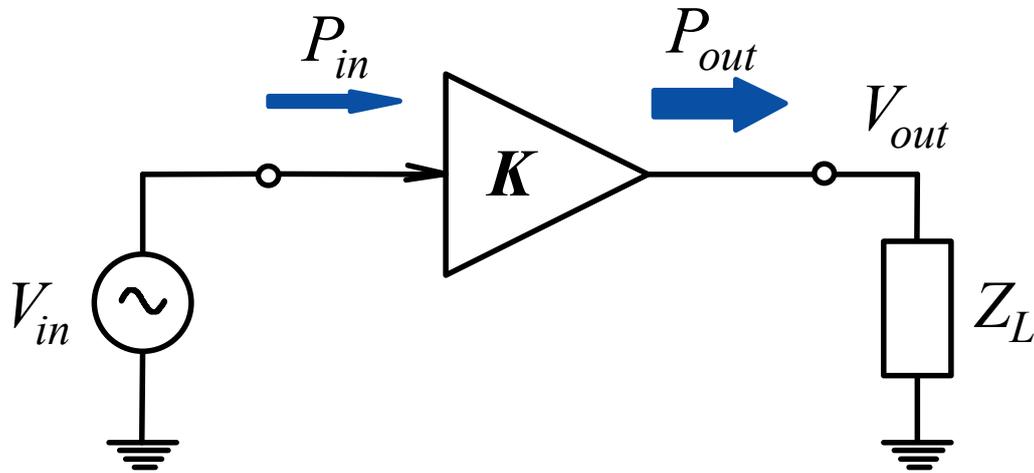




## **Parte III**

# **Amplificatori per grandi segnali**

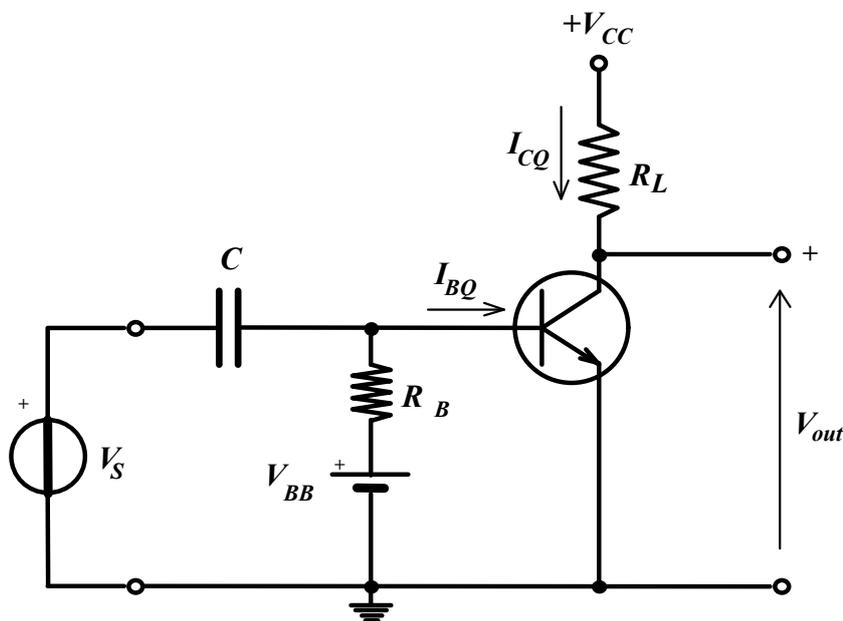
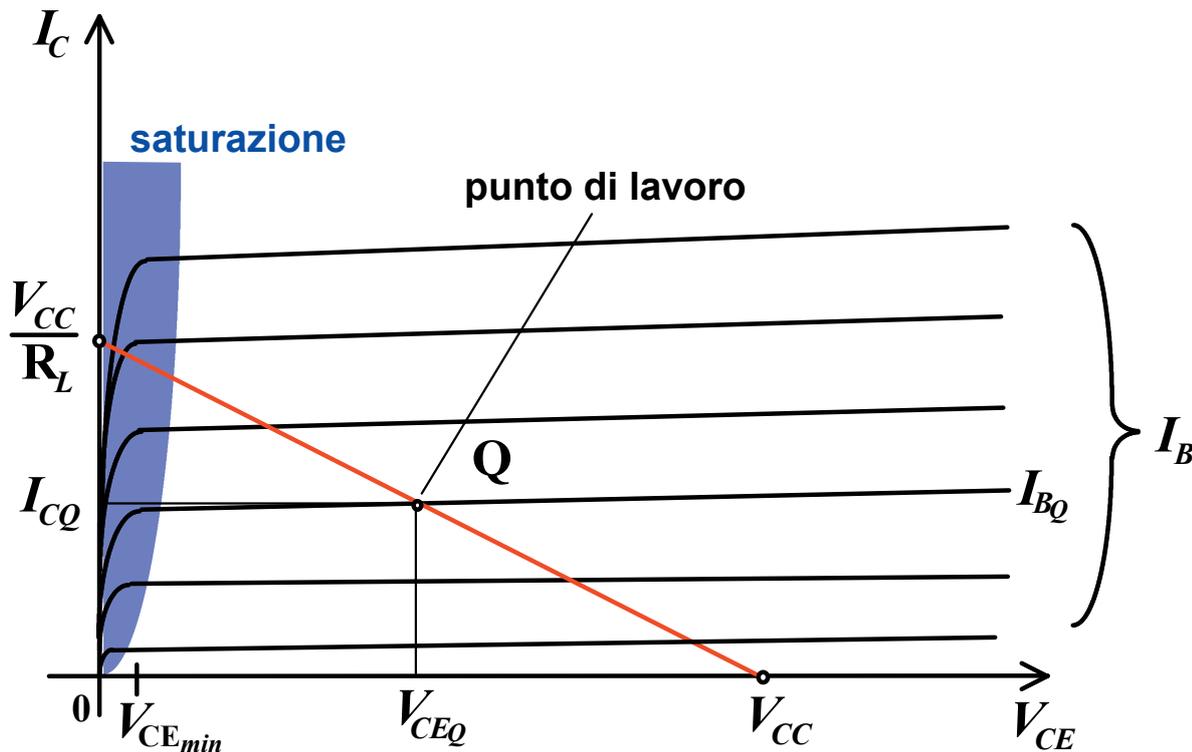
## AMPLIFICATORI PER GRANDI SEGNALI

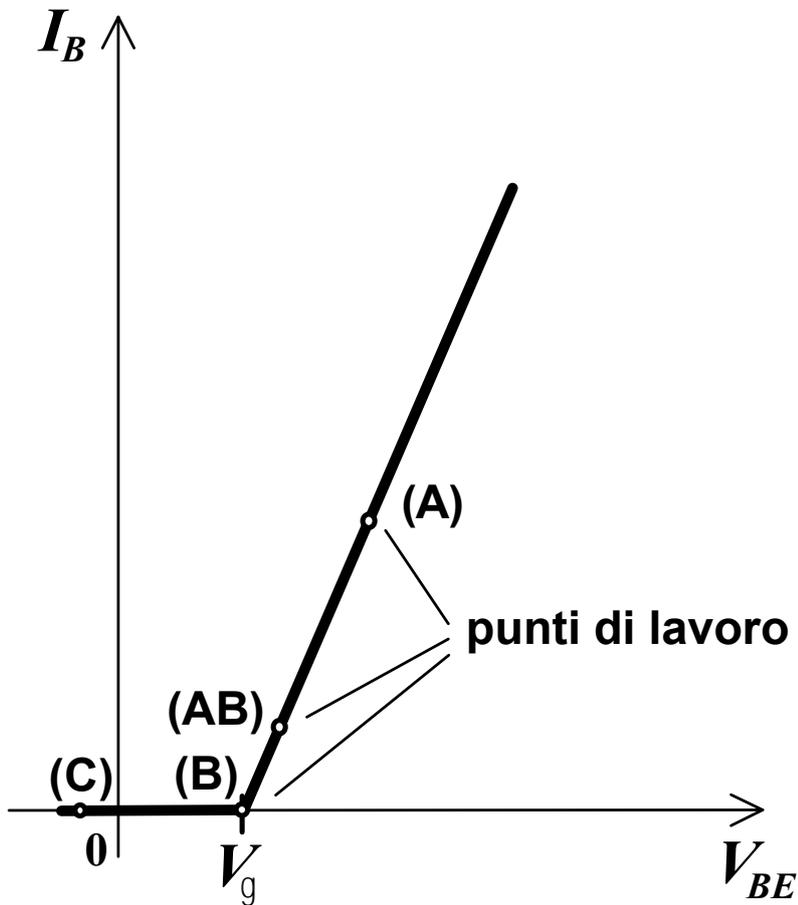
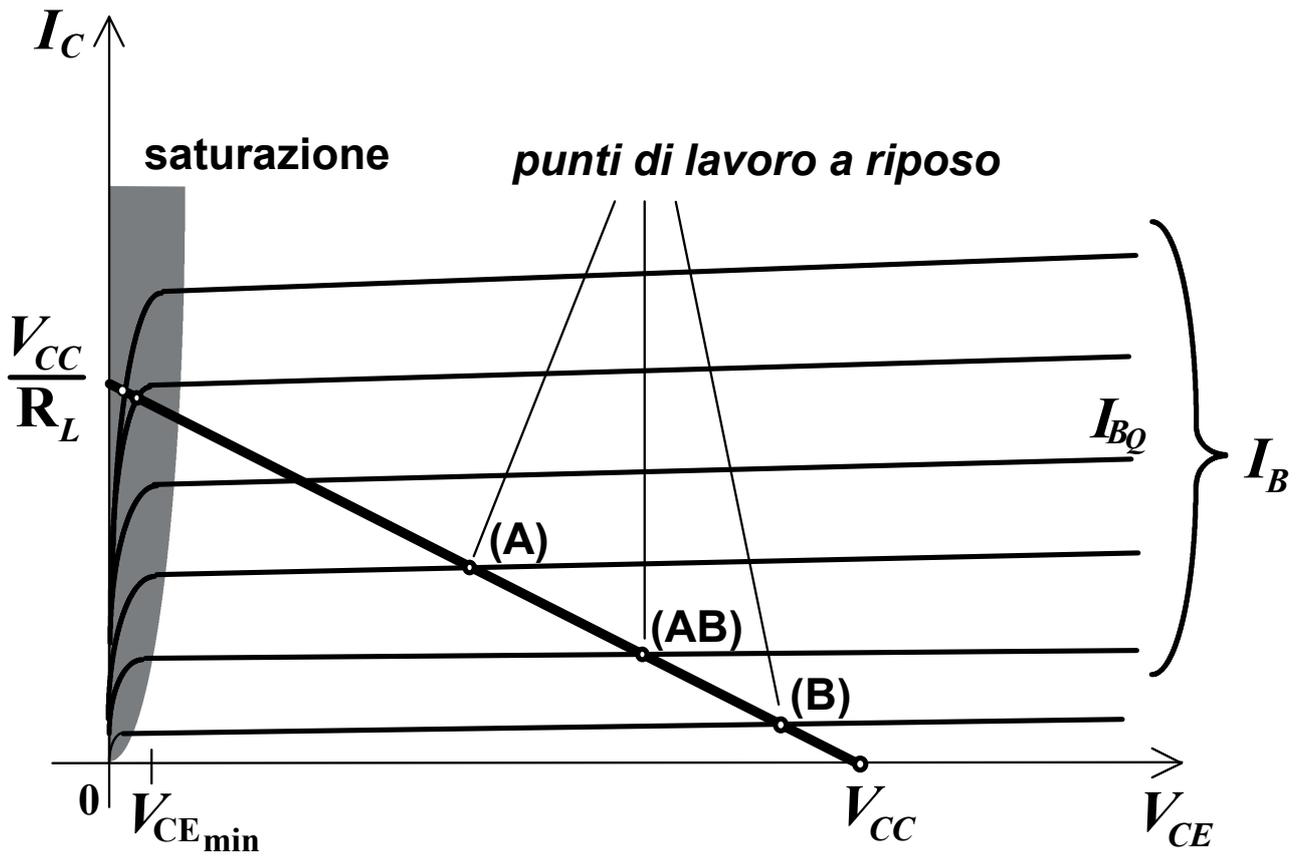


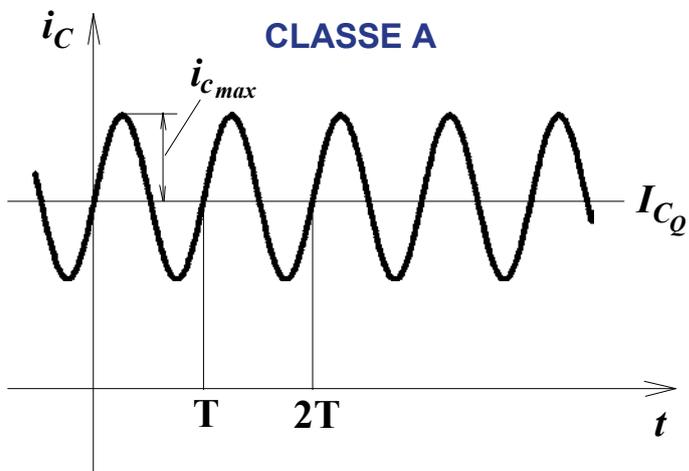
- Per lo studio del funzionamento di un amplificatore per grandi segnali non si usano dei modelli equivalenti bensì si ragiona esclusivamente in termini di escursione del punto di lavoro sulle caratteristiche del/dei dispositivo/i di potenza utilizzati.
- Per generare segnali di elevato valore in tensione e corrente sul carico vengono utilizzati dispositivi amplificatori di potenza sia unipolari (MOSFET) che bipolari (BJT) a seconda delle applicazioni e delle potenze in gioco.
- Le considerazioni che faremo serviranno per valutare la potenza che un amplificatore può fornire ad un determinato *carico*, per valutare qualitativamente la distorsione che esso introduce ed il rendimento che rappresenta una cifra di merito per questi circuiti.

## Classi di funzionamento

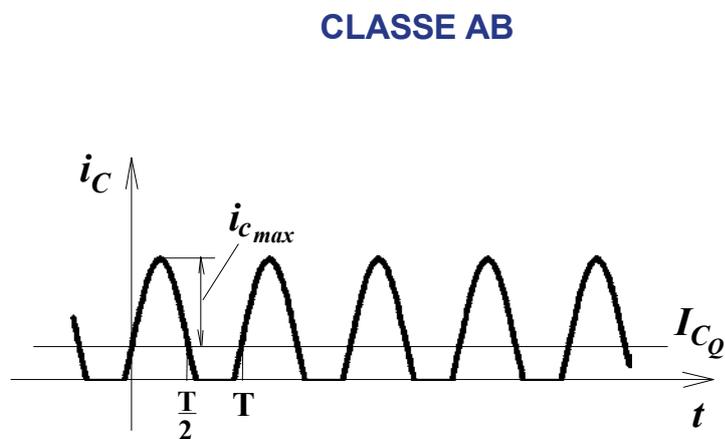
In base all'escursione del punto di lavoro sulla retta di carico del dispositivo attivo scelto si possono definire le cosiddette *classi di funzionamento* degli amplificatori per grandi segnali. Poiché il transistor deve funzionare *a grandi segnali* bisogna considerare che il punto di lavoro può muoversi sulla retta di carico in una zona che va dall'interdizione fino alla saturazione spinta del dispositivo:



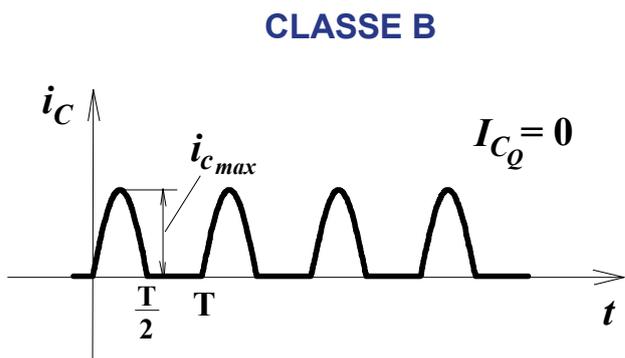




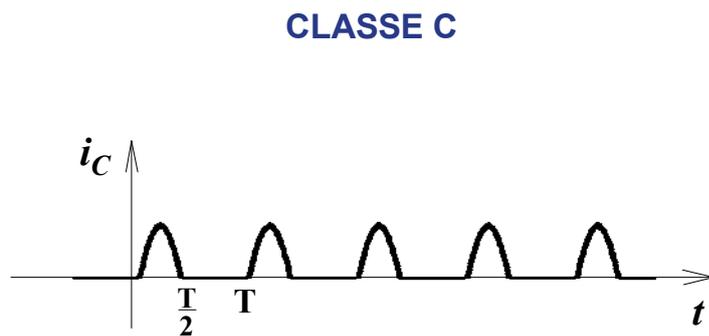
Angolo di conduzione  $360^\circ$



Angolo di conduzione  $180^\circ < \dots < 360^\circ$

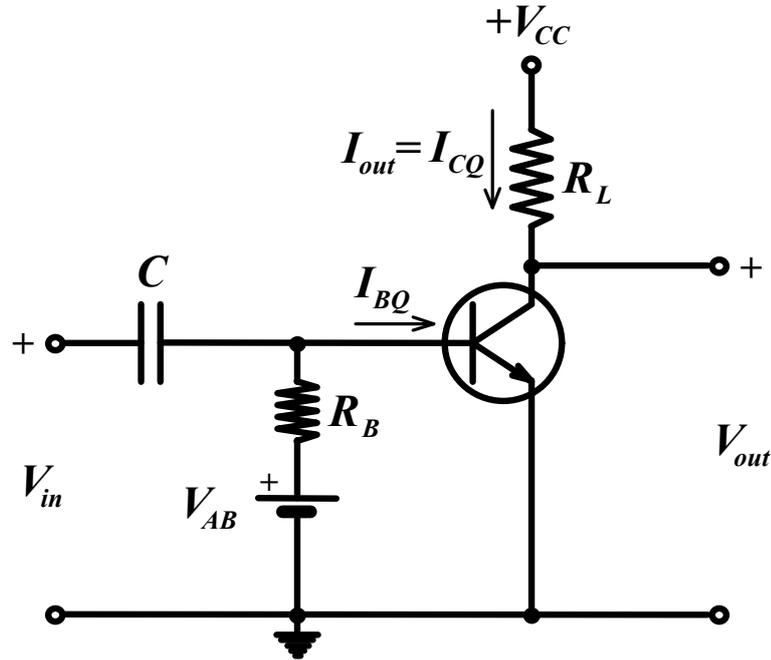


Angolo di conduzione  $180^\circ$



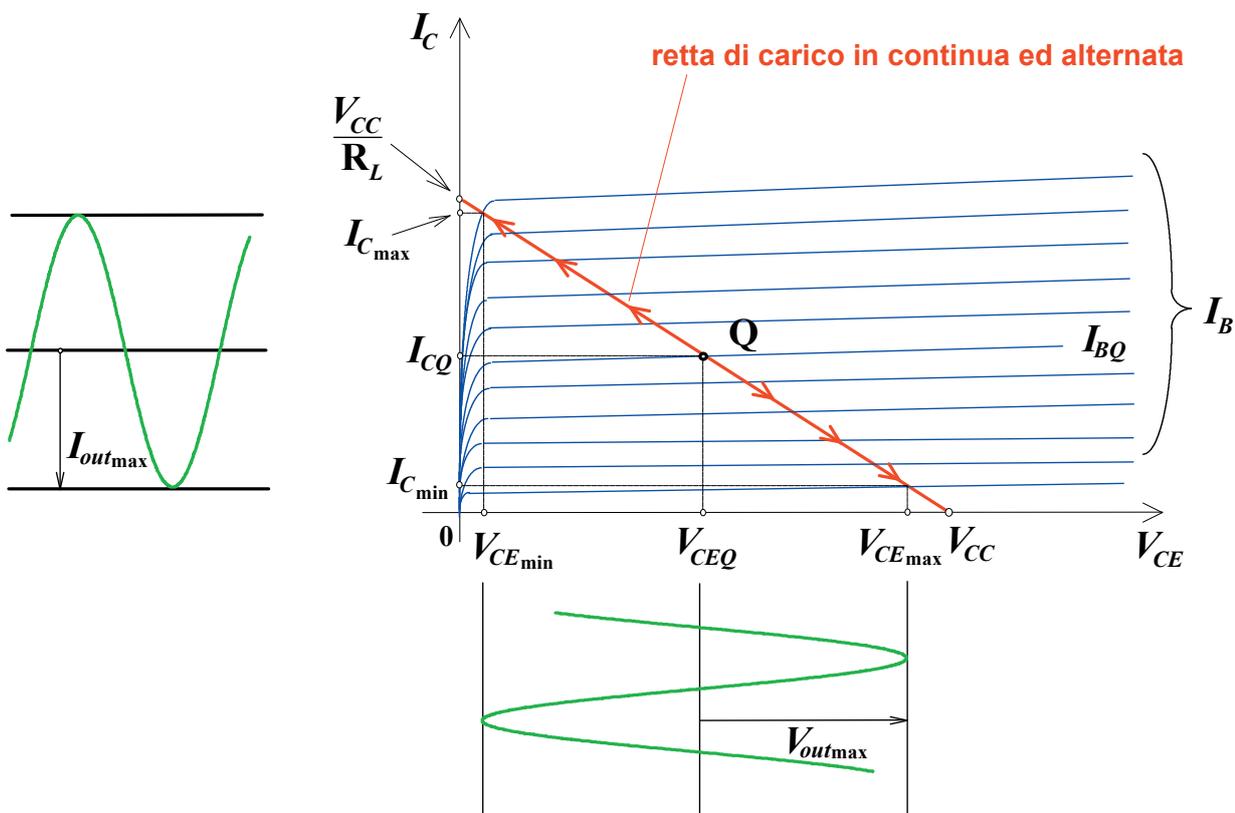
Angolo di conduzione  $< 180^\circ$

## Amplificatore in classe A ad accoppiamento diretto



$$I_{CQ} = \frac{I_{C_{\min}} + I_{C_{\max}}}{2} \Rightarrow I_{out_{\max}} = |I_{C_{\max}} - I_{CQ}| = |I_{CQ} - I_{C_{\min}}|$$

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CE_{\min}} + V_{CE_{\max}}}{2} \Rightarrow V_{out_{\max}} = |V_{CE_{\max}} - V_{CEQ}| = |V_{CQ} - V_{CE_{\min}}|$$



## Rendimento dell'amplificatore in classe A ad accoppiamento diretto

Il rendimento è dato dal rapporto tra la potenza massima del segnale alternato in uscita  $P_{out_{max}}$  e la potenza assorbita dall'alimentatore in continua  $P_{CC}$ , ovvero:

$$\eta_{max} = \frac{P_{out_{max}}}{P_{CC}}$$

Nel caso dell'amplificatore in classe A ad accoppiamento diretto la potenza assorbita dal carico è composta da un termine relativo alla *potenza in continua* (polarizzazione) ed uno relativo alla *potenza utile di segnale* (dovuta al segnale di ingresso amplificato). La potenza media assorbita dall'alimentatore  $P_{CC}$  vale:

$$P_{CC} = \bar{p}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} I_C(t) dt = \frac{V_{CC}}{T} \int_0^T (I_{CQ} + I_{C_{max}} \sin \omega t) dt = V_{CC} I_{CQ}$$

Il massimo rendimento sarà dato da :

$$\eta_{max} = \frac{(V_{out_{eff}} \cdot I_{out_{eff}})_{max}}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{CE_{max}} - V_{CE_{min}}}{2} \right) \left( \frac{I_{C_{max}} - I_{C_{min}}}{2} \right) \frac{1}{V_{CC} I_{CQ}}$$

Viste le ipotesi precedenti il massimo rendimento teorico per la classe A vale:

$$\eta_{max} \cong \frac{2 V_{CC} I_{CQ}}{8 V_{CC} I_{CQ}} = \frac{1}{4} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\eta_{max} (\%) = 25\%}$$

**rendimento teorico del 25%**

**<=>**

**dissipazione del 75% della potenza fornita dall'alimentatore**

## Calcolo della potenza massima sul carico

Fatta l'ipotesi di eccitazione sinusoidale:  $P_{out} = V_{CE\,eff} I_{C\,eff} = \frac{V_{out\,max} I_{out\,max}}{2}$ ,  
ricordando come sono state definite la  $I_{out\,max}$  e la  $V_{out\,max}$  si trova:

$$P_{out} = \frac{1}{2} \frac{|V_{CE\,max} - V_{CE\,min}|}{2} \frac{|I_{C\,max} - I_{C\,min}|}{2}$$

Nel caso ideale:  $\begin{cases} I_{C\,min} \cong 0 \\ V_{CE\,min} \cong 0 \end{cases} \quad \begin{cases} I_{C\,max} \cong \frac{V_{CC}}{R_L} \\ V_{CE\,max} \cong V_{CC} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad P_{out\,max} \cong \frac{V_{CC}^2}{8 R_L}$

## Potenza dissipata dal BJT ( $P_{D\,BJT}$ )

1) In condizioni di riposo risulta:

$$P_{D\,BJT(DC)} = V_{CEQ} I_{CQ} \cong \frac{V_{CC}^2}{4 R_L} \quad P_{R_L(DC)} = V_{CEQ} I_{CQ} \cong \frac{V_{CC}^2}{4 R_L}$$

(sia il carico che il BJT sono polarizzati a metà tensione di alimentazione, quindi assorbono la stessa potenza). La potenza fornita dall'alimentatore deve essere pari alla somma delle potenze in conti-

nuo:  $P_{CC} = P_{D\,BJT(DC)} + P_{R_L(DC)} = V_{CC} I_{CQ} \cong \frac{V_{CC}^2}{2 R_L}$

2) In presenza di segnale, nelle condizioni di potenza massima sull'uscita ( $V_{out\,max} \cong \frac{V_{CC}}{2}$ ) la potenza dissipata dal BJT è data da

$$P_{D\,BJT} = \frac{V_{CEQ}}{\sqrt{2}} \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \cong \frac{V_{CC}^2}{8 R_L} < P_{D\,BJT(DC)} \quad \text{dove } \frac{V_{CEQ}}{\sqrt{2}} \text{ e } \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \text{ sono i valori effi-}$$

caci di tensione e corrente sinusoidale in uscita. Questa potenza è esattamente pari alla potenza che si aveva a riposo. In queste stesse condizioni di funzionamento la potenza di segnale sulla resistenza di cari-

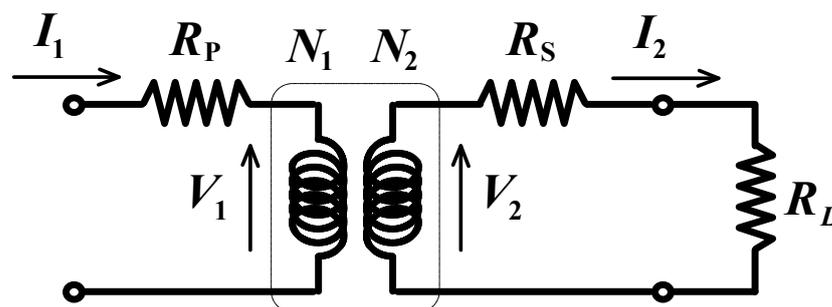
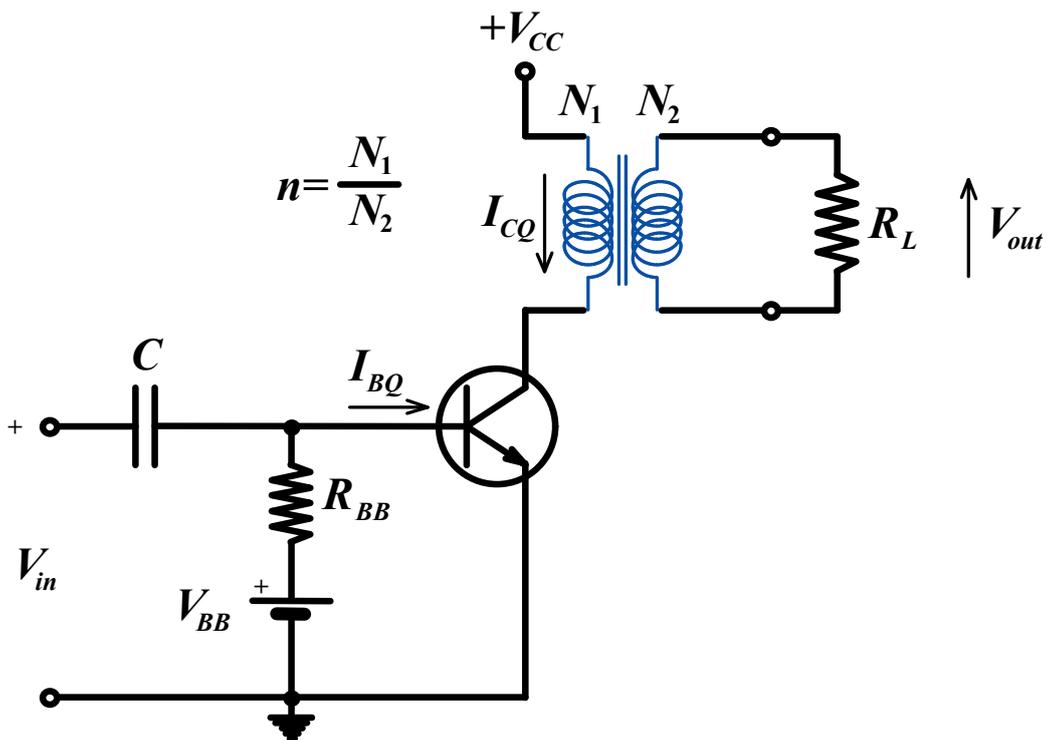
co vale  $P_{R_L(\text{segnale})} = \frac{V_{CC}^2}{8 R_L}$ .

Potenza assorbita dall'alimentatore ( $P_{CC}$ )

In generale si potrà scrivere una relazione del tipo ( $P_{D_{BJT}}$  = potenza dissipata dal BJT):

$$P_{CC} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = P_{D_{BJT}} + P_{R_L (segnale)} + P_{R_L (DC)} = \text{COSTANTE}$$

*Amplificatore in classe A accoppiato a trasformatore in uscita*



TRASF. IDEALE

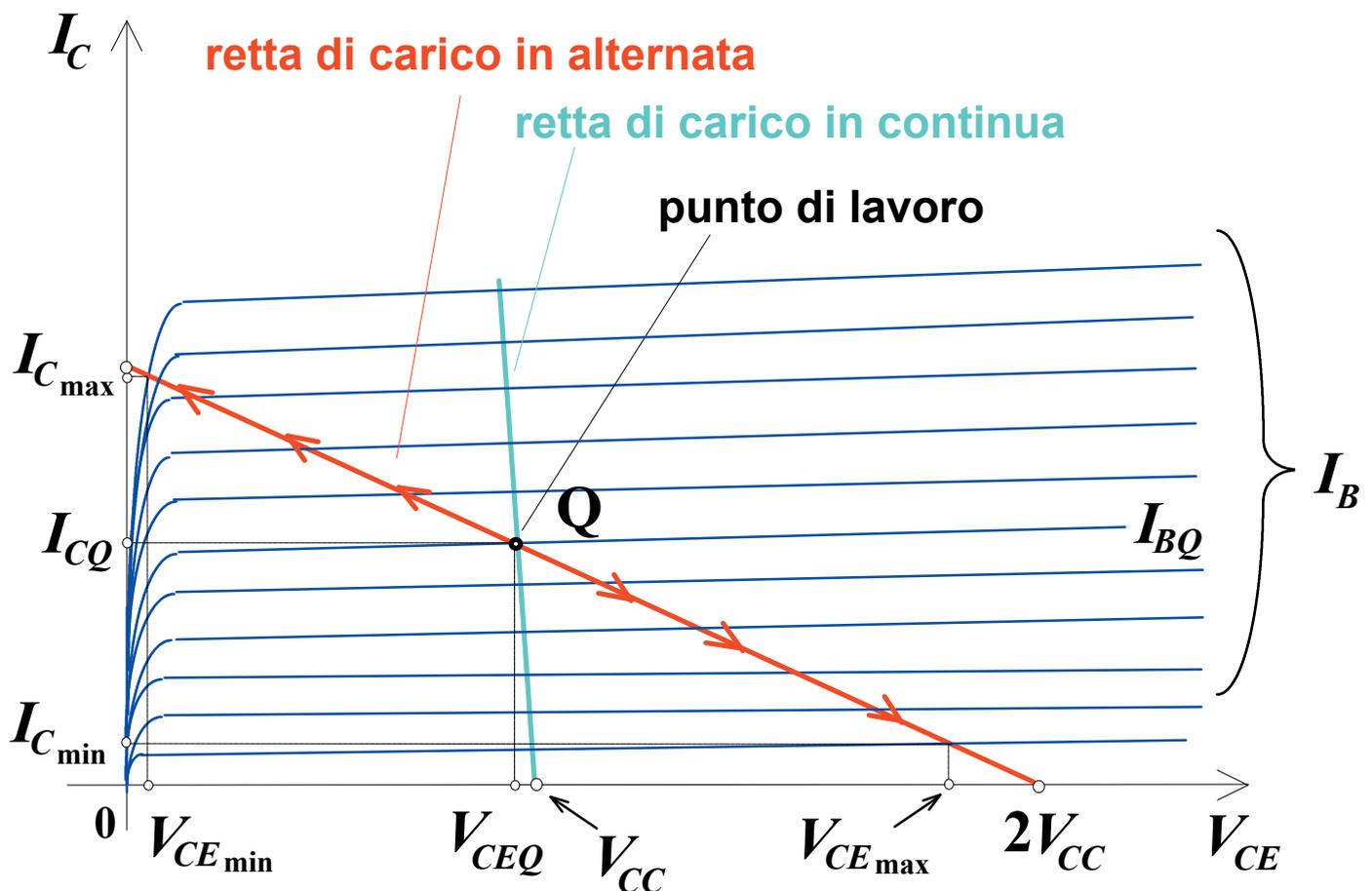
L'effetto del trasformatore è quello di trasformare la resistenza di carico  $R_L$  in una resistenza al primario  $R'_L$ . Chiamato  $n$  il rapporto spire del trasformatore si può analizzare una versione semplificata dello schema circuitale che comprende un trasformatore ideale e le resistenze ohmiche degli avvolgimenti primario e secondario ( $R_P$  ed  $R_S$  rispettivamente). Le equazioni costitutive per la tensione e per la corrente nel trasformatore si scrivono:

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} V_2 = nV_2 \qquad I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{I_2}{n}$$

La resistenza vista ai morsetti del secondario del trasformatore ideale vale  $R''_L = \frac{V_2}{I_2} = R_S + R_L$ .

Mettendo a sistema queste ultime relazioni si trova  $R'_L$  vista al primario del trasformatore:

$$R'_L = R_P + \frac{V_1}{I_1} = R_P + n^2 \frac{V_2}{I_2} = R_P + n^2 (R_S + R_L)$$



## Rendimento dell'amplificatore in classe A ad accoppiamento a trasformatore

Il rendimento massimo è dato da  $\eta_{\max} = \frac{P_{out_{\max}}}{P_{CC}}$

Calcoliamo la potenza di uscita al primario. La potenza massima di segnale in ingresso al primario del trasformatore di uscita sarà data da:

$$P'_{out} = V_{out_{eff}} I_{C_{eff}} = \frac{V_{CE_{\max}} - V_{CE_{\min}}}{2\sqrt{2}} \frac{I_{C_{\max}} - I_{C_{\min}}}{2\sqrt{2}}$$

Supponendo il rendimento del trasformatore unitario ( $R_p = R_s = 0$ ), risulta  $P_{out_{\max}} = P'_{out_{\max}}$ . Pensando di scegliere  $n$  e un punto di lavoro  $Q$

tali per cui risulti 
$$\begin{cases} V_{CE_{\max}} \cong 2V_{CC} \\ V_{CE_{\min}} \cong 0 \end{cases} \quad \begin{cases} I_{C_{\max}} \cong \frac{2V_{CC}}{R'_L} \\ I_{C_{\min}} \cong 0 \end{cases}$$

dove si è supposto che la  $I_{C_{\max}}$  sia data dalla corrente di cortocircuito calcolata con la resistenza di carico dinamica. Sotto queste ipotesi la

potenza in uscita vale  $P_{out_{\max}} = \frac{2V_{CC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{2V_{CC}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{R'_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L}$ . La potenza assor-

bita dall'alimentatore  $P_{CC}$  è data in ogni caso dal prodotto tra la tensione costante fornita dall'alimentatore e la corrente media  $I_{CQ}$  (che, come si è detto, è pari al punto medio tra il massimo ed il minimo valore dell'escursione di corrente che si può avere sulle caratteristiche di uscita), per cui:  $P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} = V_{CC} \frac{I_{C_{\max}} + I_{C_{\min}}}{2}$

In virtù delle approssimazioni introdotte precedentemente si ottiene quindi  $P_{CC} \cong V_{CC} \frac{2V_{CC}}{R'_L} \frac{1}{2} = \frac{V_{CC}^2}{R'_L}$ . Sfruttando le precedenti approssima-

zioni si ottiene un valore teorico del rendimento di questo tipo di amplificatore; facendo il rapporto tra le due potenze approssimate si ha:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{out_{\max}}}{P_{CC}} = \frac{1}{2} \Rightarrow \boxed{\eta_{\max}(\%) = 50\%}$$

## *Distorsione lineare o in frequenza*

Distorsione in frequenza è quella dovuta alla risposta in frequenza di un sistema che *pur essendo lineare* ha una risposta in frequenza *limitata*; considerata la tipica risposta in frequenza di un amplificatore, si può definire una frequenza di centro banda  $\omega_0$ , una di taglio inferiore a -3dB  $\omega_L$  e una di taglio superiore a -3dB  $\omega_H$ .

## *Distorsione non lineare*

Com'è noto le caratteristiche di uscita dei componenti attivi (BJT e MOS) *non sono* rette parallele, né sono equidistanti per incrementi costanti della grandezza di ingresso (ad esempio corrente di base per un BJT). Questa non linearità produce effetti trascurabili finché si rimane nell'ambito dei piccoli segnali.

Viceversa negli amplificatori di potenza, nei quali il punto di funzionamento compie ampie escursioni nel piano delle caratteristiche, viene sempre introdotta nel segnale di uscita una *distorsione* detta non lineare o più semplicemente non linearità.

Come stabilire se un amplificatore è un *buon amplificatore* oppure no?

- Per quanto riguarda la valutazione della *distorsione lineare o in frequenza* si possono dare delle indicazioni effettuando delle semplici misure di laboratorio; in particolare risulta importante trovare la *risposta in banda* dell'amplificatore, cioè calcolare la  $\omega_H$  e la  $\omega_L$ .
- Per quanto riguarda la *distorsione non lineare*, poiché la relazione tra ingresso ed uscita è non lineare, si deve fare una diversa valutazione della caratteristica di trasferimento per ricavare delle indicazioni di tipo qualitativo (coefficiente di distorsione).

## Coefficiente di distorsione di II armonica

Si consideri un amplificatore la cui caratteristica di trasferimento comprende sia il *termine lineare* che un *termine quadratico*; in questo caso si può definire un coefficiente di distorsione detto *coefficiente di distorsione di II armonica* che tiene conto dell'influenza sulla risposta del termine quadratico nella legge che lega l'uscita con l'ingresso.

Per valutare questo coefficiente supponiamo di applicare in base al BJT un segnale sinusoidale in corrente del tipo:

$$i_B = I_B \cos \omega t$$

La relazione che lega la corrente di uscita di segnale con la  $i_B$  si scrive:

$$i_C = G_1 i_B + G_2 i_B^2$$

dove per ipotesi  $G_1$  e  $G_2$  sono due coefficienti dovuti alle caratteristiche di uscita del dispositivo. In particolare, si può fare l'esatta associazione  $G_1 = h_{fe}$  (perché  $G_1$  lega la  $i_B$  alla  $i_C$  e nel caso dei piccoli segnali è proprio coincidente con  $h_{fe}$ ) mentre il termine di distorsione è, ovviamente,  $G_2 i_B^2$ . Sostituendo direttamente l'espressione di  $i_B$  nella precedente relazione si ottiene la relazione (trasformando il coseno con le formule trigonometriche):

$$\begin{aligned} i_C &= G_1 I_B \cos \omega t + G_2 I_B^2 \cos^2 \omega t = G_1 I_B \cos \omega t + G_2 I_B^2 \left( \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) = \\ &= \boxed{\frac{G_2 I_B^2}{2}} + G_1 I_B \cos \omega t + \boxed{\frac{G_2 I_B^2}{2} \cos 2\omega t} \end{aligned}$$

Il primo termine *costante* rappresenta la *componente continua*, il secondo la *componente di segnale* pari alla fondamentale (proporzionale al segnale sinusoidale in ingresso tramite il coefficiente  $G_1$ ) ed il *terzo la distorsione di II armonica* che ha frequenza esattamente pari al doppio della componente fondamentale.

Si può quindi ipotizzare una relazione generale per la corrente di collettore totale sull'uscita:

$$I_C = I_{CQ} + i_C = I_{CQ} + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t$$

dove la corrente  $I_{CQ}$  esprime il contributo in continua dovuto alla *polarizzazione del transistor*, mentre il termine  $B_0$  rappresenta una *componente continua* che potrebbe essere frutto di una eventuale distorsione.

È interessante vedere come sono definiti i coefficienti  $B_0$ ,  $B_1$  e  $B_2$  perché questi consentono di ricavare le espressioni dei coefficienti di distorsione. Confrontando l'espressione di  $I_C$  (funzione di  $B_0$ ,  $B_1$  e  $B_2$ ) con quella di  $i_C$  (funzione di  $G_1$  e  $G_2$ ) seguono immediatamente le seguenti analogie:

$$B_0 = \frac{G_2 I_B^2}{2}$$

$$B_1 = G_1 I_B$$

$$B_2 = B_0 = \frac{G_2 I_B^2}{2}$$

Dimensionalmente questi coefficienti sono delle *correnti* e i loro valori sono espressi in Ampère; essi rappresentano le *componenti "frequenziali"* che costituiscono il segnale di uscita.

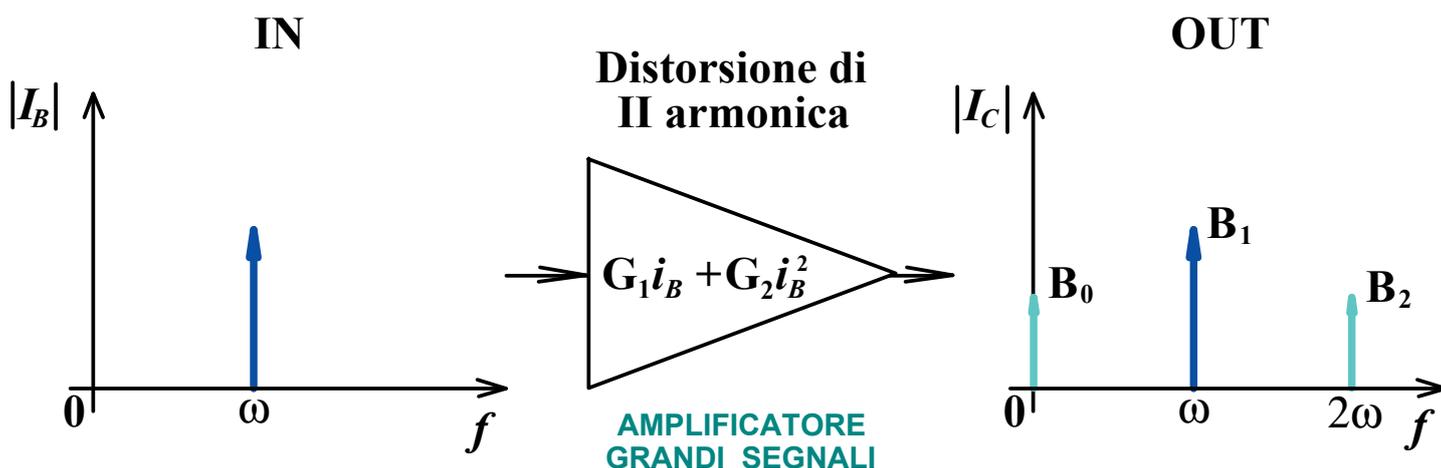
La distorsione si può stabilire mediante programmi di simulazione del circuito al calcolatore oppure con misure di laboratorio tramite un analizzatore di spettro.

## Esempio

Un semplice ma interessante esempio è quello riportato di seguito per la II armonica. Esso mostra come mandando in ingresso ad un amplificatore un segnale sinusoidale a frequenza fondamentale  $\omega$  si ottenga in uscita (ipotizzando una distorsione di II armonica) un segnale che ha tre componenti in frequenza ( $B_0$ ,  $B_1$  e  $B_2$ ).

Si osservi che si è disegnata  $B_1$  più grande delle altre perché è opportuno che sia la componente fondamentale quella predominante; quanto più  $B_1$  è maggiore rispetto a  $B_0$  e  $B_2$  tanto più il segnale di uscita si avvicinerà alla forma del segnale sinusoidale di partenza.

Inoltre risulta evidente che una distorsione di questo tipo provoca un allargamento di banda; laddove il segnale in ingresso aveva banda nulla (era composto da una sola componente in frequenza) il segnale in uscita presenta un totale di tre componenti due delle quali a frequenze differenti da quella della componente fondamentale.



Si definisce coefficiente di distorsione di II armonica il rapporto

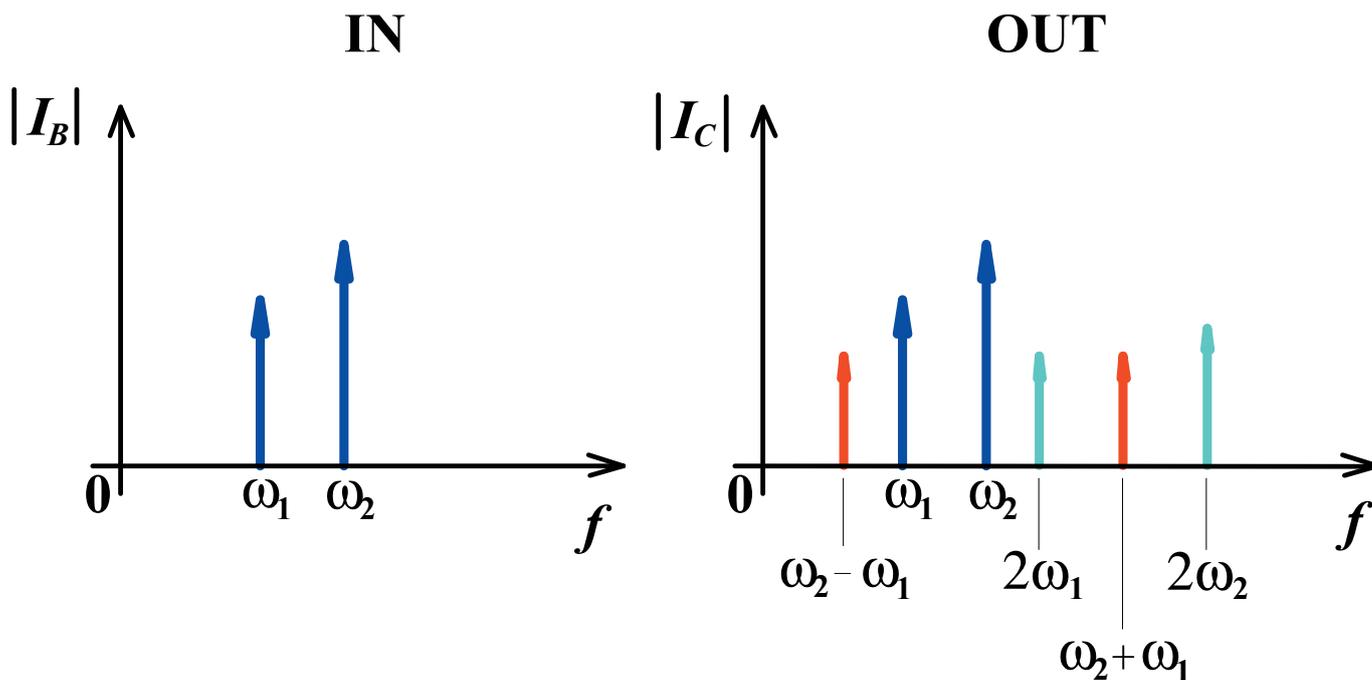
$$D_2 = \left| \frac{B_2}{B_1} \right|$$

## Distorsione di intermodulazione

Tutte le volte che si deve amplificare un segnale reale, poiché questo è composto da un insieme di frequenze entro una certa banda, l'amplificatore si trova a dover amplificare *contemporaneamente* segnali il cui contenuto frequenziale è certamente più esteso di quello che compete ad un'unica frequenza. Nel caso semplice in cui la corrente  $i_B$  è data da due componenti in frequenza (ovvero  $i_B = I_{B_1} \cos \omega_1 t + I_{B_2} \cos \omega_2 t$ ) e se si ipotizza per tale segnale una *distorsione di tipo parabolico*, si vede che nello sviluppo del termine quadratico *nascono due termini in corrente alle frequenze fondamentali ed anche, a causa del  $\cos^2$ , due componenti a frequenze che sono rispettivamente doppie di  $\omega_1$  e di  $\omega_2$* ; inoltre si ritrovano due componenti a frequenze ancora diverse risultanti dal prodotto incrociato di  $\omega_1$  ed  $\omega_2$ :

$$\begin{aligned} I_C &= I_{CQ} + G_1 I_B + G_2 I_B^2 = \\ &= I_{CQ} + B_0 + B_{11} \cos \omega_1 t + B_{12} \cos \omega_2 t + \\ &+ B_{21} \cos 2\omega_1 t + B_{22} \cos 2\omega_2 t + \\ &+ C_1 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + C_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \end{aligned}$$

Queste due ultime componenti sono dette *componenti di intermodulazione* e sono dovute al fatto che a causa della distorsione si ha anche un effetto per cui le frequenze che compongono il segnale stesso si intermodulano. Dal punto di vista grafico, se riportiamo lo spettro del segnale di ingresso in figura composto come da due frequenze  $\omega_1$  e  $\omega_2$  di ampiezza rispettivamente  $I_{B_1}$  e  $I_{B_2}$ , otteniamo in uscita uno spettro del tipo in figura dove le componenti desiderate sono quelle in blu mentre quelle risultato della distorsione sono quelle in celeste (a frequenza doppia) e rosso (componenti di intermodulazione). In generale, in presenza di distorsione queste componenti in frequenza danno luogo alla presenza di componenti di distorsione nella stessa banda del segnale (quindi ineliminabili), oltreché le componenti fuori banda.



### Distorsione armonica totale (T.H.D.)

Nell'analisi fin qui condotta si è considerata la distorsione dovuta solo ai termini di II armonica supponendo una eccitazione di tipo sinusoidale; la situazione reale è ben più complessa perché quasi certamente il sistema amplificatore avrà una relazione di tipo polinomiale di ordine  $n$  che lega la corrente di uscita a quella di ingresso:

$$i_C = G_1 i_B + G_2 i_B^2 + G_3 i_B^3 + \dots + G_n i_B^n$$

Questo tipo di distorsione creerà in uscita componenti di ordine  $n$ . Si potranno quindi definire i coefficienti di distorsione dell'armonica  $n$ -esima come:

$$D_n = \left| \frac{B_n}{B_1} \right|$$

Quindi il segnale in uscita ad un amplificatore con distorsione è formato da più componenti a frequenze diverse oltreché dalla componente fondamentale. In uscita si avrà una potenza dovuta a quest'ultima componente che si può esprimere come:

$$P_1 = B_{1_{eff}}^2 R_L = \frac{B_1^2 R_L}{2}$$

Il coefficiente  $B_1$  rappresenta l'ampiezza massima della corrente alla frequenza fondamentale; analogamente, la potenza associata a ciascuna armonica successiva varrà:

$$P_n = B_{n_{eff}}^2 R_L = \frac{B_n^2 R_L}{2}$$

Evidentemente, questi contributi alla potenza di uscita non sono desiderati e non possono essere considerati come potenza utile di segnale.

La potenza totale del segnale di uscita che potrà essere distorto (ossia essere formato da un certo numero di armoniche) sarà data dalla somma di tutte le potenze alle varie frequenze, ovvero:

$$\begin{aligned} P_{TOT} &= P_1 + P_2 + \dots + P_n = \frac{R_L}{2} (B_1^2 + B_2^2 + \dots + B_n^2) = \\ &= \frac{B_1^2 R_L}{2} \left( 1 + \left| \frac{B_2}{B_1} \right|^2 + \dots + \left| \frac{B_n}{B_1} \right|^2 \right) = P_1 (1 + D_2^2 + \dots + D_n^2) \end{aligned}$$

Si definisce distorsione armonica totale e si indica generalmente con T.H.D. (Total Harmonic Distorsion) la radice quadrata della somma dei quadrati dei coefficienti di distorsione, ovvero la quantità (adimensionale)

$$D_{THD} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots + D_n^2}$$

Poiché risulta  $P_{TOT} = P_1 (1 + D_{THD}^2)$  si può quindi affermare che quanto più piccolo è il valore della T.H.D. tanto più la potenza totale è vicina alla potenza fondamentale  $P_1$ .

Negli amplificatori per alta fedeltà il valore della T.H.D. dipende dalla fedeltà del suono desiderata e tipicamente è compresa tra l'1% e lo 0,01% o meno.

## *Amplificatori a simmetria complementare in classe B*

Nelle configurazioni di amplificatori in classe B ed A-B classiche (push-pull e single-ended) vi è la necessità di effettuare un pilotaggio con due segnali in controfase affinché i due transistori lavorino in modo alternato; per ottenere due segnali sfasati di  $180^\circ$  si possono adottare due soluzioni:

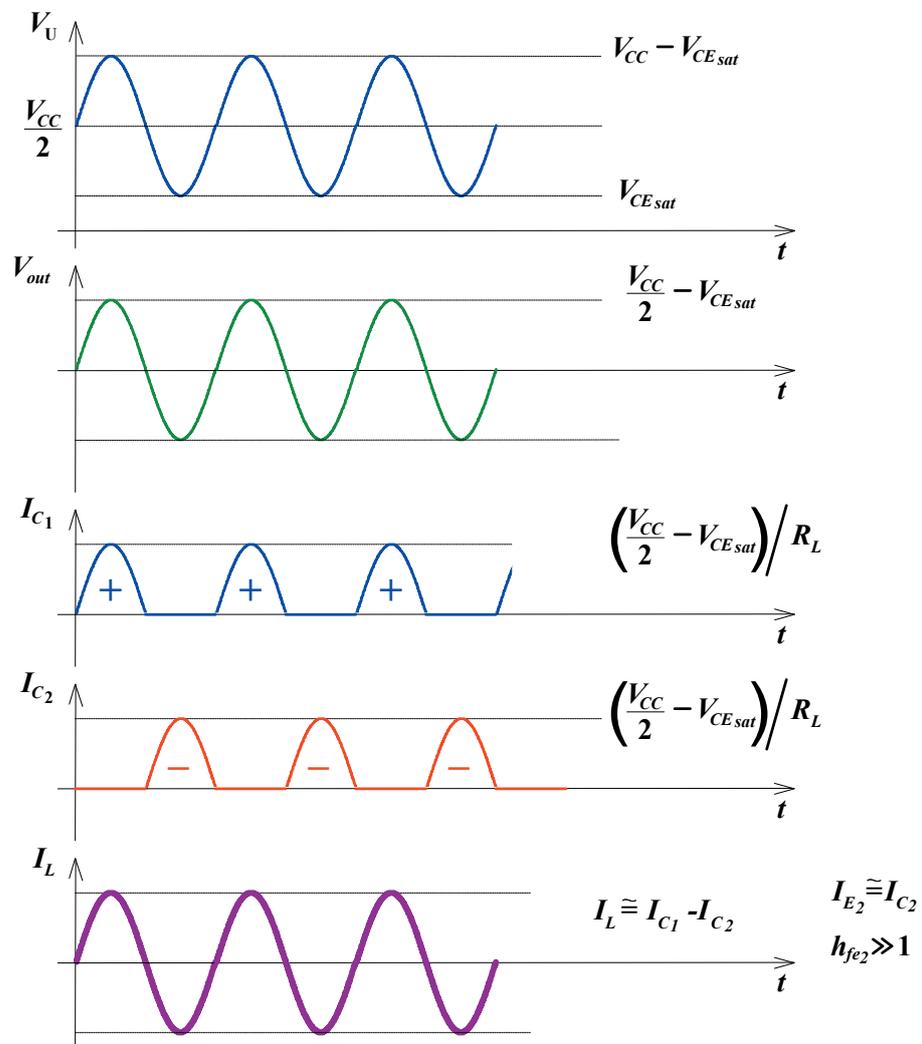
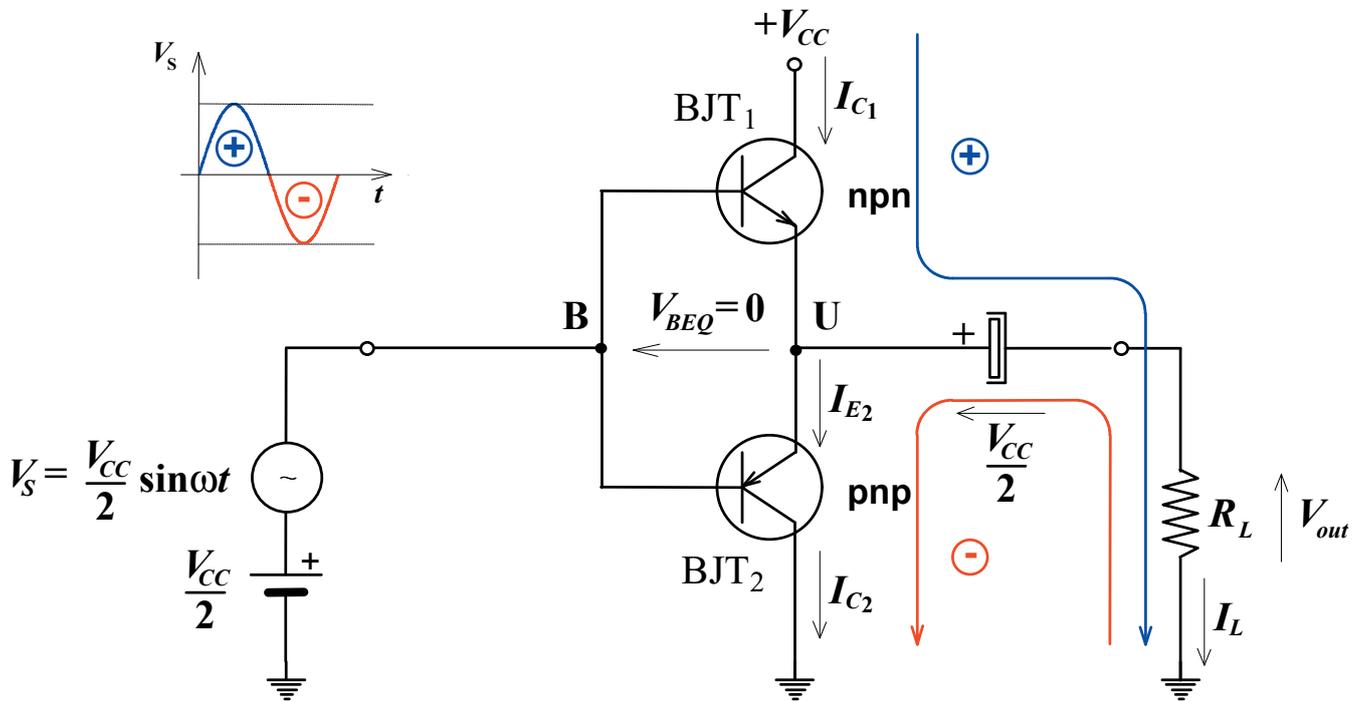
- un trasformatore in ingresso con presa centrale e avvolgimenti secondari sfasati di  $180^\circ$ ;
- utilizzare un circuito a doppio carico (phase-splitter). Quest'ultima soluzione è piuttosto onerosa dal punto di vista della complessità circuitale.

Nell'ottica di poter arrivare a progettare degli stadi amplificatori integrati si rende necessario semplificare il circuito introducendo configurazioni circuitali nelle quali lo stadio finale sia tale per cui i due dispositivi amplificatori, fornito loro un segnale sinusoidale, siano essi stessi ad eseguire la divisione di fase senza richiedere un apposito circuito che svolga questa funzione.

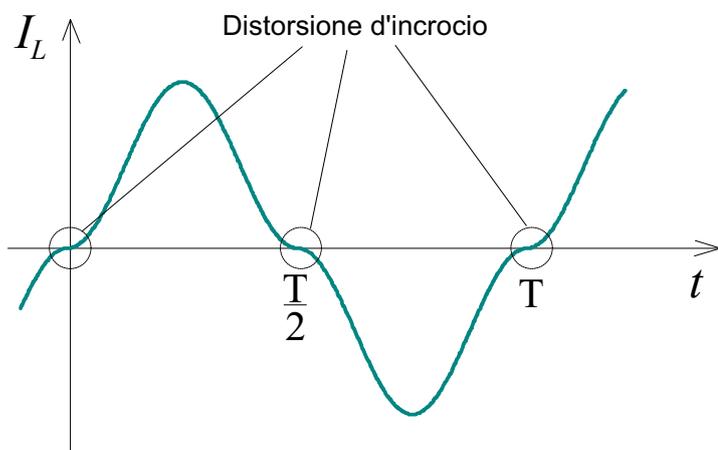
La soluzione più naturale in tal senso è quella di adottare delle configurazioni a *simmetria complementare*; queste utilizzano una *coppia di transistori* complementari, ovvero un transistor nnp ed uno pnp, che lavorano alternativamente al variare della  $V_{BE}$ .

### Schema push-pull (configurazione CC)

Un primo e semplice schema di principio è il seguente:



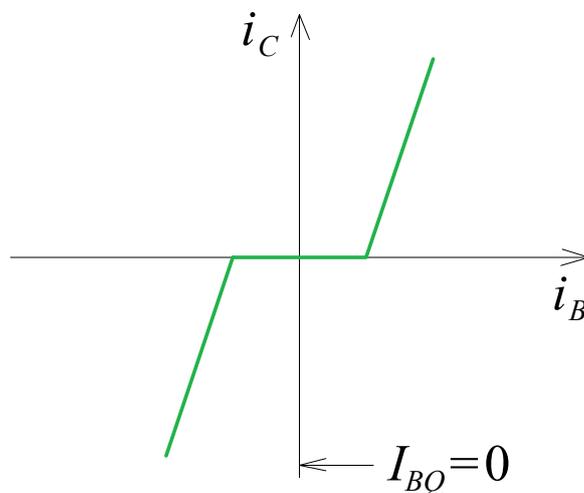
## Distorsione d'incrocio



Negli amplificatori in classe B le correnti di ingresso  $I_{B_1}$  e  $I_{B_2}$  e quelle di uscita  $I_{C_1}$  e  $I_{C_2}$  sono distorte a causa della polarizzazione del dispositivo all'interdizione; pertanto la corrente  $I_L = K(I_{C_1} - I_{C_2})$  ha una forma d'onda come in figura

I fianchi abbastanza smussati sono dovuti alla cosiddetta *distorsione d'incrocio*, ovvero della distorsione che risulta dal passaggio dal primo al secondo semiperiodo della forma d'onda di ingresso e viceversa.

Nel caso teorico di un amplificatore in classe B pura (cioè con  $V_{BEQ} = 0$ ) si avrebbe una caratteristica di trasferimento caratterizzata da due tensioni di soglia entro le quali non si ha conduzione dei due transistori. La classe B pura non viene quasi mai impiegata se si desidera contenere la distorsione. Si utilizza piuttosto la classe A-B che prevede una leggera polarizzazione; in questo modo si riduce molto la distorsione d'incrocio senza peggiorare il rendimento.



I due dispositivi di potenza devono essere il più possibile uguali affinché le caratteristiche di uscita siano le stesse; anche il trasformatore deve essere il più simmetrico possibile e, in generale, tutto il circuito di tipo push-pull deve mantenere una elevata simmetria. Per realizzare questa condizione è necessario utilizzare coppie di dispositivi che sono state selezionate dal costruttore in fase di produzione mediante una campionatura su ciascun lotto di fabbricazione in modo da garantire la minore dispersione delle caratteristiche.

### Rendimento dell'amplificatore in classe B a simmetria complementare

Per quanto concerne le caratteristiche di uscita si conclude subito che essendo l'ampiezza del segnale in tensione pari a  $\frac{V_{CC}}{2}$  (si trascura la

$V_{CE_{sat}}$ ) la potenza massima sul carico vale:  $P_{out_{max}} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$ . Il rendimento si

calcola considerando che  $\eta_B = \frac{P_{out}}{P_{CC}}$  dove:

$$P_{out} = I_{C_{eff}} V_{P_{eff}} = I_{C_{eff}} V_{CE_{eff}} = \frac{I_{C_{max}} V_{CE_{max}}}{2} \quad e$$

$$P_{CC} = 2V_{CC} \overline{I_C} = \frac{2}{\pi} I_{C_{max}} V_{CC}$$

per cui  $\eta_B = \frac{P_{out}}{P_{CC}} = \frac{I_{C_{1,max}} V_{CE_{max}}}{2} \frac{\pi}{2 I_{C_{1,max}} V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CE_{max}}}{V_{CC}}$ . Se si ipotizza

$V_{CE_{max}} = V_{CC}$  si ha

$$\eta_{B_{max}} = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

### Potenza dissipata dai BJT in classe B

- Un amplificatore in classe B non assorbe corrente in condizioni di riposo.
- Si può mostrare che negli amplificatori in classe B la condizione di dissipazione massima sui transistori non si ha in presenza di massimo segnale applicato bensì per un valore di segnale sull'uscita inferiore a quello massimo possibile. La potenza media dissipata da entrambi i BJT (differenza tra la potenza assorbita dall'alimentatore e quella di uscita)

vale, ipotizzando che valga l'approssimazione  $I_{C_{max}} \cong \frac{V_{CE_{max}}}{R'_L}$ :

L'escursione della  $V_{CE}$  sarà compresa tra 0 e  $V_{CE_{max}}$ . Quindi si può dire che la potenza dissipata dal BJT è una funzione della  $V_{CE}$  del tipo

$$P_{D_{TOT\ BJT}} = f(V_{CE}) = f(V_{out}) = \frac{1}{R'_L} \left[ \frac{2V_{CC}}{\pi} V_{CE} - \frac{V_{CE}^2}{2} \right].$$

Trattandosi di una equazione di II grado, derivando rispetto a  $V_{CE}$  si ottiene il valore massimo

$$\frac{dP_{D_{TOT\ BJT}}}{dV_{CE}} = \frac{1}{R'_L} \left( \frac{2V_{CC}}{\pi} - V_{CE} \right).$$

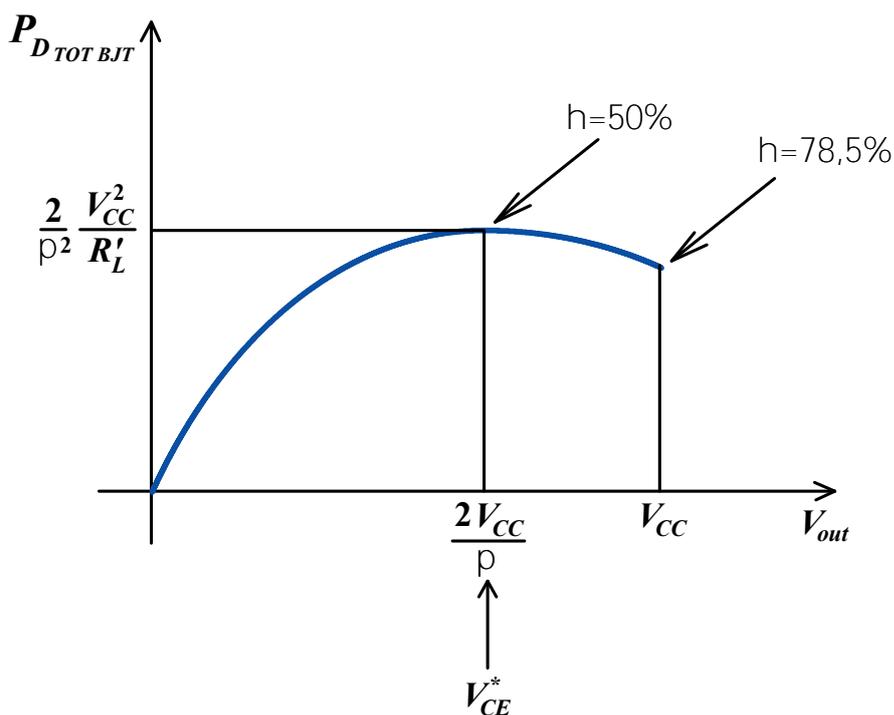
Il valore della tensione  $V_{CE}$  per il quale la potenza dissipata dai BJT è massima è:  $V_{CE}^* = \frac{2V_{CC}}{\pi}$

Trovato il valore  $V_{CE}^*$  è interessante andare a sostituirlo nelle formule precedenti; si trovano così i seguenti due valori caratteristici:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{CE}^* = \frac{2}{\pi} V_{CC} \cong 0,64 V_{CC} \cong 0,64 V_{CE_{max}} \\ P_{D_{TOT\ BJT, max}} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R'_L} \cong 0,2 \frac{V_{CC}^2}{R'_L} \\ \eta_B = \left( \frac{\pi}{4} \frac{1}{V_{CC}} \right) \left( \frac{2}{\pi} V_{CC} \right) = \frac{1}{2} \Rightarrow \eta_B(\%) = 50\% \end{array} \right.$$

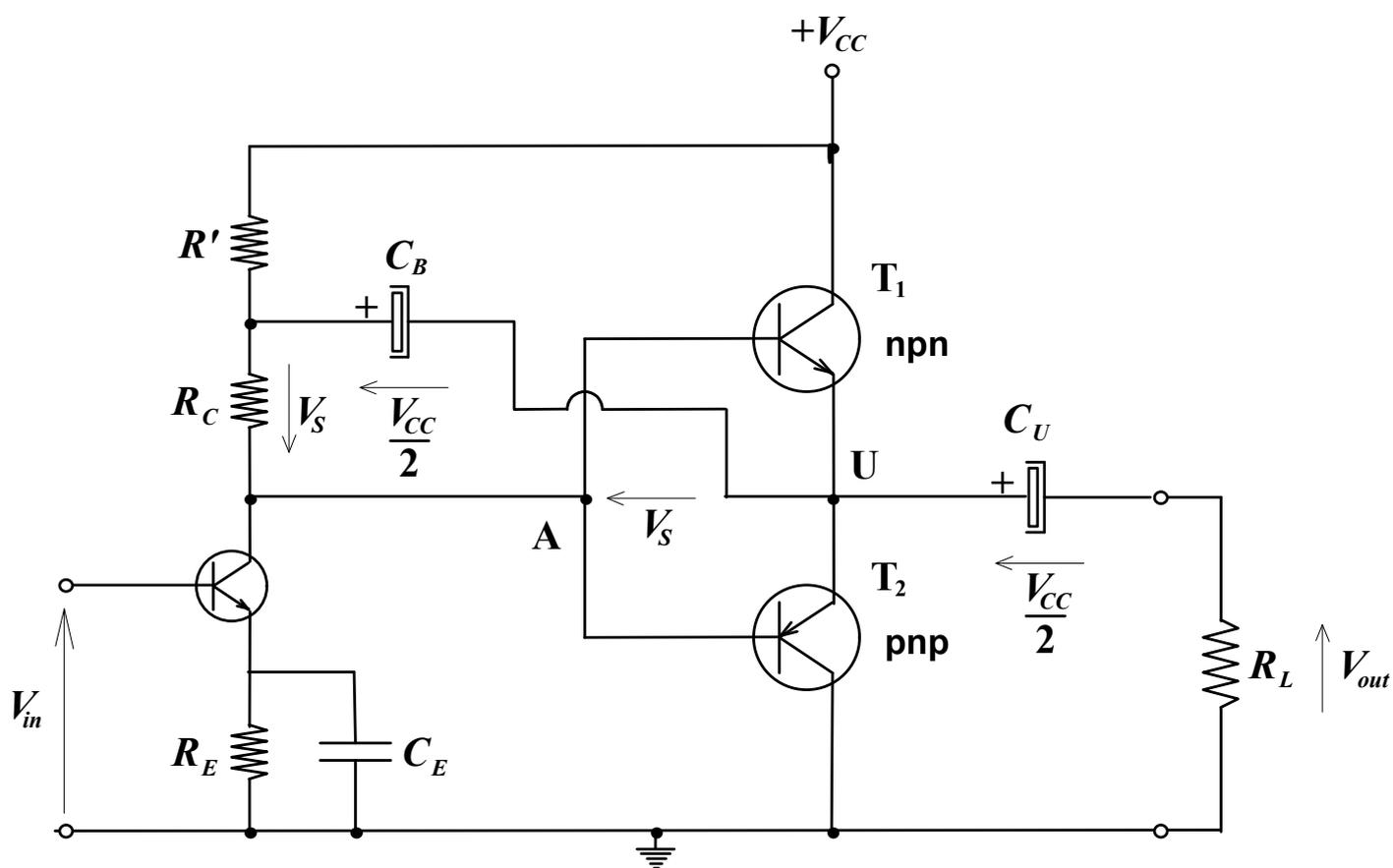
Nelle condizioni in cui si ha la massima potenza dissipata si ha un rendimento del 50%.

Riportando in grafico la curva che mostra come varia la potenza totale dissipata dai BJT in funzione della tensione di uscita, si vede che risulta conveniente far lavorare amplificatore in classe B con valori di tensione di uscita prossimi a  $V_{CC}$  per ottenere il migliore rapporto rendimento - dissipazione di potenza.



### Schema push-pull (configurazione CE)

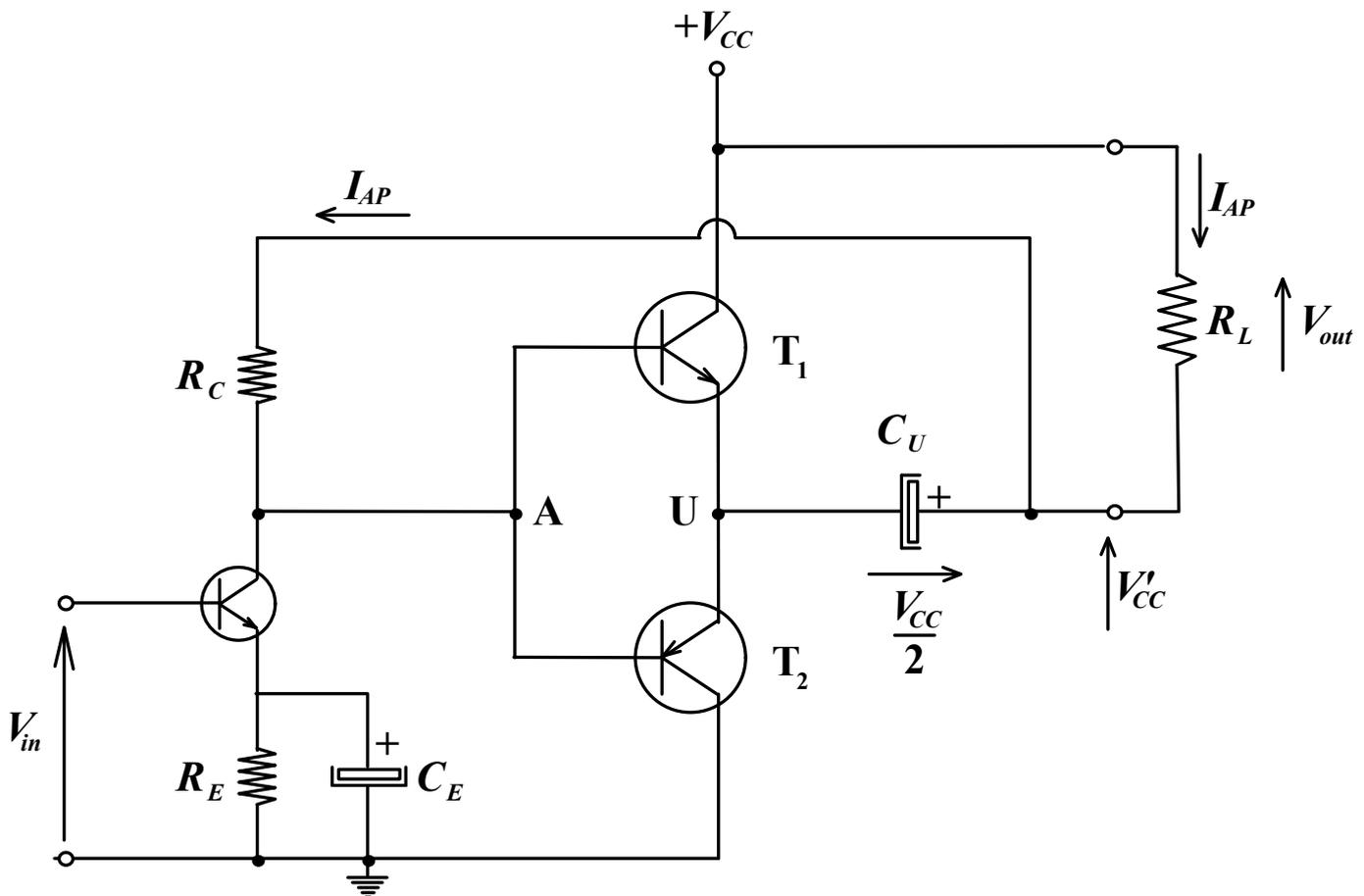
La precedente configurazione guadagna in corrente; se però è richiesto un guadagno in tensione si deve pilotare i due transistori non più a *collettore comune* bensì con un segnale applicato tra la base e l'emettitore; cioè sarà necessario trasformare il circuito precedente in un circuito ad *emettitore comune* ovvero applicare i segnali che provengono dal circuito di pilotaggio tra le basi e gli emettitori. Lo schema circuitale diventa allora:



Il circuito di pilotaggio risulta invariato; in questo caso, però, la tensione  $V_S$  amplificata dal circuito di pilotaggio viene applicata tra la base e l'emettitore dei due transistori tramite una capacità di disaccoppiamento  $C_B$  che svolge la funzione di *boot-strap*. A riposo la tensione ai capi di  $C_B$  è circa pari a  $\frac{V_{CC}}{2}$  mentre alle variazioni tramite essa si va a prelevare il segnale dalla  $R_C$  e lo si riporta fra la base e l'emettitore dando luogo ad un pilotaggio ad emettitore comune.

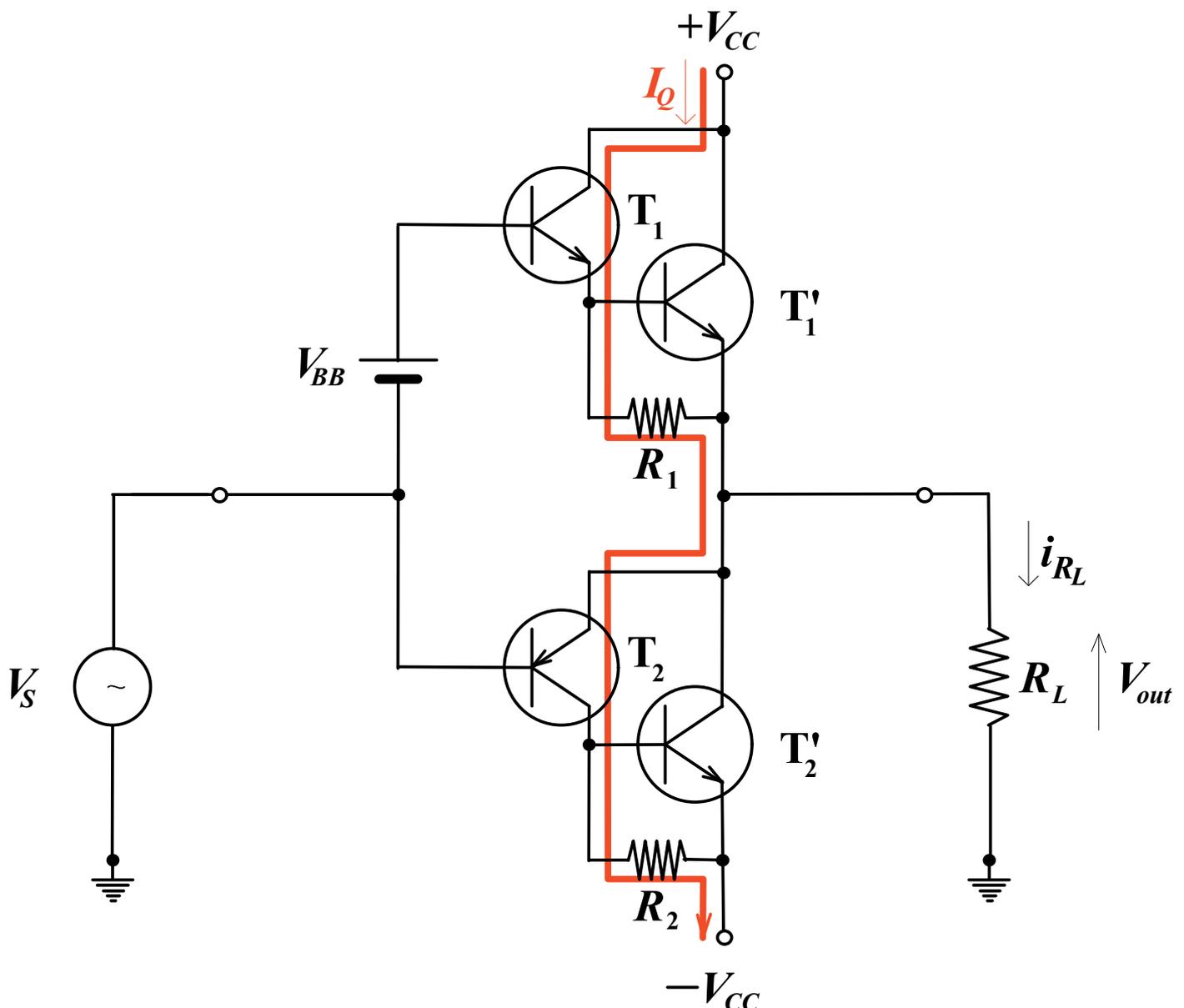
Dal punto di vista dell'integrazione del circuito si hanno però delle complicazioni essendo, in generale, la capacità di boot-strap  $C_B$  di valore non trascurabile. In pratica, quindi, nei circuiti integrati si adopera quasi esclusivamente la configurazione a collettore comune nella quale il guadagno di tensione è pressoché unitario.

Il circuito precedente si può ottimizzare: un primo passo consiste nell'eliminazione della capacità di boot-strap  $C_B$  che serve per alimentare lo stadio pilota. Lo schema circuitale si può semplificare come segue:



## Amplificatori a simmetria quasi-complementare

La configurazione a simmetria *quasi complementare* è così detta perché costituita da uno stadio pilota complementare (coppia di BJT pnp-npn) ed uno stadio finale costituito da due transistori di *potenza dello stesso tipo*, nella maggioranza dei casi npn. Questo risulta vantaggioso poiché la coppia di BJT complementari è quella dei transistori di minor potenza; inoltre questa scelta permette di mantenere il vantaggio del pilotaggio push-pull senza trasformatore o rete phase-splitter in ingresso. Lo schema di principio è il seguente:



Sostanzialmente si tratta di un amplificatore a collettore comune che quindi presenta un buon guadagno di corrente ed un guadagno di tensione pressoché unitario. I resistori  $R_1$  ed polarizzano in classe A-B i transistori dello stadio pilota e fanno in modo che le cadute sulle basi di  $T'_1$  e  $T'_2$  valgano all'incirca 0,4V.

Ricordato ciò l'analisi del funzionamento del circuito è piuttosto semplice. Se infatti  $V_{BE_1} \cong V_{EB_2} = 0,7 \text{ V}$  e  $V_{BE_{1'}} = V_{BE_{2'}} = 0,4 \text{ V}$  la  $V_{BB}$  non è esattamente quella del caso precedente perché è data dalla somma tra la tensione base-emettitore di  $T_1$ , la caduta su  $R_1$  (che equivale alla  $V_{BE_{1'}}$ ) e la caduta di tensione sulla giunzione base-emettitore di  $T_2$ , ovvero:  
$$V_{BB} = 2 \cdot (0,7) + 0,4 = 1,8 \text{ V}.$$

Si potrebbe allora pensare che, essendo le due parti di circuito superiore ed inferiore rispettivamente composte da una coppia Darlington npn-npn e pnp-npn il funzionamento del circuito in termini di amplificazione non sia simmetrico nelle due semionde nei confronti della corrente di segnale. In realtà si verifica facilmente che la corrente sul carico è la stessa a parità di corrente di ingresso nelle due semionde. Per mostrare ciò conviene seguire il seguente ragionamento. Si supponga di essere nella semionda positiva per cui  $T'_1$  è portato in conduzione; si avrà allora  $i_{R_L} = i_{e_{1'}} \cong i_{c_{1'}} + i_{b_{1'}} = (1 + h_{fe_{1'}}) i_{b_{1'}}$ .

Analogamente, se conduce  $T'_2$  sul carico scorre una corrente pari a  $i_{c_{2'}} + i_{e_{2'}}$ . D'altra parte, però, essendo  $T_2$  un transistoro che guadagna molto in corrente ( $h_{fe_2} \gg 1$ ) risulta  $i_{e_2} \cong i_{c_2}$ ; pertanto, ricordando che alle variazioni si ha  $i_{c_2} \cong i_{b_{2'}}$ , si trova che la corrente sul carico vale:

$$i_{R_L} \cong i_{c_{2'}} + i_{b_{2'}} = (1 + h_{fe_{2'}}) i_{b_{2'}}$$

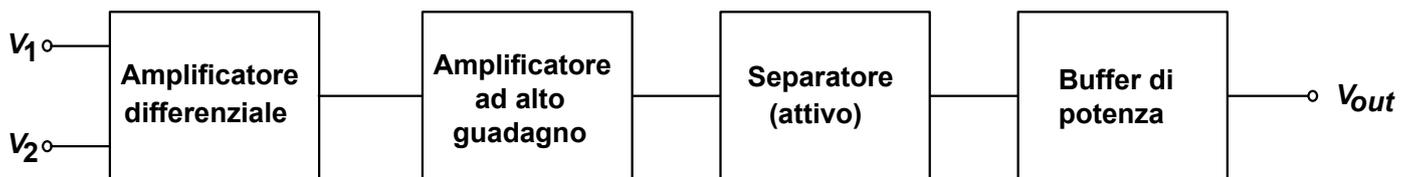
Si conclude quindi che effettivamente le due correnti sul carico sono sostanzialmente simmetriche essendo gli  $h_{fe}$  dei transistori dello stadio pilota a determinare le correnti  $i_{b_{1'}}$  e  $i_{b_{2'}}$  ed essendo per ipotesi  $h_{fe_{1'}} = h_{fe_{2'}}$ .

## Amplificatori di potenza integrati

### Campi di applicazione

- **Audio** nella banda di frequenza del segnale tipica di 20...20kHz (ricevitori stereofonici delle radio AM-FM, riproduttori di cassette audio, lettori CD, interfoni, generatori di segnale con bassa resistenza di uscita (50W), pilotaggio di trasduttori piezoelettrici, pilotaggio di attuatori magnetici).

La struttura tipica di un amplificatore di potenza integrato non è dissimile da quella di un amplificatore operazionale ed è costituita da *tre stadi*:



- lo stadio di ingresso è costituito da un amplificatore differenziale; questo fornisce una impedenza di ingresso elevata ed un CMRR (rapporto di reiezione del segnale di modo comune) elevato.
- Il secondo stadio è uno stadio pilota che generalmente lavora in classe A; esso fornisce una buona amplificazione di tensione ed è caratterizzato da una bassa distorsione;
- infine si ha uno stadio finale realizzato solitamente con struttura a simmetria complementare o quasi-complementare che fornisce la necessaria amplificazione di corrente; questo stadio funziona nella quasi totalità dei casi in classe A-B.

Le *tecnologie realizzative* utilizzate si dividono essenzialmente in due categorie fondamentali: si possono avere integrati monolitici ovvero sviluppati su uno stesso wafer di Silicio oppure circuiti ibridi in cui lo stadio di ingresso e lo stadio pilota sono integrati e lo stadio di uscita di potenza è connesso esternamente al circuito (si potrà trattare di un BJT o di un MOSFET di potenza).

## Caratteristiche tipiche

Le caratteristiche che si devono prendere in considerazione su un catalogo quando si voglia scegliere un amplificatore di potenza sono le seguenti:

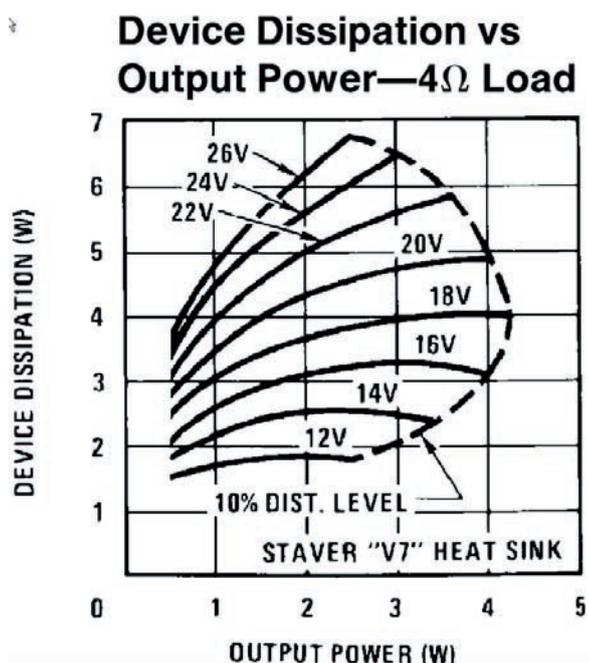
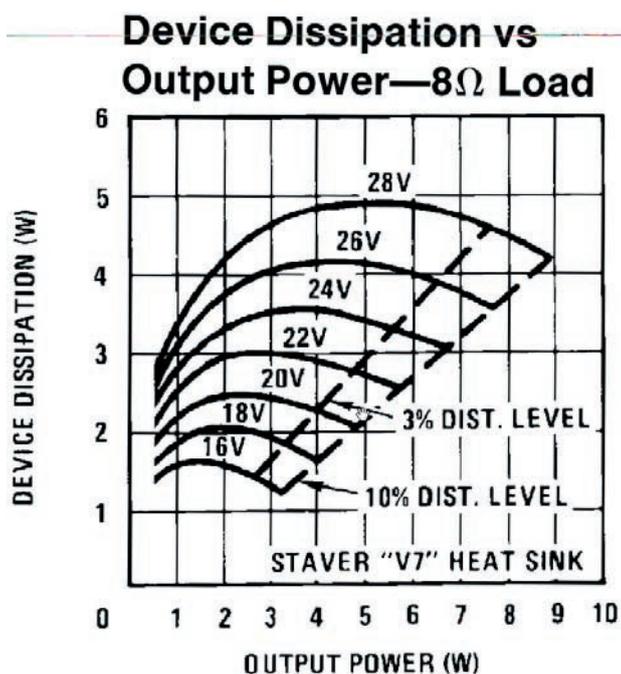
- Massima potenza di uscita

Il primo fattore che influenza la scelta dell'integrato è evidentemente il valore della potenza massima che può essere fornita dal circuito su un certo tipo di carico (resistivo, induttivo, ecc.) di un dato valore.

- Campo di tensione di alimentazione

- Andamento della distorsione in funzione della tensione di alimentazione e del carico

Quelli riportati nella figura seguente sono esempi tipici degli andamenti di due dei grafici che si trovano nei cataloghi degli amplificatori integrati; essi riportano rispettivamente gli andamenti della distorsione sia in funzione della tensione di alimentazione  $V_{CC}$  che del carico  $R_L$ .

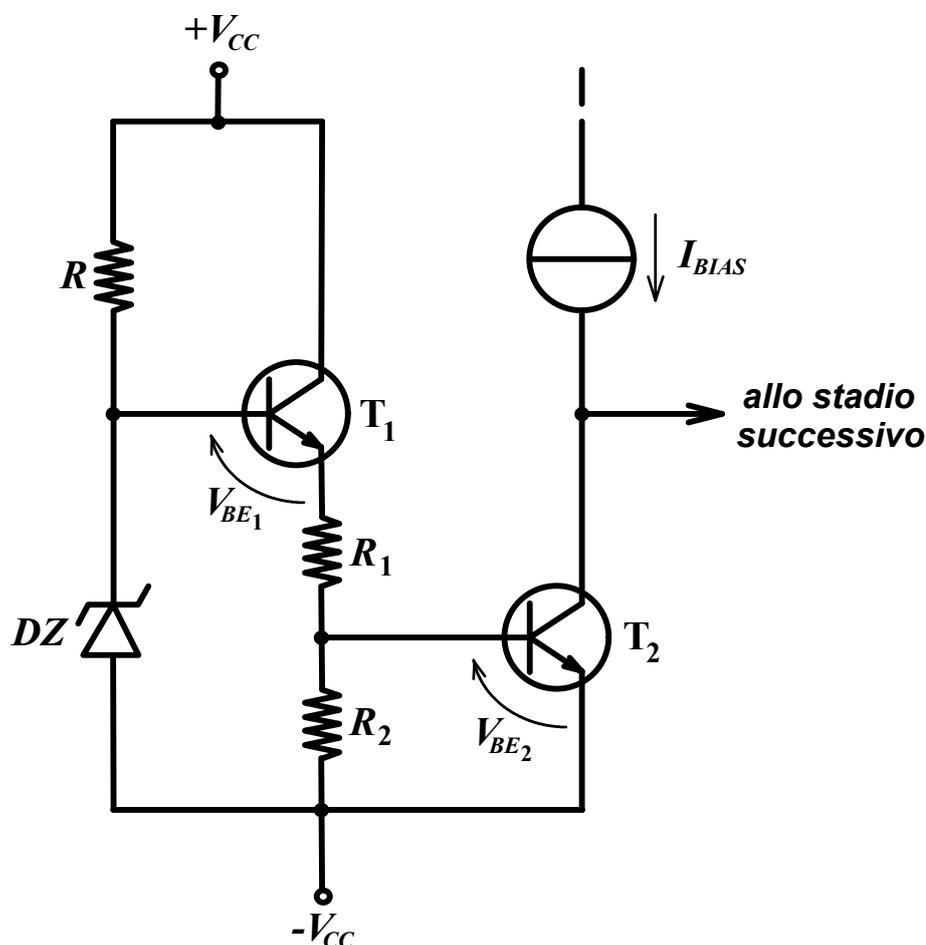


- **Protezione da cortocircuito in uscita**

La protezione da sovracorrenti in uscita più semplice è la resistenza  $R_E$ ; infatti anche una piccola resistenza posta in serie all'emettitore impedisce che in caso di cortocircuito possa scorrere nel transistor una corrente maggiore del valore massimo  $\frac{V_{CC}}{R_E}$ , ammesso che la  $R_E$  riesca a dissipare una potenza pari a  $\frac{V_{CC}^2}{R_E}$ .

- **Protezione da fuga termica**

Questo tipo di protezione implica sia una stabilizzazione del punto di lavoro che la protezione da danneggiamento per surriscaldamento dei dispositivi. I circuiti dotati di questa protezione presentano dei terminali di ingresso dedicati o inglobano internamente dei circuiti appositi per lo spegnimento termico (thermal shut-down).



Un semplice circuito di protezione termica è quello in figura.

Mediante una resistenza di polarizzazione  $R$  ed un diodo Zener si va a definire la polarizzazione del transistor  $T_1$ ; quindi  $V_{BE_1}$  ha un valore fissato.

L'uscita di  $T_1$  è prelevata sull'emettitore ed una frazione della tensione di emettitore (fissata mediante il partitore  $R_1 - R_2$ ) viene a comandare il transistor  $T_2$ ;  $V_{BE_2}$  è fissata in modo che normalmente  $T_2$  risulti interdetto.

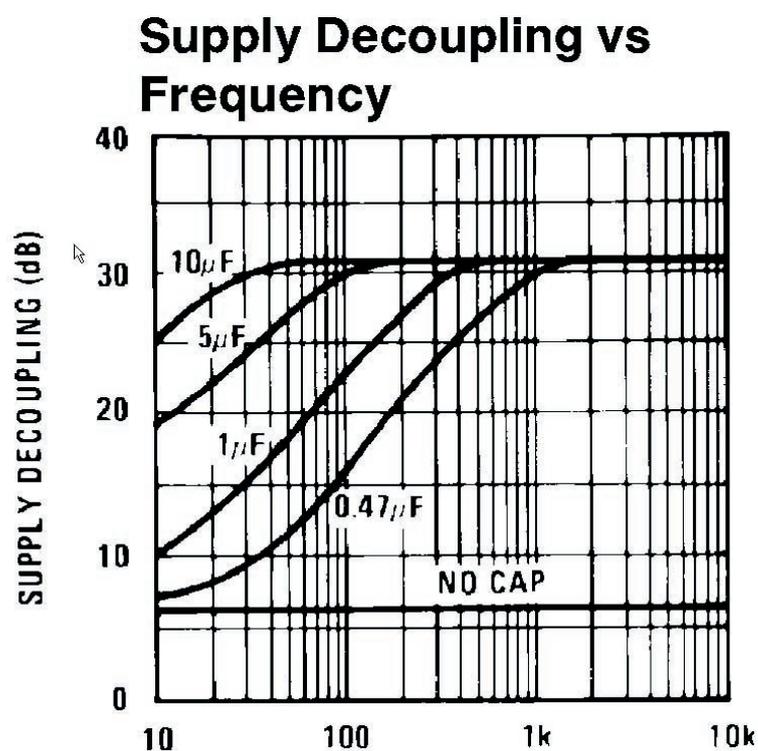
In queste condizioni di funzionamento la corrente  $I_{BIAS}$  polarizza lo stadio successivo (potrebbe trattarsi dello stadio pilota o direttamente dello stadio di uscita) nel punto di lavoro nominale; se, per esempio, la giunzione  $V_{BE_1}$  e/o la giunzione del diodo Zener risentono di un'innalzamento di temperatura che può essere ritenuto pericoloso per il corretto funzionamento del circuito poiché per valori di  $V_Z > 6\text{ V}$  si ha  $\frac{dV_Z}{dt} > 0$  ed essendo in generale  $\frac{dV_{BE_1}}{dt} < 0$ , a questo innalzamento di temperatura corrisponde una diminuzione della  $V_{BE_1}$  ovvero un corrispondente aumento di  $V_{BE_2}$  che porta  $T_2$  verso la conduzione sottraendo parte della  $I_{BIAS}$  che polarizza lo stadio successivo ristabilendo così l'equilibrio termico.

- Guadagno in corrente o tensione (dipendentemente dalla configurazione a CC o CE)
- Valore della corrente di riposo (*quiescent current*)  
È il valore della corrente assorbita dall'alimentazione in condizioni di riposo (senza segnale applicato in ingresso); questo parametro è di fondamentale importanza qualora esistano problemi di massima riserva di carica per l'alimentazione (alimentazione a pile).
- PSRR (*Power Supply Rejection Ratio*)  
Il rapporto di reiezione dell'alimentazione stabilisce quanto l'amplificatore è insensibile ad eventuali disturbi e/o comunque tensioni di ondulazione residue presenti sulla linea di alimentazione; in pratica è

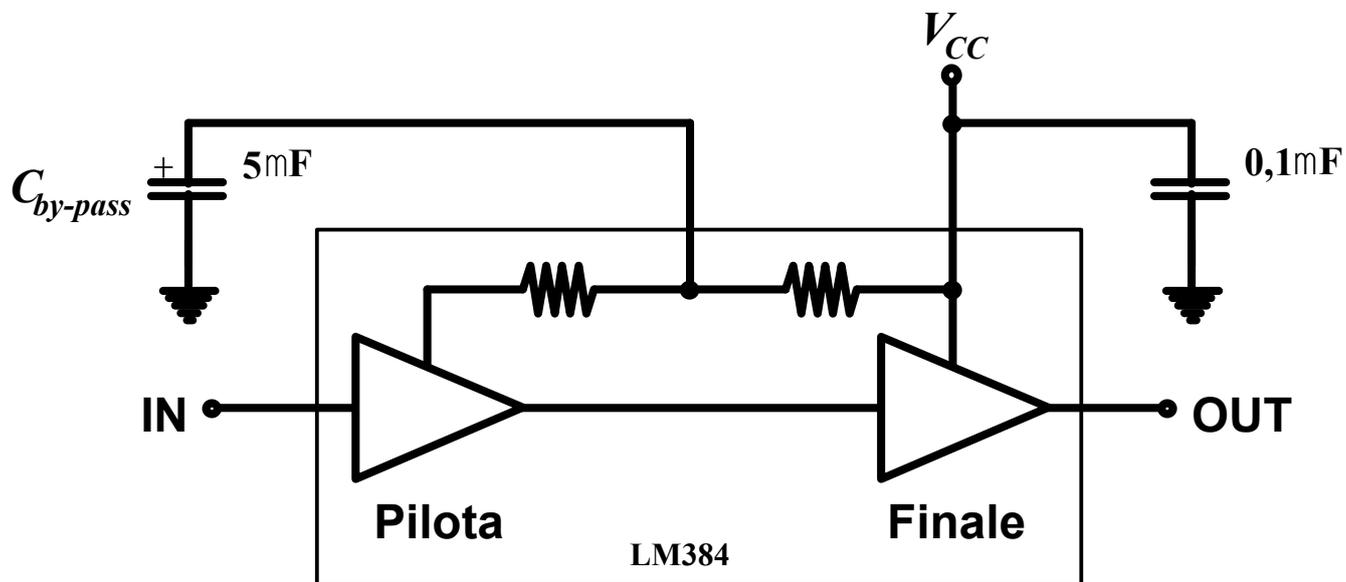
indice di quanto è piccolo il ronzio all'uscita in base al valore dell'ondulazione sulla tensione di alimentazione. Se, ad esempio, l'attenuazione PSRR è pari a 60dB (1000) allora l'ampiezza dell'ondulazione residua viene riportata come un segnale equivalente sull'ingresso di ampiezza 1000 volte minore; ovvero, per  $A_R = 1\text{ V}$  e PSRR=60dB il segnale equivalente applicato in ingresso avrà ampiezza  $V_{i,R} = 1\text{ mV}$  (tensione equivalente di rumore) e frequenza 100Hz. Inutile dire che il PSRR deve essere il più elevato possibile e che la fonte stessa di rumore debba essere di per sé resa la più piccola possibile.

Una soluzione che può essere adottata per migliorare il PSRR è quella di inserire dei condensatori di by-pass tra l'alimentazione e massa come suggeriscono gli stessi costruttori di amplificatori integrati.

Facendo riferimento ai data sheet dell'integrato LM384 della National Semiconductor si vede che il costruttore suggerisce di separare le alimentazioni dei due blocchi che costituiscono l'amplificatore mediante condensatori di by-pass di appropriato valore secondo lo schema riportato in figura.



Evidentemente l'effetto del condensatore di by-pass è quello di filtrare l'eventuale ondulazione residua che può raggiungere lo stadio pilota e che può essere vista come un rumore equivalente in ingresso.



È altresì interessante vedere come il PSRR si modifichi sia in funzione della frequenza che del valore della capacità di by-pass (vedi grafico in figura); ovviamente, quanto maggiore è la capacità di by-pass tanto migliore è il PSRR.

Si osservi però che il grafico fornito dal costruttore è realistico soltanto se il comportamento del condensatore di by-pass rimane buono anche alle alte frequenze; quindi il condensatore andrà scelto tra i condensatori a poliestere o al tantalio che mantengono buone caratteristiche anche a frequenze dell'ordine del kHz o maggiori.

## *Caratteristiche principali degli amplificatori di potenza integrati*

### **Alimentati A Batteria**

*(Portable)*

**Quiescent current** bassa (4mA , 10mA)

**Tensione di alimentazione:** +5V , +14V

**Potenza massima di uscita:** 1W , 5W

**Distorsione armonica totale massima:** 10%

**Possibilità di configurazione a ponte**

### **Per Alta Fedeltà**

*(Home)*

**Controllo termico in base alla potenza di uscita**

**Tensione di alimentazione:**  $\pm 20V$  ,  $\pm 60V$

**Potenza di uscita elevata:** 5W , 60W

**Distorsione armonica totale minore dello 0,01%**

### **Per Trasduttori/Attuatori**

*(Automotive)*

**Alta corrente di picco**

**Tensione di alimentazione da batteria (14,4V)**

**Banda elevata**

**Possibilità di configurazione a ponte**