

# Appunti sugli Amplificatori BF

*(ad uso della classe quarta degli ITIS indirizzo Elettronica e Telecomunicazioni)*

*a cura di Bruno Preite*

## Introduzione

Gli amplificatori di potenza sono uno dei circuiti che maggiormente hanno avuto applicazione nella storia dell'elettronica. Anzi, non si commette errore se si afferma che l'elettronica moderna è nata e si è sviluppata con lo studio dei dispositivi e dei circuiti di amplificazione.

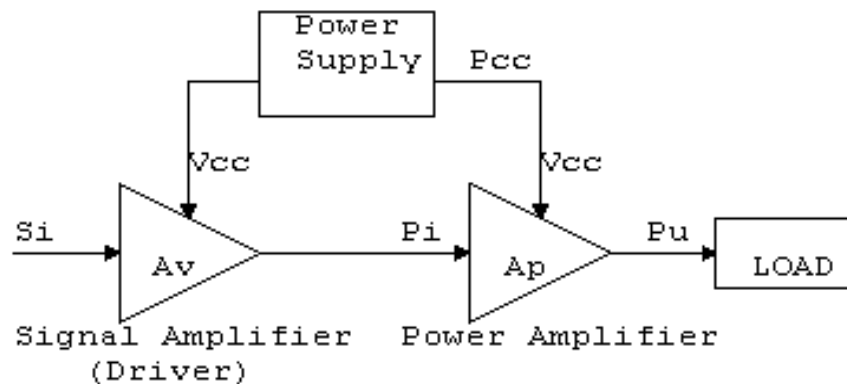
Dapprima sono nati gli amplificatori valvolari: il triodo è stato il primo tubo elettronico con caratteristiche di amplificazione sia di segnale che di potenza. È stato utilizzato sia nel campo radio che in BF e, sostanzialmente, su di esso è nata la prima configurazione amplificatrice: *la classe A*.

In seguito sono state sviluppate soluzioni circuitali sicuramente più efficienti che hanno visto anche l'applicazione di altri tubi elettronici quali tetrodi o pentodi.

Poi è venuto alla luce il primo dispositivo allo stato solido in grado di amplificare. Parliamo del BJT. Il BJT è nato come elemento amplificatore di corrente ed ha rivoluzionato il mondo dell'elettronica aprendo la strada al processo di miniaturizzazione dei circuiti elettronici. Sul BJT sono state trasferite, adattate e ulteriormente sviluppate le configurazioni circuitali già realizzate con i tubi elettronici. Ma, il fatto di potere operare a tensioni molto più basse, ha consentito la realizzazione di dispositivi di amplificazione più semplici, più sicuri e più efficienti. Il mondo della musica deve moltissimo alle soluzioni a BJT. Grazie ad esso gli impianti di amplificazione audio hanno avuto una larghissima diffusione tra i consumatori di ogni età. Poi è arrivata la tecnologia MOS. Con essa si è ritornati ad un comportamento, per certi versi, simile a quello dei tubi elettronici ma con la semplicità e la robustezza dei circuiti allo stato solido. Ed oggi? Cosa ci viene offerto? Oggi si usano dispositivi amplificatori integrati, dove, con pochi elementi esterni, si ottengono in modo semplicissimo ragguardevoli potenze audio. Poi c'è tutto il mondo del digitale con la classe D: il segnale audio genera un segnale PWM che viene amplificato in modalità switching! I rendimenti si avvicinano al 100% e le unità di amplificazione sono estremamente compatte e robuste. Eppure nonostante tutta questa evoluzione tecnologica, ancora oggi, il fascino di un amplificatore a BJT o, ancor più, di un valvolare in classe A rimane inalterato. Anzi, i puristi dell'alta fedeltà considerano le soluzioni MOS o la classe D un abominio! Per loro l'amplificazione è e rimane quella valvolare. Comunque, per chi studia elettronica, è importante conoscere le configurazioni fondamentali degli amplificatori e il modo migliore per apprenderle è quello di affrontare lo studio degli stadi finali a BJT. Questo sarà l'oggetto delle prossime pagine. Spero che l'argomento interessi e che sia chiaro. Tutto ciò sarà sicuramente uno stimolo per approfondire le problematiche della amplificazione studiando anche le soluzioni più evolute. Buona lettura.

## 1. Cosa sono gli amplificatori di potenza

Sostanzialmente un amplificatore di potenze è un dispositivo elettronico che preleva un debole segnale elettrico, come quello di un microfono, e gli fornisce l'energia necessaria a pilotare un carico che necessita di opportuni valori di corrente. Tale operazione in genere non avviene in un solo passaggio. Pertanto, osserviamo la figura seguente, in cui è schematizzata una generica rete amplificatrice, si nota che l'amplificatore (o meglio la catena amplificatrice) è composto di alcuni elementi circuitali bene definiti.



Il Driver ha funzione di pilota dell'amplificatore di potenza e deve:

- Accettare un basso livello di tensione in ingresso
- Presentare una elevata impedenza di ingresso
- Essere poco rumoroso
- Presentare bassa distorsione
- Fornire un adeguato livello di tensione in uscita. Livello che sarà essenziale per l'elemento che segue.

In definitiva il Driver è un amplificatore di segnale realizzato a BJT e/o operazionali. Talvolta esso svolge anche delle funzioni di filtro e/o di equalizzazione sul segnale audio, prima che questo sia passato allo stadio finale.

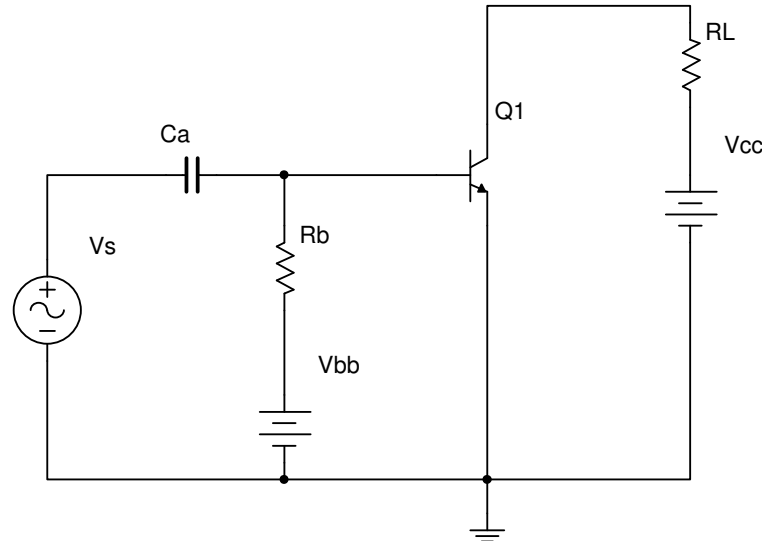
L'Amplificatore di Potenza ha, invece, lo scopo di fornire la necessaria potenza al carico (prelevandola da quella di alimentazione) sulla base del comando di  $S_i$ . Esso si presenta come un convertitore di potenza. Preleva la necessaria potenza elettrica dalla alimentazione ed una parte di questa la eroga al carico. Ovviamente si deve cercare di ottenere il più alto rendimento di conversione possibile, ma questo non è il solo requisito fondamentale.

È evidente che ora il BJT che funge da finale di potenza deve operare per ampie escursioni del segnale. Tali ampie escursioni rendono difficile validare un comportamento lineare del componente, cosa che si faceva tranquillamente negli amplificatori di segnale, visto che il

BJT operava al centro della regione attiva e per piccole escursioni sulla retta di carico. Siamo quindi costretti ad analizzare il funzionamento, o meglio le classi di funzionamento, del BJT per grandi segnali.

## 2. Le classi di funzionamento

Consideriamo il circuito amplificatore illustrato nella figura seguente. Come si nota il BJT è



polarizzato tramite la batteria  $V_{bb}$  ed il resistore  $R_b$ . Il segnale da amplificare, che supporremo sinusoidale, è applicato alla base del BJT mediante la capacità  $C_a$  allo scopo di non alterare la polarizzazione. Il carico è rappresentato, per ora, dal resistore  $R_L$  inserito nel circuito di collettore. È possibile definire le diverse classi di funzionamento semplicemente analizzando il circuito amplificatore in relazione alla posizione del punto di riposo caratterizzato dai valori di  $V_{BEQ}$ ,  $V_{CEQ}$ ,  $I_{CQ}$ . Per semplicità si suporrà nulla la  $V_{CEsat}$ , mentre l'escursione della tensione di uscita (sul carico e su  $V_{CE}$ ) sarà consentita tra 0 e  $V_{CC}$ . Quindi la massima corrente di collettore sarà  $\frac{V_{CC}}{R_L}$ .

### La classe A:

La batteria  $V_{bb}$  è calcolata in modo da polarizzare il BJT esattamente al centro della zona attiva. Quindi a riposo il punto di lavoro si trova al centro della retta di carico per  $V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}$ . Di conseguenza, all'applicazione del segnale sinusoidale in ingresso, il punto di lavoro potrà percorrere l'intera retta di carico con un'ampiezza massima della tensione di uscita pari proprio a  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Si può dire che l'angolo di conduzione del BJT è  $\theta_C = 360^\circ$  e chiaramente ci troveremo di fronte a rendimenti molto bassi (come si vedrà in seguito) ma anche a elevati livelli di fedeltà.

### La classe B:

Per cercare di elevare il rendimento è necessario ridurre la potenza non utilizzata. Una soluzione è quella di mantenere il dispositivo attivo spento in assenza di segnale. Ciò è ottenuto con la classe B. In tale caso il BJT è polarizzato con  $V_{bb}=0$ , quindi è spento. Però, in presenza della semionda positiva esso passa in conduzione riportandola sul carico. Chiaramente serve un secondo BJT per gestire la semionda negativa. Ovviamente i due BJT devono essere complementari e perfettamente uguali nelle caratteristiche. Dovranno lavorare alternativamente (Push – Pull Amplifier) e il carico vedrà, su di esso, le semionde ricostruite. Una tale soluzione consentirebbe di portare il rendimento teorico al 78,5% con un angolo di conduzione (per ogni BJT)  $\theta_C = 180^\circ$ . Il limite di tale soluzione è il fenomeno della distorsione di cross – over. Infatti, i BJT per entrare in conduzione devono superare la  $V_{BE\gamma}$  tra base ed emettitore. Questo vuol dire che l'uscita sarebbe nulla per  $-V_{BE\gamma} < V_s < V_{BE\gamma}$ .

**La classe AB:**

Con una modifica circuitale sullo schema in classe B si mantengono i BJT complementari leggermente polarizzati ( $V_{BB} \cong V_{BE\gamma}$ ). In questo modo entrano subito in conduzione e si elimina la distorsione di cross – over. Ovviamente si ha una riduzione del rendimento poiché ora il BJT è in conduzione anche in assenza di segnale. È chiaramente una situazione intermedia tra la classe A e la classe AB e l'angolo di conduzione è  $\theta_C > 180^\circ$ .

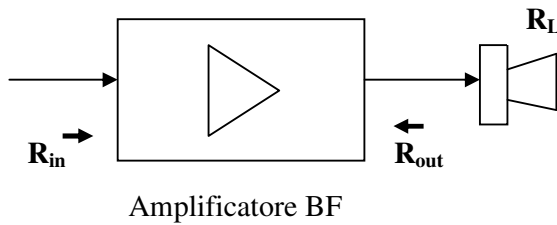
**La classe C:**

Solo un cenno alla classe C, anche perché non si usa per gli amplificatori BF, ma trova larga applicazione nel campo degli amplificatori RF ove non sia richiesto un comportamento lineare (e.s. FM). In tale caso la  $V_{BB}$  è negativa ed il BJT è mantenuto in profonda interdizione. Chiaramente solo i picchi positivi delle semionde potranno portarlo in conduzione ma in uscita si produrranno dei picchi di tensione. Il segnale è ricostruito usando dei carichi risonanti e filtrando opportunamente l'uscita. È evidente che si ottengono elevati valori di rendimento con un angolo di conduzione  $\theta_C < 180^\circ$ .

**3. La conversione di potenza ed il problema della distorsione**

Abbiamo detto in precedenza che un amplificatore di potenza è un circuito convertitore di potenza il cui compito è quello di trasferire potenza dall'alimentazione al carico modulandola sulla base del segnale di ingresso. Il carico degli amplificatori BF è l'altoparlante che si presenta come un carico resistivo molto basso (qualche ohm). Ciò comporta che il finale BF, per erogare elevate potenze al carico, deve lavorare con tensioni elevate e deve presentare impedenza di uscita molto bassa o nulla. La configurazione più

utilizzata, in pratica, sarà quella a collettore comune. Comunque cerchiamo di esaminare



quali proprietà deve possedere un amplificatore di potenza dal punto di vista più generale.

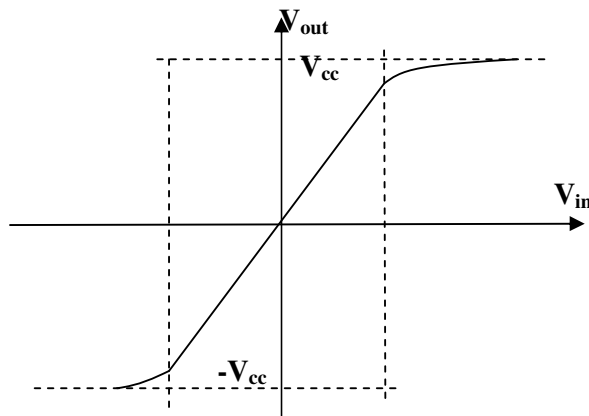
La prima caratteristica che deve essere considerata è il *rendimento di conversione*. Se chiamiamo  $P_L$  la potenza

utile sul carico e  $P_{CC}$  la potenza assorbita dall'alimentazione è possibile definire il rendimento dei conversione dell'amplificatore come  $\eta = \frac{P_L}{P_{CC}}$ . Tale valore dovrà essere il più alto possibile. Avere elevati valori del rendimento vuol dire che l'amplificatore è efficiente nello sfruttare l'energia assorbita e i dispositivi di alimentazione saranno di dimensioni più contenute.

Un altro importante parametro è il *fattore di forma* o *fattore di merito*. Indicando con  $P_D$  la potenza massima dissipata dal semiconduttore con funzione di finale si definisce il fattore do forma come  $F = \frac{P_D}{P_L}$ . Questo parametro è bene che sia più basso possibile. Infatti, un

basso fattore di forma vuol dire che la dissipazione di potenza sul finale è limitata rispetto alla potenza sul carico. I finali lavorano meglio e i sistemi di raffreddamento sono contenuti e conseguentemente più economici. Per quanto riguarda i parametri dinamici è bene che la resistenza di ingresso  $R_{in}$  sia la più alta possibile e la resistenza di uscita  $R_{out}$  molto bassa.

Ora se con  $V_L$  indichiamo la tensione sul carico, la potenza sul carico sarà  $P_L = \frac{V_L^2}{R_L}$ . Quindi per elevare  $P_L$  è necessario lavorare a tensioni elevate ed è altresì necessario sfruttare al massimo l'escursione di tensione (e quindi del punto di lavoro) del finale. Il problema è che bisogna fare attenzione a non entrare nella zona di non linearità del semiconduttore. Come si



vede dalla figura a lato, si deve cercare di operare tenendosi lontani dalla zona di saturazione che è quella dove la  $V_{CE}$  giunge al valore minimo e la  $V_L$  si approssima al valore di alimentazione. Gestire una dinamica elevata vuol dire rischiare di avere fenomeni di distorsione armonica. Tale distorsione va comunque presa in considerazione in un finale BF,

dovendo considerare anche le possibili non linearità del BJT finale. Infatti, nell'analisi

dinamica della relazione ingresso – uscita di uno stadio finale, causa le ampie escursioni delle grandezze elettriche coinvolte, non si ha più un legame di linearità. Bensì la relazione ingresso – uscita può essere espressa mediante uno sviluppo in serie di potenze. Quindi la corrente di collettore del finale è legata alla corrente di base da una relazione del tipo

$$i_c = A_1 i_b + A_2 i_b^2 + A_3 i_b^3 + \dots +$$

Ora ipotizzando un ingresso di tipo sinusoidale la corrente di collettore risultante sarà del tipo  $i_c = I_{c0} + I_{c1} \cos(\omega t) + I_{c2} \cos(2\omega t) + I_{c3} \cos(3\omega t) + \dots +$ . Il termine  $I_{c0}$  è una componente continua che è bene non sia presente se il carico è un altoparlante (di ciò si dirà in seguito). Gli altri termini evidenziano la componente fondamentale e, a seguire, gli elementi armonici che costituiscono il segnale di corrente in uscita. Ora nel circuito visto al paragrafo **due** la corrente di collettore è quella che circola nel carico, quindi scriviamo

$$V_L = R_L i_c = V_{L0} + V_{L1} \cos(\omega t) + V_{L2} \cos(2\omega t) + V_{L3} \cos(3\omega t) + \dots +$$

E tale espressione è la tensione di uscita con presenza di *distorsione armonica*. Sulla base dei coefficienti delle componenti armoniche, possono essere calcolate le singole distorsioni armoniche come  $D_2 = \frac{V_{L2}}{V_{L1}}$   $D_3 = \frac{V_{L3}}{V_{L1}}$   $D_4 = \frac{V_{L4}}{V_{L1}}$  ... Mentre la **distorsione armonica totale** ( $THD = Total Harmonic Distortion$ ) è data da

$$D_{tot} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots +}$$

Conoscere il valore della distorsione armonica totale di un finale BF è importante per valutare la potenza utile sul carico. Infatti, la potenza totale sul carico è comprensiva di tutte le componenti armoniche, ma la potenza utile sul carico è solo quella relativa alla fondamentale e solo questa va tenuta in considerazione per la valutazione del rendimento. Considerando che le componenti armoniche sono sinusoidali si valuterà la potenza totale sul carico  $P_o$  come

$$P_o = \frac{\left(\frac{V_{L1}^2}{2} + \frac{V_{L2}^2}{2} + \frac{V_{L3}^2}{2} + \dots +\right)}{R_L} = \frac{V_{L1}^2}{2R_L} (1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots +)$$

È evidente che  $P_L = \frac{V_{L1}^2}{2R_L}$  e ricordando la definizione di distorsione armonica totale si ha

$$P_o = P_L (1 + D_{tot}^2)$$

### Esercizio n°1:

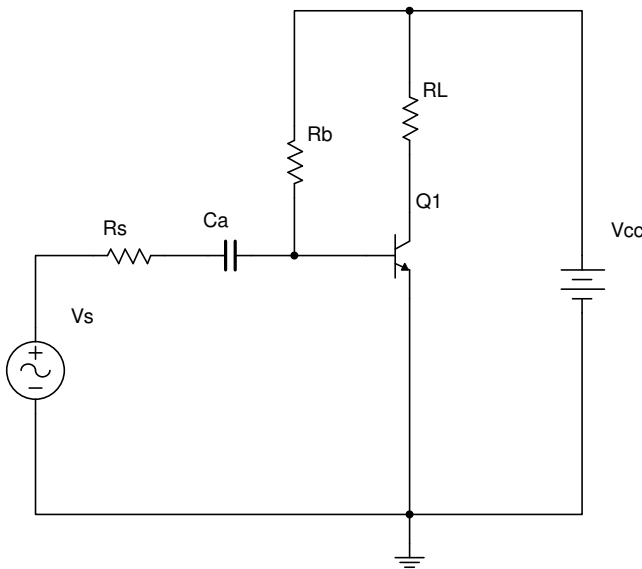
Un amplificatore BF pilota un carico  $R_L=8\Omega$  e presenta una THD pari a 0,1% per potenze fino a 20W. Per potenze superiori la distorsione cresce rapidamente e raggiunge il 10% per  $P_o=33W$ . In tale caso le componenti armoniche significative sono la 2<sup>a</sup> e la 3<sup>a</sup>. Si chiede di calcolare la potenza utile sul carico e le ampiezze della fondamentale e delle due armoniche sapendo che la distorsione di 3<sup>a</sup> armonica è pari a  $D_3=8\%$ .

**Soluzione**

Calcoliamo  $P_L$  come  $P_L = \frac{P_o}{(1+D_{tot}^2)} = \frac{33}{(1+0.1^2)} \cong 32.67W$ . Quindi dalla espressione di potenza di un segnale sinusoidale, per la componente fondamentale, si ha  $V_{L1} = \sqrt{2P_L R_L} = \sqrt{2(32.67)(8)} = 22.86V$ . A questo punto calcoliamo la distorsione di seconda armonica come  $D_2 = \sqrt{D_{tot}^2 - D_3^2} = \sqrt{(0.1)^2 - (0.08)^2} = 0.06$  e quindi  $V_{L2} = D_2 V_{L1} \cong 1.37V$  e  $V_{L3} = D_3 V_{L1} \cong 1.83V$ .

**4. Amplificatori di potenza in classe A**

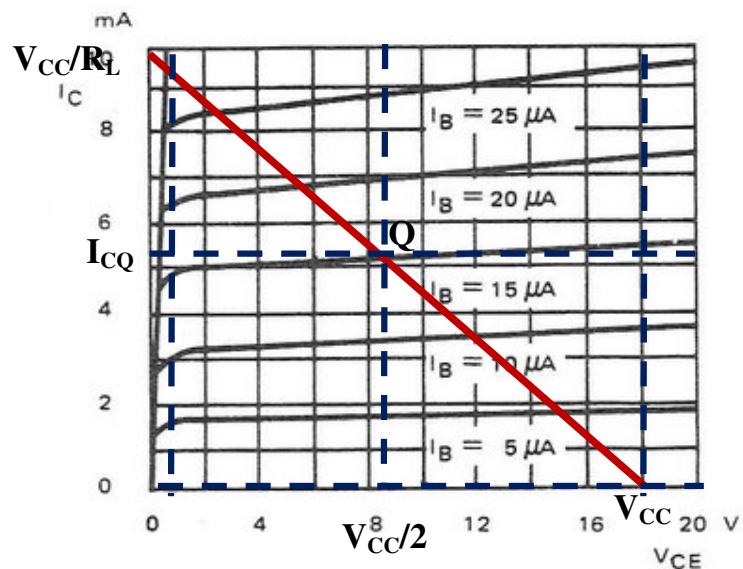
Nella figura seguente si riporta un primo schema di principio di un amplificatore di potenza in classe A. In esso il carico  $R_L$  è posto direttamente nel circuito di collettore (vedremo che



questa non è la migliore soluzione) ed è percorso dalla corrente di riposo del BJT. In particolare il BJT è polarizzato esattamente al centro della zona attiva per una tensione  $V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}$  e una corrente (a riposo) pari a  $I_{CQ}$ . Il successivo grafico illustra le caratteristiche di uscita con la retta di carico. Ovviamente si supporrà che il punto **Q** possa percorrere liberamente l'intera retta di carico per la massima escursione

del segnale di uscita al variare del segnale in ingresso.

Proviamo a determinare le potenze in gioco in questo circuito. Supponiamo che non sia applicato alcun segnale sinusoidale  $V_s$ , pertanto il circuito è a riposo. È evidente che la potenza





assorbita dall'alimentazione sarà  $P_{CC} = V_{CC}I_{CQ}$ . Volendo dare una interpretazione grafica a questa potenza, nel piano delle caratteristiche di uscita del BJT, essa è l'area del rettangolo sotto la linea tratteggiata  $I_{CQ}$ . Ovvero è l'area di un rettangolo di base  $V_{CC}$  e altezza  $I_{CQ}$ .

Però per la determinazione della potenza assorbita è necessario considerare anche la presenza del segnale. In tale caso la corrente di collettore (e quindi nel carico) è data da  $I_{CQ} + i_c$ , ipotizzando che  $i_c$  sia prodotta da un segnale sinusoidale. Pertanto si può scrivere

$$P_{CC} = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{CQ} + i_c)V_{CC} dt = \frac{V_{CC}}{T} \int_0^T I_{CQ} dt + \frac{V_{CC}}{T} \int_0^T i_c dt = V_{CC}I_{CQ}$$

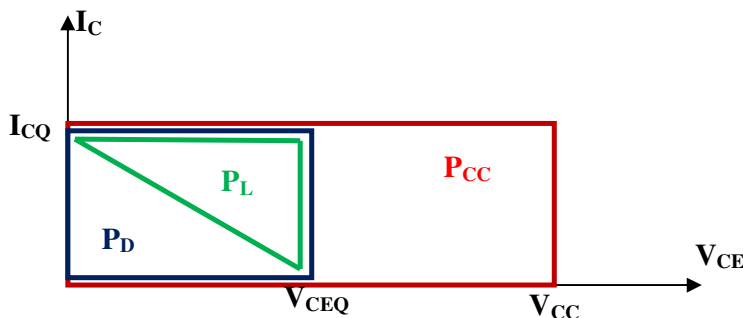
essendo la corrente sinusoidale a valore medio nullo. Quindi la potenza assorbita dal finale in classe A è **solo quella statica**.

Sempre considerando le condizioni statiche, la potenza dissipata dal BJT è data da  $P_D = V_{CEQ}I_{CQ}$ . Tale potenza, interpretata graficamente, è l'area del rettangolo in basso a sinistra sul grafico delle caratteristiche. Cioè un rettangolo di base tra  $0$  e  $V_{CEQ} = V_{CC}/2$  e altezza  $I_{CQ}$ .

Se poi consideriamo il carico  $R_L$ , in condizioni statiche, per ovvio bilancio energetico dovremo scrivere  $P_{RL} = P_{CC} - P_D = R_L I_{CQ}^2$ . Però questa è la potenza statica, in assenza di segnale, quindi non può essere considerata come potenza utile sul carico. Allora devo considerare l'applicazione del segnale sinusoidale di ingresso. Ora il punto di lavoro percorrerà la retta di carico e sul resistore  $R_L$  si avrà non solo la potenza statica, ma anche il contributo dinamico: la potenza utile. Si scriverà  $P_L = \frac{V_L I_L}{2}$ . Adesso consideriamo la

situazione ideale. Ovvero la massima escursione, senza rischio di distorsione, per il punto di lavoro e, quindi, la massima escursione per la tensione e la corrente sul carico. È evidente che ciò si ha scrivendo  $V_L = V_{CEQ} = V_{CC}/2$  e  $I_L = I_{CQ} = V_{CC}/2R_L$ . Appare altresì chiaro che l'incremento di potenza sul carico (statica + utile) vede una diminuzione della potenza dissipata dal BJT di una quantità pari proprio alla potenza utile, dovendo essere rispettato il bilancio energetico ed essendo la potenza assorbita sempre  $P_{CC} = V_{CC}I_{CQ}$ .

Si osservi il seguente schema che illustra graficamente la situazione tra le potenze in gioco.



A questo punto possiamo provare a determinare i parametri limite (condizioni ideali) di un finale in classe A.

La prima cosa è la determinazione del valore limite del rendimento di

conversione. Ipotizzando la massima escursione del segnale sul carico si ha

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) I_{CQ}}{V_{CC} I_{CQ}} = 0.25$$

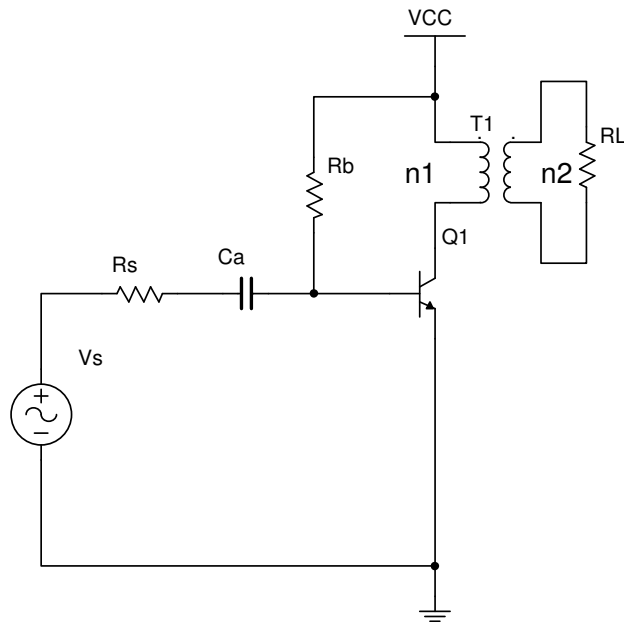
Mentre per il fattore di forma

$$F = \frac{P_{Dmax}}{P_{Lmax}} = \frac{V_{CEQ} I_{CQ}}{\frac{1}{2} V_{CEQ} I_{CQ}} = 2$$

Chiaramente si tratta delle condizioni ideali. L'escursione del segnale in uscita è chiaramente più contenuta per evitare fenomeni di distorsione e ciò chiaramente comporta una riduzione del rendimento ed un aumento del fattore di forma.

Una possibilità per cercare di elevare il valore del rendimento è quello di impedire che nel carico possa scorrere la corrente di polarizzazione  $I_{CQ}$ . Ciò può essere ottenuto in uno stadio

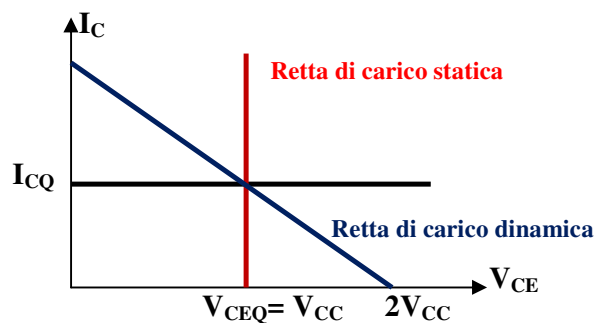
in classe A utilizzando un trasformatore d'uscita. Lo schema è visibile nella figura accanto. Si osserva che il carico  $R_L$  è collegato al secondario del trasformatore e quindi, dal punto di vista statico, sul collettore c'è solo la piccola resistenza del primario. Mentre, dal punto di vista dinamico, sul collettore appare l'impedenza  $\left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 R_L$ . Comunque sul carico non circolerà più la corrente a riposo.



Nella figura accanto è illustrata la

posizione delle due rette di carico che ora devono essere considerate: la retta statica e la retta dinamica. Si deve cercare di fare in modo che la retta di carico dinamica (passante per il punto  $V_{CEQ}=V_{CC}$ ,  $I_{CQ}$ ) intersechi l'asse orizzontale nel punto  $2V_{CC}$ .

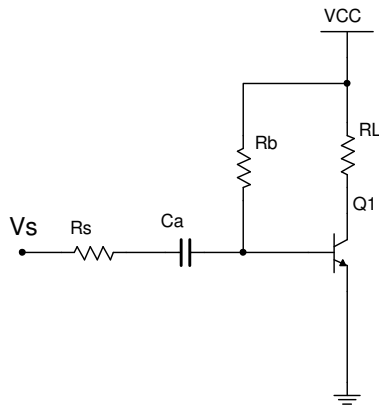
Questo può essere ottenuto con una opportuna scelta del rapporto tra le spire del primario e quelle del



secondario. Raggiungendo questo risultato si ottiene che la massima escursione della ampiezza sul carico è pari a  $V_L = V_{CEQ} = V_{CC}$ . In tal modo nulla cambierà per il fattore di forma ma, appare evidente, che il rendimento teorico salirà al 50%.

**Esercizio n°2:**

Usando lo schema in figura dimensiona un amplificatore finale in classe A supponendo il



*BJT ideale. Lo stadio deve fornire ad un carico  $R_L = 32\Omega$  una potenza  $P_L = 0,5W$ . Determinare in particolare la tensione di alimentazione e la potenza massima dissipata dal BJT.*

**Soluzione**

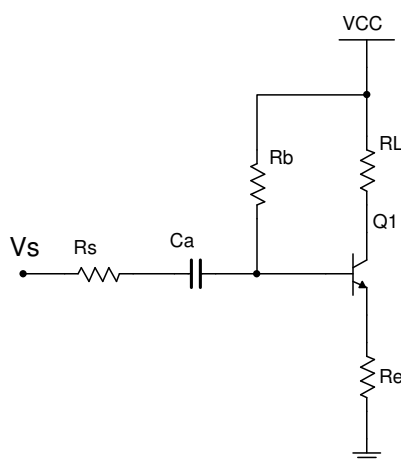
*Se il circuito opera in modo ideale è evidente che il segnale sul carico potrà avere la massima escursione possibile. Quindi essendo  $P_L = \frac{V_L I_L}{2} = \frac{V_L^2}{2R_L}$  dovrà essere*

$$V_{CEQ} = V_L = \sqrt{2R_L P_L} = \sqrt{64(0.5)} \cong 5.7V.$$

*Inoltre per la tensione di alimentazione si avrà  $V_{CC} = 2V_{CEQ} = 11.4V$  mentre la corrente di riposo sarà  $I_{CQ} = \frac{V_L}{R_L} = \frac{5.7}{32} \cong 178mA$ . Le condizioni di funzionamento sono quelle ideali, pertanto deve essere  $F=2$ . Allora sarà  $P_D = F P_L = 1W$  mentre, essendo  $\eta=0.25$ , si avrà  $P_{CC} = \frac{P_L}{\eta} = \frac{0.5}{0.25} = 2W$ .*

**Esercizio n°3:**

*Per garantire la stabilità termica dello stadio finale è necessario inserire un resistore sull'emettitore. Quindi consideriamo il seguente schema in cui, con lo stesso valore di*



*$V_{CEQ} = 5.7V$  dell'esercizio precedente, si ha  $R_E = 10\Omega$ . Si calcoli ora l'effettiva potenza erogata al carico tenendo presente anche che  $V_{CEsat} = 1.0V$ .*

**Soluzione**

*Ora, in condizioni statiche, la corrente  $I_{CQ}$  attraversa entrambi i resistori  $R_L$  e  $R_E$ . Quindi, considerando la stessa alimentazione dell'esercizio precedente, si scriverà  $I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_E + R_L} = \frac{5.7}{42} \cong 136mA$ . Si può quindi calcolare la potenza assorbita*

*dall'alimentazione come  $P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} = (11.4)(0.136) = 1.55W$ . Poi, dovendo considerare anche la tensione di saturazione, è evidente che la massima ampiezza*

disponibile per l'uscita è  $V_L = V_{CEQ} - V_{CEsat} = 5.7 - 1.0 = 4.7V$ . Da cui la massima corrente di segnale sul carico (sempre inteso come la serie di  $R_E$  ed  $R_L$ ) sarà  $I_L = \frac{V_L}{R_E + R_L} = \frac{4.7}{42} = 112mA$ . Ecco la potenza utile sul carico  $R_L$

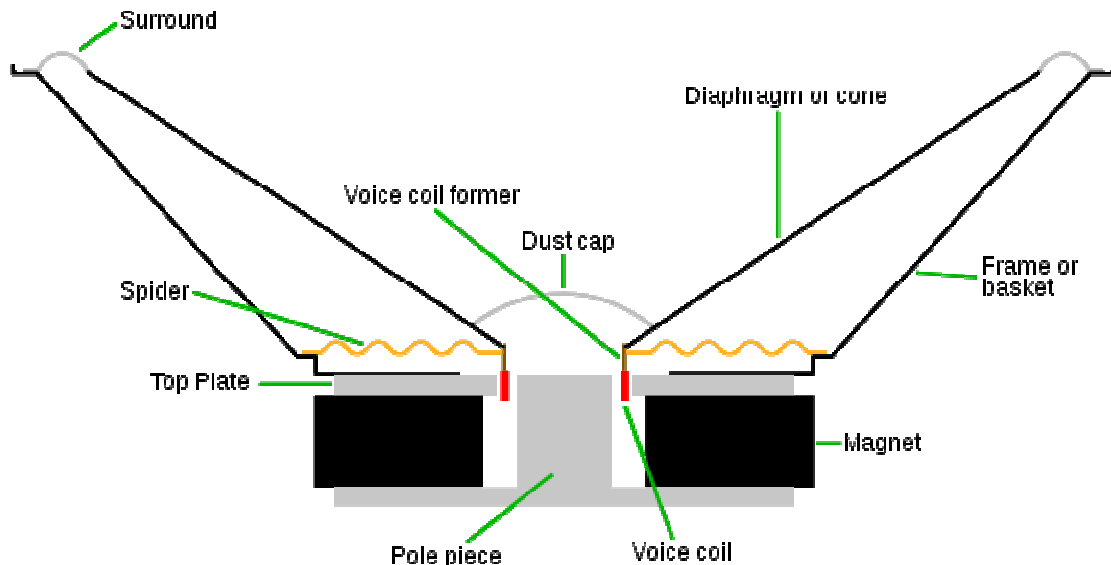
$$P_L = \frac{R_L I_L^2}{2} = \frac{33(0.112)^2}{2} = 0.2W$$

Ora possiamo determinare il rendimento come  $\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{0.2}{1.55} = 0.13$  (13%). Per il

fattore di forma basta scrivere  $F = \frac{P_{Dmax}}{P_{Lmax}} = \frac{V_{CEQ} I_{CQ}}{P_{Lmax}} = \frac{(5.7)(0.136)}{0.2} = 3.9$

## 5. L'altoparlante

Prima di continuare ad esaminare le altre configurazioni circuitali per gli amplificatori BF è bene spendere due parole sull'altoparlante. Esso è il dispositivo attuatore per la catena di amplificazione audio. Sostanzialmente si tratta di un trasduttore elettro – acustico, in altre parole un componente in grado di trasformare le variazioni in ampiezza ed i frequenza di un opportuno segnale elettrico in rarefazioni e compressioni dell'aria, cioè suoni. La struttura, in sezione, di un generico altoparlante (quello detto **magnetodinamico** – *il più usato*) è visibile nella figura seguente (Fonte WIKIPEDIA).



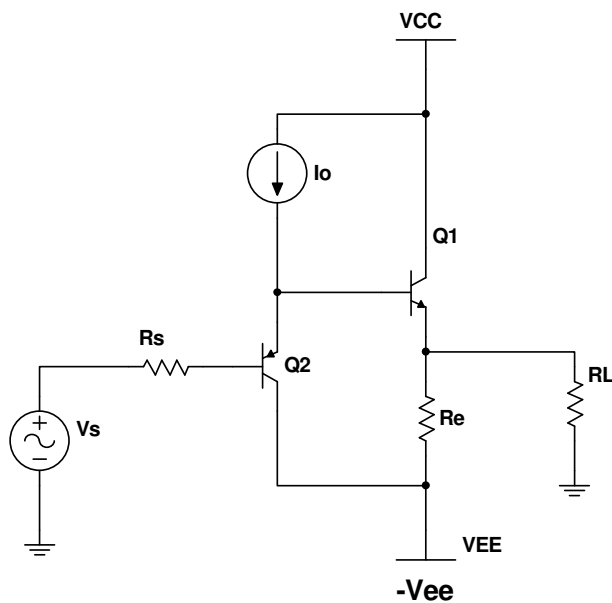
Come appare evidente, all'interno di un magnete permanente (Magnet) è collocata una bobina mobile (Voice coil) alimentata dal segnale elettrico del finale di potenza. La bobina è collegata meccanicamente, mediante una struttura flessibile (Spider) al cono dell'altoparlante. Il cono è fissato, con un fissaggio flessibile, al cestello (basket) di metallo. La corrente elettrica applicata alla bobina fa muovere in avanti ed indietro il cono provocando la generazione di onde sonore. È altresì evidente che è bene non circolino

correnti continue nella bobina mobile per evitare fenomeni di magnetizzazione costanti che limitano la dinamica dell'altoparlante. E, comunque, tali correnti continue potrebbero anche provocare la rottura dell'avvolgimento che presenta valori resistivi molto bassi.

L'altoparlante è visto dall'amplificatore come un carico ohmico con valori resistivi tipici di  $4\Omega$  o  $8\Omega$ .

## 6. Una configurazione in classe A che elimina la componente continua nel carico

Andiamo ora ad esaminare una configurazione in classe A decisamente più realistica, in modo particolare per le applicazioni audio. Se osserviamo la figura vediamo subito che ora il



finale è posto nella classica configurazione a Collettore Comune (*Voltage Follower*). In tale configurazione si garantisce una bassissima impedenza di uscita, mentre risulta quasi unitario il guadagno in tensione. Quindi l'ampiezza del segnale sul carico sarà all'incirca uguale a quella che pilota il finale stesso. Osserviamo anche la presenza di una alimentazione bipolare. I valori di  $V_{CC}$  e  $-V_{EE}$  sono scelti in modo da soddisfare le

seguenti esigenze progettuali:

- Garantire una adeguata dinamica al segnale sul carico per avere la richiesta potenza audio
- Assicurare la corretta polarizzazione del finale **Q1** al centro della zona attiva tenendo presente anche la caduta di tensione sul resistore di compensazione termica  **$R_e$**
- Garantire che il potenziale sull'emettitore di **Q1** ( $V_{E1}$ ) sia il più basso possibile, in condizioni statiche, per evitare correnti continue nell'altoparlante.

Il generatore di corrente  $I_0$  deve garantire l'adeguata polarizzazione del finale e del driver (**Q2**) e anche assicurare l'adeguato pilotaggio del finale stesso in presenza di segnale.

Ora, per analizzare il circuito, supponiamo di avere dei valori reali quali:  $V_{CC}=15V$ ,  $-V_{EE}=-30V$ ,  $I_0=150mA$ ,  $R_e=8\Omega$ ,  $R_L=8\Omega$  e  $R_S=1k\Omega$ . Inoltre siano noti  $h_{FE1}=50$  e  $h_{FE2}=100$ .

Consideriamo il circuito in condizioni statiche, cioè per  $V_s=0$ . In tale caso dovrebbe essere  $V_{E1}=0$  per non avere corrente continua nel carico, e così supponiamo. Possiamo quindi

calcolare la corrente a riposo nel finale come  $I_{C0} = \frac{V_{E1} - V_{EE}}{R_E} = \frac{-V_{EE}}{R_E} = \frac{30}{8} = 3.75A$ . Tale corrente è quella che circola in **Q1** polarizzato al centro della zona attiva, pertanto si avrà una corrente di base  $I_{B1} = \frac{I_{C0}}{h_{FE1}} = \frac{3.75}{50} = 75mA$ . Di conseguenza nell'emettitore di **Q2** circolerà una corrente  $I_{E2} = I_0 - I_{B1} = 150 - 75 = 75mA$  e quindi sulla base di **Q2** (e in **R<sub>s</sub>**) circolerà  $I_{B2} = \frac{I_{E2}}{h_{FE2}} = \frac{75}{100} = 750\mu A$ . Tale corrente produrrà in **R<sub>s</sub>** una caduta di tensione che altro non sarà che il potenziale della base di **Q2** in condizioni statiche. Quindi  $V_{B2} = R_s I_{B2} = (1k\Omega)(0.75mA) = 0.75V$ . Ora se osserviamo il collegamento tra i due BJT dobbiamo dedurre che  $V_{B2} + V_{EB2} = V_{E2}$ . Ma a sua volta  $V_{E2} = V_{B1} = V_{E1} - V_{BE1}$ . Quindi eguagliando le due espressioni trovate e tenendo presente che le tensioni tra B ed E sono, in modulo, le stesse, si conclude che  $V_{B2} = V_{E1} = 0.75V$ . Allora trovare la caduta statica su **R<sub>s</sub>** significa trovare la caduta di tensione sull'altoparlante in condizioni statiche.

Pertanto nell'altoparlante, in condizioni statiche, circolerà la corrente  $I_{L0} = \frac{V_{E1}}{R_L} = \frac{0.75}{8} = 94mA$ , un valore decisamente trascurabile.

Allora, considerando trascurabile la caduta statica sull'altoparlante, possiamo calcolare la corrente statica nel finale **Q1**. Si avrà  $I_{C0} = \frac{V_{E1} - V_{EE}}{R_E} = \frac{-V_{EE}}{R_E} = \frac{30}{8} = 3.75A$ . Pertanto, trascurando la corrente di polarizzazione in **Q2** e ricordando che la potenza media di segnale è nulla nel finale, possiamo scrivere che la potenza assorbita dall'alimentazione è

$$P_{CC} = (V_{CC} - V_{EE})I_{C0} = (45)(3.75) = 168.75W$$

Per quanto riguarda la potenza utile sul carico si deve tenere presente che l'ampiezza massima positiva non può coincidere con il valore dell'alimentazione ma si avrà  $V_{L+} = V_{CC} - V_{CEsat} = 15 - 2 = 13Volt$ . Ora per il caso negativo, quando **Q1** è interdetto, si ha  $V_{L-} = \frac{R_L}{R_E + R_L} V_{EE} = -15Volt$ . Ovviamente si sceglie il valore più piccolo e quindi  $V_{Lmax} = 13V$ . Calcoliamo la potenza massima sul carico

$$P_{Lmax} = \frac{V_{Lmax}^2}{2R_L} = \frac{(13)^2}{16} = 10.5W$$

Mentre il rendimento di conversione sarà

$$\eta = \frac{P_{Lmax}}{P_{CC}} = \frac{10.5}{168.75} = 0.06 \text{ (6\%)}$$

valore ben lontano dal limite teorico.

Per determinare la potenza dissipata dal finale occorre osservare che  $P_D = [P_{CC} - P_{Lmax} - P_{RE}]$  dove **P<sub>RE</sub>** è la potenza che viene dissipata dalla resistenza di emettitore. In tale componente scorre sia la corrente di polarizzazione ma, in presenza di segnale audio, vede

cadere su di essa anche il segnale da amplificare. Allora si dovrà scrivere  $P_{RE} = P_{REstatica} + P_{REdinamica}$ . Andando a calcolare

$$P_{RE} = R_E I_{C0}^2 + \frac{V_{Lmax}^2}{2R_E} = (8)(3.75)^2 + \frac{(13)^2}{16} = 123W$$

E, quindi,  $P_D = [168.75 - 10.5 - 123] = 35.25W$ . Si può allora calcolare il fattore di merito come

$$F = \frac{P_D}{P_L} = \frac{35.25}{10.5} = 3.36$$

Quindi, per ogni watt reso al carico ne devono essere dissipati 3.36 sul finale.

Abbiamo già parlato del fatto che la configurazione proposta è a collettore comune. In tale caso il guadagno in tensione teorico è unitario e, pertanto, l'ampiezza di segnale su carico dovrebbe essere uguale a quella di ingresso. In verità non è proprio così perché bisogna considerare la riduzione prodotta dalla partizione tra la  $R_s$  e la resistenza di ingresso del finale. Nel caso in esame la resistenza di ingresso è calcolabile come

$$R_{in} \cong [(R_L // R_E) h_{FE1}] h_{FE2} = 20k\Omega$$

In tale caso  $\alpha = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \cong 0.94$ . Quindi si continua a mantenere una partizione prossima all'unità. Le cose non sarebbero così se si decidesse di sostituire il generatore di corrente con un resistore. Allora lo schema elettrico diverrebbe quello a lato.

Come prima cosa cerchiamo di determinare il valore da assegnare a  $R_{E1}$ . Certamente la condizione più gravosa è quella in cui **Q1** è saturo e sul carico cade la massima tensione di segnale. In tale caso si ha  $I_{RE} =$

$$\frac{V_{E1} - V_{EE}}{R_E} = \frac{(V_{CC} - V_{CEsat}) - V_{EE}}{R_E} =$$

$$\frac{13 + 30}{8} = 5.375A. \text{ Poi c'è il picco di}$$

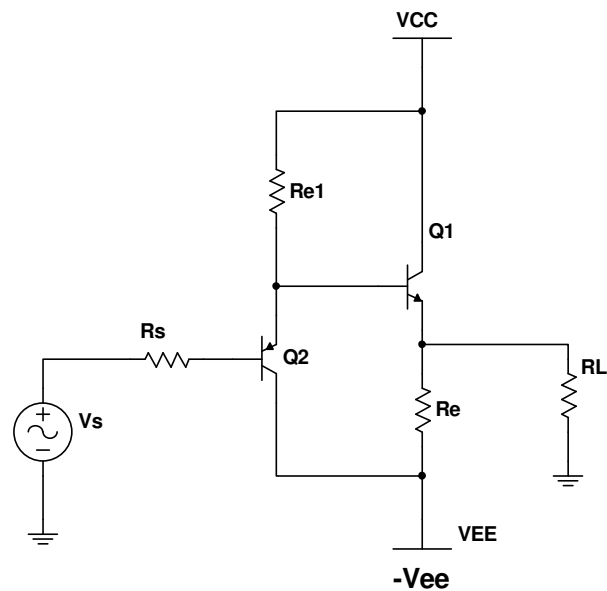
$$\text{corrente sul carico } I_{Lmax} = \frac{V_{Lmax}}{R_L} =$$

$$\frac{13}{8} = 1.625A. \text{ In definitiva nel collettore di } \mathbf{Q1} \text{ circola } I_{C1} = I_{RE} + I_{Lmax} = 7A.$$

Tale corrente richiederà una corrente di base  $I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{FE1}} = \frac{7}{50} = 140mA$ . Allora,

considerando anche la conduzione di **Q2**, ecco che possiamo assegnare  $I_{RE1} = 150mA$ . Ora si

può determinare il valore di  $R_{E1}$  proprio come  $R_{E1} = \frac{V_{CC} - (V_{BE1} + V_{Lmax})}{I_{RE1}} \cong \frac{2}{0.15} \cong 13\Omega$ .



Ebbene l'uso di tale resistenza in sostituzione del generatore di corrente comporta notevoli problemi. Per prima cosa ora la resistenza di ingresso diviene

$$R_{in} \cong \{(R_L // R_E) h_{FE1}\} // R_{E1} h_{FE2} = 629\Omega$$

e, quindi,  $\alpha = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \cong 0.34$  usando la stessa  $R_s$  di prima. Ma appare ancora più evidente la necessità di ridurre  $R_s$  se andiamo a rivalutare la  $V_{E1}$  in condizioni statiche.

Ipotizzando ancora  $V_{E1} = 0$  si ha  $I'_{RE1} = \frac{V_{CC} - (V_{BE1} + V_{E1})}{R_{E1}} \cong \frac{V_{CC}}{R_{E1}} = \frac{15}{13} \cong 1.15A$ .

Sostanzialmente tutta questa corrente è quella che si ha nell'emettitore di **Q2**, tolti i **140mA**

di  $I_{B1}$ . Allora si avrà che  $I_{E2} \cong 1A$  e  $I_{B2} = \frac{I_{E2}}{h_{FE2}} = \frac{1}{100} = 10mA$ . Ne consegue che  $V_{E1} = V_{B2} =$

$R_s I_{B2} = (1.2k)(10mA) = 1.2V$  e, quindi, in condizioni statiche, si ha nell'altoparlante

$I_{L0} = \frac{V_{E1}}{R_L} = \frac{1.2}{8} = 150mA$ . Abbiamo ottenuto, con la stessa  $R_s$  e inserendo  $R_{E1}$ , un

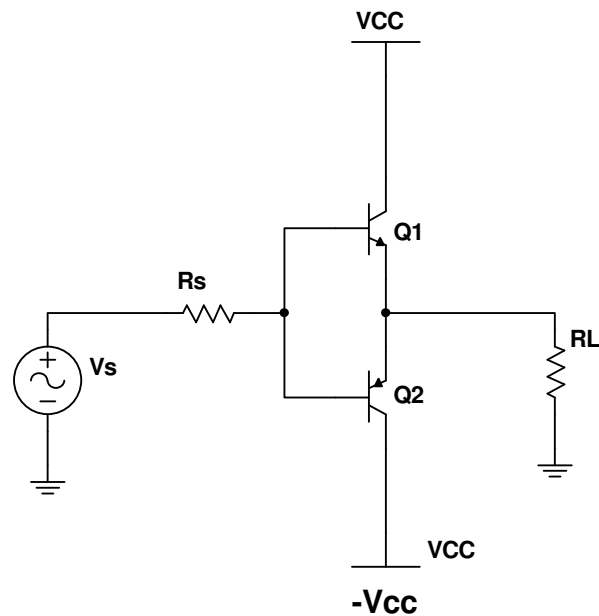
incremento della corrente continua nell'altoparlante ed una forte dissipazione di potenza sia in  $R_{E1}$  che in **Q2**; quest'ultimo deve essere anch'esso un BJT di potenza!

Insomma è molto meglio polarizzare i BJT **usando un generatore di corrente** ottenuto da un altro BJT.

## 7. La configurazione in classe B

Come si è potuto osservare gli stadi in classe A, pur garantendo un elevato grado di linearità, sono poco efficienti avendo rendimenti molto bassi e fattori di forma elevati. La soluzione

per ottenere uno stadio finale con un migliore rendimento è quella di cercare di non fare condurre i finali in assenza di segnale. Questo può essere realizzato con una particolare configurazione circuitale detta *push – pull amplifier* o *amplificatore a simmetria complementare*. Lo schema di principio è quello illustrata di lato. Si osservi che sono presenti due BJT: un **NPN** e un **PNP**. Essi dovranno essere perfettamente uguali e simmetriche nelle loro caratteristiche.



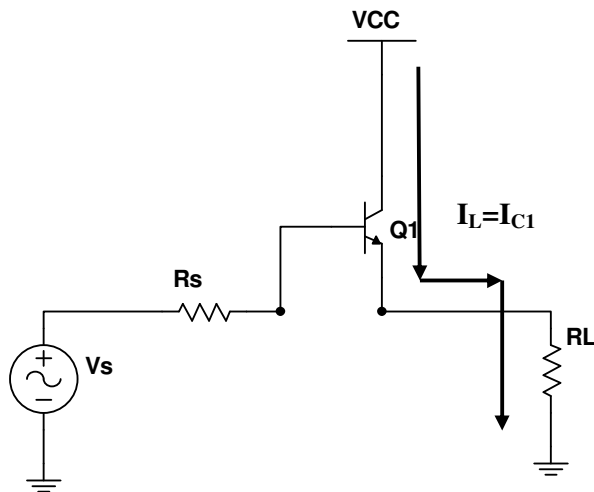
Entrambi vedono il carico nella configurazione a collettore comune e sono alimentati con alimentazione duale. Il segnale è applicato contemporaneamente alle due basi. Quindi, la



semionda positiva porrà in conduzione il bjt NPN (**Q1**) mentre la semionda negativa porrà in conduzione il bjt PNP (**Q2**). Allora **Q1** amplificherà le sole semionde positive e **Q2** le sole semionde negative. In assenza di segnale audio i due bjt saranno interdetti e **l'assorbimento di potenza in condizioni statiche sarà, di conseguenza, nullo**. Chiaramente si sta descrivendo una situazione totalmente ideale, gli stessi bjt sono supposti avere tensione di soglia nulla. Comunque l'analisi che segue è utile per ricavare le condizioni limite (*ideali*) relativamente al rendimento ed al fattore di merito.

Vediamo come è possibile ricavare la potenza assorbita dall'alimentazione. Si è già detto che in condizioni statiche non c'è assorbimento e nell'altoparlante non c'è circolazione di corrente continua (cosa peraltro positiva). Quindi l'assorbimento di potenza si avrà solo in

presenza di segnale. Durante la semionda positiva la situazione di conduzione è quella accanto indicata. La corrente circola solo in **Q1** e passa nel carico. Si avrà allora solo una **mezza semionda positiva di corrente**. La potenza assorbita sarà quindi calcolabile come



$$P_{CC+} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{CC} I_P \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) dt = V_{CC} I_P \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) dt = V_{CC} \frac{I_P}{\pi}$$

Un analogo ragionamento può essere ripetuto per la semionda negativa, ora con la sola conduzione di **Q2**. In definitiva

$$P_{CC} = 2 \left[ V_{CC} \frac{I_P}{\pi} \right]$$

Per il calcolo della potenza sul carico va osservato che, con il meccanismo del funzionamento in push – pull, l'intera forma d'onda da amplificare è ricostruita sul carico. Quindi si ha

$$P_L = \frac{V_P I_P}{2} = \frac{V_P^2}{2R_L}$$

essendo  $V_P = V_{CC} - V_{CEmin}$ .

È poi facile concludere che, non essendo presenti altri elementi resistivi tranne il carico, la potenza dissipata dal singolo finale è data da  $P_D = \frac{1}{2}[P_{CC} - P_L]$ .

Supponiamo ora di avere dei **BJT** ideali con  $V_{CEmin}=0$ , in questo modo la dinamica di uscita è pari al valore stesso della alimentazione. Ecco allora le potenze, in condizioni ideali, dello stadio in classe B:

$$P_{CC} = 2 \left[ V_{CC} \frac{V_{CC}}{\pi R_L} \right] = 2 \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L}$$

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

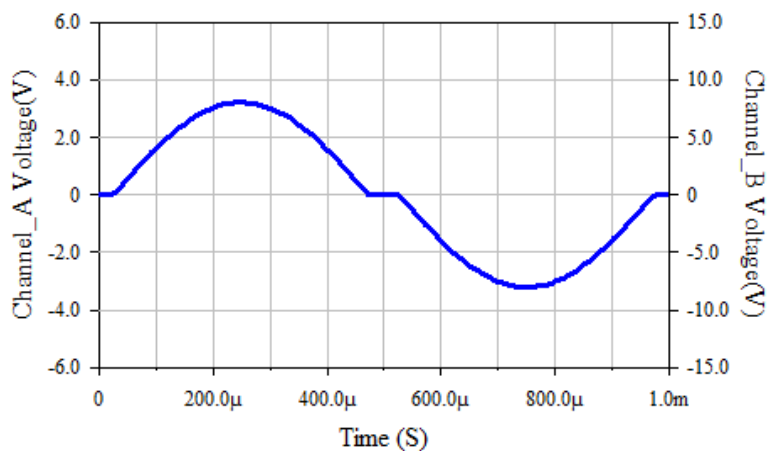
$$P_D = \frac{1}{2}[P_{CC} - P_L] = \frac{1}{2} \left[ 2 \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L} - \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \right] = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{1}{2} \right] = 0.14 \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

Pertanto si avrà:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}}{2 \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L}} = \frac{\pi}{4} = 0.786 \text{ (78.6\%)}$$

$$F = \frac{P_D}{P_L} = \frac{0.14 \frac{V_{CC}^2}{2R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} = 0.14$$

Purtroppo si tratta solo di una situazione ideale in quanto i **BJT** per entrare in conduzione devono vedere superata la tensione di soglia  $V_{BE\gamma}$ . Quindi valori di tensione in ingresso compresi tra  $-V_{BE\gamma}$  e  $+V_{BE\gamma}$  non porteranno mai in conduzione i **BJT** producendo in uscita tensione **nulla sul carico**. Il fenomeno prende il nome di *distorsione di Cross – Over* e rende sostanzialmente inutilizzabile lo stadio in classe B. Nel grafico visibile di seguito si



può osservare come appare il segnale in uscita dallo stadio in classe B e affetto da distorsione di Cross – Over. Si noti che il fenomeno di distorsione affligge il segnale audio proprio nel tratto a maggiore pendenza.

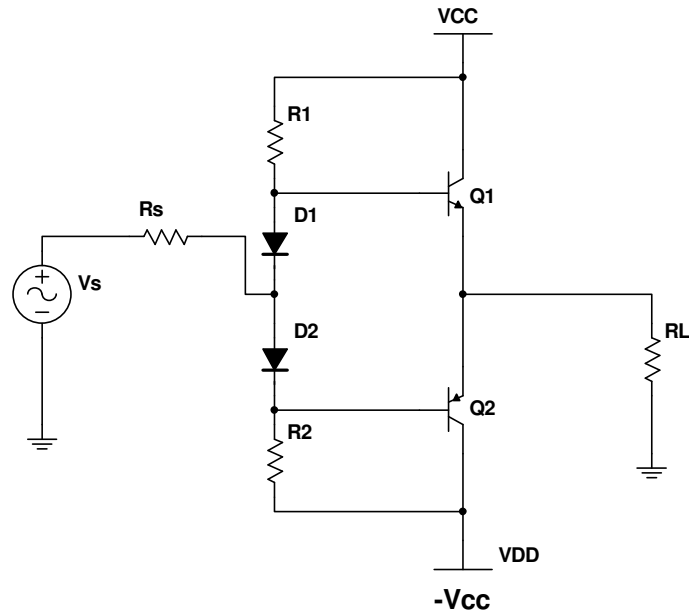
Pertanto produce un elevato tasso di distorsione armonica. Ciò è ovviamente intollerabile e quindi è necessario

porvi rimedio. La soluzione è quella di mantenere i BJT **lievemente polarizzati**, in questo modo il segnale applicato non sarà più costretto a superare le tensioni di soglia.

### 8. La configurazione in classe AB

La configurazione del finale audio in classe AB è una configurazione sempre in push – pull in cui si fa in modo di polarizzare lievemente i finali per superare il fenomeno della distorsione di cross – over. Lo schema di principio è il seguente. I due diodi **D1** e **D2** polarizzano leggermente i **BJT**,

quindi essi condurranno per un angolo superiore a **180°**. Si avrà circolazione di corrente di collettore anche in assenza di segnale e ciò causerà una **riduzione del rendimento di conversione**. Per evidenti ragioni di simmetria il punto di collegamento del carico si troverà sempre a potenziale di massa, quindi **nel carico, a riposo, non circolerà corrente**.



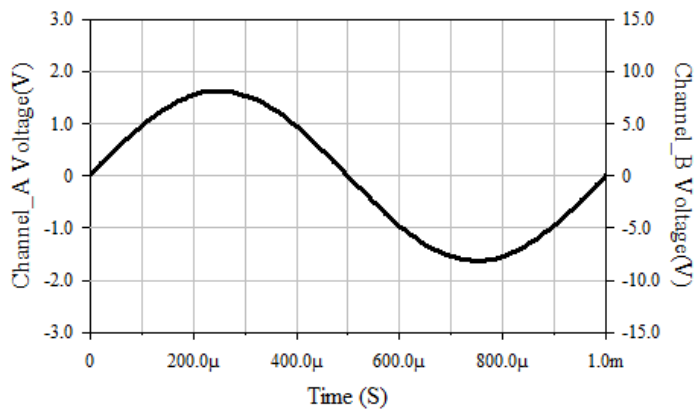
I diodi **D1** e **D2** nelle realizzazioni pratiche è bene siano posti a contatto con i rispettivi finali per ragioni di compensazione termica delle derive del cadute sulle giunzioni. Se andiamo a visualizzare nuovamente la tensione sul carico ecco come apparirà. È scomparsa

la distorsione di cross – over. Si osserva però che c'è stata una riduzione della ampiezza. Ciò è dovuto al fatto che la resistenza di ingresso dello stadio è ora

$$R_{in} = R_1 // R_2 // [h_{fe} R_L]$$

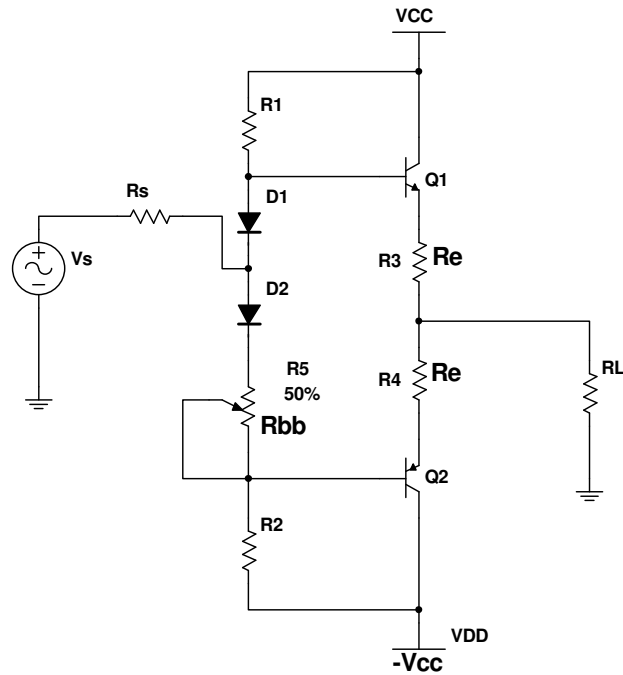
Quindi si è notevolmente ridotta per la presenza di **R1** e **R2**. Ciò comporta la necessità di ridurre la

resistenza della sorgente del segnale altrimenti il guadagno in tensione diventa molto inferiore a uno. Comunque il grande problema dello stadio in esame è la sua instabilità termica. L'assenza di un meccanismo di reazione negativa rende il circuito proposto molto



sensibile al rischio di valanga termica innescata dall'incremento esponenziale della  $I_{CB0}$  causata dall'incremento di temperatura. Come noto questo fenomeno può essere evitato inserendo una resistenza nel circuito di emettitore. Lo schema finale è quindi il seguente.

Ora la corrente continua di polarizzazione circolerà anche nelle due resistenze  $R_e$  provocando una caduta di tensione non compensata da  $D1$  e  $D2$ , allora va inserito il trimmer  $R_{BB}$  da tarare per avere tensione continua nulla sul carico e annullamento della distorsione di cross – over. Però una parte della potenza di segnale sarà ora dissipata dalle resistenze  $R_e$ . È bene che tali resistenze non abbiano un valore elevato per non ridurre eccessivamente il rendimento di conversione. In genere si ha  $R_e = \frac{1}{10} R_L$ .



**Esercizio n°4:**

Nel circuito del finale in classe AB della figura visibile qui sopra si ha  $R1=R2=68\Omega$ ,  $R_L=8\Omega$ ,  $R_e=1\Omega$ ,  $V_{CC}=15V$ ,  $V_{CEmin}=2V$ ,  $\Delta VR_{BB}=100mV$ ,  $R_s=10\Omega$ ,  $h_{fe}=50$ . Calcolare il rendimento di conversione, il fattore di forma e la  $V_{smax}$  che consente la massima dinamica in uscita.

**Soluzione**

Si supponga che a riposo lo stadio finale sia stato correttamente polarizzato e presenti tensione nulla sul carico. Allora  $\Delta VR_{BB}$  cade tutta sulle due resistenze  $R_e$ . Quindi si ha

$$I_{C0} = \frac{\Delta VR_{BB}}{2R_e} = \frac{0.1}{2} = 0.05A = 50mA$$

Possiamo ora calcolare la potenza assorbita che dovrà tenere presente oltre all'elemento dinamico anche quello statico.

$$P_{CC} = 2V_{CC}I_{C0} + 2[V_{CC}I_m] = 2V_{CC}I_{C0} + 2 \left[ V_{CC} \frac{V_P}{\pi(R_e + R_L)} \right]$$

Ora si ha  $V_P = V_{CC} - V_{CEmin} = 15 - 2 = 13V$ . Quindi possiamo calcolare numericamente la potenza assorbita

$$P_{CC} = 2(15)(0.05) + 2 \left( 15 \frac{13}{\pi(9)} \right) \cong 15.29W$$

Per calcolare la potenza assorbita dal carico dobbiamo, come prima cosa, calcolare la potenza di segnale sulla serie tra  $R_e$  e  $R_L$ . Potremo scrivere

$$P_R = \frac{V_P^2}{2(R_e + R_L)} = \frac{(13)^2}{18} = 9.38W$$

Di questa potenza si deve calcolare la quota effettivamente utile al carico (l'altoparlante). Ciò può essere fatto come

$$P_L = \frac{R_L}{R_e + R_L} P_R = \frac{8}{9} 9.38 = 8.34W$$

Allora si avrà il rendimento di conversione

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{8.34}{15.29} = 0.54 \text{ (54\%)}$$

Per la determinazione della potenza dissipata dal singolo finale si scriverà

$$P_D = \frac{1}{2} [P_{CC} - P_L - P_{Re}]$$

Dove  $P_{Re} = 2R_e I_{C0}^2 + \frac{R_e}{R_e + R_L} P_R = 2(1)(0.05)^2 + \frac{1}{9} 9.38 \cong 1W$ . Allora sostituendo

$$P_D = \frac{1}{2} (15.29 - 8.34 - 1) \cong 2.975W$$

È possibile ora calcolare la figura di merito come

$$F = \frac{P_D}{P_L} = \frac{2.97}{8.34} = 0.356$$

Per rispondere all'ultima domanda si deve osservare che lo stadio finale, essendo in configurazione a collettore comune, presenta un guadagno prossimo all'unità. Però il guadagno dell'intero amplificatore è influenzato dal rapporto tra la resistenza del generatore e la resistenza di ingresso. È evidente che la resistenza di ingresso può essere calcolata nel seguente modo

$$R_{in} \cong R_1 // R_2 // [h_{fe}(R_e + R_L)] \cong 31.6\Omega$$

Pertanto il guadagno in tensione è stimabile come

$$\alpha = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} = \frac{31.6}{31.6 + 10} = 0.76$$

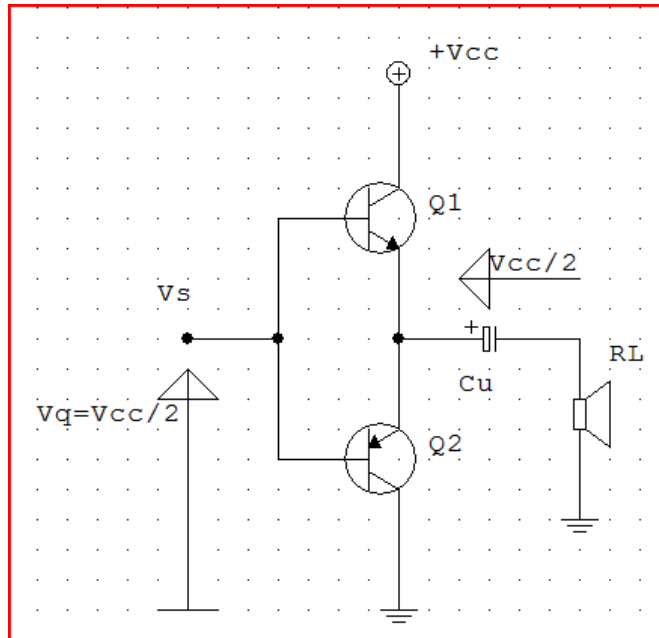
Allora la tensione in ingresso per la massima ampiezza in uscita è data da

$$V_{smax} = \frac{V_{Lmax}}{\alpha} = \frac{13}{0.76} \cong 17V$$

### 9. Amplificatore in classe B a singola alimentazione

Si è già esaminata la configurazione in classe B con la soluzione a simmetria complementare (*push – pull amplifier*) e con alimentazione duale. È possibile anche realizzare una soluzione in classe B con l'utilizzo di una più comoda **alimentazione singola**. Questa opzione è comunemente presa in esame per la realizzazione di amplificatori di potenza limitata. Lo

schema di principio è quello visibile nella figura accanto. Si può notare la presenza di un condensatore elettrolitico  $C_u$  (normalmente di grossa capacità) posto in serie al carico  $R_L$ . Durante il transitorio di accensione, vista la polarizzazione delle basi ora fissata a  $V_Q = \frac{V_{CC}}{2}$ , la capacità inserita si carica proprio al valore  $\frac{V_{CC}}{2}$ .



All'applicazione della semionda positiva il finale **Q1** passa in conduzione;  $C_u$  è dinamicamente cortocircuitato e quindi  $V_s$  potrà passare al carico.

Applicando la **semionda negativa** è **Q1** che **OFF** e si accende **Q2**. Esso sarà ora alimentato dalla batteria costituita da  $C_u$  stesso (batteria di  $\frac{V_{CC}}{2}$ ): la semionda negativa potrà regolarmente passare al carico. Con la nuova semionda positiva si avrà il ripristino della carica in  $C_u$ .

È bene osservare che ora, nel caso di ampiezza ideale della dinamica, si ha  $V_{Lmax} = \frac{V_{CC}}{2}$ , mentre nel caso reale, ipotizzando una caduta minima sulla giunzione CE dei finali, si ha  $V_{Lmax} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{CEmin}$ . Quindi è possibile riprendere le già esaminate espressioni del caso del finale in classe B ricalcolandole con  $\frac{V_{CC}}{2}$  al posto di  $V_{cc}$ .

$$P_{CC} = 2 \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) \frac{V_{CC}}{2} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L}$$

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\left( \frac{V_{CC}}{2} \right)^2}{R_L} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

$$P_D = 0.14 \frac{\left( \frac{V_{CC}}{2} \right)^2}{2R_L} = 0.14 \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

e quindi si avrà

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{\pi R_L}} = \frac{\pi}{4} \quad (78.5\%)$$

$$F = \frac{P_D}{P_L} = \frac{0.14 \frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}} = 0.14$$

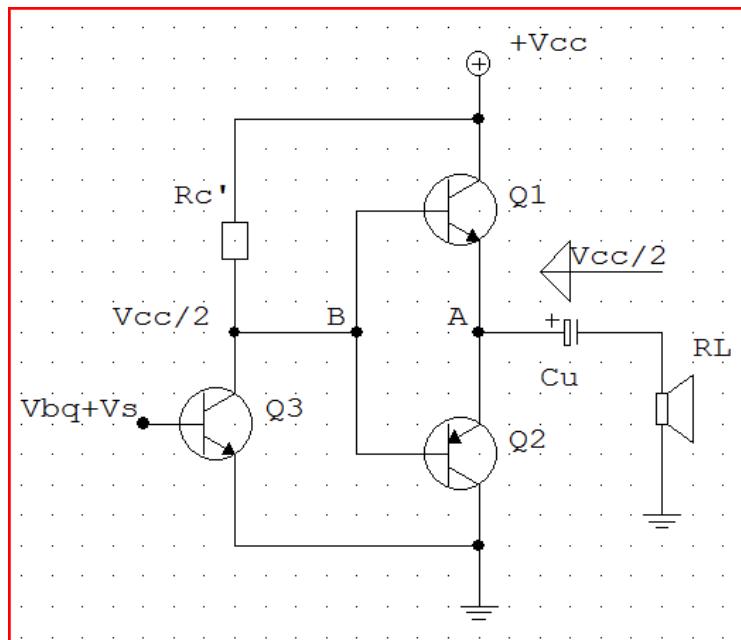
Si ottengono gli stessi parametri caratteristici dello stadio in classe B ad alimentazione duale, almeno per il caso teorico.

### 10. Accoppiamento diretto del Driver allo stadio in classe B a singola alimentazione

Nel caso di stadio a singola alimentazione, come si è visto, è necessario polarizzare le basi dei finali al potenziale  $\frac{V_{CC}}{2}$  rispetto a massa. A tale scopo si può utilizzare un BJT che fungerà anche da driver accoppiato direttamente con i finali. Ecco lo schema di principio.

Si osservi che la resistenza  $R_C'$  deve essere calcolata perché, a riposo, si abbia nel punto B la corretta polarizzazione a  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Proviamo ad analizzare il funzionamento del circuito all'applicazione del segnale da amplificare.

Quando in ingresso è presente la semionda positiva di un segnale sinusoidale il BJT **Q3** vede



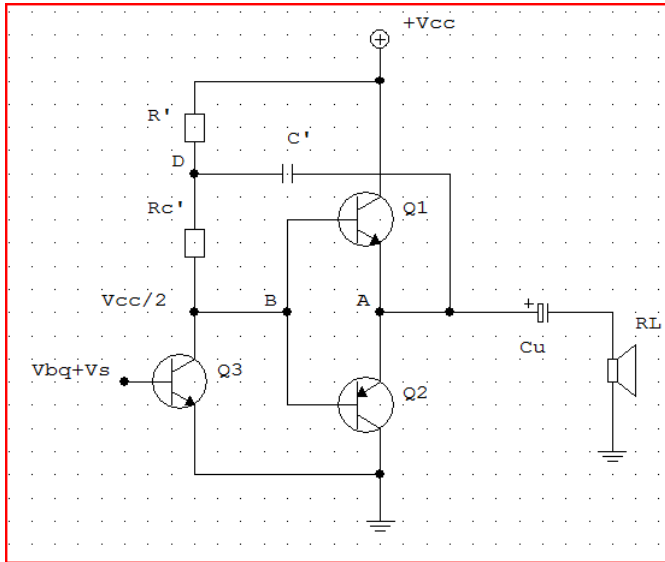
spostare il suo punto di lavoro dinamico verso la condizione di saturazione. In tale situazione il potenziale nel punto **B** scende a causa della maggiore caduta su  $R_C'$ . Il finale **Q2** entrerà in conduzione e in uscita, sul carico, sarà riportata una semionda negativa. Ipotizzando i BJT ideali sul carico si avrà la massima ampiezza disponibile, cioè  $-\frac{V_{CC}}{2}$ . Si osservi che lo stadio è complessivamente invertente.

Quando in ingresso appare la semionda NEGATIVA, **Q3** vede il suo punto di lavoro spostarsi verso l'interdizione. Ora la corrente che passava in  $R_C'$  e poi nel collettore di **Q3**

ora fluisce nella base di **Q1**, che inizia a condurre. Ma questo vuol dire che la corrente è solo **deviata e non cambiata**. Allora la caduta di potenziale su **R<sub>C</sub>'** non può variare di molto e, poiché **A** e **B** sono allo stesso potenziale, ecco che nel punto **A** non ci si potrà spostare molto da  $\frac{V_{CC}}{2}$  con una conseguente forte riduzione della dinamica. In sintesi la soluzione circuitale che è stata finora prospettata produce una forte riduzione della dinamica sul carico.

Per risolvere questo problema si ricorre al **DRIVER con EFFETTO BOOTSTRAP**.

Osserviamo il seguente schema. Si noti che è stata inserita la capacità **C'** (*capacità di bootstrap*) tra il punto **A** ed il punto **D**; quest'ultimo punto è



ottenuto ripartendo in due componenti la resistenza di collettore di **Q3**. Il condensatore **C'** si comporta come una batteria che, con un opportuno valore di **R'**, porta il potenziale statico del punto **D** intorno al valore **V<sub>cc</sub>**. Ma il fenomeno del *bootstrap* si osserva in *regime dinamico*.

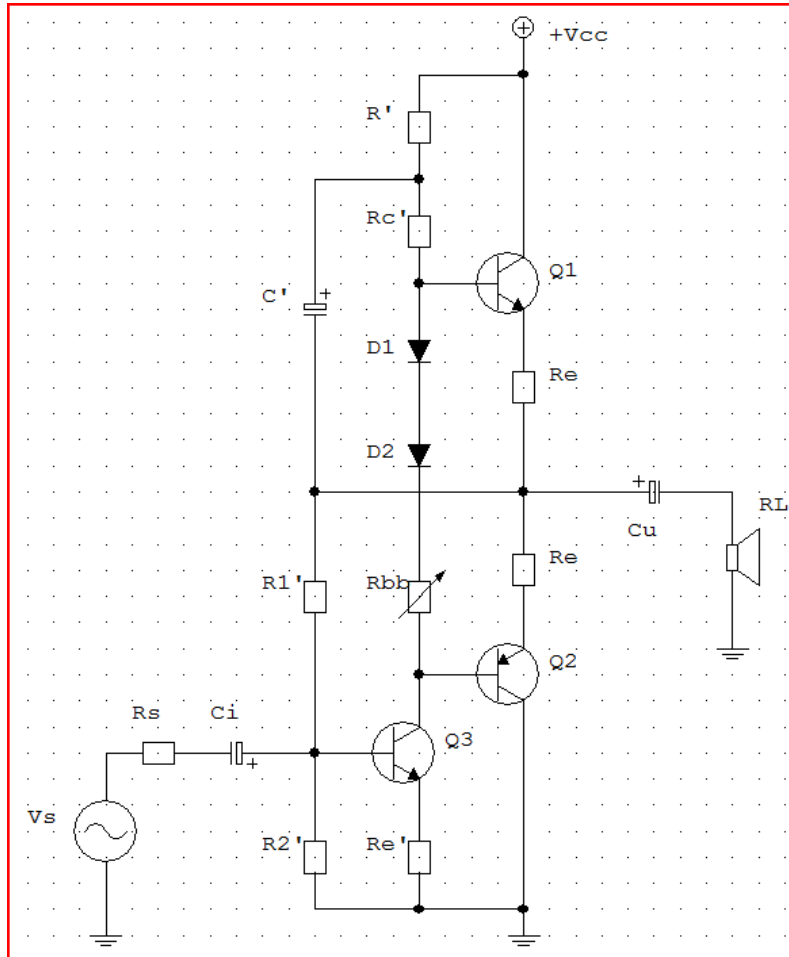
Nulla cambia all'applicazione della semionda positiva. Però applicando in ingresso la semionda NEGATIVA un aumento della tensione in **B** (**Q1** è in conduzione) viene riportata nel punto **A**. Ma ora **C'** riporta tale variazione nel punto **D**; quindi **D** è **portato ad un potenziale dinamico ben superiore a V<sub>cc</sub>**. Allora il punto **B** potrà percorrere tutta la dinamica fino a **V<sub>cc</sub>** e consentire al segnale sul carico di avere la stessa dinamica del caso di conduzione di **Q2**. Si osservi anche che essendo tutte le variazioni dinamiche in **B** riportate alla pari in **D**, ne consegue **che la differenza di potenziale su R<sub>C</sub>' rimane invariata**. Pertanto la corrente di segnale **non transita in R<sub>C</sub>'** ma va tutta nel finale: *il carico dinamico di R<sub>C</sub>' visto da Q3 tende a diminuire*.

## 11. La soluzione a singola alimentazione in classe AB

Lo stadio che abbiamo esaminato nel precedente punto rimane, però, solo teorico. Come è noto il finale in classe **B** presenta il grave fenomeno della *distorsione di cross-over* che impedisce una risposta fedele nel campo della riproduzione audio. La soluzione è sempre quella di polarizzare in lieve conduzione la coppia di BJT complementari e quindi ricorrere alla soluzione circuitale in classe **AB**; soluzione anch'essa a singola alimentazione. Il circuito finale è illustrato nella figura seguente. Come è evidente dallo schema sono stati



inseriti i resistori  $R_E$  e  $R_E'$  per la compensazione termica. È presente la capacità  $C'$  di



**bootstrap.**

Il gruppo costituito da **D1**, **D2** e **R<sub>BB</sub>** sono gli elementi che consentono la corretta polarizzazione di **Q1** e **Q2**; **R<sub>BB</sub>** andrà tarato per una corrente a riposo nei finali non superiore a  $\frac{1}{100} I_{Lmax}$ .

**R<sub>1</sub>'** e **R<sub>2</sub>'** polarizzano la base di **Q3** prelevando il potenziale di alimentazione pari a  $\frac{V_{CC}}{2}$  tra la **R<sub>E</sub>** dei finali.

Di seguito è presentato un intero esempio di progetto di questa

tipologia di finale.

**Esercizio n°5:**

Considerando lo stadio finale in classe AB illustrato nella precedente figura si chiede di progettare il circuito per ottenere una potenza di 1W sul carico.

**Soluzione:**

Sapendo che  $P_L = 1W$  possiamo calcolare l'ampiezza massima della tensione di segnale sul carico. Infatti, da  $P_L = \frac{V_L^2}{2R_L}$  si ha  $V_L = \sqrt{2R_L P_L} = \sqrt{2 \cdot 8 \cdot 1} = 4V$ .

Ora è possibile calcolare la massima corrente sul carico, che è anche la massima corrente di collettore per i finali, come  $I_L = I_{Cmax} = \frac{V_L}{R_L} = \frac{4}{8} = 0.5$ .

Per quanto riguarda le resistenze di emettitore si può porre  $R_E = \frac{1}{10} R_L = 0.8\Omega$  e quindi  $P_{RE} \cong R_E I_{Cmax}^2 = 0.8(0.5)^2 = 0.2W$ . Si può concludere che ogni resistenza di emettitore dei finali può essere realizzata ponendo in parallelo due resistori da 1.5Ω 1W.

Per trovare il corretto valore di alimentazione dello stadio si può osservare che quando Q1 risulta in piena conduzione

$$V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2} = V_L + V_{RE} + V_{CEmin}$$

Tale espressione deriva dal fatto che il condensatore  $C_u$  è carico a  $\frac{V_{CC}}{2}$  e quindi la tensione disponibile ( $V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2}$ ) si ripartisce tra il carico ( $V_L$ ), la resistenza di emettitore (dove ovviamente  $V_{RE} = \frac{1}{10}V_L$ ) e la caduta sulla giunzione CE (in via cautelativa  $V_{CEmin} = 2V$ ). Pertanto si avrà  $\frac{V_{CC}}{2} = V_L + V_{RE} + V_{CEmin} = 4 + 0.4 + 2 = 6.4V$  e quindi  $V_{CC} = 12.8V$ .  
 Conviene scegliere un valore di alimentazione un po' più alto e quindi  $V_{CC} = 15V$ .

Ipotizzando una situazione di idealità con  $V_{CEmin} = 0$  si potrebbe avere

$$P_{Lmax} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2}\right)^2}{2(R_E + R_L)} = \frac{7.5^2}{2(0.8 + 8)} \cong 3.2W$$

e allora, per l'ipotesi di idealità,  $P_D = FP_{Lmax} = 0.14(3.2) \cong 0.45W$ .

Allora è bene utilizzare dei finali che possano dissipare almeno **1W** in tutta tranquillità. La scelta può cadere sulla coppia complementare **BD439 - BD440** ( $V_{CEmax}=60V$ ,  $I_{Cmax}=4A$ ,  $I_{Bmax}=1A$ ,  $V_{BE}\cong 0.8V@I_C=0.5A$ ,  $h_{FE}>100@I_C=0.5A$ ).

Adesso spostiamoci su **Q3**. Supponendo  $h_{FE1}=h_{FE2}=100$  possiamo calcolare la  $I_{B1}$  con il finale **Q1** in piena conduzione. Si avrà  $I_{B1} = \frac{I_{Cmax}}{h_{FE1}} = \frac{0.5}{100} = 5mA$ . In condizioni statiche la corrente di base massima dei finali deve fluire nel solo collettore del driver. Ipotizzando una maggiorazione del 20% si può scrivere  $I_{C3} = 1.2I_{B1} = 6mA$ .

Poi, come ben noto dalla teoria degli stadi finali in classe AB, è necessario mantenere leggermente in conduzione i finali in assenza di segnale. Ciò può essere tenuto in considerazione supponendo che alla polarizzazione delle giunzioni BE dei finali, inizialmente, ci pensi la sola  $R_{BB}$ . Allora supponendo trascurabile la caduta sulle resistenze di emettitore dei finali, di per se già piccola in condizioni dinamiche, si può scrivere

$$R_{BB} = \frac{2V_{BEY}}{I_{C3}} = \frac{1.2}{6} = 200\Omega$$

In pratica si useranno due diodi in serie (due **1N4148**) con in serie una resistenza variabile  $R_{BB}=100\Omega$ . La resistenza variabile sarà regolata, in sede di taratura, per avere una circolazione di corrente, a riposo, nei finali pari a  $I_{CQ} \cong \frac{1}{100}I_{Cmax} = 5mA$ .

Passiamo ora alle resistenze di polarizzazione del driver **Q3**. Sempre in condizioni statiche, ipotizzando  $C_u$  carico a  $\frac{V_{CC}}{2}$ , si ha

$$R'_C + R' = \frac{V_{CC} - \left(V_{BEY} + \frac{V_{CC}}{2}\right)}{I_{C3}} = \frac{15 - (0.6 + 7.5)}{6} = 1.15k\Omega$$

Tale valore ohmico può essere approssimato con la scelta  $R_C'=820\Omega$  e  $R'=470\Omega$ . Poi si potrà  $V_{RE'} \leq \frac{1}{10}V_{Cu} = \frac{1}{10}\frac{V_{CC}}{2} = 0.75V$ . Va bene la scelta  $V_{RE'} = 0.5V$ . Si avrà quindi

$$R'_E = \frac{V_{RE'}}{I_{C3}} = \frac{0.5}{6} \cong 82\Omega$$

Si passa ora a  $R_1'$  e  $R_2'$ . Supponendo di usare come driver un BJT come il **BC107**, ovvero tale da avere un  $h_{FE} \geq 200$ , e imponendo sul partitore della base di  $Q_3$   $I_R \geq \frac{1}{10}I_{C3} \cong 1mA$  si avrà

$$R_2' = \frac{V_{BEY} + V_{RE'}}{I_R} = \frac{0.65 + 0.5}{1} \cong 1.2k\Omega$$

$$R_1' = \frac{V_{Cu} - (V_{BEY} + V_{RE'})}{I_R} = \frac{7.5 - (0.65 + 0.5)}{1} \cong 6.35k\Omega \text{ (std. } 6.2k\Omega)$$

Gli ultimi componenti da determinare sono gli elettrolitici. Per essi si può seguire un procedimento approssimativo e poi calibrarne il valore in via sperimentale. Per quanto riguarda  $C_u$ , supponendo una frequenza di taglio minima  $f_{min}=20Hz$ , si può scrivere

$$C_u \geq \frac{1}{2\pi f_{min}(R_E + R_L)} = \frac{1}{2\pi 20(8.8)} \cong 1000\mu F$$

Per le altre capacità, lavorando con una  $f_t \cong \frac{1}{10}f_{min} = 2Hz$ , si ha

$$C' \geq \frac{1}{2\pi f_t(R_C'/R')} = \frac{1}{2\pi 2(299)} \cong 266\mu F \text{ (std. } 330\mu F)$$

$$C_i \geq \frac{1}{2\pi f_t R_s} = \frac{1}{2\pi 2(1000)} = 80\mu F \text{ (std. } 100\mu F)$$

Per quest'ultimo valore si è supposta una  $R_s=1k\Omega$

\*\*\*\*\*