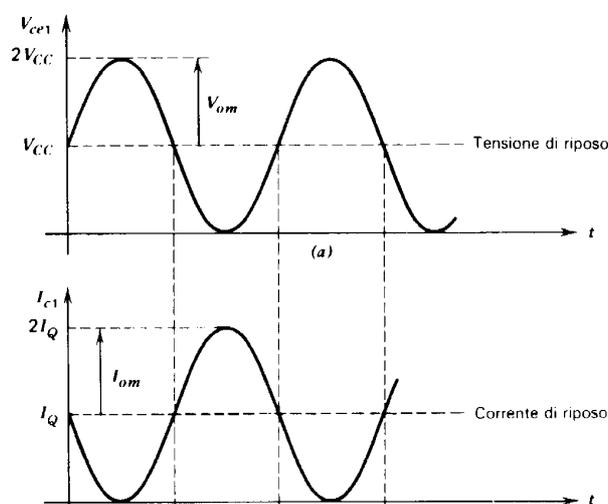
Per quanto riguarda la tensione collettore-emettitore, Q1 ha il collettore alla tensione V_{CC} , mentre la tensione di emettitore è quella di uscita, per cui scriviamo che

$$V_{ce1} = V_{CC} - V_o = V_{CC} - V_{o,m} \sin(\omega t)$$

La corrente di collettore, invece, è la somma del valore I_Q a riposo e del contributo $I_Q \sin(\omega t)$ dovuto al segnale, per cui

$$I_{c1} = I_Q (1 + \sin(\omega t))$$

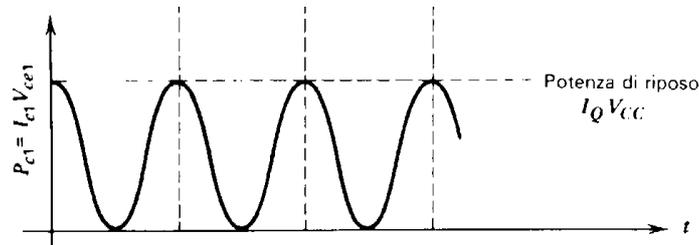
Le forme d'onda della corrente e della tensione in Q1 alla massima escursione del segnale (cioè $V_{o,m} \cong V_{CC}$) e con $R_L = R_L^*$ sono mostrate nella figura seguente (dove per semplicità, si è trascurata la $V_{CE,sat}$):



Il prodotto di tali forme d'onda è la potenza istantanea dissipata sul transistor:

$$p_{Q1}(t) = V_{CC}(1 - \sin(\omega t)) \cdot I_Q(1 + \sin(\omega t)) = V_{CC}I_Q(1 - \sin^2(\omega t)) = \frac{V_{CC}I_Q}{2}(1 + \cos(2\omega t))$$

La forma d'onda corrispondente è la seguente:



Si osserva subito (dal grafico o dalla formula) che $p_{Q1}(t)$ varia con frequenza doppia rispetto a quella del segnale, ma il risultato più importante è un altro: ricordando che la potenza dissipata da Q1 a riposo vale $V_{CC}I_Q$, si osserva infatti *Q1 dissipa maggiormente proprio quando non è applicato il segnale.*

Il fatto che la massima dissipazione di potenza avvenga in corrispondenza del punto di riposo può anche essere giustificato constatando che *il valore ottimale R_L^* della resistenza di carico è anche il valore della resistenza per il quale la retta di carico risulta essere tangente all'iperbole di potenza costante passante per il punto di lavoro.*

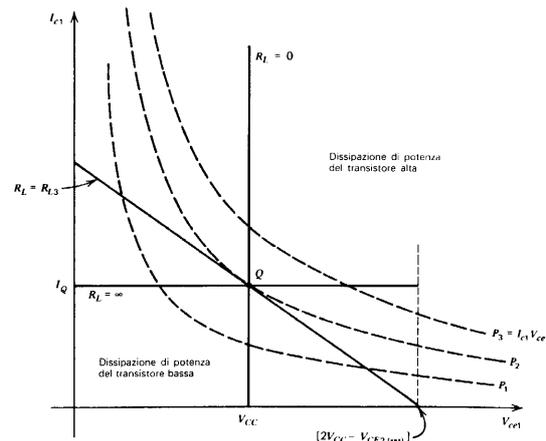
Vediamo di spiegarci meglio. Sappiamo che le curve a dissipazione di potenza costante sono delle iperboli nel piano I_{ce1}, V_{ce1} . Consideriamo quella, tra queste iperboli, che passa nel punto di riposo $Q(V_{CC}, I_Q)$: la sua equazione è chiaramente

$I_{ce1} = \frac{P_{Q1}}{V_{ce1}}$, dove P_{Q1} è il valore medio della potenza $p_{Q1}(t)$ calcolata prima. Derivando

rispetto a V_{ce1} e valutando nel punto di lavoro, otteniamo la pendenza della tangente all'iperbole nel punto Q: si ottiene

$$\left. \frac{\partial I_{ce1}}{\partial V_{ce1}} \right|_Q = -\frac{P_{Q1}}{V_{ce1}^2} = -\frac{1}{R_L^*}$$

Il fatto che la suddetta tangente abbia pendenza $-1/R_L^*$ uguale a quella della retta di carico per $R_L = R_L^*$ ci dice che le due rette coincidono, ossia che il punto di lavoro, al variare del segnale sinusoidale in ingresso, si sposta lungo la tangente; ciò significa che Q, oscillando rispetto al valore di riposo, si va a portare sulle iperboli a potenza minore.



In conclusione, nel caso in cui $R_L = R_L^*$, dimensionando il circuito in modo che sia possibile dissipare la potenza corrispondente al punto di lavoro, siamo certi che, sotto segnale, non ci saranno ulteriori problemi da questo punto di vista. Al contrario, se $R_L \neq R_L^*$, la dissipazione sotto segnale aumenta sia se $R_L < R_L^*$ sia se $R_L > R_L^*$.

N.B. Nell'ultima figura, è stata anche indicata la retta di carico per $R_L = \infty$ (circuito aperto). In questo caso, la corrente di collettore di Q1 non varia più su di un periodo, ma rimane costante. All'aumentare di V_{CE1} rispetto al valore di riposo, anche la potenza istantanea dissipata nel dispositivo aumenta. Il massimo valore di V_{CE1} è $2V_{CC} - V_{CE,2,sat}$ e adesso corrisponde un valore di potenza istantanea dissipata in Q1 di circa $2V_{CC}I_Q$ (trascorrendo la $V_{CE,sat,2}$). Questo valore di dissipazione è doppio rispetto al valore a riposo $V_{CC}I_Q$ e quindi è opportuno tener conto di questa possibilità nel dimensionamento.

Tornando adesso alla potenza istantanea $p_{Q1}(t) = \frac{V_{CC}I_Q}{2}(1 + \cos(2\omega t))$ sul transistor Q1, ad essa corrisponde una potenza media $P_{Q1} = \frac{V_{CC}I_Q}{2}$.

Sul transistor Q2, invece, la corrente è, in prima approssimazione, costante sul valore I_Q (Q2 funziona come uno specchio): la potenza istantanea vale allora

$$p_{Q2}(t) = V_{ce2}I_{c2} = V_{CC}(1 - \sin(\omega t))I_Q$$

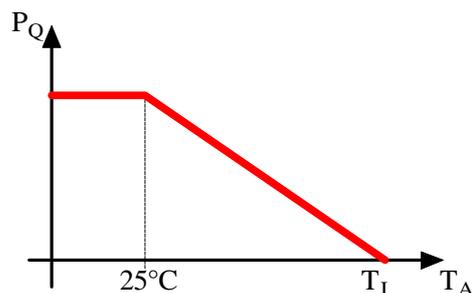
Il corrispondente valor medio è ovviamente $P_{Q2} = V_{CC}I_Q$.

Abbiamo inoltre trovato prima che la potenza media fornita dalle alimentazioni è $P_s = 2V_{CC}I_Q$: allora, in base a questi risultati, concludiamo che *il transistor Q2, nelle condizioni di massima efficienza, dissipa la metà della potenza erogata dalle alimentazioni, mentre la restante metà viene divisa tra il carico e il transistor Q1.*

Potenza massima dissipabile e curva di derating

Dalle considerazioni fatte fino ad ora si deduce l'importanza, nella progettazione degli stadi uscita, di prevedere opportuni meccanismi di dissipazione di potenza nei dispositivi attivi. Nel caso dello stadio di uscita in classe A appena esaminato, abbiamo per esempio trovato una efficienza massima del 25%: ciò significa che il 75% della potenza prelevata dall'alimentazione non viene fornita al carico e deve perciò essere dissipata.

Le considerazioni sul dimensionamento dei contenitori dei circuiti e degli eventuali impianti di raffreddamento partono generalmente da una particolare curva (**curva di derating**) come quella rappresentata nella figura seguente:



In ascisse è riportata la **temperatura ambiente**, da intendersi come la temperatura nei pressi del dispositivo considerato (generalmente maggiore della temperatura dell'ambiente in cui il dispositivo lavora). In funzione di questa temperatura viene riportata in ordinate la **massima potenza dissipabile** dal dispositivo.

La curva dice sostanzialmente quanto segue:

- fin quando la temperatura ambiente è inferiore al valore di 25°C , non ci sono problemi, in quanto si ritiene convenzionalmente che il dispositivo presenti la massima capacità di dissipazione di potenza;
- a partire da 25°C , la potenza dissipabile va invece diminuendo all'aumentare di T_A ;
- infine, il dispositivo non è più in grado di dissipare potenza (per cui si brucia) quando T_A eguaglia ed eventualmente supera la temperatura T_J della giunzione "calda" (ed è ovvio che sia così, in quanto non sarebbe possibile un passaggio spontaneo di calore da una regione a temperatura maggiore verso una a temperatura minore).

Analiticamente, la relazione che rappresenta l'andamento obliquo di quella curva è la seguente:

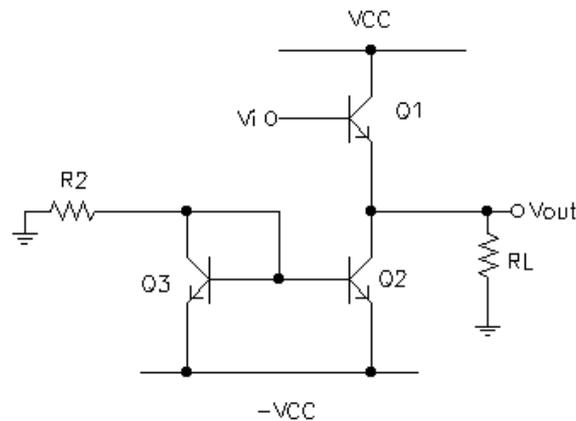
$$P_Q = \frac{T_J - T_A}{\theta_{jA}}$$

dove θ_{jA} è la cosiddetta resistenza termica del dispositivo considerato.

Spesso, i transistor vengono scelti sovradimensionati rispetto ai valori forniti dalla curva di derating o comunque calcolati in qualche modo: così facendo, si evita comunque di far lavorare il dispositivo nelle condizioni limite, garantendogli una vita più lunga.

Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe A

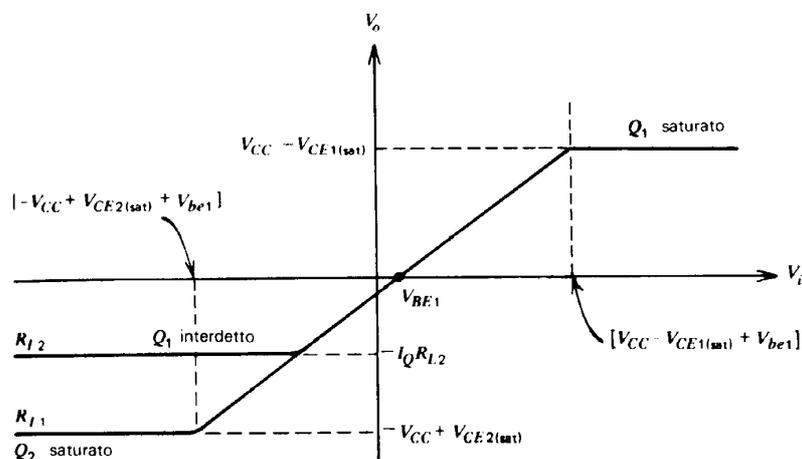
Consideriamo uno stadio di uscita in classe A come quello esaminato nei paragrafi precedenti:



Consideriamo un carico $R_L=1\text{k}\Omega$ e supponiamo che i dati tecnologici a disposizione sui BJT Q1 e Q2 siano la tensione di saturazione $V_{CE,sat}=0.2\text{V}$ e il guadagno $\beta=100$.

Il primo problema che ci poniamo è quello di dimensionare la resistenza R_2 dello specchio in modo da ottenere la massima dinamica di uscita con la minima potenza dissipata.

Per rispondere a questa domanda, dobbiamo prima individuare quale sia la massima dinamica di uscita dello stadio e quindi, a tale scopo, conviene riportare la caratteristica di trasferimento in tensione dello stadio così come è stata studiata in precedenza:



Questa caratteristica mostra fondamentalmente due cose:

- la prima è che il limite superiore $V_{O,max} = V_{CC} - V_{CE,sat}$ della dinamica è praticamente fisso e si ottiene quando Q1 va in saturazione;
- la seconda è, invece, che il limite inferiore della dinamica è diverso a seconda che intervenga prima la saturazione di Q2 oppure l'interdizione di Q1.

Allora, è ovvio che dobbiamo ragionare, al fine di garantire la massima dinamica di uscita, solo sul limite inferiore: in particolare, si osserva che il limite inferiore è

quello massimo, pari a $V_{O,\min} = -V_{CC} + V_{CE,\text{sat}}$, a patto che la saturazione di Q2 intervenga prima dell'interdizione di Q1. Potremmo allora dimensionare R_2 semplicemente facendo in modo che Q2 saturi prima che Q1 si interdica. Tuttavia, la traccia richiede che la massima dinamica sia anche ottenuta in corrispondenza della minima potenza dissipata, il che significa, a parità di tensioni di alimentazione, in corrispondenza della minima corrente di riposo nello stadio. Quando, allora, si ottiene questa condizione? La si ottiene, evidentemente, facendo in modo che la saturazione di Q2 e l'interdizione di Q1 avvengano contemporaneamente: in questo caso, infatti, la saturazione di Q2 fa sì che la dinamica sia massima, mentre l'interdizione di Q1 fa sì che la potenza dissipata sia minima (visto che Q1 non risulta attraversato da corrente).

Fatta questa premessa, dobbiamo dimensionare R_2 di conseguenza. La relazione da applicare è evidentemente quella caratteristica degli specchi, ossia

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE3}}{I_{\text{rif}}} \cong \frac{V_{CC} - V_{BE3}}{I_Q}$$

dove I_Q è la corrente erogata da Q2 (ritenuta, in prima approssimazione, pari a quella di riferimento dello specchio, visto che riteniamo trascurabili le correnti di base). Dobbiamo allora valutare quanto deve valere R_2 affinché la corrente I_Q erogata dallo specchio sia tale che l'interdizione di Q1 e la saturazione di Q2 avvengano contemporaneamente quando la tensione di uscita V_O raggiunge il valore minimo $V_{O,\min} = -V_{CC} + V_{CE,\text{sat}}$: avendo detto che Q1 deve essere interdetto, la corrente I_L nel carico (che è la minima possibile, visto che $V_O = V_{O,\min}$) è interamente fornita da Q2, per cui vale proprio I_Q e possiamo perciò scrivere

$$I_Q = I_{L,\min} = \frac{V_{O,\min}}{R_L} = \frac{V_{CC} - V_{CE,\text{sat}}}{R_L} = 14.8\text{mA}$$

Sostituendo questo valore nell'espressione di R_2 , si trova $R_2 = 0.97\text{k}\Omega$.

Abbiamo dunque dimensionato il circuito per rispettare la specifica sulla dinamica di uscita. Ci chiediamo, adesso, quanto valga la corrente di emettitore di Q1 quando la tensione di uscita raggiunge il valore minimo e quello massimo:

- quando $V_O = V_{O,\min}$, abbiamo appena detto che Q1 si interdica, per cui risulta ovviamente $I_{E1,\min} = 0$;
- quando, invece, $V_O = V_{O,\max}$, la LKC dice che

$$I_{E1,\max} = I_Q + I_{L,\max} = I_Q + \frac{V_{O,\max}}{R_L} = I_Q + \frac{V_{CC} - V_{CE,\text{sat}}}{R_L} = 2I_Q = 29.6\text{mA}$$

Quest'ultimo valore è importante per la scelta del transistor Q1, il quale deve poter tollerare questa corrente.

Adesso ci poniamo un altro problema. Supponiamo di applicare in ingresso allo stadio un segnale sinusoidale, di pulsazione ω e valor medio nullo, tale che la tensione di uscita vari esattamente tra i limiti della sua dinamica: in altre parole, la tensione di uscita (che a riposo vale 0) sarà $V_O = V_{O,\max} \sin(\omega t)$, dove

$V_{O,\max} = V_{CC} - V_{CE,\text{sat}}$. In queste condizioni di funzionamento, vogliamo calcolare le prestazioni del circuito in termini di potenza e di efficienza.

Cominciamo dal calcolo della potenza media fornita al carico: se la tensione di uscita, ossia la tensione ai capi del carico, è $V_O(t) = V_{O,\max} \sin(\omega t)$, la corrente sarà

$I_O(t) = \frac{V_{O,\max}}{R_L} \sin(\omega t)$, per cui la potenza istantanea trasferita sul carico vale

$$p_L(t) = V_O I_O = \frac{V_{O,\max}^2}{R_L} \sin^2(\omega t)$$

Il valore medio di questa potenza è

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T p_L(t) dt = \frac{V_{O,\max}^2}{2R_L}$$

E' evidente che questo valore è funzione dell'ampiezza del segnale di uscita (e quindi dell'ampiezza del segnale di ingresso): avendo detto che questa ampiezza è la massima possibile, anche P_L è la massima possibile e vale

$$P_{L,\max} = \frac{V_{O,\max}^2}{2R_L} = \frac{(V_{CC} - V_{CE,\text{sat}})^2}{2R_L} = 109.5\text{mW}$$

Passiamo alla potenza erogata dalle alimentazioni: trascurando la potenza assorbita dal transistor Q3, e considerando che la corrente assorbita dall'alimentazione positiva è $I_{C1}(t)$ mentre quella che fluisce verso l'alimentazione negativa è invece I_Q (costante), deduciamo che la potenza istantanea erogata dalle alimentazioni è allora uguale a

$$p_s(t) = p_s^+(t) + p_s^-(t) = V_{CC} I_{C1}(t) + V_{CC} I_Q$$

Per calcolare il valor medio di questa corrente, dobbiamo calcolare il valor medio di $I_{C1}(t)$: d'altra parte, abbiamo visto prima che Q1 non eroga corrente quando $V_O = V_{O,\max}$ ed eroga $2I_Q$ quando $V_O = V_{O,\min}$, per cui deduciamo che il valor medio di $I_{C1}(t)$ è proprio la corrente di polarizzazione I_Q : concludiamo quindi che

$$P_s = 2V_{CC} I_Q = 444\text{mW}$$

Siamo allora in grado di calcolare l'efficienza del circuito:

$$\eta = \frac{P_L}{P_s} = \frac{109.5\text{mW}}{444\text{mW}} * 100 = 24.7\%$$

Abbiamo dunque ottenuto un valore molto prossimo a quello teorico massimo di uno stadio in classe A, ossia il 25%.

Infine, calcoliamo la potenza media dissipata sui singoli transistor.

Cominciamo dal transistor Q1: in linea del tutto generale, possiamo scrivere che la potenza istantanea dissipata su questo transistor è $p_{Q1}(t) = v_{ce1}(t) i_{c1}(t)$; per

quanto riguarda la tensione collettore-emettitore, Q1 ha il collettore alla tensione V_{CC} , mentre l'emettitore ha tensione variabile $V_{e1}(t) = V_o(t) = V_{O,max} \sin(\omega t)$, per cui $V_{ce1} = V_{CC} - V_{O,max} \sin(\omega t)$; la corrente di collettore, invece, è la somma del valore I_Q a riposo e del contributo $I_Q \sin(\omega t)$ dovuto al segnale, per cui

$$p_{Q1}(t) = [V_{CC} - V_{O,max} \sin(\omega t)] \cdot I_Q (1 + \sin(\omega t))$$

Dobbiamo calcolare il valore medio di questa potenza, che è somma di 4 contributi:

$$\begin{aligned} P_{Q1} &= [V_{CC} I_Q + V_{CC} I_Q \sin(\omega t) - I_Q V_{O,max} \sin(\omega t) - I_Q V_{O,max} \sin^2(\omega t)]_{\text{medio}} = \\ &= V_{CC} I_Q + V_{CC} I_Q [\sin(\omega t)]_{\text{medio}} - I_Q V_{O,max} [\sin(\omega t)]_{\text{medio}} - I_Q V_{O,max} [\sin^2(\omega t)]_{\text{medio}} = V_{CC} I_Q - \frac{I_Q V_{O,max}}{2} = \\ &= V_{CC} I_Q - \frac{V_{CC} - V_{CE,sat}}{2} I_Q = \frac{V_{CC}}{2} I_Q + \frac{V_{CE,sat}}{2} I_Q = 112.5 \text{mW} \end{aligned}$$

In modo analogo dobbiamo calcolare la potenza istantanea e quella media dissipate su Q2: considerando che la corrente in questo transistor è costante sul valore I_Q , la potenza istantanea è

$$p_{Q2}(t) = v_{ce2}(t) i_{c2}(t) = [V_{O,max} \sin(\omega t) - (-V_{CC})] \cdot I_Q = [V_{O,max} \sin(\omega t) + V_{CC}] \cdot I_Q$$

e quindi quella media corrispondente risulta essere

$$P_{Q2} = [V_{O,max} \sin(\omega t) + V_{CC}]_{\text{medio}} I_Q = V_{CC} I_Q = 222 \text{mW}$$

Stadi in classe B

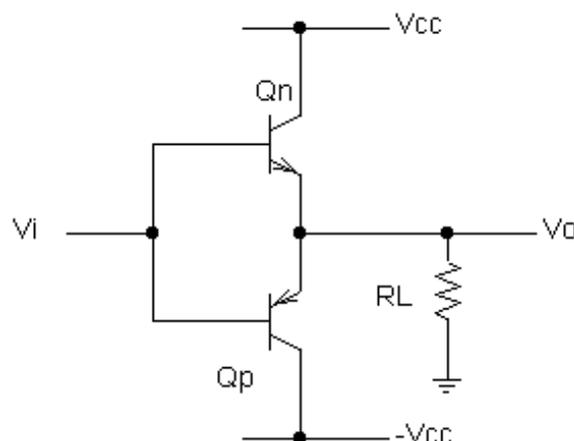
Introduzione

Gli stadi d'uscita in classe A presentano il grave inconveniente di dissipare sui transistor dello stadio la maggior parte della potenza erogata dalle alimentazioni; tutto questo avviene poiché ogni transistor viene polarizzato approssimativamente nel centro della propria regione lineare e quindi si ritrova a condurre per qualsiasi valore dell'ingresso, anche in assenza di segnale. In molte applicazioni, il circuito può rimanere per lunghi periodi di tempo in una condizione di "attesa" (ossia senza che ci sia alcun segnale) e tutta la potenza dissipata in questi periodi di attesa è persa, con conseguenze importanti sulla vita del circuito: in primo luogo, nei circuiti alimentati a batteria bisogna cercare di contenere la potenza prelevata dall'alimentazione, in modo da prolungare l'efficienza nel tempo delle pile stesse; in secondo luogo, tutta la potenza sprecata nel circuito è dissipata nei dispositivi attivi, i quali operano quindi a temperature maggiori con conseguenti maggiori probabilità di danneggiamento.

In linea di principio, il fatto di polarizzare i transistor del circuito al centro della propria regione di linearità può sembrare l'unica possibilità, perché ogni dispositivo deve poter gestire sia le escursioni positive che quelle negative del segnale d'ingresso. Al contrario, esiste una soluzione a questo problema ed è quella adottata negli **stadi in classe B**: in questi stadi, *viene resa nulla la potenza dissipata in assenza di segnale in ingresso e la potenza da fornire al carico proviene da due distinti dispositivi attivi, ognuno dei quali conduce per la metà di un ciclo*. Da questo comportamento ha origine il termine **push-pull**, che sta per *spingere-tirare*.

Stadio push-pull in classe B

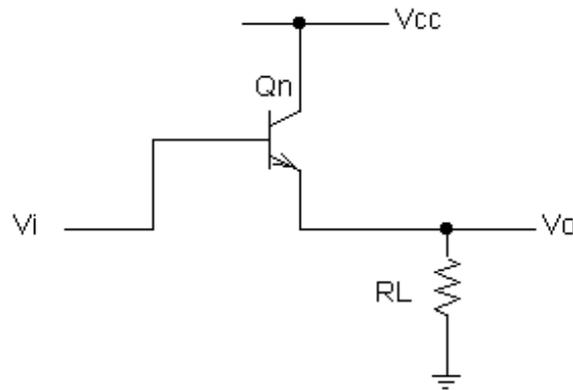
La seguente figura mostra uno stadio d'uscita in classe B:



Questo circuito è formato da una coppia di transistor complementari (un npn e un pnp con parametri uguali) connessi in modo che non possano condurre entrambi simultaneamente.

In assenza di segnale ($V_i=0$), essendo la parte superiore del circuito complementare a quella inferiore, il circuito ha l'uscita V_o a massa e quindi le tensioni base-emettitore dei due transistor risultano uguali a zero. Quindi, i due transistor sono spenti in assenza di segnale e presentano il punto operativo nella regione d'interdizione ($V_{CE}=V_{CC}$ e $I_C=0$): *essendo nulla la corrente che attraversa i transistor, non si ha alcun assorbimento di potenza dall'alimentazione.*

Se la tensione d'ingresso V_i incomincia ad aumentare, aumenta corrispondentemente la tensione V_{BE} di Q_n ; non appena V_i raggiunge il valore $V_{BE(on)}=0.5V$, il transistor Q_n si accende, mentre Q_p rimane in interdizione. In questa condizione, il circuito diventa il seguente:



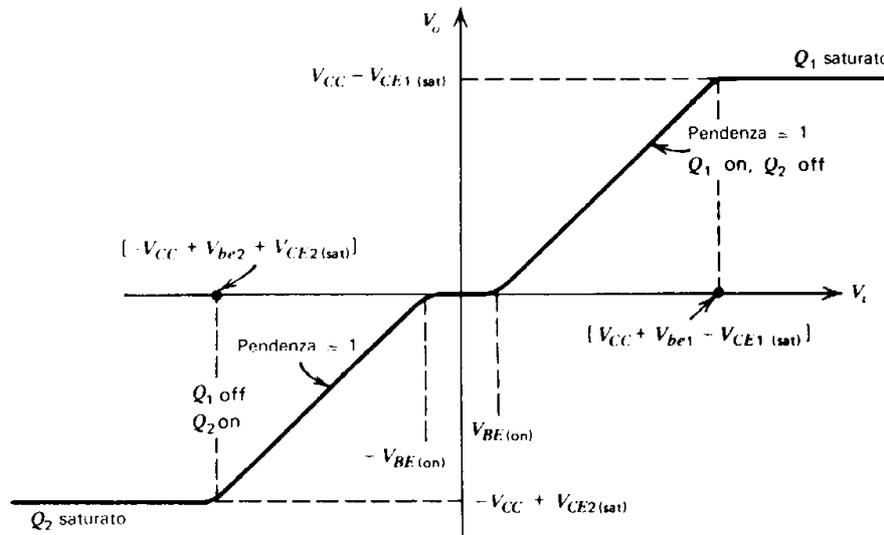
Esso si comporta chiaramente come un inseguitore di tensione: riporta in uscita la tensione d'ingresso a meno della caduta V_π sulla giunzione base-emettitore di Q_n ; questo, ovviamente, fintantoché Q_n si trova in zona attiva diretta: infatti, all'aumentare di V_i , quindi di V_o , Q_n satura quando $V_o = V_{CC} - V_{CE1,sat}$, ossia quando $V_i = V_{CC} + V_{BE1} - V_{CE1,sat}$: a questo punto, la caratteristica di appiattisce come nel caso di un inseguitore di tensione convenzionale.

Se la tensione d'ingresso scende invece al di sotto del valore di $-V_{BE,on}$, allora la situazione è simmetrica rispetto alla precedente, con Q_n in interdizione e Q_p in conduzione e in configurazione di inseguitore di tensione, che replica la V_i in uscita (a meno sempre di $-V_\pi$) fino al valore $V_i = -V_{CC} + V_{BE2} + V_{CE2,sat}$, oltre il quale Q_p satura e la tensione di uscita rimane costante sul valore $V_o = -V_{CC} + V_{CE2,sat}$.

Il circuito è pertanto formato da due parti distinte, che si alternano nel funzionare da inseguitori di tensione: la parte superiore del circuito riporta in uscita i valori positivi dell'ingresso, mentre la parte inferiore riporta in uscita i valori negativi dell'ingresso.

La caratteristica ingresso-uscita in tensione, riportata nella prossima figura, evidenzia quanto appena detto.

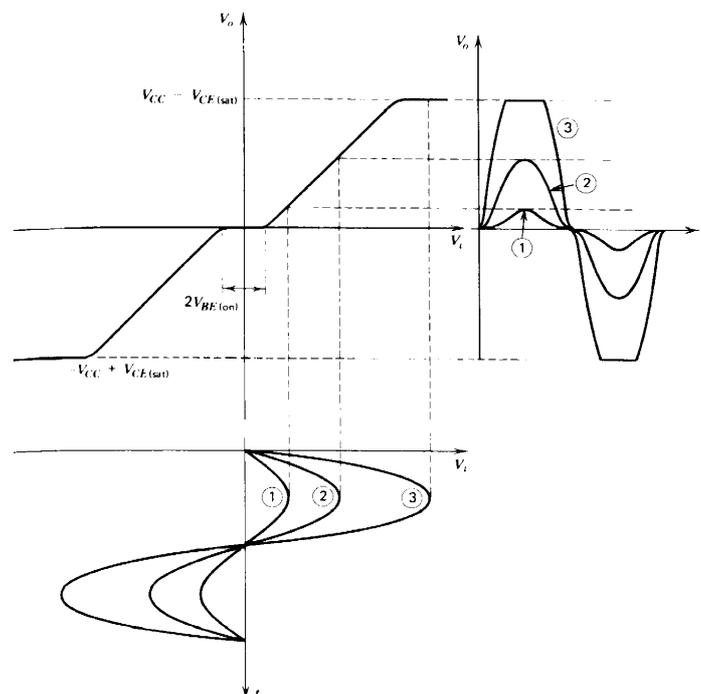
In generale, questo circuito mostra, pertanto, che non è necessario polarizzare i transistor nel centro della regione lineare, ma è possibile polarizzare i transistor in interdizione, a patto, però, che, in ogni istante, ci sia sempre almeno un transistor che conduce e che replica in uscita il segnale d'ingresso.



Distorsione di crossover

Nella caratteristica V_o - V_i mostrata poco fa, è stata molto accentuata la regione con entrambi i transistor al di sotto della tensione di accensione (infatti, essa è ampia circa 1V mentre la dinamica del circuito può essere dell'ordine delle decine di Volt), per mettere in evidenza la non linearità di questa caratteristica. Si capisce, dunque, che *un circuito di questo tipo introduce una forte distorsione*, alla quale si dà il nome di **distorsione di cross-over**: il motivo di questo nome è nel fatto che la distorsione del segnale in ingresso subentra ogni qualvolta tale segnale attraversa il valore 0V, in quanto è in corrispondenza di questa situazione, come detto prima, che nessuno dei due transistor si trova in zona attiva diretta.

Per capire quali siano gli effetti della distorsione di cross-over, possiamo far riferimento alla figura seguente:



Viene qui riportata la forma d'onda in uscita dal carico in corrispondenza di segnali sinusoidali di ingresso di differenti ampiezze.

E' evidente che la distorsione è elevata per segnali di ingresso di ampiezza di poco più grande di $V_{BE(on)}$: infatti, la distorsione diminuisce all'aumentare dell'ampiezza del segnale di ingresso, in quanto la zona morta rappresenta una frazione sempre minore dell'ampiezza del segnale. E' ovvio, dunque, che questo stadio funziona bene solo con segnali ad ampiezza elevata, sia al fine di ridurre la distorsione sia perché, in termini ancora più pratici, tale ampiezza deve essere tale da accendere entrambi i transistor. Se il segnale in ingresso ha una ampiezza minore di 0.5V, lo stadio rimane "immobile", nel senso che nessuno dei due BJT riesce ad accendersi.

All'altro estremo, invece, per segnali molto elevati, Q_n e Q_p possono entrare in saturazione e la distorsione aumentare di nuovo bruscamente a causa del taglio.

Questo comportamento è caratteristico degli stadi di uscita in Classe B e spiega perché vengono forniti spesso valori di distorsione sia per basse che per alte ampiezze di segnale.

Potenza trasferita sul carico ed efficienza

Per il calcolo della potenza trasferita sul carico, trascuriamo la distorsione di cross-over; supponiamo inoltre di applicare in ingresso una sinusoide e di ritrovare sul carico un'altra sinusoide con ampiezza pari a V_{Om} (si trascurano le armoniche di ordine superiore). In queste condizioni, la potenza media trasferita al carico è evidentemente

$$P_L = \frac{V_{Om} \cdot I_{Om}}{2} = \frac{V_{Om}^2}{2 \cdot R_L}$$

La potenza istantanea erogata dalle alimentazioni risulta essere invece

$$p_s(t) = p_s^+(t) + p_s^-(t) = V_{CC} I_{c1}(t) + V_{CC} I_{c2}(t) = 2V_{CC} I_c(t)$$

e quindi la corrispondente potenza media vale

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T 2V_{CC} I_{c1} dt = \frac{2V_{CC}}{\omega T} \int_0^{2\pi} I_{c1} d\omega t = \frac{2V_{CC}}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{c1} d\omega t$$

I transistor conducono solo per un semiperiodo, per cui l'estremo superiore di integrazione diventa :

$$P_s = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^{\pi} I_{c1} d\omega t = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{Om}}{R_L} \sin(\omega t) d\omega t = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_{Om}}{R_L}$$

Il rapporto tra la potenza media fornita al carico e quella prelevata dalle alimentazioni rappresenta l'efficienza dello stadio:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\frac{V_{Om}^2}{2R_L}}{2 \frac{V_{CC} V_{Om}}{\pi R_L}} = \frac{\pi V_{Om}}{4 V_{CC}}$$

Abbiamo dunque trovato che, al contrario di quanto accade nello stadio di uscita in classe A, l'efficienza non dipende più da R_L , ma dall'ampiezza V_{Om} del segnale in uscita. Nel caso di massima escursione (cioè $V_{Om}=V_{CC}$, trascurando la $V_{CE,sat}$), si ottiene l'efficienza massima:

$$\eta_{MAX} = \frac{\pi}{4} = 0,785 = 78,5\%$$

Questo stadio d'uscita presenta dunque un valore di efficienza massimo molto maggiore rispetto agli stadi d'uscita in classe A; questa è una diretta conseguenza della particolare polarizzazione assegnata ai transistor, che non conducono quando il segnale non è applicato e si alternano nella conduzione durante l'applicazione dello stesso, riducendo così al minimo le dissipazioni.

Naturalmente, l'elevata efficienza si ottiene a scapito della qualità, data la distorsione di crossover.

Potenza dissipata sui dispositivi attivi

Caratterizziamo ora la dissipazione di potenza sui transistor: di tutta la potenza (media) P_S assorbita dall'alimentazione, la quantità P_L viene fornita al carico (e da esso dissipata), per cui ai dispositivi attivi resta da dissipare una quantità di potenza pari a

$$P_D = P_S - P_L = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_{Om}}{R_L} - \frac{V_{Om}^2}{2R_L}$$

Ogni transistor deve dunque dissipare $P_D/2$.

Si osserva che P_D è funzione di V_{Om} . Valutiamo allora il valore dell'escursione del segnale d'uscita per il quale la potenza dissipata risulta essere massima; per farlo bisogna imporre uguale a zero la derivata di P_D rispetto a V_{Om} :

$$\frac{\partial P_D}{\partial V_{Om}} = 0 \rightarrow \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi \cdot R_L} - \frac{V_{Om}}{R_L} = 0 \rightarrow V_{Om}^* = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi} = 0.63 \cdot V_{CC}$$

La massima dissipazione si ottiene dunque quando $V_{Om}=0.63V_{CC}$. In questa condizione, l'efficienza vale

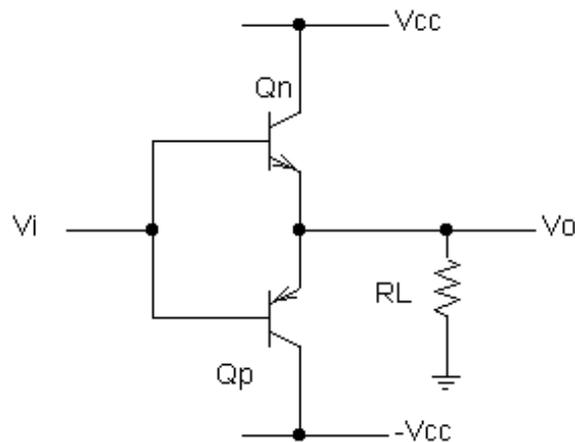
$$\eta = \frac{\pi \cdot V_{Om}^*}{4 \cdot V_{CC}} = 0,5 = 50\%$$

Abbiamo dunque trovato che, *in condizioni di massima dissipazione l'efficienza scende dal 78.5% al 50%*.

Esistono molte varianti a questo circuito, ma in genere uno stadio d'uscita in classe B è solo uno stadio ad alta efficienza, ma non può essere in nessun caso uno stadio di alta qualità, poiché le distorsioni non possono essere trascurate.

Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe B

Consideriamo lo stadio di uscita in classe B descritto nei paragrafi precedenti:



Consideriamo un carico $R_L=8k\Omega$. La prima specifica che intendiamo rispettare è quella di fornire al carico una potenza media $P_L=20W$.

Nell'ipotesi che il segnale in ingresso allo stadio sia sinusoidale e che la corrispondente uscita sia del tipo $V_o = V_m \sin(\omega t)$, dobbiamo evidentemente dimensionare V_m per rispettare la specifica: osservando allora che la potenza media erogata al carico vale $P_L = \frac{V_m^2}{2 \cdot R_L}$, deduciamo che l'ampiezza della tensione di uscita

deve essere

$$V_m = \sqrt{2R_L P_L} = 17.9V$$

Supponiamo adesso di avere una ulteriore specifica, in base alla quale la tensione di alimentazione V_{CC} deve essere sempre almeno 5V al di sopra della tensione di uscita (al fine di evitare fenomeni di distorsione dovuti al taglio della forma d'onda di uscita).

Il valore massimo della tensione di uscita è quello di 17.9V appena calcolato, dal che deduciamo che la seconda specifica sarà rispettata a patto di prendere

$$V_{CC} > 5V + V_{O,max} = 5V + 17.9V = 22.9V$$

Prendiamo allora $V_{CC}=23V$.

Calcoliamo adesso la potenza media assorbita dall'alimentazione: la potenza istantanea erogata dalle alimentazioni è

$$p_s(t) = p_s^+(t) + p_s^-(t) = V_{CC} I_{C1}(t) + V_{CC} I_{C2}(t) = 2V_{CC} I_C(t)$$

e quindi la corrispondente potenza media vale

$$P_S = \frac{1}{T} \int_0^T 2V_{CC} I_C dt = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^\pi I_C d\omega t = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^\pi I_L d\omega t = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^\pi \frac{V_m}{R_L} \sin(\omega t) d\omega t = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_m}{R_L} = 32.8W$$

Dato che conosciamo anche la potenza media fornita al carico, possiamo calcolare l'efficienza dello stadio:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{20W}{32.8W} = 0.61$$

Adesso, ipotizzando che il segnale di uscita sia una sinusoide generica $V_o = V_m \sin(\omega t)$, ci chiediamo quanto vale l'ampiezza V_m perché si abbia la massima potenza dissipata sui singoli transistor.

Se P_S è la potenza media assorbita dall'alimentazione e P_L la potenza fornita al carico, è ovvio che la potenza dissipata sui transistor vale

$$P_{D1} + P_{D2} = P_D = P_S - P_L = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_m}{R_L} - \frac{V_m^2}{2R_L} \longrightarrow P_{D1} = P_{D2} = \frac{P_D}{2} = \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_m}{R_L} - \frac{V_m^2}{4R_L}$$

Si tratta di una quantità funzione di V_m . Il valore di V_m in cui si ha il massimo valore di P_D si ottiene uguagliando a zero la derivata di P_D rispetto a V_m :

$$\frac{\partial P_D}{\partial V_m} = 0 \rightarrow \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi \cdot R_L} - \frac{V_m}{R_L} = 0 \rightarrow V_m^* = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi} = 14.6V$$

Sostituendo questo valore di V_m nell'espressione della potenza, si ottiene $P_{D1,max} = P_{D2,max} = 6.7W$.

Stadi in classe AB

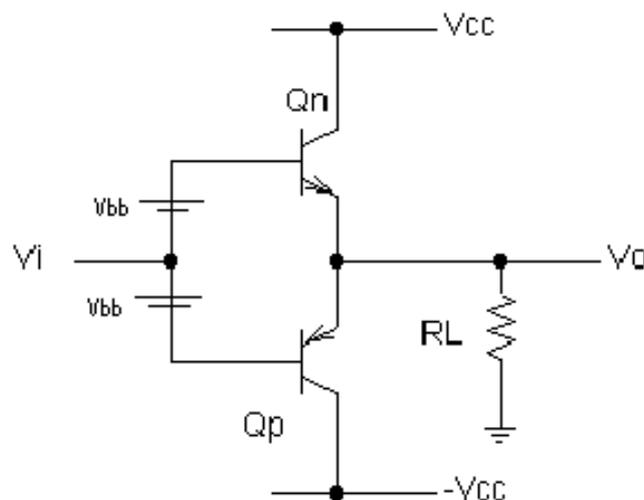
Introduzione

Abbiamo dunque visto che gli stadi in classe B, sebbene aumentino notevolmente l'efficienza rispetto agli stadi in classe A, di contro introducono una notevole distorsione armonica (la distorsione di cross-over) che gli stadi in classe A non presentano. Per questo si è cercata una soluzione circuitale che mettesse insieme i pregi di entrambi gli stadi. In particolare *la cosa migliore da fare è cercare di migliorare le prestazioni degli stadi in classe B mediante una riduzione del cross-over*.

Questo obiettivo può essere raggiunto polarizzando i transistor non più in regione d'interdizione (come nel push-pull in classe B), ma in punti della zona attiva diretta molto prossimi alla regione d'interdizione. Per fare questo, basta iniettare nei transistor delle piccole correnti di polarizzazione, le quali introducono una minima dissipazione sui transistor, ma consentono di avere i dispositivi sempre accesi.

Stadio push-pull in classe AB

Lo **stadio push-pull in classe AB** è rappresentato nella seguente figura :



Il funzionamento di questo circuito è simile a quello del rispettivo stadio in classe B, con la fondamentale differenza che i 2 generatori di tensione portano, in condizioni statiche, entrambi i transistor sulla soglia dell'accensione. In assenza di segnale, quindi, attraverso i transistor scorre una corrente di polarizzazione I_Q molto bassa, ma non più nulla: questo corrisponde ad una dissipazione di potenza non più nulla in assenza di segnale e quindi ad una riduzione di efficienza rispetto alla soluzione in classe B.

Valutiamo il valore di V_{BB} affinché i due BJT siano accesi in assenza di segnale: in questa condizione operativa, risulta $V_i=0$ e deve risultare $V_o=0$, per cui, applicando la LKT, abbiamo che

$$V_{BB} = V_{BE_n} = V_{BE_p}$$

Nei due transistor circolano allora le seguenti correnti di collettore:

$$I_{Cn} = I_S e^{\frac{V_{BE_n}}{V_T}}$$

$$I_{Cp} = I_S e^{\frac{V_{BE_p}}{V_T}}$$

Essendo $V_O=0$, non c'è corrente I_L nel carico, per cui $I_{Cn}=I_{Cp}=I_Q$ e quest'ultima è in definitiva la corrente che polarizza i due BJT:

$$I_Q = I_{Cn} = I_{Cp} \rightarrow V_{BB} = V_T \ln \frac{I_Q}{I_S}$$

Adesso, quando la tensione V_i assume valori positivi, si ha che

$$V_o = V_i + V_{BB} - V_{BE_n}$$

e da questa relazione è evidente che, se si fissa un valore opportuno per V_{BB} , la tensione d'ingresso viene riprodotta in uscita con un'approssimazione migliore rispetto allo stadio in classe B (ossia con una minore distorsione di crossover). La stessa cosa accade, ovviamente, per valori negativi della tensione d'ingresso.

In questo circuito, però, per valori non molto elevati della tensione d'ingresso entrambi i transistor conducono e quindi la corrente sul carico è esprimibile come somma di due contributi:

$$I_N = I_P + I_L$$

Possiamo inoltre scrivere che

$$V_{BE_n} + V_{EB_p} = 2 \cdot V_{BB} \rightarrow V_T \cdot \ln \frac{I_N}{I_S} + V_T \cdot \ln \frac{I_P}{I_S} = 2 \cdot V_T \cdot \ln \frac{I_Q}{I_S} \rightarrow I_N \cdot I_P = I_Q^2$$

Quest'ultima relazione mette in evidenza l'inversa proporzionalità tra I_N e I_P . Allora, se aumenta I_N , la I_P può essere trascurata nella penultima relazione considerata e pertanto si ottiene

$$I_N \cong I_L$$

In base a questa relazione, si può assumere che il transistor Q_p vada in interdizione e quindi per la parte superiore del circuito si può assumere il comportamento da inseguitore di tensione.

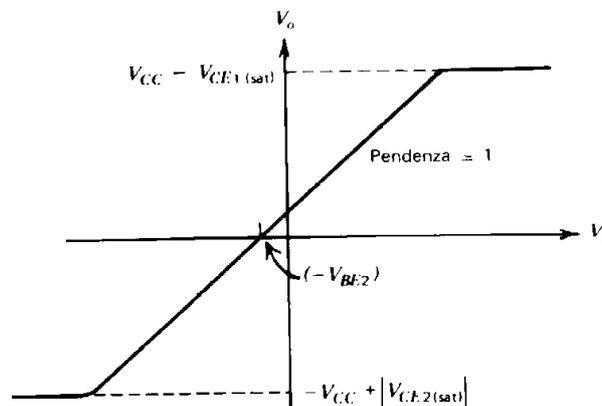
Un discorso analogo vale per le diminuzioni di V_i . Pertanto il comportamento del circuito è molto simile a quello in classe B.

Facciamo inoltre osservare che le relazioni appena utilizzate consentono di ricavare i valori istantanei delle correnti nei due transistor:

$$\begin{cases} i_N i_P = I_Q^2 \\ i_N - i_P = i_L = \frac{v_O}{R_L} \end{cases} \longrightarrow i_P \left(i_P + \frac{v_O}{R_L} \right) = I_Q^2$$

Caratteristica ingresso-uscita

Per ciò che è stato precedentemente detto, la caratteristica ingresso-uscita in tensione del push-pull in classe AB è data da quella dello stadio push-pull in classe B con la quasi totale eliminazione del tratto a tensione nulla e quindi della distorsione di cross-over. La caratteristica ha quindi un andamento lineare del tipo indicato nella figura seguente:



Bisogna considerare che la caratteristica passa per l'origine solo nell'eventualità che il circuito sia perfettamente complementare; ovviamente questa condizione in pratica non può essere realizzata quindi questi circuiti presentano sempre un piccolo offset, come indicato nella figura.

Potenza trasferita sul carico ed efficienza

Le relazioni sulla potenza nello stadio in classe AB sono quasi identiche a quelle derivate per lo stadio in classe B. La sola differenza è che, in condizioni di riposo, il circuito dissipa una potenza pari a $V_{CC}I_Q$ per ciascun transistor. Poiché I_Q è generalmente molto più piccola della massima corrente di carico, la dissipazione di potenza a riposo è generalmente piccola. Ciononostante, può essere facilmente portata in conto: in particolare, possiamo semplicemente aggiungere la dissipazione a riposo di ogni transistor alla massima dissipazione di potenza che si ottiene applicando un segnale di ingresso, per ottenere la potenza complessiva che il transistor deve essere in grado di dissipare per non essere danneggiato.

Resistenza d'uscita

Nei precedenti circuiti, la resistenza d'uscita non è stata calcolata, poiché essa coincideva sempre con la resistenza d'uscita di un inseguitore di tensione. In questo caso, invece, la situazione è un po' differente, visto che i transistor impiegati sono adesso due e funzionano entrambi come inseguitori di tensione: abbiamo dunque che

$$R_{OUT} = \left(\frac{1}{g_{mN}} \right) // \left(\frac{1}{g_{mP}} \right) = \left(\frac{V_T}{I_N} \right) // \left(\frac{V_T}{I_P} \right) = \frac{V_T}{I_N + I_P}$$

Apparentemente, quindi, R_{OUT} varia al variare delle correnti nei due transistor. In realtà, essa può essere considerata con buona approssimazione costante nella

regione a V_i prossimo a zero, poiché le due correnti sono tra di loro inversamente proporzionali (per cui se una aumenta, l'altra diminuisce, in modo che la somma rimanga approssimativamente costante). Per valori della tensione d'ingresso lontani dallo zero, invece, uno dei due transistor si interdice e la resistenza d'uscita va a coincidere con quella vista dall'emettitore del transistor acceso.

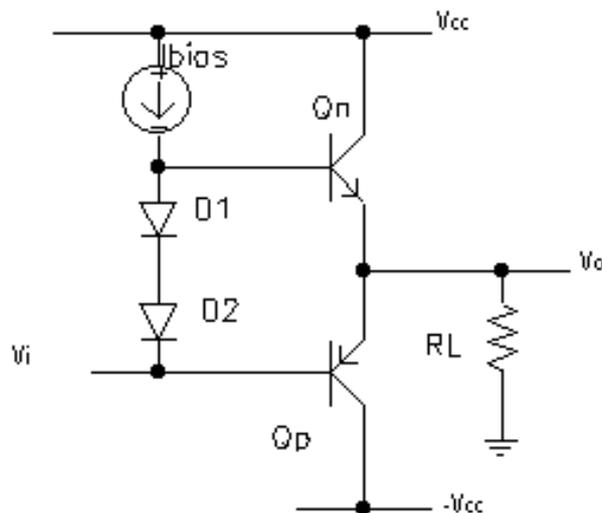
In definitiva, anche se i parametri per piccolo segnale variano di molto al variare di V_i , la resistenza di uscita resta comunque approssimativamente costante.

Polarizzazione dello stadio in classe AB

Per descrivere il funzionamento dello stadio d'uscita in classe AB, sono stati inseriti dei generatori di tensione ideali, necessari per portare i due transistor alla soglia di accensione. Nella pratica è improponibile inserire nel circuito dei generatori di tensione e quindi la differenza di potenziale tra le due basi dei transistor viene realizzata per altre vie, che saranno adesso esaminate.

Polarizzazione con diodi

La polarizzazione dello stadio in classe AB può essere realizzata nel seguente modo :



In questo circuito la tensione di polarizzazione tra le basi dei due transistor viene generata facendo scorrere una corrente I_{bias} attraverso una coppia di diodi (o una coppia di transistor connessi a diodo).

Dovendo solo generare una differenza di potenziale, è opportuno che i diodi portino una corrente molto piccola in modo che non venga dissipata una apprezzabile potenza su di essi. Per questo, i diodi possono avere dimensioni molto più ridotte dei due transistor di potenza che costituiscono lo stadio d'uscita.

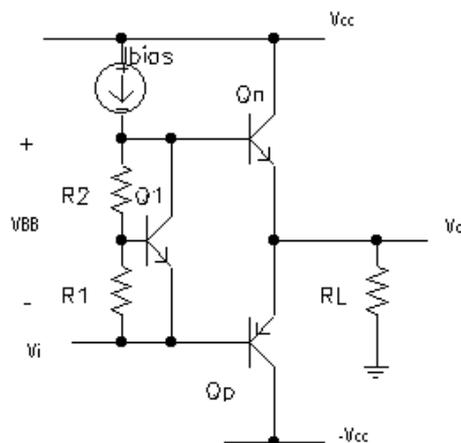
D'altra parte, è facile accorgersi che la corrente del generatore ha un valore limite al di sotto del quale non si può andare: infatti, il transistor Q_n assorbe dal generatore la propria corrente di base e quindi, se la I_{bias} è troppo piccola, può succedere che il transistor assorba tutta la corrente del generatore e di conseguenza i due diodi, non essendo più attraversati da corrente, possono spegnersi. Quindi, la I_{bias} deve comunque avere un certo valore e i diodi, per poter

sopportare questa corrente, devono avere dimensioni confrontabili con quelle dei transistor di potenza.

Questo circuito ha un notevole pregio: se si realizza l'accoppiamento termico tra i diodi e i transistor (i dispositivi devono essere sottoposti alle stesse variazioni termiche), le tensioni sui diodi variano allo stesso modo delle V_{BE} dei transistor e quindi le correnti di collettore non variano con la temperatura (se al posto dei diodi ci fossero dei generatori di tensione le eventuali diminuzioni delle V_{BE} dei transistor verrebbero compensate dall'aumento della corrente di collettore con il grave rischio di innescare la fuga termica).

Polarizzazione con il moltiplicatore di V_{BE}

Un'alternativa alla polarizzazione con i diodi è data dal circuito nella figura seguente:



L'insieme del transistor Q_1 e i resistori R_1 ed R_2 costituisce un circuito che prende il nome di **moltiplicatore di V_{BE}** . Questo circuito consente una maggiore flessibilità poiché permette di fissare una tensione mediante i valori delle resistenze R_1 e R_2 .

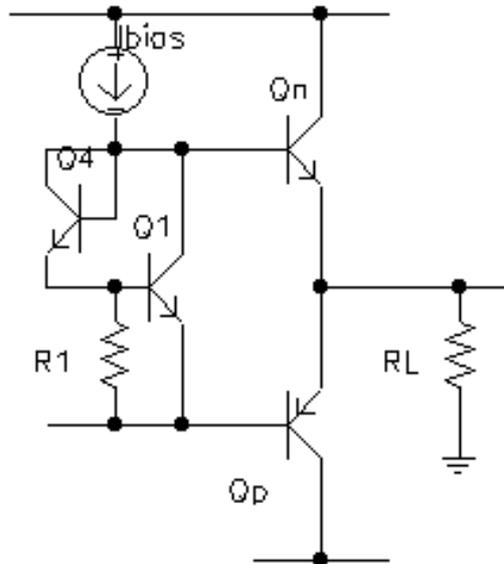
Se tutto viene dimensionato in modo che la corrente di base del transistor Q_1 sia trascurabile rispetto alla corrente che scorre attraverso i due resistori (che

indichiamo con I_R) si ha $I_R = \frac{V_{BE1}}{R_1}$ e quindi

$$V_{BB} = I_R \cdot (R_1 + R_2) = V_{BE1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

In base a questa relazione, il circuito non fa altro che moltiplicare la V_{BE1} per il fattore $(1 + R_2/R_1)$. In questo modo, è possibile fissare la tensione V_{BB} con estrema facilità, dovendo soltanto scegliere il giusto rapporto tra le resistenze (sempre considerando che I_R sia maggiore della corrente di base di Q_1).

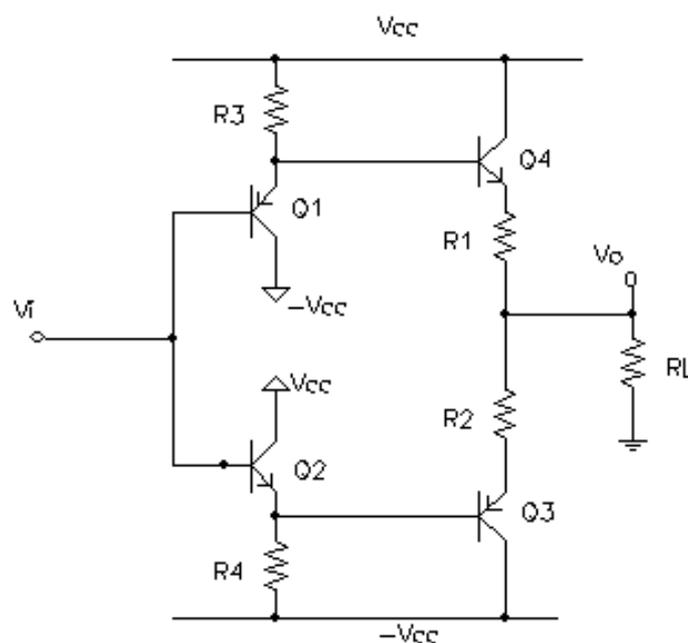
Il moltiplicatore di V_{BE} può essere realizzato in un'altra configurazione (utilizzata nel $\mu A-741$):



Al posto del resistore R2 si è utilizzato un transistor connesso a diodo, ma il funzionamento del circuito rimane grossomodo lo stesso. Tuttavia, quest'ultima soluzione viene usata quando la V_{BE} non deve essere moltiplicata per un coefficiente molto diverso da 1: infatti, la tensione tra le basi di Qn e Qp è data dalla somma della V_{BE4} e della V_{BE1} ; in Q1 scorre una corrente che fissa la V_{BE1} ; su R1 si determina una corrente $V_{BE1}/R1$ e questa va a finire in Q4 (trascurando la corrente di base di Q1), determinando la V_{BE4} . Variando, dunque, la R1, si riesce ad ottenere la V_{BE4} desiderata.

Varianti della configurazione in classe AB

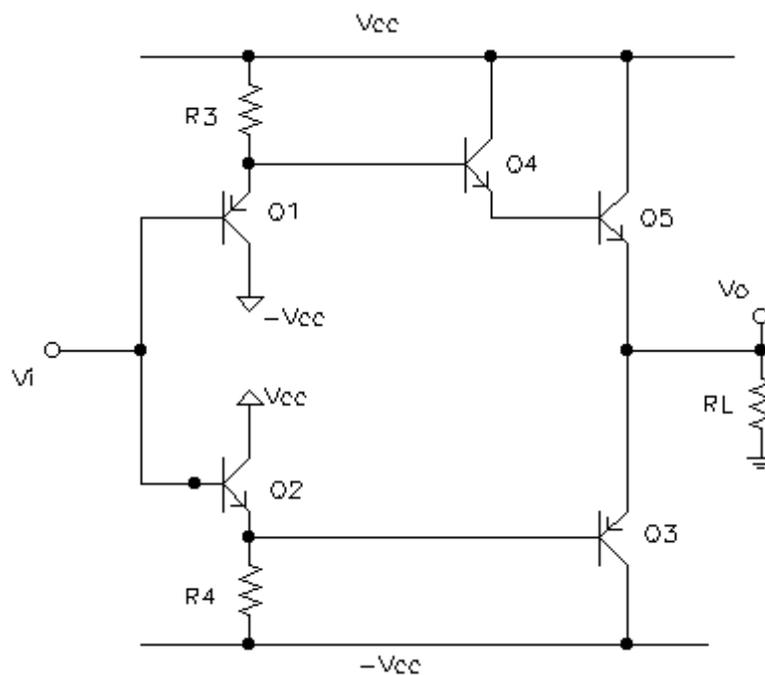
Le prestazioni dello stadio d'uscita in classe AB possono essere migliorate mediante alcuni cambiamenti. Ad esempio è possibile realizzare la polarizzazione di Qn (=Q4) e Qp (=Q3) con la seguente configurazione circuitale:



In questa configurazione, sono i transistor Q1 e Q2 a fornire la polarizzazione rispettivamente di Q4 e Q3. Essi servono anche a garantire un'elevata resistenza d'ingresso al circuito, in quanto sono in configurazione di inseguitore di tensione.

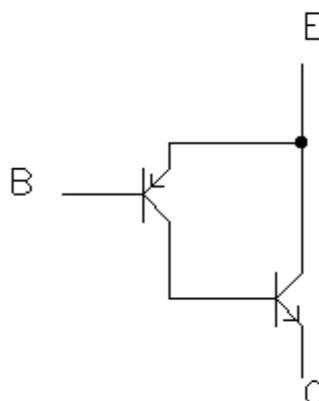
I resistori R1 e R2 vengono inseriti per garantire una maggiore stabilità termica: infatti, se, per effetto di un aumento della temperatura, si ha un incremento della corrente di collettore o di Q4 o di Q3, va ad aumentare anche la caduta di tensione sul rispettivo resistore collegato all'emettitore causando una diminuzione della V_{BE} e quindi una riduzione della corrente di collettore che compensa l'aumento iniziale.

Allo scopo di aumentare il guadagno di corrente dei transistor dello stadio d'uscita e quindi ridurre la corrente di base richiesta, *il transistor npn dello stadio in classe AB viene frequentemente sostituito dalla configurazione Darlington a due transistor npn*:



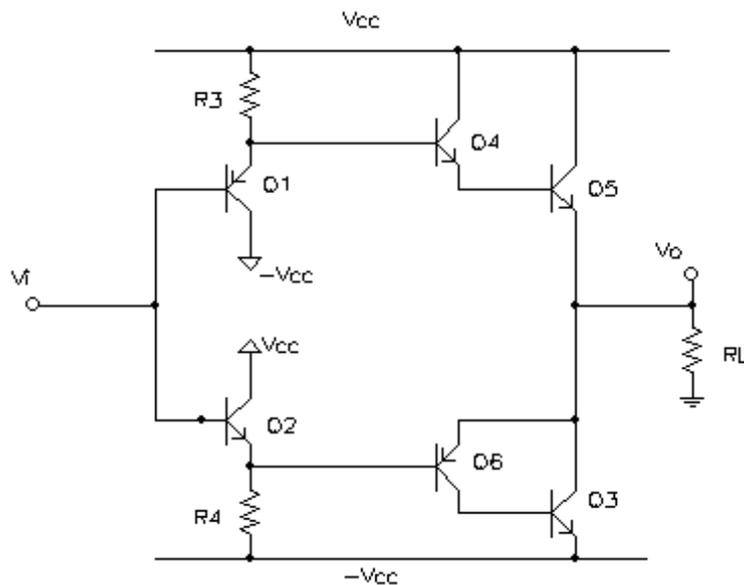
Il pregio della configurazione Darlington è quello di essere equivalente ad un singolo transistor npn avente $\beta_n \approx \beta_4 \beta_5$ e avente però una V_{BE} di valore quasi doppio (in questo caso risulta $V_{BE_n} = V_{BE4} + V_{BE5}$).

La configurazione Darlington può anche essere usata per il transistor pnp, però questo comporterebbe una forte dissimmetria nel circuito a causa delle differenze dei valori nei guadagni di corrente tra gli npn e i pnp. Allora, per il transistor pnp si usa la seguente configurazione composita:



Questa configurazione è equivalente a un transistor pnp con il guadagno di corrente e la resistenza d'ingresso molto più alti. La V_{EB} del transistor equivalente è di circa 0.7V.

Usando questa configurazione, lo stadio in classe AB diventa il seguente (si parla di stadio di uscita a simmetria quasi complementare):

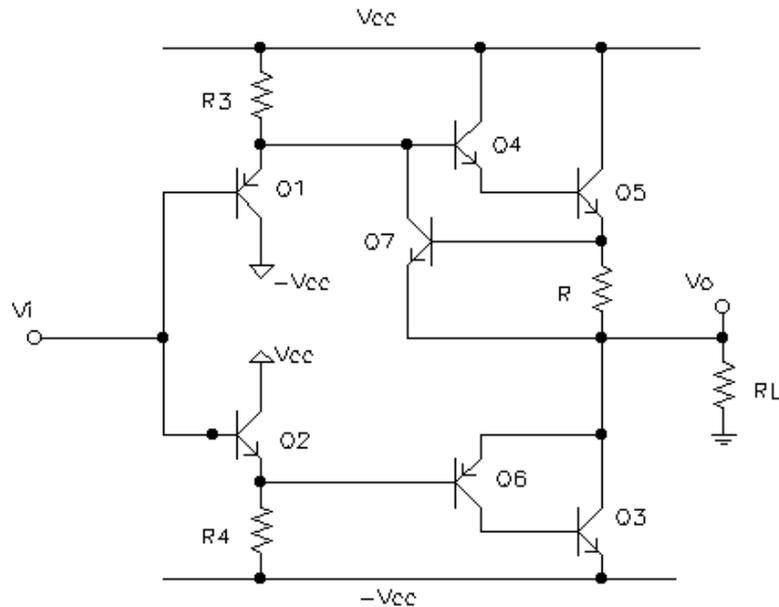


In questo circuito si rivela di fondamentale importanza il moltiplicatore di V_{BE} che consente di fissare adeguatamente la tensione tra la base del transistor Q4 e la base del transistor Q6 (infatti il Darlington introduce una caduta di tensione pari a $2V_{BE}$ mentre il pnp composto introduce una caduta pari a V_{BE}).

Protezione contro il corto circuito

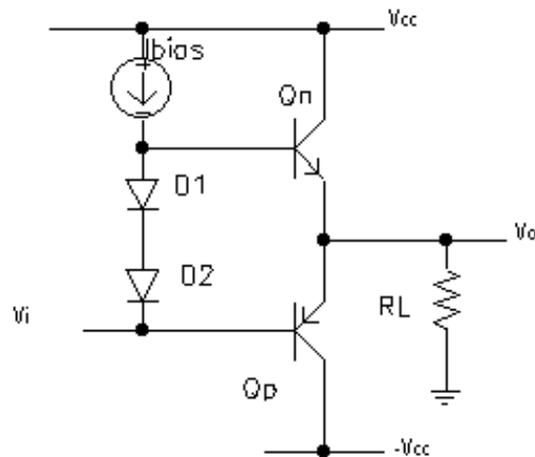
Mentre uno stadio sta erogando corrente, è possibile che si possa verificare un corto circuito del carico. Per gli stadi d'uscita, il problema è particolarmente delicato, poiché le correnti in gioco sono piuttosto elevate. Allora è *necessario dotare il circuito di un circuito di protezione che consenta di evitare i danneggiamenti quando si verificano pericolosi aumenti di corrente*. Una possibilità è rappresentata nella prossima figura (la protezione è stata inserita solo per il transistor npn, ma si può fare una cosa analoga anche per il transistor pnp).

Il transistor Q7 viene pilotato dalla tensione sul resistore R. Il valore di R è molto piccolo e quindi la caduta su di esso non è normalmente sufficiente per accendere il transistor Q7. Però, se la corrente di collettore aumenta troppo, allora la caduta su R diventa tale da far accendere Q7: se Q7 si accende, il suo collettore sottrae corrente alla base del Darlington, evitando così il passaggio dell'elevata corrente attraverso Q4 e soprattutto Q5.



Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe AB

Consideriamo uno stadio di uscita in classe AB come quello indicato nella figura seguente:



Supponiamo che i due BJT abbiano corrente inversa di saturazione $I_S=10^{-13}\text{A}$ e guadagno $\beta=50$ e supponiamo inoltre che l'area A_d della sezione dei diodi sia $1/3$ di quella A_E della sezione dei BJT. Supponiamo, infine, che l'ingresso allo stadio sia tale che l'uscita risulti essere una sinusoide $V_o = V_{O,\max} \sin(\omega t)$ con ampiezza $V_{O,\max}=10\text{V}$.

Sappiamo che, in un circuito come quello in esame, è importante mantenere i due diodi sempre in conduzione (sia pure con piccoli valori di corrente in modo da ridurre la dissipazione su di essi), al fine di mantenere sulla soglia di accensione i due transistor e quindi da ridurre la distorsione di crossover. Per poter mantenere i due diodi sempre in conduzione, è necessario dimensionare in modo opportuno il generatore di corrente I_{bias} , che non deve scendere al di sotto di un valore limite: infatti, dato che Q_n assorbe dal generatore la propria corrente di base, bisogna fare in modo che I_{bias} sia sufficientemente alta da garantire una certa corrente nei diodi

anche quando Q_n assorbe la massima corrente di base. Vogliamo allora calcolare il valore minimo della corrente di polarizzazione I_{bias} affinché i diodi siano attraversati sempre da una corrente di almeno 1mA .

Abbiamo appena detto che la situazione “pericolosa” è quella in cui Q_n assorbe la massima corrente di base, per cui dobbiamo fare in modo che, in questa condizione di funzionamento, ci sia comunque 1mA della corrente fornita dal generatore che fluisce nei diodi: allora, dato che Q_n assorbe la massima corrente di base quando è massimo il valore della tensione di uscita, possiamo scrivere che

$$I_{Bn1,max} = \frac{I_{Cn,max}}{\beta} = \frac{I_{L,max}}{\beta} = \frac{V_{O,max}}{\beta R_L} = 2mA$$

In base a questo risultato, ci basta prendere $I_{bias}=3mA$ affinché ci sia sempre almeno 1mA di corrente disponibile per i diodi.

Prendendo dunque $I_{bias}=3mA$, valutiamo la corrente di riposo nei diodi e nei BJT, al fine di calcolare la potenza statica dissipata su questi dispositivi.

Applicando ancora la LKC, abbiamo che

$$I_{bias} = I_D^Q + I_{Bn}^Q = I_D^Q + \frac{I_{Cn}^Q}{\beta}$$

Considerando che $V_{BE,n}^Q = V_D^Q$, le correnti nei diodi e in Q_n sarebbero uguali se i dispositivi avessero sezione di area uguale; in realtà, sappiamo che la sezione dei diodi ha area pari ad 1/3 di quella dei BJT, il che comporta che anche la corrente sia 1/3 di quella nel BJT, per cui la relazione di prima diventa

$$I_{bias} = I_D^Q + \frac{3I_D^Q}{\beta} \longrightarrow I_D^Q = 2.83mA \longrightarrow I_{Cn}^Q = 3I_D^Q = 8.5mA$$

Quindi, in condizioni di riposo, i diodi sono attraversati da 2.83mA, mentre i transistor da 8.5mA. Allora, la potenza statica dissipata dai transistor vale

$$P_{BJT}^Q = P_{BJT,n}^Q + P_{BJT,p}^Q = V_{CC} I_{Cn}^Q + V_{CC} I_{Cp}^Q = 2V_{CC} I_C^Q = 255mW$$

Si tratta ovviamente di potenza persa, ma serve per ridurre la distorsione di crossover.

Un altro problema che ci poniamo è quello di verificare se e come varia la tensione $V_{BB}=V_{D1}+V_{D2}$ tra le basi dei due transistor al variare della tensione di uscita: in particolare, ci interessano i valori di V_{BB} per $V_O=0V$, per $V_O=10V$ e per $V_O=-10V$.

Cominciamo da $V_O=0V$, ossia in condizioni di riposo: in questo caso, risulta

$$V_{BB} = 2V_D^Q = 2V_T \ln \frac{I_D^Q}{I_{S,diodi}} = 1.26V$$

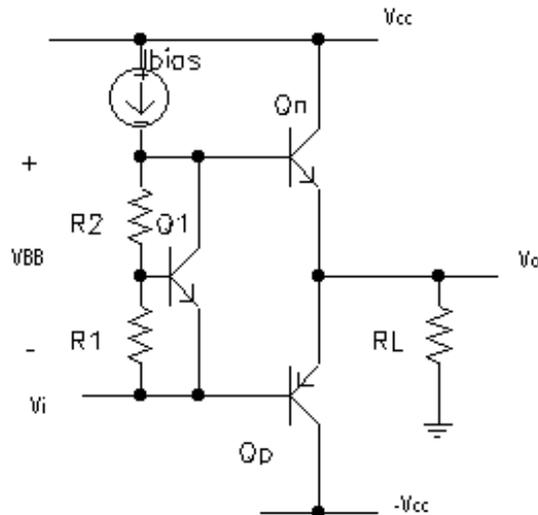
Passiamo a $V_O=10V$, ossia quando l'uscita raggiunge il suo valore massimo: in questo caso, abbiamo visto in precedenza che i diodi assorbono la corrente minima, pari ad 1mA, per cui

$$V_{BB} = 2V_D = 2V_T \ln \frac{I_{D,\min}}{I_{S,\text{diodi}}} = 1.21V$$

Infine, quando $V_O = -10V$, ossia quando l'uscita raggiunge il suo valore minimo, sappiamo che Q1 è spento, per cui la corrente che attraversa i diodi è interamente fornita dal generatore di corrente: quindi

$$V_{BB} = 2V_D = 2V_T \ln \frac{I_{\text{bias}}}{I_{S,\text{diodi}}} = 1.26V$$

L'ultimo problema che ci poniamo è il seguente: al posto di usare i due diodi in serie per portare i due transistor alla soglia di accensione, utilizziamo un moltiplicatore di V_{BE} ; vogliamo allora dimensionare tale moltiplicatore al fine di ottenere dal circuito le stesse prestazioni appena calcolate impiegando i diodi:



La prima specifica da rispettare è quella per cui, quando Qn assorbe la massima corrente di base, nel moltiplicatore scorra una corrente di almeno 1 mA: trascurando la corrente di base in Q1, dobbiamo cioè imporre che, in queste condizioni operative, risulti $I_{R2} + I_{C1} \geq 1mA$.

Applicando allora la LKC, osserviamo che

$$I_{\text{bias}} = 3mA = I_{R2} + I_{C1} + I_{Bn,\max} = I_{R2} + I_{C1} + 2mA \longrightarrow I_{R2} + I_{C1} = 1mA$$

A questo punto, abbiamo due gradi di libertà, in quanto possiamo scegliere in modo del tutto arbitrario la partizione di 1mA tra R2 e Q1. Prendiamo ad esempio $I_{R2} = I_{C1} = 0.5mA$.

La seconda specifica è la corrente di riposo nel moltiplicatore: nel caso dei diodi, avevamo trovato che tale corrente valeva 2.83mA, per cui dobbiamo avere adesso che $I_{R2}^Q + I_{C1}^Q = 2.83mA$. Possiamo allora imporre che R2 sia sempre attraversata da 0.5mA così come accade quando Qn assorbe la massima corrente di base: ciò significa che, in condizioni di riposo, deve essere $I_{C1}^Q = 2.83mA - I_{R2}^Q = 2.33mA$. La tensione V_{BE1} necessaria per ottenere questa corrente è

$$V_{BE1}^Q = VT \ln \frac{I_{C1}^Q}{I_{S1}} = 0.65V$$

dove abbiamo supposto che I_{S1} sia pari alla corrente inversa di saturazione degli altri due transistor.

La tensione $V_{BE1}^Q = 0.65V$ è quella ai capi di R_2 , che deve essere attraversata da $0.5mA$, per cui

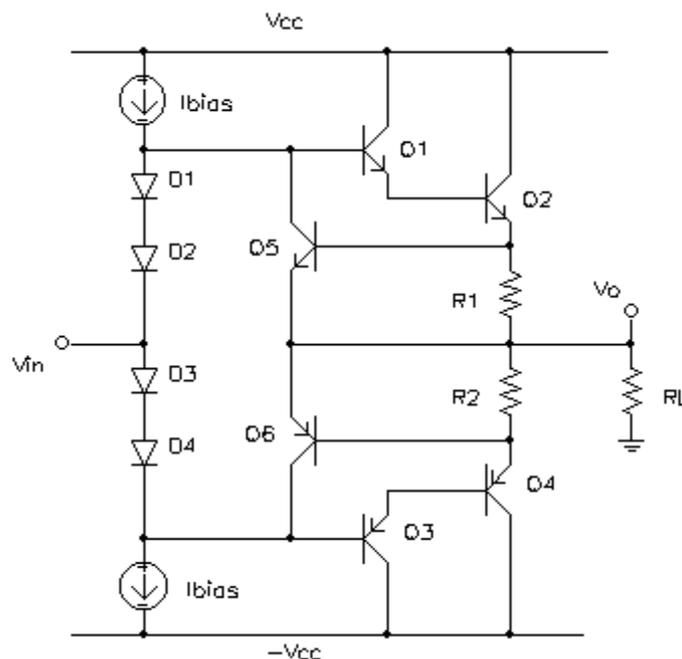
$$R_2 = \frac{V_{BE1}^Q}{I_{R2}} = \frac{0.65V}{0.5mA} = 1.3k\Omega$$

Resta da dimensionare R_1 e lo facciamo in modo da rispettare la specifica circa il valore di V_{BB} nel punto di riposo: nel caso dei diodi, era risultato $V_{BB}^Q = 1.26V$, per cui, dato che $V_{BB}^Q = (R_1 + R_2)I_{R2}^Q$, concludiamo che

$$R_1 = \frac{V_{BB}^Q - R_2 I_{R2}^Q}{I_{R2}^Q} = 1.22k\Omega$$

Esempio numerico sullo stadio di uscita in classe AB

Consideriamo lo stadio di uscita in classe AB riportato nella figura seguente:



Rispetto allo stadio considerato nell'esempio precedente, ci sono sostanzialmente tre differenze:

- in primo luogo, i “transistori di uscita” sono realizzati mediante delle configurazioni Darlington in tecnologia complementare (ossia considerando transistor npn e pnp uguali dal punto di vista tecnologico);

- in secondo luogo, al fine di portare alla soglia di accensione questi 4 transistor di uscita, servono adesso 4 diodi, in quanto è necessario garantire 4 tensioni V_{BE} ;
- infine, sono stati utilizzati i transistor Q5 e Q6 e le resistenze R1 ed R2 al fine di proteggere i transistor di uscita da correnti troppo alte (per esempio, per limitare i rischi di un cortocircuito del carico).

I dati a nostra disposizione sono i seguenti:

$$I_S = 10^{-14} \text{A} - \beta_1 = 50 - \beta_2 = 20$$

Vogliamo dimensionare i valori di I_{bias} e di $R_1 (=R_2)$ in modo da rispettare due specifiche: in primo luogo, vogliamo che la corrente a riposo nei transistor di uscita Q2 e Q4 sia $I_Q = 10 \text{mA}$; in secondo luogo, vogliamo che la corrente massima nel carico non superi il valore $I_{L,max} = 1 \text{A}$.

Cominciamo dalla prima specifica, che prevede, in pratica, lo studio del circuito al fine di determinarne il punto di lavoro. Se applichiamo la LKT, possiamo scrivere che

$$V_{D1} + V_{D2} = V_{BE1} + V_{BE2} + V_{R1}$$

In condizioni di riposo, la corrente che scorre in R1, essendo Q5 spento, è la corrente di emettitore di Q2, approssimativamente pari a quella di collettore dello stesso transistor:

$$V_{D1}^Q + V_{D2}^Q = V_{BE1}^Q + V_{BE2}^Q + R_1 I_{C2}^Q$$

Usando l'equazione del diodo ideale, possiamo esprimere le tensioni ai capi dei due diodi:

$$V_T \ln \frac{I_{D1}^Q}{I_S} + V_T \ln \frac{I_{D2}^Q}{I_S} = V_{BE1}^Q + V_{BE2}^Q + R_1 I_{C2}^Q$$

La corrente che scorre nei due diodi è la corrente I_{bias} diminuita della corrente di base di Q1 (si suppone sempre Q5 spento), per cui

$$2V_T \ln \frac{I_{bias} - I_{B1}^Q}{I_S} = V_{BE1}^Q + V_{BE2}^Q + R_1 I_{C2}^Q$$

A questo punto, la specifica da rispettare è che risulti $I_{C2}^Q = I_Q = 10 \text{mA}$: considerando allora che $I_{C2}^Q = \beta_2 I_{B2}^Q = \beta_2 I_{E1}^Q \cong \beta_2 \beta_1 I_{B1}^Q$, deduciamo che deve anche risultare

$$I_{B1}^Q = \frac{I_{C2}^Q}{\beta_2 \beta_1} = \frac{I_Q}{\beta_2 \beta_1}$$

per cui possiamo riscrivere l'equazione di prima nella forma

$$2V_T \ln \frac{I_{\text{bias}} - \frac{I_Q}{\beta_2 \beta_1}}{I_S} = V_{\text{BE1}}^Q + V_{\text{BE2}}^Q + R_1 I_Q$$

In questa equazione, compaiono come incognite sia I_{bias} sia R_1 . Tuttavia, sapendo che la R_1 va comunque dimensionata in modo che Q5 non sia acceso in condizioni di riposo, possiamo fare l'approssimazione che la caduta di tensione $R_1 I_Q$ sia trascurabile rispetto alla somma delle due V_{BE} . Sotto questa ipotesi, che in seguito potremo correggere, l'equazione presenta come unica incognita la I_{bias} , che quindi può essere calcolata:

$$I_{\text{bias}} \cong I_S e^{\frac{V_{\text{BE1}}^Q + V_{\text{BE2}}^Q}{2V_T}} + \frac{I_Q}{\beta_2 \beta_1} = 2.4 \text{mA}$$

Passiamo adesso alla seconda specifica: dobbiamo imporre che nel carico non scorra mai una corrente superiore a $I_{L,\text{max}}=1\text{A}$. Dobbiamo allora capire quando il carico si trova ad assorbire la corrente massima: dato che $I_L = V_o / R_L$, è ovvio che I_L è massima quando la tensione di uscita è massima; questo accade quando la tensione di ingresso è massima. Vediamo allora cosa succede al circuito quando la tensione in ingresso assume il valore massimo; ci possiamo ovviamente concentrare solo sulla parte superiore del circuito (in quanto quella inferiore ha un comportamento perfettamente simmetrico durante la semionda negativa della tensione di ingresso): se $V_i = V_{i,\text{max}}$, la condizione limite è quella in cui i diodi D1 e D2 sono spenti, per cui tutta la corrente I_{bias} fluisce verso la base di Q1 ed il collettore di Q5; in queste condizioni, possiamo dunque scrivere che

$$I_{\text{bias}} = I_{\text{B1}} + I_{\text{C5}} = \frac{I_{\text{C1}}}{\beta_1} + I_{\text{C5}}$$

D'altra parte, applicando la LKC abbiamo anche che

$$I_L = I_{\text{C2}} - I_{\text{B5}} + I_{\text{E5}} \cong I_{\text{C2}} + I_{\text{E5}}$$

Anche se Q5 è acceso, la sua corrente di emettitore è senz'altro trascurabile rispetto a quella di collettore di Q2, per cui possiamo scrivere che

$$I_L \cong I_{\text{C2}} = \beta_2 I_{\text{B2}} = \beta_2 I_{\text{C1}}$$

Esplicitando la I_{C1} e sostituendo nell'espressione della I_{bias} , abbiamo che

$$I_{\text{bias}} = I_{\text{B1}} + I_{\text{C5}} = \frac{I_L}{\beta_1 \beta_2} + I_{\text{C5}}$$

Se adesso imponiamo che la corrente assorbita dal carico sia $I_{L,\text{max}}=1\text{A}$, possiamo ricavare, da questa equazione, la corrente di collettore di Q5:

$$I_{\text{C5}} = I_{\text{bias}} - \frac{I_{L,\text{max}}}{\beta_1 \beta_2} = 1 \text{mA}$$

A questo punto, dobbiamo semplicemente dimensionare la resistenza R_1 in modo che la caduta di tensione ai suoi capi, che corrisponde a V_{BE5} , sia tale che $I_{C5}=1\text{mA}$. In questo modo, siamo certi che ogni eventuale aumento di corrente venga interamente "assorbito" da Q5:

$$I_{C5} = I_S e^{\frac{V_{BE5}}{V_T}} = I_S e^{\frac{R_1 I_{C2}}{V_T}} = I_S e^{\frac{R_1 I_{L,max}}{V_T}} \longrightarrow R_1 = \frac{V_T}{I_{L,max}} \ln \frac{I_{C5}}{I_S} = 0.64\Omega$$

Adesso l'esercizio è concluso, ma possiamo perfezionarlo nel modo seguente: quando abbiamo dimensionato I_{bias} in modo da rispettare la specifica sulla corrente di riposo in Q2 e Q4, abbiamo trascurato la caduta di tensione $R_1 I_Q$ rispetto alla somma delle V_{BE} di Q1 e Q2. Adesso che abbiamo calcolato la R_1 , possiamo calcolare la suddetta caduta, in modo da evidenziare la liceità di quella approssimazione: la caduta di R_1 vale infatti 6.4mV ed è sicuramente trascurabile rispetto al termine $2V_{BE}=1.3\text{V}$.

Autore: Sandro Petrizzelli
e-mail: sandry@iol.it
sito personale: <http://users.iol.it/sandry>