

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Corso di laurea in Ingegneria dell'Informazione

Tesi di laurea triennale

ANNO ACCADEMICO 2012 / 2013



**AMPLIFICATORI DI POTENZA
PER APPLICAZIONI AUDIO**

Laureando:

Stefano Murrone

Relatore:

Gaudenzio Meneghesso

30 Settembre 2013

Indice

Introduzione.....	5
1. Definizioni e parametri fondamentali.....	7
1.1. BJT e MOSFET.....	7
1.2. Note sulla non linearità.....	7
1.3. Modello per il comportamento lineare.....	8
1.4. Parametri principali.....	11
2. Sistemi amplificatori.....	15
2.1. Architettura di un sistema amplificatore.....	15
2.2. L'amplificatore di potenza.....	17
2.3. Le classi di funzionamento.....	18
3. Analisi delle classi di funzionamento.....	23
3.1. Amplificatori di potenza in classe A.....	23
3.1.1. Classe A percorso dalla componente continua di corrente.....	23
3.1.2. Classe A non percorso dalla componente continua di corrente.....	28
3.2. Amplificatori di potenza in classe B.....	33
3.2.1. Classe B in controfase.....	34
3.2.2. Classe B a simmetria complementare.....	39
3.2.3. Classe B con transistor non ideali.....	41
3.3. Amplificatori di potenza in classe AB.....	43
3.4. Amplificatori di potenza in classe D.....	47
3.5. Amplificatori di potenza in classe G.....	50
3.6. Amplificatori di potenza in classe H.....	55
4. Bibliografia e Sitografia.....	59

Introduzione

Che importanza ha raggiunto l'amplificazione dei segnali nel mondo odierno a livello sociale ed economico? Al giorno d'oggi la gran parte delle persone interagisce quotidianamente con qualche dispositivo provvisto di un amplificatore, al punto da non accorgersene nemmeno, poiché l'elettronica e l'amplificazione sono ormai completamente radicate nella nostra quotidianità.

Gli amplificatori in particolare sono tra i circuiti che hanno avuto la maggiore applicazione nella storia dell'elettronica e che maggiormente hanno influenzato e migliorato le tecnologie dell'era moderna, permettendo numerosi sviluppi. In particolare l'elettronica moderna è nata e si è evoluta proprio con lo studio di tali dispositivi e dei circuiti di amplificazione: la nascita dell'elettronica infatti si può far coincidere con l'introduzione ad inizio Novecento dei primi dispositivi "attivi", cioè in grado di amplificare e modulare i segnali elettrici. Per primi fecero la loro comparsa gli amplificatori valvolari grazie all'invenzione del triodo (De Forest, 1906), primo tubo elettronico che rese possibile l'amplificazione elettronica dei segnali e l'amplificazione di potenza. Questi furono utilizzati sia in campo radio (alta frequenza, HF) che in campo audio (bassa frequenza, BF) e su di esso nacque la prima configurazione amplificatrice, di cui parleremo in seguito: la classe A.

In seguito, a partire dal 1920, al triodo seguirono molti altri sviluppi tra cui la creazione dei primi circuiti formati da una o più valvole e da componenti passivi, e soluzioni circuitali più efficienti con l'applicazione di altri tubi elettronici quali tetrodi o pentodi. Nel 1948 i tre fisici statunitensi Shockley, Bardeen e Brattain inventarono il primo dispositivo a stato solido in grado di amplificare: il transistor bipolare a giunzione o BJT (Bipolar Junction Transistor). 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 vennero adattate e ulteriormente sviluppate le configurazioni circuitali già realizzate con le valvole: il fatto di poter operare a tensioni molto più basse e di poter ricombinare facilmente il BJT insieme a molti altri ha consentito la realizzazione di dispositivi di amplificazione più semplici, più efficienti e di dimensioni più contenute. Dopo il BJT, nel 1959 venne sviluppato da Kahng e Atalla il MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), il transistor ad effetto di campo, con cui fu possibile ridurre ancora notevolmente lo spazio occupato da un transistor e migliorare le proprietà di amplificazione, pur mantenendo la semplicità e robustezza dei circuiti allo stato solido.

Oggi, dopo notevoli sviluppi si usano dispositivi amplificatori integrati dove con pochi elementi esterni si ottengono in modo semplicissimo ragguardevoli potenze.

Nel campo dell'elettronica un ruolo importantissimo è ricoperto dagli amplificatori di potenza, che, come suggerisce il nome, sono amplificatori progettati per trasmettere una grande quantità di potenza al carico. Un amplificatore di potenza è generalmente definito come l'ultimo stadio (o output) di un sistema amplificatore. In un amplificatore gli stadi primari sono progettati per fornire amplificazione di tensione, adattamento ad una sorgente di segnali ad alta impedenza (buffering), e per modificare le caratteristiche del segnale in modo da pilotare correttamente lo stadio finale di potenza.

Fin dalla loro invenzione gli amplificatori di potenza vennero usati largamente per le applicazioni audio e nei componenti degli impianti audio, come ad esempio ricevitori per radio e televisione, riproduttori stereo e sistemi HI-FI, equipaggiamenti per registrazioni audio e sistemi di utilizzo pubblico. I segnali in ingresso in queste applicazioni sono a bassa frequenza mentre il carico è molto spesso un altoparlante (o speaker) che richiede considerevoli potenze per convertire i segnali elettrici in ingresso in onde sonore: in tal caso i dispositivi amplificatori sono anche detti amplificatori BF. Gli amplificatori di potenza vengono usati anche in sistemi di controllo elettromeccanici (esempi includono dischi per computer, manipolatori robotici, processi di controllo di vario tipo) e in sistemi di ricezione e trasmissione: in queste applicazioni gli amplificatori lavorano invece con segnali in ingresso variabili in alta frequenza e vengono detti amplificatori HF.

In questo elaborato ci limiteremo a studiare la caratterizzazione e alcune delle classi principali degli amplificatori di potenza per applicazioni audio, cioè degli amplificatori BF.

1. Definizioni e parametri fondamentali

1.1. BJT e MOSFET

I componenti fondamentali di un qualsiasi amplificatore di potenza sono i *transistor*: il termine deriva dalla fusione delle due parole inglesi *Transfer e Resistor*, ed indica un componente a resistenza variabile, che permette l'amplificazione dei segnali. Il campo di applicazione dei transistor è molto ampio, e a seconda dell'applicazione vengono usati differenti tipi di transistor e diverse configurazioni circuitali.

Il dispositivi principali del nostro studio saranno il *transistor bipolare a giunzione*, (*BJT* o *Bipolar Junction Transistor*) e il *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) che sono i tipi più usati di transistor. I transistor bipolari furono i primi dispositivi attivi che vennero usati ampiamente nel campo dell'elettronica e sono ancora oggi molto importanti nell'industria dei semiconduttori, nonostante i MOSFET abbiano ormai raggiunto e superato i BJT dal punto di vista delle prestazioni e delle applicazioni. BJT e MOSFET agiscono sotto principi molto diversi, ma l'effetto finale ottenuto è lo stesso: entrambi permettono l'amplificazione dei segnali.

I dispositivi più utilizzati negli amplificatori di potenza sono i BJT, tuttavia attualmente vi è una forte tendenza ad utilizzare anche i dispositivi MOS in quanto spesso più efficienti per il tipo di applicazione richiesta. Per il nostro studio ci limiteremo principalmente allo studio degli amplificatori di potenza realizzati tramite i transistor bipolari ricordando comunque che questa non è la sola realizzazione possibile e che lo studio degli amplificatori di potenza realizzati con transistor MOS conduce a risultati molto simili nei limiti dell'analisi che svolgeremo.

1.2. Note sulla non linearità

Nell'analisi degli amplificatori *per piccoli segnali* si suppone in genere che l'ampiezza dei segnali sia abbastanza contenuta in modo da poter approssimare le caratteristiche, nella zona di funzionamento interessata, con dei tratti di retta. È così possibile applicare la teoria dei piccoli segnali e considerare lineare il comportamento dinamico dell'amplificatori. La variazione di tensione e corrente è infatti abbastanza piccola da non far variare in modo considerevole i parametri del dispositivo.

I requisiti degli stadi di uscita degli amplificatori di potenza per frequenze audio sono però significativamente differenti da quelli degli amplificatori di bassa potenza per piccoli segnali. Uno stadio di uscita di un amplificatore di potenza (come vedremo in seguito) deve essere in grado di fornire una considerevole potenza e di pilotare carichi di bassa impedenza, come gli altoparlanti; quindi un amplificatore di potenza dovrà produrre grandi variazioni di tensione e corrente sul carico, e sarà progettato affinché almeno uno dei transistor che lo compongono possa operare su sostanzialmente tutto l'intervallo della sua caratteristica di uscita, dalla saturazione all'interdizione. Si vanno in tal modo ad interessare ampie zone delle caratteristiche

dei componenti attivi impiegati e non si può più in prima approssimazione ritenere lineare il funzionamento dell'amplificatore. Questo funzionamento, detto *per grandi segnali*, può infatti causare una variazione notevole dei parametri del dispositivo al variare della tensione.

Riassumendo questo tipo di funzionamento ha due particolari conseguenze sullo studio degli amplificatori di potenza BF:

1. si potrà avere una distorsione del segnale in ingresso a causa delle variazioni delle caratteristiche dell'amplificatore con il livello del segnale. La *distorsione armonica* (o *THD*, che sarà definita in seguito) è sempre causata da un comportamento non lineare di un amplificatore;
2. lavorando con segnali elevati l'ipotesi di linearità dei modelli per piccoli segnali e il principio di sovrapposizione degli effetti non sono più utilizzabili e in caso di elevata distorsione si dovranno considerare inevitabilmente le non linearità del dispositivo, essendo i livelli delle correnti e delle tensioni in gioco tali da non soddisfare più le condizioni di piccolo segnale. Molte delle formule sviluppate per l'analisi a piccolo segnale non sono dunque più valide.

Sarà quindi necessario introdurre alcune approssimazioni per poter analizzare correttamente tali circuiti: generalmente si possono ottenere validi modelli per lo studio degli amplificatori per grandi segnali utilizzando l'analisi grafica delle caratteristiche degli amplificatori.

Dal punto di vista del legame esistente tra segnali in ingresso e in uscita dell'amplificatore è possibile però parlare di linearità, guardando esclusivamente alla relazione tra i due segnali, e sotto questo aspetto classificare gli amplificatori di potenza in due gruppi:

- Amplificatori di potenza *lineari* o *quasi lineari*: si lavora con grandi segnali ma ci si spinge fino al punto in cui il comportamento rimane ragionevolmente lineare. La relazione tra segnale di ingresso e di uscita è quasi lineare e la non linearità diventa quindi un limite superiore.
- Amplificatori di potenza *non lineari*: si rinuncia ad una relazione lineare tra segnale di ingresso e di uscita e si sfrutta la non linearità per ridurre la dissipazione di potenza: ciò permette di migliorare l'efficienza e di ridurre il consumo. La non linearità in questo caso non è un effetto indesiderato.

1.3. Modello per il comportamento lineare

Per quanto appena detto diventa necessario considerare un modello per il comportamento dinamico non lineare dei dispositivi. Un modello semplificato che può essere utilizzato per uno studio di base degli amplificatori di potenza è quello che viene definito *transcaratteristica* e che rappresenta la descrizione grafica più semplice di un sistema non lineare. Questo modello prevede di considerare l'amplificatore come una scatola nera (*figura 1.2.1*).

Consideriamo quindi la tensione di uscita V_O come una funzione istantanea non lineare della tensione di ingresso V_I , cioè:

$$V_O(t) = \mathcal{F}[V_I(t)]$$

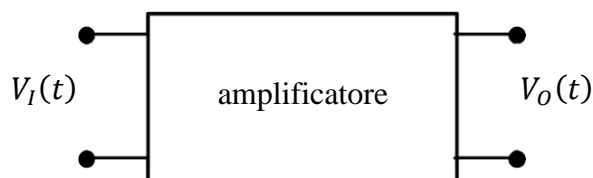


Figura 1.2.1: modello a *scatola nera* di un generico amplificatore.

Applicando in ingresso determinati segnali è possibile leggere direttamente e in modo univoco in uscita i valori corrispondenti. Da un punto di vista grafico si può pensare di ricostruire la caratteristica fornendo una sinusoide in ingresso e calcolando l'uscita corrispondente (*figura 1.2.2*).

Per poter ragionare sulla relazione istantanea ingresso/uscita si dovranno però fare una serie di ipotesi molto forti:

- prima di tutto si dovranno trascurare gli effetti reattivi, il che significa lavorare a frequenze sufficientemente basse da poter trascurare le capacità di giunzione a cui sono associati gli effetti di memoria;
- inoltre si dovrà considerare un limite inferiore: molto spesso vengono inserite tra i vari stadi alcune capacità di accoppiamento, anch'esse responsabili di potenziali effetti reattivi a basse frequenze; si dovrà operare a frequenze sufficientemente alte da permettere di considerare queste ultime capacità di accoppiamento come dei cortocircuiti.

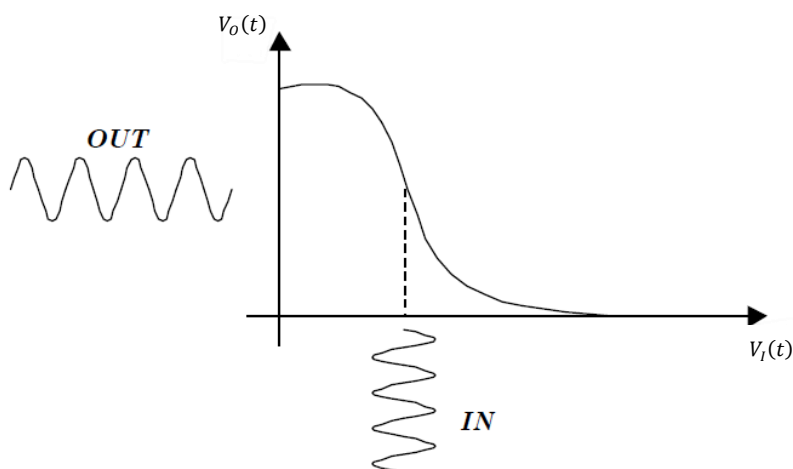


Figura 1.2.2: caratteristica ingresso-uscita di un amplificatore non lineare.

In sostanza l'intervallo di frequenze in cui si andrà ad operare sarà quello che viene definito centro banda, in cui gli effetti reattivi sono trascurabili e le capacità di accoppiamento risultano cortocircuitate. In questa zona è dunque possibile parlare di transcaratteristica, cioè di relazione istantanea ingresso/uscita. Tale approssimazione ha ovviamente dei limiti che sono stringenti per i circuiti ad alta frequenza, dove è di solito necessario tenere conto degli effetti reattivi dei dispositivi, ed è inaccettabile dunque fare queste ipotesi.

Il modello a transcaratteristica per un transistor bipolare (BJT) è determinato dalle seguenti caratteristiche statiche: $I_C - V_{CE}$ (*figura 1.2.3*) e $I_B - V_{BE}$ (*figura 1.2.4*).

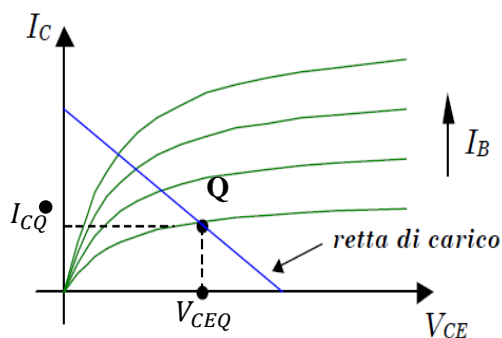


Figura 1.2.3: caratteristica statica $I_C - V_{CE}$

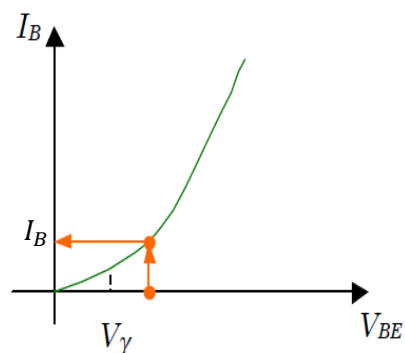


Figura 1.2.4: caratteristica statica $I_B - V_{BE}$

Le caratteristiche del dispositivo, unitamente alla retta di carico, consentono di definire il modello transcaratteristica utilizzato per lo studio dell'amplificatore, caratterizzato dalla relazione $I_C = f[V_{BE}]$, e illustrato in figura 1.2.5. Tale relazione è valida staticamente, poiché si sono considerati segnali statici, tuttavia, per le ipotesi fatte, risulta essere valida, con buona approssimazione, anche dal punto di vista dinamico.

Osservando la figura 1.2.5 possiamo osservare che finché la tensione di ingresso base-emettitore V_{BE} non supera la tensione di soglia V_γ caratteristica del transistor, quest'ultimo rimane interdetto e quindi la corrente di collettore I_C ha valore praticamente nullo. Per valori di $V_{BE} > V_\gamma$ invece il transistor passa in zona attiva e la caratteristica presenta un andamento esponenziale. Si raggiungono infine valori di V_{BE} e I_C abbastanza alti da far lavorare il dispositivo in zona di saturazione.

L'applicazione del segnale V_{BE} in ingresso dovrà allora essere tale da permettere di lavorare in corrispondenza della zona esponenziale attiva, in quanto molto più lineare delle zone di interdizione o saturazione. Esiste a questo proposito una vasta classe di circuiti quasi lineari che sfrutta solamente la zona attiva normale della caratteristica, poiché spostandosi verso le zone di interdizione o saturazione si ha un incremento della non linearità.

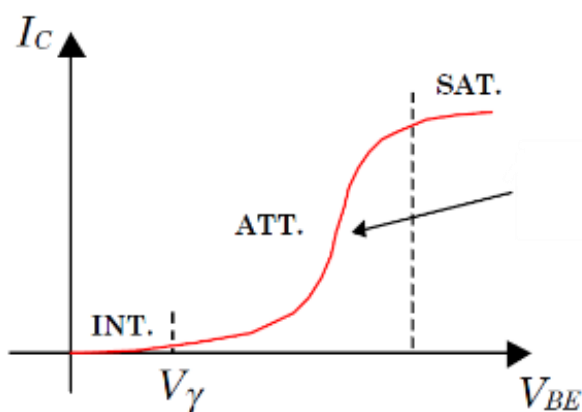


Figura 1.2.5: modello transcaratteristica $I_C - V_{BE}$ per l'amplificatore.

1.4. Parametri principali

Prima di definire meglio come è strutturato un amplificatore introduciamo alcuni parametri che saranno fondamentali per la successiva analisi.

RENDIMENTO DI CONVERSIONE

Il *rendimento energetico di conversione* (o *efficienza*) η si definisce come il rapporto tra ciò che esce e ciò che entra in termini di potenza nel sistema; facendo riferimento al modello di amplificatore come una scatola nera (figura 1.3.1), possiamo definire:

P_{CC} : potenza media erogata dalla sorgente di alimentazione (necessaria poiché il guadagno di potenza tra ingresso e uscita si può ottenere solo a scapito di una qualche fonte di energia);

P_I : potenza media del segnale in ingresso;

P_L : potenza media totale sul carico;

P_D : potenza media dissipata dal sistema sotto forma di calore;

G : guadagno di potenza dell'amplificatore (in genere molto elevato).

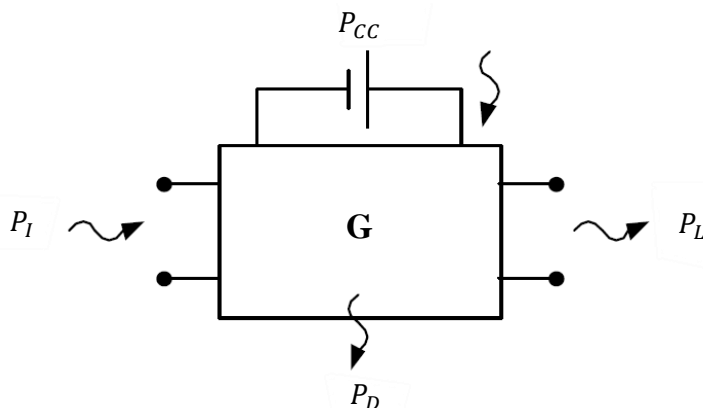


Figura 1.3.1: modello a scatola nera per un amplificatore con guadagno G .

Il rendimento si può allora definire come rapporto tra potenza media trasmessa al carico e potenza media assorbita dall'alimentazione e dal segnale in ingresso:

$$\eta = \frac{P_L}{P_I + P_{CC}} \cong \frac{P_L}{P_{CC}}$$

dove l'ultima uguaglianza è verificata senza grosse approssimazioni, visto che normalmente la potenza media in ingresso P_I , per frequenze non troppo elevate risulta trascurabile essendo:

$$P_I = \frac{P_L}{G}$$

Dunque il rendimento è generalmente espresso dal rapporto tra potenza in uscita e la sola potenza assorbita dall'alimentazione, ed è sempre minore o uguale a 1:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} \leq 1$$

Tale valore dovrà essere il più alto possibile, in quanto avere elevati valori del rendimento vuol dire che l'amplificatore è efficiente nello sfruttare l'energia assorbita: il rendimento massimo vale uno, ma questa è una situazione del tutto ideale perché equivale all'assenza di potenza dissipata.

A parità di P_L più è alto il rendimento minore è la potenza dissipata dal sistema amplificatore e viceversa. Anche per questo motivo si deve cercare di ottenere il più alto rendimento di conversione possibile, ma questo non è il solo requisito fondamentale.

DISTORSIONE DA NON LINEARITÀ

La distorsione si riferisce ad un qualsiasi tipo di alterazione del segnale di uscita rispetto al segnale in ingresso, causata dal comportamento non lineare dei componenti elettronici e/o dalle limitazioni imposte dalla tensione di alimentazione. In particolare la *distorsione da non linearità* (o distorsione di ampiezza) è dovuta al comportamento non lineare dello stadio amplificatore ed in particolare dell'elemento attivo, ossia il transistor. Come già detto, a causa delle ampie escursioni delle grandezze elettriche coinvolte, si potrà non avere più un legame di linearità nella relazione ingresso-uscita; tuttavia il segnale in uscita potrà essere espresso mediante uno sviluppo in serie di potenze (sviluppo in serie di Fourier).

Ipotizzando un ingresso di tipo sinusoidale sul terminale di base di pulsazione ω , la corrente di collettore risultante sarà quindi del tipo:

$$i_C = I_{C0} + I_{C1} \cos(\omega t) + I_{C2} \cos(2\omega t) + I_{C3} \cos(3\omega t) + \dots$$

dove il termine I_{C0} è una componente continua della corrente, e gli altri termini I_{Cn} rappresentano le ampiezze (valori di picco) delle n-esime armoniche. È da far notare che, a causa della distorsione introdotta, il valore medio della corrente di collettore I_{C0} è generalmente diverso dalla corrente di riposo I_{CQ} , come si può notare dalla *figura 1.3.2* (che mette in risalto l'effetto distorcente provocato dalla non linearità).

Tuttavia per distorsioni di modesta entità o due termini sono tra loro praticamente coincidenti, dunque si considererà nel seguito sempre valida la seguente uguaglianza in condizioni di bassa distorsione:

$$I_{C0} = I_{CQ}$$

Nel circuito dello stadio finale la corrente di collettore è quella che circola sul carico, quindi si può scrivere:

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

Tale espressione è la tensione di uscita sul carico con presenza di distorsione armonica, dove V_{L0} è la componente continua del segnale, $V_{L1} \cos(\omega t)$ rappresenta la componente desiderata del segnale in uscita (in quanto presenta la stessa frequenza del segnale in ingresso ω), mentre i termini a frequenza 2ω , 3ω , ... rappresentano le distorsioni di seconda armonica, terza armonica, e così via.

Da questa forma di V_L si possono calcolare i fattori di distorsione D_i relativi all'i-esima armonica sulla base dei coefficienti delle componenti armoniche V_{Li} , come:

$$D_2 = \frac{V_{L2}}{V_{L1}} \quad D_3 = \frac{V_{L3}}{V_{L1}} \quad D_4 = \frac{V_{L4}}{V_{L1}} \quad \dots$$

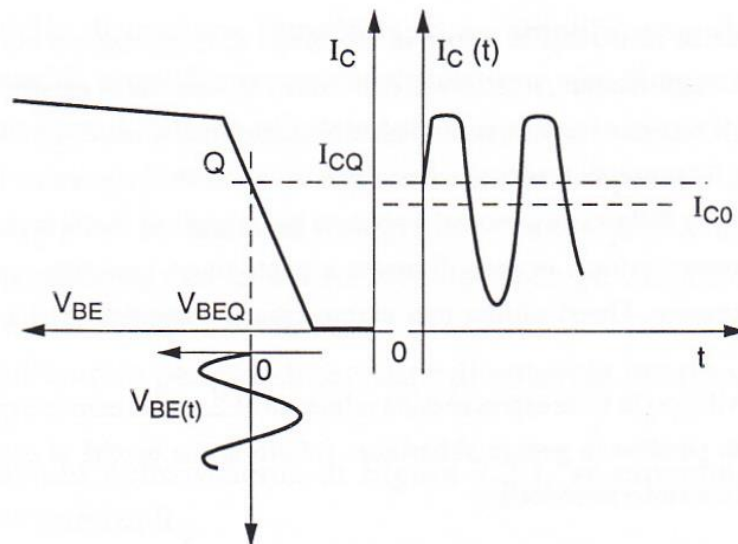


Figura 1.3.2: transcaratteristica approssimata con tratti di retta; il punto di riposo Q non è stato scelto secondo i migliori criteri per evidenziare l'effetto della distorsione.

Per quantificare la distorsione sul segnale in uscita si introduce il concetto di *distorsione armonica totale* (*total harmonic distortion*, o più semplicemente *THD*), che raffronta il contenuto armonico indesiderato con la componente desiderata. La distorsione armonica THD espressa in termini percentuali è quindi definita come:

$$THD_{\%} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \cdot 100 = \frac{\sqrt{V_{L2}^2 + V_{L3}^2 + V_{L4}^2 + \dots}}{V_{L1}} \cdot 100$$

(con V_{Li} valore efficace della i -esima armonica)

Calcolando la THD tuttavia solitamente solo pochi termini del numeratore (nell'ultima forma) sono significativi. La distorsione armonica totale è utilizzata per definire la distorsione nelle bande audio e per caratterizzare la linearità e la qualità dei sistemi audio e di potenza, ad esempio impianti audio o HI-FI: valori accettabili della THD% dovrebbero essere inferiori al 1%, e comunque non dovrebbero essere visibili su un grafico.

Conoscere il valore della distorsione armonica totale di uno stadio amplificatore finale BF è molto importante per valutare la potenza utile sul carico: la potenza totale infatti è comprensiva di tutte le componenti armoniche, ma la potenza utile è solo quella relativa alla fondamentale e solo questa va tenuta in considerazione per la valutazione del rendimento.

Considerando che le componenti armoniche siano sinusoidali infatti si può valutare la potenza totale in uscita P_L come:

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

In cui risulta evidente che la sola potenza utile sul carico P_U risulta:

$$P_U = \frac{V_{L1}^2}{2R_L}$$

e ricordando la definizione di distorsione armonica totale risulta:

$$P_L = P_U(1 + THD^2)$$

Se per semplicità si suppone però di essere in condizioni di funzionamento con bassa distorsione, si può considerare, senza apprezzabile errore, la potenza di uscita come dovuta alla sola componente fondamentale:

$$P_L = P_U$$

Inoltre, come detto in precedenza, è possibile semplificare anche il valore medio della corrente sul carico come pari al valore della corrente a riposo, in quanto nella pratica i due valori differiscono di poco tra loro se la distorsione è limitata:

$$I_{Co} = I_{CQ}$$

Nel seguito quindi, per semplicità di trattazione, si accetteranno sempre queste ultime due uguaglianze e la condizione di bassa distorsione. Non verrà per questo calcolata la distorsione armonica totale THD per le classi esaminate.

FATTORE DI FORMA

Un altro importante parametro è il *fattore di forma* (o *figura di merito*) F , così definito:

$$F = \frac{P_{Dmax}}{P_{Umax}}$$

equivalente cioè al rapporto tra la massima potenza P_{Dmax} dissipata dal semiconduttore con funzione di finale e la massima potenza utile al carico P_{Umax} . 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 utile sul carico: in tal caso i finali lavorano meglio e i sistemi di raffreddamento sono contenuti e conseguentemente più economici.

2. Sistemi amplificatori

2.1. Architettura di un sistema amplificatore

La maggior parte dei sistemi amplificatori a transistor presenta la tipica struttura a tre stadi, sebbene ognuno di essi possa poi variare nel dettaglio di ciascuno stadio. Questa architettura si è imposta rispetto ad altre configurazioni grazie alla semplicità di implementazione, ad una migliore adattabilità e ad una facilità di controllo dei fenomeni degenerativi del segnale.

Una generica rete amplificatrice (*figura 2.1.1*) ha questi 3 stadi collegati serialmente tra loro (l'uscita dell'uno corrisponde all'ingresso del successivo):

1. PREAMPLIFICATORE (*input subtractor and gain*)

Il primo è uno stadio di *transconduttanza*, ovvero un amplificatore ad uno o più stadi funzionante in zona di piccoli segnali (e quindi generalmente in classe A), che riceve in ingresso una tensione differenziale e genera in uscita una corrente; viene quindi utilizzato per ottenere un primo guadagno in corrente mediante pilotaggio in tensione, e per questo detto *preamplificatore*.

2. DRIVER (*voltage amplifier stage*)

Il secondo, detto *driver*, è uno stadio di *transimpedenza*, ovvero che riceve una corrente in ingresso (l'uscita del preamplificatore) e genera una determinata tensione in uscita; questo è lo stadio che deve chiaramente fornire tutto il guadagno di tensione necessario all'amplificatore ed è per questo anche detto *Voltage-Amplifier Stage (VAS)*. In particolare il driver 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, che è essenziale per l'elemento che segue.

Talvolta esso svolge anche delle funzioni di filtro sul segnale in ingresso prima che questo sia passato allo stadio finale.

3. AMPLIFICATORE FINALE DI POTENZA (*output/power amplifier*)

Il terzo è generalmente uno stadio a guadagno unitario di tensione (*emitter follower*), detto *amplificatore finale di potenza* (o più semplicemente *finale*), che ha lo scopo di fornire la necessaria potenza al carico (prelevandola da quella di alimentazione) sulla base del comando

del segnale in ingresso. Si presenta quindi come un convertitore di potenza che preleva la necessaria potenza elettrica dall'alimentazione ed eroga una parte di questa al carico.

Il carico degli amplificatori BF è in genere un 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 molto elevate e deve presentare impedenza di uscita molto bassa o nulla. Per questo la configurazione più utilizzata in pratica è quella a *collettore comune* (o *emitter follower*).

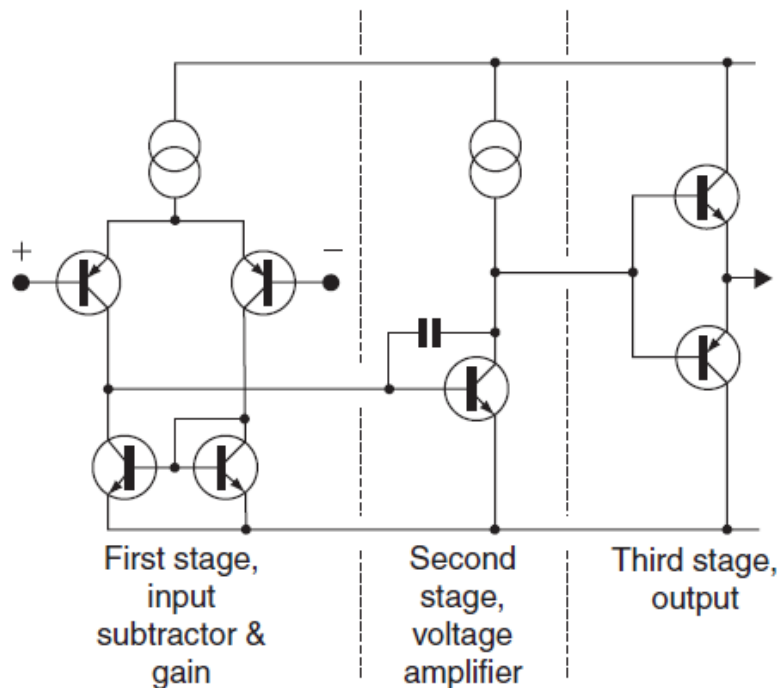


Figura 2.1.1: modello classico di un amplificatore con la struttura 3 stadi.

Tale modello a tre stadi ha molti vantaggi, primi tra tutti la semplice architettura e la possibilità di intervenire indipendentemente su ciascuno stadio con modifiche e correzioni per rendere trascurabili gli effetti parassiti dovuti all'accoppiamento tra di essi o per controllare le varie distorsioni che possono presentarsi a vari livelli, durante il trasferimento di segnale dalla sorgente al carico attraverso l'amplificatore.

Il preamplificatore ed il driver possono essere analizzati e valutati sulla base del circuito equivalente per piccoli segnali (funzionamento in regione lineare). Lo studio dell'elaborazione a piccoli segnali consente di trattare i segnali in modo lineare e di lavorare a bassi livelli energetici ottenendo circuiti di alimentazione più semplici e meno ingombranti.

Lo stadio finale invece, per le notevoli escursioni della tensione e della corrente, non può essere analizzato in modo analogo e richiede, come già anticipato, un'analisi grafica a partire dalle curve caratteristiche degli elementi attivi. Questa analisi sarà fatta nei capitoli successivi.

2.2. L'amplificatore di potenza

Un *amplificatore di potenza* (o *amplificatore per grandi segnali*, termine utilizzato per distinguere il regime di funzionamento di questi dispositivi da quello degli amplificatori per piccoli segnali) è un dispositivo elettronico che preleva un debole segnale elettrico, e gli fornisce l'energia necessaria a pilotare un carico che necessita di opportuni valori di corrente. Gli amplificatori di potenza sono quindi quegli amplificatori in grado di trasferire al carico una potenza molto rilevante, orientativamente da alcuni decimi di watt in su.

Un amplificatore di potenza, costituendo nella maggiore parte dei casi l'ultimo stadio di tale sistema, viene anche chiamato con il nome di *finale* (o *amplificatore finale*).

Gli amplificatori di potenza per frequenze audio (*amplificatori BF*) hanno requisiti significativamente differenti da quelli degli amplificatori di bassa potenza per piccoli segnali. Lo stadio di uscita deve fornire una considerevole potenza ed essere in grado di pilotare carichi di bassa impedenza, come gli altoparlanti. A causa della non linearità intrinseca di funzionamento degli elementi attivi utilizzati in questi amplificatori, il segnale di uscita non sarà sempre una copia perfetta e amplificata del segnale di ingresso, ma potrà presentare una distorsione di non linearità. Questa dovrà essere il più possibile contenuta entro i certi limiti, imposti dalle caratteristiche richieste dall'amplificatore, per riuscire ad ottenere un segnale di uscita che sia il più possibile fedele a quello di ingresso: per questo la $THD_{\%}$ degli amplificatori audio ad alta fedeltà è in genere minore dello 0,1%.

Un amplificatore può essere considerato quindi un sistema in grado di trasformare la potenza fornita dall'alimentazione (P_{CC}) in una potenza utile che va dissipata sul carico (P_U). La funzione di uno stadio amplificatore di potenza deve essere quella di fornire in modo efficiente la quantità di potenza richiesta dal carico. Dunque l'assorbimento di potenza dall'alimentazione in continua di un amplificatore audio deve essere la più bassa possibile, in modo che il rendimento η dell'amplificatore sia più alto e il trasferimento al carico ottimizzato. L'aumento del rendimento dell'amplificatore porta a una riduzione della potenza dissipata dai dispositivi attivi e dalla rete di polarizzazione, riducendo così i costi dell'alimentatore stesso e dei sistemi di dissipazione. Inoltre quando le potenze in gioco sono rilevanti, è fondamentale che la maggior parte di potenza fornita dall'alimentazione finisca sul carico, sia per ridurre inutili perdite di potenza sia per evitare che i dispositivi attivi si riscaldino troppo e che ci sia bisogno di dissipatori molto grandi e costosi.

I principali parametri che caratterizzano un amplificatore per grandi segnali sono quindi:

- la potenza utile fornita al carico, P_U ;
- il rendimento di conversione, η ;
- la distorsione totale introdotta, THD .

È ovvio che si tenderà ad avere i primi due parametri il più elevati possibile, mentre è auspicata una minimizzazione della distorsione. Purtroppo però queste due esigenze sono tra loro contrastanti: infatti aumentare la potenza utile sul carico vuol dire aumentare le escursioni delle tensioni e delle correnti sul componente attivo, andando in tal modo ad interessare delle zone sempre più ampie delle caratteristiche e risentendo dunque maggiormente della non linearità e quindi della distorsione. Per il progetto di questi amplificatori dovranno essere perciò adottati dei criteri di compromesso in modo da ottimizzare il comportamento complessivo del sistema e tenendo presente anche le caratteristiche richieste da ogni singola applicazione.

Esistono varie disposizioni circuitali per realizzare un amplificatore di potenza, ognuna delle quali presenta particolari caratteristiche e specifici campi di applicazione.

Il modo più comune per classificare questi amplificatori consiste nel suddividerli in classi di funzionamento, in base alla frazione di periodo del segnale in ingresso (supposto sinusoidale) durante il quale i componenti attivi presenti nel circuito sono in conduzione.

2.3. Le classi di funzionamento

Di seguito si riporta una breve descrizione delle classi di funzionamento del BJT per grandi segnali, che saranno in seguito analizzate nel dettaglio.

Consideriamo il circuito amplificatore illustrato in *figura 2.3.1*. Il BJT è polarizzato tramite l'alimentazione V_{bb} ed il resistore R_b ; il segnale da amplificare (che supponiamo sinusoidale) è applicato alla base del BJT mediante la capacità C_a allo scopo di non alterare la polarizzazione. Il carico è rappresentato dal resistore R_L .

È possibile definire le diverse classi di funzionamento dello stadio finale analizzando il circuito amplificatore in relazione alla posizione del punto di riposo (caratterizzato come detto in precedenza dai valori V_{BEQ} , V_{CEQ} , I_{CQ}) e definendo la frazione di periodo durante il quale i componenti attivi del circuito conducono: questo periodo è identificato dall'*angolo di conduzione* θ_C , ovvero l'angolo totale durante il quale la corrente scorre sul carico.

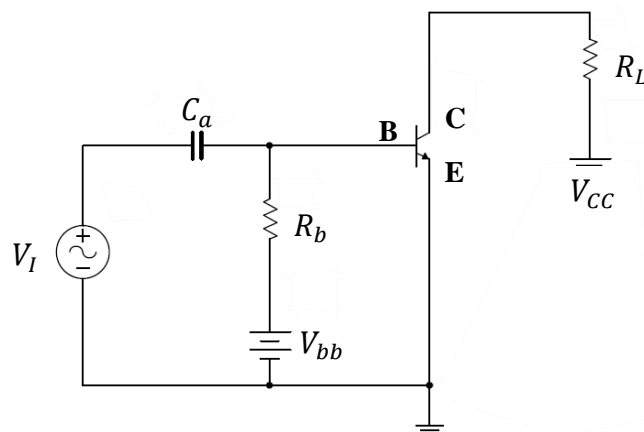


Figura 2.3.1: generico circuito amplificatore ad emettitore comune.

CLASSE A: Un amplificatore si dice di *classe A* se gli elementi attivi conducono per l'intero periodo del segnale di ingresso. In tal caso l'alimentazione (nella *figura 2.3.1* la batteria V_{bb}) polarizza il BJT esattamente al centro della zona attiva, e conseguentemente il punto di riposo si trova al centro della retta di carico. All'applicazione del segnale sinusoidale in ingresso, il punto di lavoro potrà percorrere l'intera retta di carico con ampiezza massima della tensione di uscita. L'angolo di conduzione del BJT risulterà allora $\theta_c = 360^\circ$ e chiaramente ci troveremo di fronte a rendimenti molto bassi (attorno al 25%) ma anche ad elevati livelli di fedeltà. Gli amplificatori in classe A hanno quindi una distorsione molto bassa, tuttavia sono molto inefficienti e raramente utilizzati per impieghi che richiedono molta potenza. Vengono invece utilizzati per circuiti a livello di segnale, ovvero in cui la potenza richiesta è molto bassa, per i motivi appena illustrati.

CLASSE B: Per cercare di elevare il rendimento è necessario cercare di ridurre la potenza non utilizzata. Una soluzione è quella di mantenere il dispositivo attivo spento in assenza di segnale: ciò è ottenuto polarizzando il BJT con $V_{BE} = 0V$: in tal caso si parla di stadio finale in *classe B*. Chiaramente in presenza della semionda positiva il BJT passerà in conduzione riportandola sul carico R_L , ma servirà un secondo BJT complementare e di pari caratteristiche per gestire la semionda negativa del segnale sinusoidale in ingresso. I due BJT lavoreranno allora alternativamente, in una modalità detta *Push-Pull*, e il carico vedrà su di esso le semionde ricostruite dall'uno e dall'altro transistor. Ogni componente conduce per mezzo periodo del segnale di ingresso, quindi l'angolo di conduzione (definito per ciascun BJT) è $\theta_c = 180^\circ$. Il limite di tale soluzione è il fenomeno della *distorsione di Cross-Over*: infatti i BJT, per entrare in conduzione, devono superare la tensione di soglia V_γ tra base ed emettitore, il che comporta un'uscita nulla per $-V_\gamma < V_{BE} < V_\gamma$.

Tale soluzione consente dunque di portare il rendimento massimo teorico al 78,5%, ma comporta un minore livello di fedeltà e presenta sempre dei problemi legati alla distorsione di Cross-Over. Gli amplificatori di classe B sono molto più efficienti della classe A, tuttavia soffrono di una grave distorsione quando il segnale è basso: la classe B è quindi utilizzata soprattutto per progetti a basso costo e di bassa qualità, in cui tale distorsione risulta trascurabile ai fini pratici.

CLASSE AB: Si può eliminare il problema della distorsione di Cross-Over della classe B polarizzando leggermente ($V_{BE} \approx V_\gamma$) i due BJT complementari dello stadio finale. In questo modo in presenza di un segnale sinusoidale in ingresso i due BJT entrano subito in conduzione e viene in tal modo ridotta notevolmente la distorsione di Cross-Over. Un finale che lavora con tale polarizzazione viene detto di *classe AB*, in quanto ha proprietà intermedie tra la classe A e B, e presenta quindi un angolo di conduzione compreso tra $180^\circ < \theta_c \ll 360^\circ$. Si otterrà in tal modo una riduzione del rendimento rispetto alla classe B (poiché il BJT risulta in conduzione anche in assenza di segnale) ma gli effetti di distorsione caratteristici della classe B risulteranno

notevolmente ridotti. La classe AB risulta la più comune tra gli amplificatori di potenza per applicazioni audio poiché combina i punti di forza delle classi A e B: ha una buona efficienza paragonabile a quella dei finali in classe B e fenomeni di contenuta distorsione come negli amplificatori di classe A.

CLASSE D: Un amplificatore opera in *classe D* se la sua uscita commuta tra gli stati *on* (*saturazione*) e *off* (*interdizione*) dei transistor (generalmente MOSFET) che lo compongono ed è quindi un tipo di amplificatore *non lineare*. La classe D rappresenta il caso limite in cui non vi è alcuna operazione in zona lineare: l'unico momento in cui i transistor operano in tale zona è durante il brevissimo periodo di commutazione tra saturazione e interdizione e viceversa. Tramite un modulatore di ampiezza il segnale audio in ingresso viene modulato usando un segnale di frequenza molto alta, mentre un filtro passa basso in uscita è poi in grado di estrarre dalla tensione modulata la componente a bassa frequenza che coincide con il segnale audio amplificato. In altre parole lo stadio di uscita è un interruttore digitale: gli amplificatori in classe D hanno dunque un angolo di conduzione $\theta_c \approx 0^\circ$ ed hanno perciò un ottimo rendimento di conversione, che si avvicina al 100%. Il concetto di amplificatore in classe D è abbastanza datato, tuttavia, solo da poco tempo sono diventati di uso comune, soprattutto grazie ai miglioramenti nella velocità, potenza e all'efficienza dei dispositivi a semiconduttore moderni, come ad esempio i MOSFET.

CLASSI G e H: Ci sono diverse configurazioni circuitali che migliorano i finali in classe AB in modo da ottenere livelli di distorsione più bassi e una migliore efficienza. La classe G e la classe H, che sono semplici variazioni della classe AB, sono tra le più comuni ed utilizzate. I finali in classe G e H sono amplificatori in classe AB a cui vengono aggiunti uno o più commutatori di tensione di alimentazione sugli stadi finali, tale da farla variare in modo dinamico a seconda del livello di tensione del segnale amplificato. In questo modo si raggiungono rendimenti di conversione molto più alti rispetto ad un finale in classe AB, che si aggirano tipicamente tra l'80% e il 100%. Tuttavia i dispositivi di uscita, a causa di questa particolare configurazione, conducono molto meno di metà periodo del segnale in ingresso, per un angolo di conduzione $\theta_c < 180^\circ$ (risultano per questo motivo effettivamente in *classe C*¹).

I finali in classe G e H sono molto comuni negli amplificatori audio mobili e ad alta potenza, dove è richiesto un rendimento molto alto e quindi una dissipazione di potenza ridotta al minimo per tali valori di potenza.

¹ Un amplificatore lavora in *classe C* se i suoi dispositivi conducono per meno di metà periodo del segnale sinusoidale in ingresso, ovvero l'angolo di conduzione risulta sempre $\theta_c < 180^\circ$. Per questo motivo l'uscita di un finale in classe C è molto distorta: un amplificatore di questo tipo non può essere usato per applicazioni audio ma viene usato principalmente per applicazioni in alta frequenza.

CLASSE G: Gli amplificatori in classe G richiedono l'uso di due o più tensioni di alimentazione e di due o più coppie di dispositivi attivi. Nel caso in cui vi fossero due alimentazioni e due coppie di dispositivi, qualora il segnale di ingresso si trovasse al di sotto di un determinato livello di soglia verrebbe utilizzato il ramo connesso all'alimentazione alla tensione più bassa, mentre il ramo connesso all'alimentazione alla tensione maggiore verrebbe utilizzato per segnali più ampi rispetto al valore di soglia. Vi è dunque un miglioramento dell'efficienza per segnali ad inviluppo variabile (il rendimento teorico massimo è di circa il 90%) in quanto per basse tensioni di segnale viene assorbita meno potenza statica rispetto a quella assorbita in corrispondenza di alte tensioni di segnale.

CLASSE H: La configurazione in classe H prevede la presenza di un amplificatore ad alta efficienza che fornisca la tensione di collettore dello stadio amplificante principale, che opera come generatore di corrente, in modo che tale tensione di alimentazione rimanga appena al di sopra della tensione richiesta per l'uscita.

Il rendimento di uno stadio in classe H è prossima al 100%, in quanto viene ridotta al minimo la dissipazione di potenza al collettore del dispositivo amplificante.

Dal momento che risulta difficile variare velocemente la tensione di polarizzazione al collettore, l'impiego di amplificatori in classe H, come per la classe G, è limitata ad applicazioni a frequenze audio.

3. Analisi delle classi di funzionamento

Analizzeremo ora nel dettaglio le principali classi di funzionamento degli amplificatori di potenza per applicazioni audio in bassa frequenza.

3.1. Amplificatori di potenza in classe A

Come già detto in precedenza, un amplificatore finale di potenza si dice in classe A se rimane in regione di funzionamento lineare durante un ciclo completo del segnale sinusoidale in ingresso, ovvero conduce su un intero periodo di quest'ultimo.

Saranno prese in considerazione due semplici configurazioni di finali di potenza in classe A.

3.1.1. Classe A percorso dalla componente continua di corrente

Un primo schema di principio di un amplificatore di potenza in classe A è quello della *figura 3.1.1*, realizzato tramite un transistor BJT.

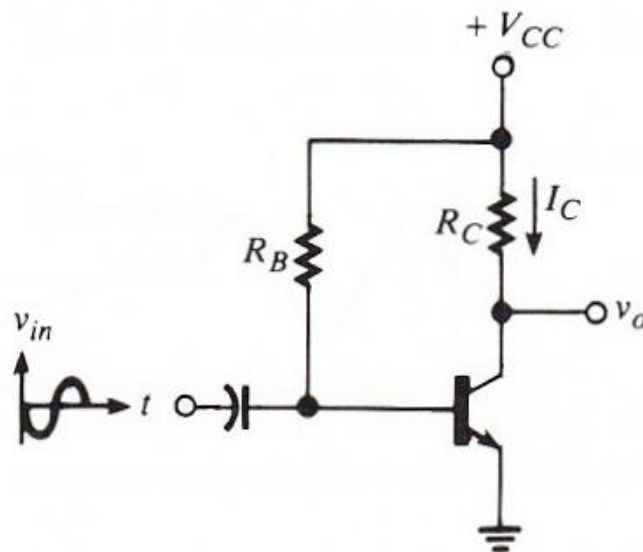


Figura 3.1.1: amplificatore di potenza in classe A in configurazione ad emettitore comune e carico percorso dalla componente continua di corrente I_{CQ} nel collettore.

Esso presenta la tipica configurazione ad emettitore comune in cui il carico è posto direttamente nel circuito di collettore (vedremmo che questa non sarà la migliore soluzione) ed è dunque percorso dalla corrente di riposo del BJT. In questo caso si dovrà sopporre un'escursione del segnale di ingresso v_{in} tale da andare ad interessare ampie zone delle caratteristiche, ad esempio, di uscita del transistor.

Si può quindi costruire graficamente la transcaratteristica dinamica $I_C = f(V_{BE})$, la quale assume un andamento riportato in *figura 3.1.2*. Per ridurre al minimo la distorsione si dovrà

utilizzare il tratto più lineare di questa transcaratteristica, e volendo avere la massima potenza in uscita vedremo che si dovrà scegliere il punto di riposo nella posizione centrale del tratto lineare: in tal modo si potrà avere infatti la massima escursione consentita del segnale di ingresso (considerato sinusoidale) con una distorsione non eccessiva. Per semplicità si supponrà di essere in condizioni di funzionamento con bassa distorsione: in tal modo finché la distorsione si mantiene contenuta è possibile considerare, senza apprezzabile errore, la potenza media assorbita dall'alimentazione equivalente a $P_{CCQ} = V_{CC}I_{CQ}$ e la potenza utile sul carico come dovuta alla sola componente fondamentale della potenza totale sul carico $P_U = P_{L1} = \frac{V_{L1}^2}{2R_L}$.

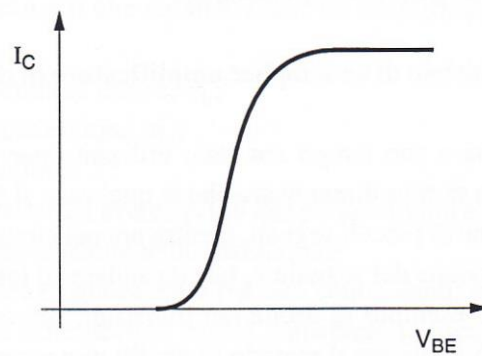


Figura 3.1.2: andamento tipico di una transcaratteristica dinamica $I_C - V_{BE}$.

Supponendo inizialmente che non sia applicato alcun segnale sinusoidale v_{in} , pertanto in condizioni statiche con il circuito a riposo, si può scrivere per la maglia di uscita:

$$V_{CC} = V_{CEQ} + R_C I_{CQ}$$

da cui si ricava:

$$V_{CC}I_{CQ} = V_{CEQ}I_{CQ} + R_C I_{CQ}^2$$

$$P_{CCQ} = P_{DQ} + P_{LQ}$$

Questa formula mette in relazione le potenze medie fornite dall'alimentazione (P_{CCQ}), dissipate sul componente attivo (P_{DQ}) e dissipate sul carico (P_{LQ}) in condizioni statiche, che valgono quindi rispettivamente:

$$P_{CCQ} = V_{CC}I_{CQ}$$

$$P_{DQ} = V_{CEQ}I_{CQ}$$

$$P_{LQ} = P_{CCQ} - P_{DQ} = (V_{CC} - V_{CEQ})I_{CQ}$$

Se ne fornisce anche un'interpretazione grafica (*figura 3.1.3*) sulla caratteristica di uscita $I_C - V_{CE}$ del transistor.

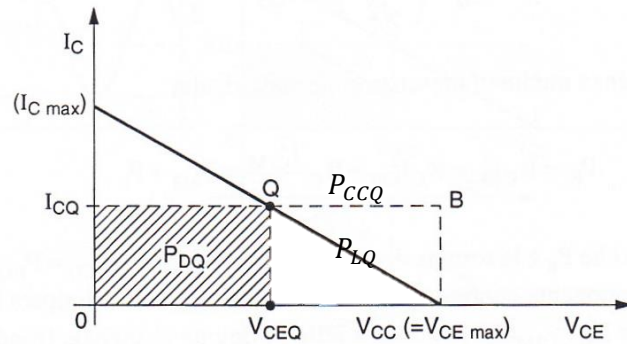


Figura 3.1.3: interpretazione grafica delle relazioni tra le potenze in condizioni statiche.

È ora necessario considerare anche la presenza del segnale sinusoidale in ingresso per ottenere i valori esatti alla nostra analisi. Passando quindi al regime dinamico, per le ipotesi semplificative introdotte di minima distorsione, la corrente sul collettore, che attraversa il carico, può essere espressa dalla relazione:

$$i_c(t) = I_{CQ} + I_{C1} \cos \omega t$$

Il valore medio di $i_c(t)$ in un periodo è pari a I_{CQ} (corrispondente alla sola corrente continua di riposo di collettore) in quanto il termine alternato dà un contributo nullo nel periodo, essendo la corrente sinusoidale a valore medio nullo.

In queste condizioni si può determinare la potenza fornita dall'alimentazione come:

$$P_{CC} = V_{CC}(i_c)_{med} = V_{CC}I_{CQ}$$

Quindi la potenza assorbita dal finale in classe A è solo quella statica, vale a dire la potenza fornita in assenza di segnale, ovvero:

$$P_{CC} = P_{CCQ}$$

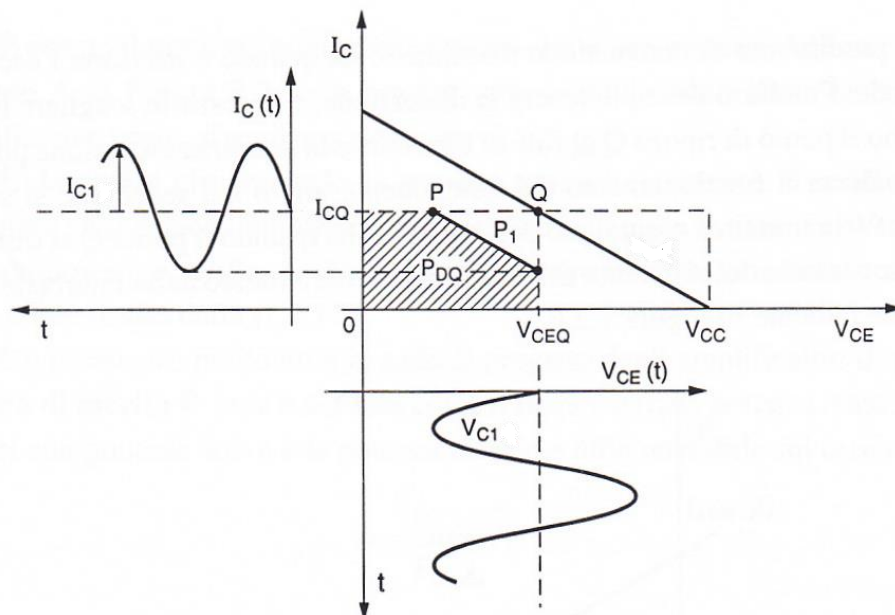


Figura 3.1.4: rappresentazione grafica delle varie potenze medie in regime dinamico.

Ora per calcolare la potenza utile sul carico in presenza del segnale consideriamo la *figura 3.1.4*. Il punto di lavoro Q percorrerà la retta di carico e sul resistore R_L si avrà non solo la potenza statica ma anche il contributo dinamico. Calcoliamo allora il valore efficace della corrente sul carico:

$$I_L^2 = I_{CQ}^2 + \left(\frac{I_{C1}}{\sqrt{2}}\right)^2 = I_{CQ}^2 + \frac{I_{C1}^2}{2}$$

Quindi la potenza media totale sul carico in presenza di segnale risulta:

$$P_L = R_C I_L^2 = R_C I_{CQ}^2 + R_C \frac{I_{C1}^2}{2} = P_{LQ} + P_{L1} = P_{LQ} + P_U$$

la quale mostra che la potenza media sul carico P_L è la somma di due termini:

- P_{LQ} , che è la potenza dovuta alla componente continua di corrente, uguale a quella dissipata in assenza di segnale;
- $P_U = P_{L1}$, che è la potenza utile dovuta al segnale sinusoidale (la componente fondamentale, per le ipotesi fatte).

Appare chiaro che ad un incremento di potenza sul carico P_L (statica e dinamica) corrisponderà una diminuzione della potenza dissipata dal BJT di una quantità pari al contributo dinamico della potenza utile al carico, dovendo essere rispettato il bilancio energetico ed essendo sempre P_{CC} la potenza assorbita dall'alimentazione.

$$P_D = P_{CC} - P_L = (P_{CCQ} - P_{LQ}) - P_U = P_{DQ} - P_U$$

$$P_D = V_{CEQ} I_{CQ} - R_C \frac{I_{C1}^2}{2}$$

dove risulta evidente che:

$$P_{DQ} = V_{CEQ} I_{CQ}$$

$$P_U = R_C \frac{I_{C1}^2}{2}$$

infatti la potenza fornita dall'alimentazione è costante al variare del segnale, mentre la potenza sul carico P_L aumenta di P_{L1} in presenza di segnale, per cui della stessa quantità dovrà diminuire la potenza dissipata sul componente attivo. Anche in regime dinamico si può dare una rappresentazione grafica delle varie potenze medie in gioco, come illustrato nella precedente *figura 3.1.4*.

A questo punto possiamo determinare i parametri limite di un finale in classe A.

Per il calcolo del rendimento di conversione si deve fare il rapporto tra la potenza utile fornita al carico e la potenza fornita dall'alimentazione; quindi per le ipotesi semplificative di bassa distorsione poste si può esprimere il rendimento come:

$$\eta = \frac{P_U}{P_{CC}} = \frac{P_{L1}}{P_{CC}} = \frac{R_C I_{C1}^2/2}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{V_{C1} I_{C1}/2}{V_{CC} I_{CQ}}$$

avendo indicato con $V_{C1} = R_C I_{C1} = V_{L1}$ il valore di picco della componente fondamentale di tensione ai capi del carico.

Il rendimento di conversione massimo si può ottenere quando è massima l'escursione del segnale in ingresso. Si dovrà però contenere la distorsione ai minimi livelli, quindi è necessario scegliere in modo appropriato il punto di riposo Q al fine di consentire la massima escursione possibile e la minima distorsione. Se si ipotizza il funzionamento del componente attivo come ideale, nel senso che si suppone

$$V_{CEsat} = 0V$$

la massima escursione del segnale si ha quando il punto Q si trova nella posizione centrale del segmento di retta di carico, come indicato in *figura 3.1.5*.

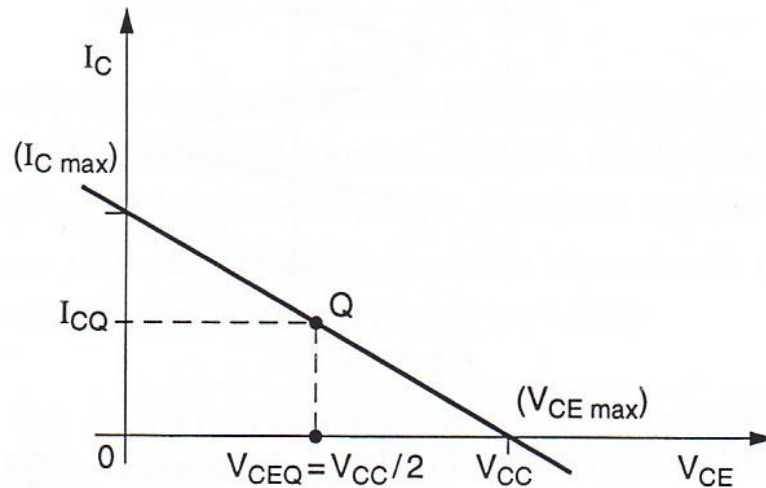


Figura 3.1.5: scelta del punto di riposo Q sulla retta di carico (nella caratteristica di uscita $I_C - V_{CE}$) per ottenere la massima escursione del segnale.

Il BJT sarà allora polarizzato esattamente al centro della zona lineare per una tensione $V_{CEQ} = V_{CC}/2$ e una corrente a riposo pari a I_{CQ} . Le escursioni del segnale in queste condizioni semplificative risultano allora:

$$V_{C1} = V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CEmax}}{2}$$

$$I_{C1} = I_{CQ} = \frac{I_{Cmax}}{2}$$

dove si sono indicati con V_{CEmax} e I_{Cmax} i valori massimi-limite di tensione e corrente di collettore eventualmente raggiungibili.

Sostituendo questi valori nella formula del rendimento otteniamo:

$$\eta_{max} = \frac{V_{CC}/2 \cdot I_{CQ}/2}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{1}{4} = 0.25$$

Un parametro molto utile in sede di progetto degli amplificatori di potenza è anche il fattore di forma F, già definito in precedenza come:

$$F = \frac{P_{Dmax}}{P_{Umax}}$$

Sotto le stesse ipotesi semplificative poste in precedenza, si ricava che:

$$P_{Dmax} = P_{DQ} = V_{CEQ} I_{CQ}$$
$$P_{Umax} = V_{C1} I_{C1} / 2 = \frac{V_{CEQ} I_{CQ}}{2}$$

sostituendo queste ultime nella formula del fattore di forma F risulta:

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

Questi risultati sono i migliori ottenibili per un amplificatore in classe A con il carico R_L direttamente nel circuito di collettore e, nonostante rispecchino delle condizioni ideali, sono molto bassi: solo un quarto della potenza totale assorbita dall'alimentazione viene trasmessa al carico, in condizioni ideali (rendimento massimo ottenibile $\eta_{max} = 25\%$) e la potenza dissipata è molto alta. Nella pratica, non potendo essere perfettamente soddisfatte le condizioni poste, si avrà una riduzione di η_{max} : infatti l'escursione del segnale di uscita è in genere più contenuta per evitare fenomeni di distorsione e ciò comporta un'ulteriore riduzione del rendimento e un aumento del fattore di forma in una configurazione reale.

Per questo motivo questo tipo di amplificatore non è largamente usato in applicazioni che richiedono un alto valore di potenza, ma viene invece usato quando in quelle situazioni in cui è richiesta poca distorsione (ovvero un'alta fedeltà nella riproduzione del segnale in ingresso) e generalmente poca potenza, poiché uno stadio finale in classe A produce meno distorsione del segnale rispetto alle altre classi, seppur più efficienti, che considereremo nei prossimi paragrafi.

3.1.2. Classe A non percorso dalla componente continua di corrente

Il rendimento massimo teorico ottenibile dalla configurazione amplificatrice appena analizzata risulta molto basso. Dalle varie relazioni ricavate si può dedurre che una delle cause del basso valore di η è da imputarsi alla potenza dissipata sul carico a causa della componente continua di corrente I_{CQ} .

Una possibilità per cercare di elevare il valore del rendimento è dunque quella di impedire che sul carico possa scorrere tale corrente di polarizzazione continua e ciò può essere ottenuto adottando una soluzione circuitale che consenta la circolazione delle sole componenti alternate di corrente sul carico. Uno dei possibili schemi di principio è quello corrispondente ad uno stadio in classe A in cui il carico R_C è accoppiato tramite un trasformatore di uscita. La presenza del trasformatore permette che sul carico circoli solo una corrente alternata ed il suo utilizzo permette di ottenere un'impedenza ideale per il massimo trasferimento di potenza sul carico.

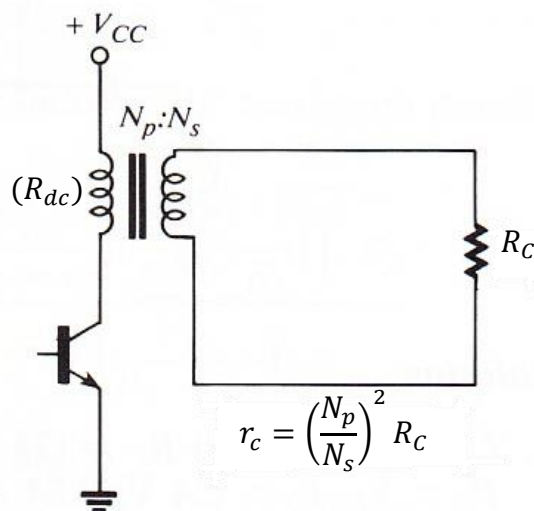


Figura 3.1.6: amplificatore di potenza in classe A in configurazione ad emettitore comune con trasformatore di uscita (il circuito di ingresso non è riportato in figura).

La *figura 3.1.6* mostra la configurazione descritta per un amplificatore in classe A: si osserva che il carico R_C è collegato all'avvolgimento secondario del trasformatore, e quindi, dal punto di vista statico, sul collettore sarà presente solo la resistenza del primario (R_{dc}), che generalmente è possibile trascurare in quanto molto piccola. Per un'analisi semplificata dell'amplificatore di potenza supponiamo inoltre che risulti:

$$V_{CEsat} = 0V$$

e che il trasformatore sia privo di perdite. Poiché assumiamo che la resistenza sul primario sia trascurabile, non ci sarà nessuna caduta di tensione ai capi del trasformatore in assenza di segnale in ingresso e la tensione sul collettore a riposo sarà quindi:

$$V_{CEQ} = V_{CC}$$

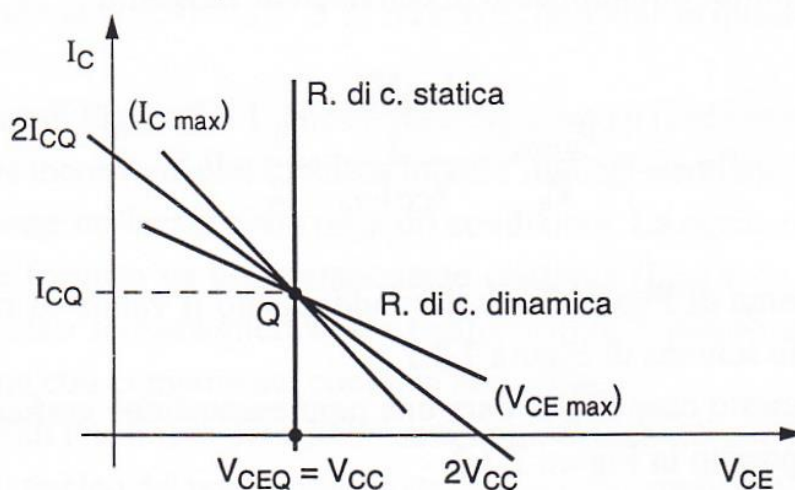


Figura 3.1.7: rappresentazione della retta di carico statica e della retta di carico dinamica

Nella *figura 3.1.7* sono mostrate le posizioni delle due rette di carico che ora devono essere considerate per lo studio dell'amplificatore: la *retta di carico statica (dc load line)* e la *retta di carico dinamica (ac load line)*. Assumendo che la resistenza del primario sia notevolmente bassa, la retta di carico statica risulterà verticale, cioè di pendenza:

$$\tau_1 = -1/R_{dc} = -\infty.$$

Il punto di riposo Q è l'intersezione di tale retta con la caratteristica individuata da I_B o V_{BE} stabilito tramite il circuito di polarizzazione.

Dal punto di vista dinamico invece sul circuito di collettore appare l'impedenza:

$$r_c = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_C$$

dove N_p e N_s sono il numero di avvolgimenti del primario e del secondario rispettivamente.

Separando le componenti continue da quelle alternate si può dunque scrivere:

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CEQ} = V_{CC} \\ v_{ce} &= -r_c i_c = -\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_C i_c \end{aligned}$$

e sommando membro a membro si ottiene:

$$V_{CE} + v_{ce} = V_{CEQ} - r_c i_c = V_{CC} - \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_C i_c$$

La retta di carico dinamica passerà anch'essa per il punto Q con pendenza:

$$\tau_2 = -1/r_c = -\left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \frac{1}{R_C}$$

Per rendere massima la potenza utile sul carico e mantenere minima la distorsione, è conveniente scegliere un rapporto di trasformazione per cui sia massima l'escursione del segnale in uscita. Questa condizione è ottenuta con una retta di carico dinamica con intercetta sull'asse delle ascisse (asse V_{CE}) pari a $2V_{CC}$, come indicato in *figura 3.1.8*. Il transistor è quindi generalmente polarizzato con un circuito di base che permetta di ottenere corrente di riposo sul collettore I_{CQ} e la massima variazione di tensione su V_{CE} . In questo modo la retta dinamica intercetterà l'asse delle ordinate (asse I_C) nel punto $I_{Cmax} = 2I_{CQ}$.²

In tal caso quindi le escursioni massime del segnale di uscita risultano:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{CQ} = \frac{I_{Cmax}}{2} \\ V_{C1} &= V_{CEQ} = V_{CC} = \frac{V_{CEmax}}{2} \end{aligned}$$

² Si noti che, considerate le ipotesi fatte, non c'è nessun limite teorico al valore che I_C può assumere poiché non c'è alcuna resistenza che lo possa limitare nel circuito di collettore; tuttavia, in pratica, I_C non dovrebbe mai superare la massima corrente di collettore permessa dal transistor.

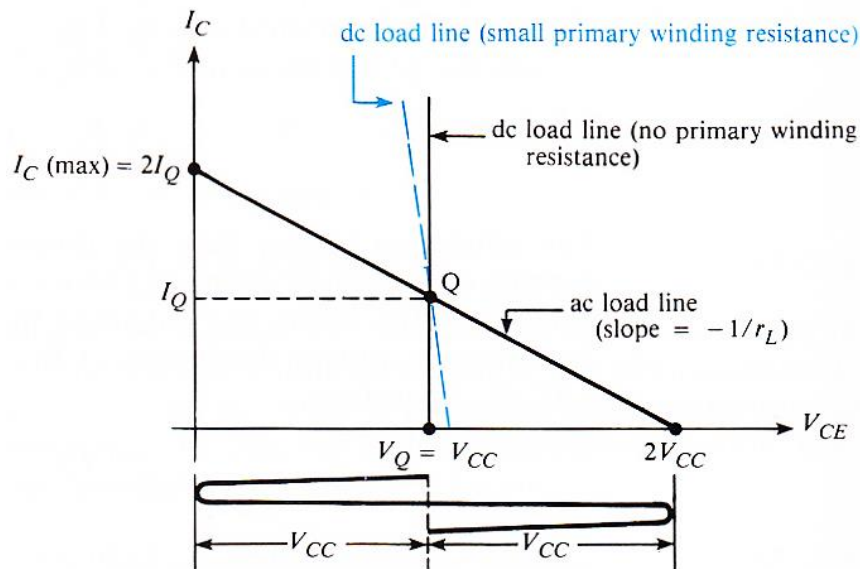


Figura 3.1.8: rette di carico statica e dinamica per un amplificatore in classe A con trasformatore, polarizzato in modo da ottenere la massima escursione in V_{CE} .

In questo caso la potenza fornita dall'alimentazione risulta:

$$P_{CC} = V_{CC}(i_c)_{med} = V_{CC}I_{CQ} = \frac{V_{CEmax}I_{Cmax}}{2}$$

mentre la potenza utile massima sul carico è:

$$P_{Umax} = \frac{V_{C1}I_{C1}}{\sqrt{2}\sqrt{2}} = \frac{V_{CC}I_{CQ}}{2} = \frac{V_{CEmax}I_{Cmax}}{8}$$

Anche in questo caso si può dare una rappresentazione grafica delle potenze medie in gioco, come illustrato in figura 3.1.9.

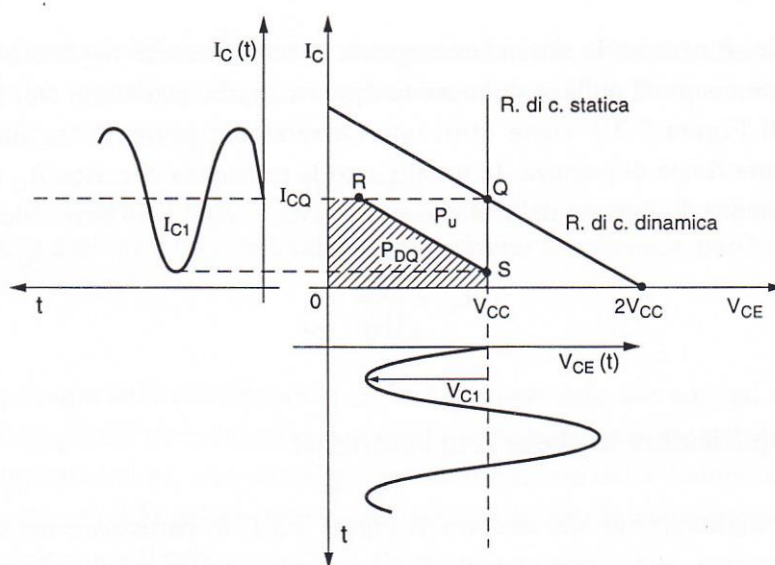


Figura 3.1.9: rappresentazione grafica delle varie potenze medie in regime dinamico.

Dunque in condizioni di massima escursione della tensione in uscita dall'amplificatore e sul carico, si può calcolare il rendimento massimo teorico ottenibile in questa configurazione, equivalente a:

$$\eta_{max} = \frac{P_{Umax}}{P_{CC}} = \frac{V_{CC}I_{CQ}/2}{V_{CC}I_{CQ}} = \frac{1}{2} = 0,5$$

Per il calcolo del fattore di forma osserviamo che in assenza di segnale la potenza assorbita è pari alla potenza dissipata, il cui valore massimo è quindi:

$$P_{Dmax} = V_{CC}I_{CQ}$$

abbiamo già calcolato in precedenza il valore massimo della potenza utile sul carico, equivalente a:

$$P_{Umax} = \frac{V_{CC}I_{CQ}}{2}$$

quindi possiamo facilmente calcolare il fattore di forma F che anche in questo caso risulta:

$$F = \frac{P_{Dmax}}{P_{Umax}} = \frac{V_{CC} I_{CQ}}{\frac{V_{CC} I_{CQ}}{2}} = 2$$

Come si può vedere il massimo rendimento ottenibile è il doppio rispetto a quello ottenuto in precedenza per la configurazione con il carico inserito direttamente nel circuito di collettore. Questo miglioramento del rendimento è attribuibile all'assenza di una resistenza esterna di collettore che consuma in ogni caso potenza statica. Tuttavia nulla cambia in questo caso per il fattore di forma che rimane sempre uguale a 2.

3.2. Amplificatori di potenza in classe B

Come si è visto, gli stadi in classe A, pur garantendo un elevato grado di linearità, sono poco efficienti, avendo rendimenti molto bassi e fattori di forma elevati. Una 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 diverse configurazioni circuitali: una di queste è la configurazione amplificatrice in classe B.

Un transistor si dice di *classe B* se conduce solo per metà periodo del segnale sinusoidale in ingresso: è evidente quindi che un transistor operante in classe B produce una forma d'onda che è molto distorta (questo modo di operare è illustrato in *figura 3.2.1*). Tale segnale in uscita è chiaramente non accettabile per applicazioni audio, tuttavia nella pratica, uno stadio finale consiste di 2 transistor operanti in classe B: uno che amplifica le variazioni di segnale in ingresso positive, l'altro che amplifica quelle negative. Le due semionde di una sinusoide in ingresso sono quindi amplificate da transistor diversi e l'uscita dell'amplificatore finale (che in questo caso si dice operante in classe B) è data dalla forma d'onda totale ottenuta dalla combinazione delle onde prodotte da ciascun transistor di classe B.

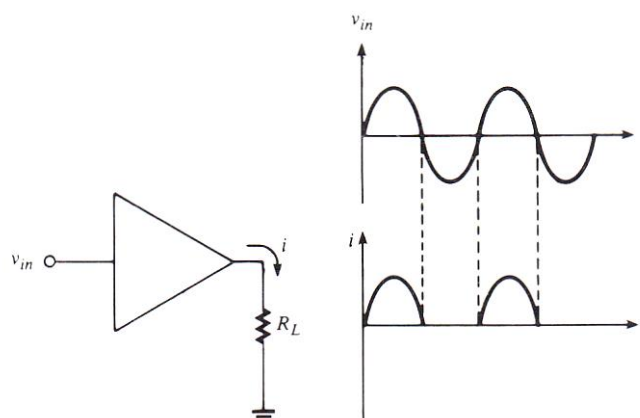


Figura 3.2.1: in un amplificatore in classe B la corrente di uscita è presente solo durante ogni semiperiodo positivo (o negativo) dell'ingresso e l'amplificatore è interdetto nel restante semiperiodo.

Generalmente un amplificatore in classe B lavora in configurazione Push-Pull. Il nome Push-Pull deriva dal fatto che uno dei dispositivi è utilizzato per pilotare la corrente sul carico in una direzione (*pushing*), mentre l'altro è predisposto per pilotare la corrente sul carico nella direzione opposta (*pulling*). Generalmente i dispositivi del finale sono due transistor uguali operanti in classe B e polarizzati, a riposo, con una corrente che li porta al limite inferiore della regione lineare delle caratteristiche: questi conducono alternativamente, l'uno quando l'input è positivo, l'altro quando è negativo come illustrato in *figura 3.2.2*.

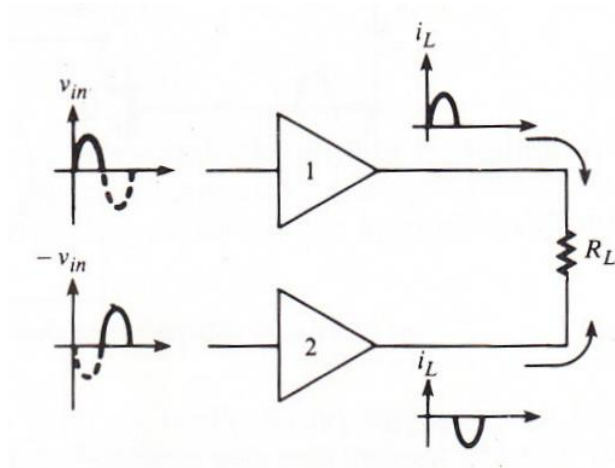


Figura 3.2.2: principio di funzionamento di un amplificatore in classe B con Push-Pull.

Supponiamo in una prima analisi che i transistor usati siano ideali, e abbiano dunque le seguenti proprietà:

$$V_{BE} = 0 \quad \text{per } I_B \geq 0$$

$$I_B = 0 \quad \text{per } V_{BE} \leq 0$$

$$I_C = h_{FE} I_B$$

$$V_{CEsat} = 0$$

$$h_{FE} \text{ costante al variare di } I_C$$

3.2.1. Classe B in controfase

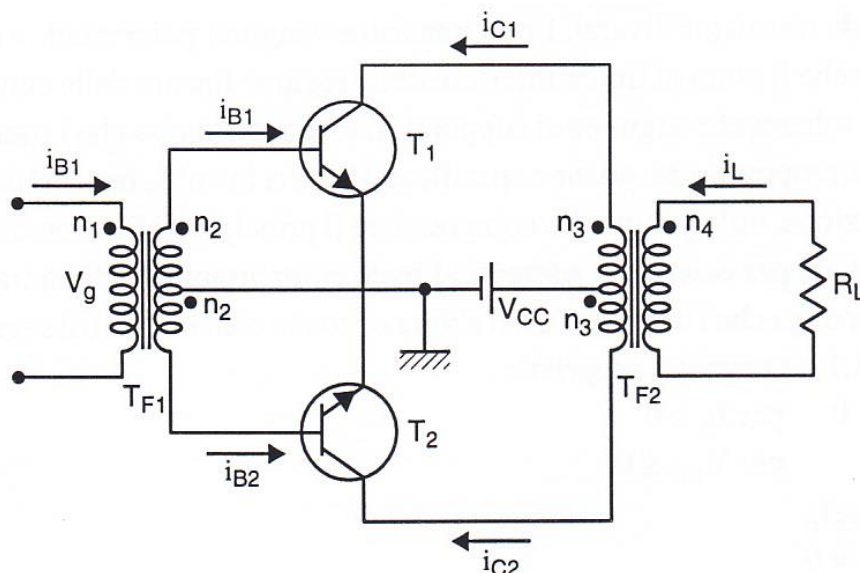


Figura 3.2.3: schema di un tipico circuito in classe B in controfase con due trasformatori a presa centrale, uno in ingresso e uno in uscita.

La configurazione *in controfase* di un finale in classe B è illustrata in *figura 3.2.3*: in questo caso i segnali sinusoidali in ingresso ai due transistor risultano in opposizione di fase (o controfase), grazie all'accoppiamento fornito dal trasformatore T_{F1} a presa centrale. In modo analogo è accoppiato il carico attraverso T_{F2} . Si supponga ora come ulteriore condizione semplificativa che i due transistor T_1 e T_2 siano privi di perdite e, in un secondo momento, che i rapporti di trasformazione dei 2 trasformatori, rispettivamente n_1/n_2 e n_3/n_4 , siano unitari (nulla cambia con questa ipotesi nell'analisi che svolgeremo).

In assenza di segnale i due transistor risultano interdetti, per cui non si ha alcuna circolazione di corrente né dissipazione di potenza, e la tensione V_{CE} in ogni transistor è pari a V_{CC} .

Se ora applichiamo al primario del trasformatore di ingresso T_{F1} un segnale v_g , supposto per semplicità sinusoidale, possiamo osservare che, per le ipotesi di idealità poste:

- durante la semionda positiva di v_g si può supporre un funzionamento lineare del transistor T_1 , per cui si avrà l'assorbimento di una corrente i_{B1} da parte di T_1 con andamento sinusoidale, mentre il transistor T_2 sarà interdetto in quanto la tensione V_{BE2} è negativa.

La corrente circolante sul collettore di T_1 , fornita dall'alimentazione è data da:

$$i_{C1} = h_{FE} i_{B1}$$

Sul secondario del trasformatore in uscita si ha perciò la circolazione della corrente:

$$i_L = \frac{n_3}{n_4} i_{C1} = \frac{n_3}{n_4} h_{FE} i_{B1}$$

sempre con andamento sinusoidale.

- durante la semionda negativa di v_g invece il transistor T_1 sarà interdetto mentre T_2 passerà in conduzione, con funzionamento simmetrico a quello descritto in precedenza. È evidente l'importanza del fatto che tutta la struttura sia simmetrica affinché le due forme d'onda sul carico siano uguali: per questo motivo i due transistor utilizzati dovranno essere uguali nelle caratteristiche e perfettamente simmetrici e dovranno presentare quindi lo stesso guadagno di corrente h_{FE} . Risulterà allora, in analogia con il caso simmetrico precedente:

$$i_{C2} = h_{FE} i_{B2}$$

$$i_L = \frac{n_3}{n_4} i_{C2} = \frac{n_3}{n_4} h_{FE} i_{B2}$$

La presenza del trasformatore a presa centrale in uscita fa circolare sul carico una corrente proporzionale, tramite il rapporto di trasformazione, alla differenza delle due correnti sui collettori:

$$i_L = \frac{n_3}{n_4} (i_{C1} - i_{C2})$$

Inoltre, sempre a causa della presenza del trasformatore la resistenza di carico riportata all'avvolgimento primario del trasformatore T_{F2} vale:

$$R_C = \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2 R_L$$

In tal modo sul carico, se si trascura la distorsione per le ipotesi fatte, si otterranno sia una corrente che una tensione sinusoidali.

L'alimentazione V_{CC} fornisce in ogni semiperiodo una corrente sinusoidale i_M avente sempre lo stesso verso (sfruttando il trasformatore T_{F1} a presa centrale) che assume quindi un andamento nel tempo equivalente a quello di una sinusoide raddrizzata (figura 3.2.4): questa corrente viene utilizzata alternativamente dai transistor T_1 e T_2 .

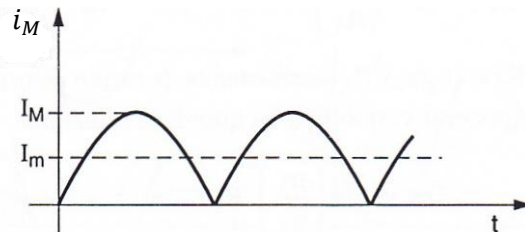


Figura 3.2.4: andamento della corrente sinusoidale i_M fornita dall'alimentazione.

Ciascuno dei componenti attivi in assenza di segnale non è percorso da corrente, ma è sottoposto ad una tensione costante $V_{CEQ} = V_{CC}$; il punto di riposo Q si trova quindi sull'asse delle ascisse in corrispondenza del valore V_{CC} , come indicato in figura 3.2.5.

Durante la semionda in cui ciascun transistor è in conduzione invece il legame tra la tensione e la corrente è espresso dalla seguente relazione:

$$V_{CC} = V_{CEQ} + v_{ce} + \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2 R_L i_C = V_{CEQ} + v_{ce} + R_C i_C$$

Per le sole componenti variabili si ottiene quindi la relazione:

$$0 = v_{ce} + \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2 R_L i_C = v_{ce} + R_C i_C$$

che è l'equazione di una retta passante per il punto di riposo Q e con inclinazione:

$$\tau = -\frac{1}{R_L \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2}$$

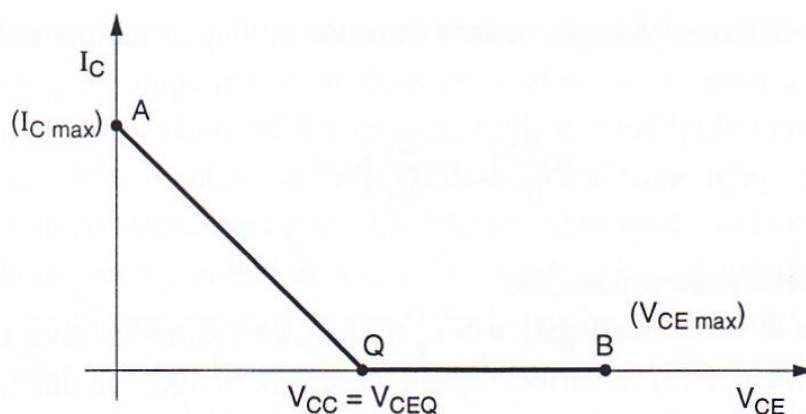


Figura 3.2.5: posizione del punto di riposo per un amplificatore in classe B; la retta con inclinazione τ è identificata dal segmento QA, l'intera retta di carico dalla spezzata AQB.

Nella semionda in cui ciascun transistor non conduce, la tensione V_{CE} è uguale alla tensione V_{CC} aumentata della tensione indotta sul relativo primario del trasformatore a causa della circolazione di corrente sull'altro avvolgimento primario. Per la supposta simmetria del circuito quindi la V_{CE} potrà assumere valori compresi tra V_{CC} e $2V_{CC}$.

Nella *figura 3.2.6* sono riportati gli andamenti delle tensioni e delle correnti dell'amplificatore presupponendo di utilizzare componenti attivi ideali, in modo da non introdurre nessuna distorsione. Si può notare che ogni transistor quando non è in conduzione è sottoposto ad una tensione V_{CE} massima paria a $2V_{CC}$.

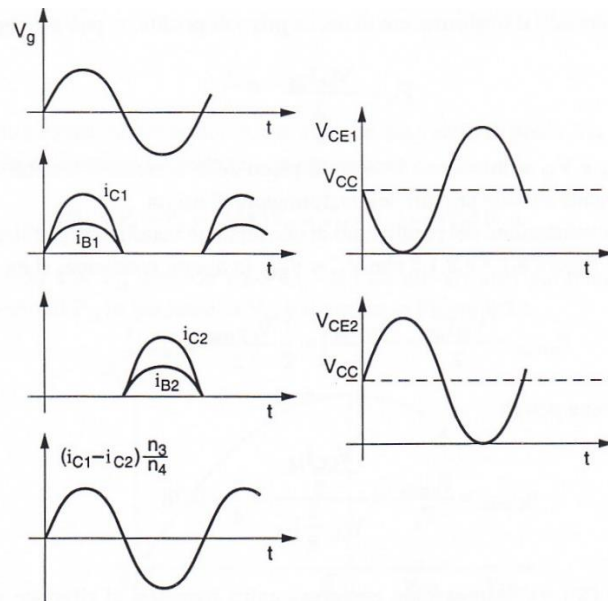


Figura 3.2.6: andamenti delle tensioni e delle correnti in vari punti del finale in classe B.

Calcoliamo ora il rendimento di conversione ed il fattore di forma di un finale in classe B in questa configurazione, supponendo i rapporti di trasformazione unitari.

La potenza media P_{CC} fornita dall'alimentazione in un periodo è data dal prodotto di V_{CC} per il valore medio della corrente erogata; poiché tale corrente ha, come detto in precedenza, l'andamento di una sinusoide raddrizzata, il suo valore medio sarà:

$$(i_M)_{med} = \frac{2}{\pi} I_M$$

dove con I_M si indica il suo valore di picco, come precedentemente illustrato in *figura 3.2.3*.

Si ha quindi:

$$P_{CC} = V_{CC} (i_M)_{med} = V_{CC} \frac{2}{\pi} I_M = \frac{2V_{CC} I_M}{\pi}$$

Per le ipotesi semplificative poste il carico R_L è sottoposto ad una sollecitazione sinusoidale, inoltre si suppone il trasformatore T_{F2} privo di perdite, quindi la potenza media utile sul carico risulta:

$$P_U = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \frac{I_M}{\sqrt{2}} = \frac{V_M I_M}{2}$$

con I_M e V_M valori di picco della corrente e tensione presenti alternativamente sui due primari del trasformatore di uscita.

Per la valutazione del rendimento massimo, si può dedurre dai grafici di *figura 3.2.4* che si dovrà supporre $V_M = V_{CC}$, e in tali condizioni si avrà:

$$P_{Umax} = \frac{V_M I_M}{2} = \frac{V_{CC} I_M}{2}$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{Umax}}{P_{CC}} = \frac{V_{CC} I_M / 2}{2 V_{CC} I_M / \pi} = \frac{\pi}{4} \cong 0,785$$

che esprime la potenza utile massima ottenibile da un amplificatore di classe B in controfase. Rispetto ad un amplificatore in classe A si ha quindi un rendimento massimo molto più elevato, che come vedremo, sarà valido anche per altre configurazioni che un amplificatore in classe B può assumere. È importante notare che tale valore è ottenuto perché la potenza media fornita dall'alimentazione P_{CC} nella classe B è funzione dell'ampiezza del segnale in ingresso ed è per questo nulla in assenza di segnale, mentre negli amplificatori di classe A la P_{CC} risulta costante anche in assenza di segnale in ingresso.

La potenza dissipata da ciascun transistor P_D è data dalla metà della differenza tra la potenza assorbita dall'alimentazione P_{CC} e la potenza utile fornita al carico P_U , cioè:

$$P_D = \frac{P_{CC} - P_U}{2} = \frac{\frac{2V_{CC}I_M}{\pi} - \frac{V_M I_M}{2}}{2} = \frac{\frac{2V_{CC}V_M}{\pi R_C} - \frac{V_M^2}{2R_C}}{2}$$

essendo $I_M = \frac{V_M}{R_C}$ ed R_C la resistenza di carico riportata all'avvolgimento primario del trasformatore T_{F2} . Si può notare che P_D dipende solo da V_M essendo gli altri parametri costanti: derivando allora rispetto a V_M l'espressione trovata si può ottenere il valore di V_M che annulla tale derivata, equivalente a:

$$V_M = \frac{2}{\pi} V_{CC}$$

Da questo si può ricavare facilmente il valore massimo della potenza dissipata su un solo transistor:

$$P_{Dmax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_C} - \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_C} \cong 0,2 P_{Umax}$$

Essendo ora il fattore di forma F il rapporto tra la massima potenza dissipata da ciascun transistor P_{Dmax} e la potenza massima fornita al carico P_{Umax} già calcolata in precedenza, si trova per un amplificatore controfase in classe B il valore:

$$F = \frac{P_{Dmax}}{P_{Umax}} = \frac{0,2 P_{Umax}}{P_{Umax}} = 0,2$$

che come si può notare è notevolmente inferiore (e quindi migliore) rispetto al fattore di forma ottenuto per un amplificatore in classe A.

3.2.2. Classe B a simmetria complementare

Analizziamo ora un amplificatore in classe B a *simmetria complementare* che permette di eliminare il trasformatore di ingresso T_{F1} della configurazione precedente, che di solito risulta molto ingombrante, costoso e limitante dal punto di vista delle prestazioni. Il termine simmetria complementare trae origine dal fatto che i due transistor finali sono in questo caso uno di tipo PNP e l'altro di tipo NPN, ma con caratteristiche perfettamente simmetriche per garantire il corretto funzionamento del finale di potenza.

Nel seguito analizzeremo la configurazione a collettore comune single-ended per il carico, che permette di eliminare il trasformatore di uscita T_{F2} semplificando ulteriormente il circuito.

Lo schema riportato in *figura 3.2.7* è un circuito molto semplice e di ottime prestazioni e per questi motivi è tra i più comuni e usati nella pratica. I due BJT complementari sono alimentati con alimentazione duale V_{CC} e collegati assieme tramite le rispettive basi, su cui viene posto il segnale in ingresso.

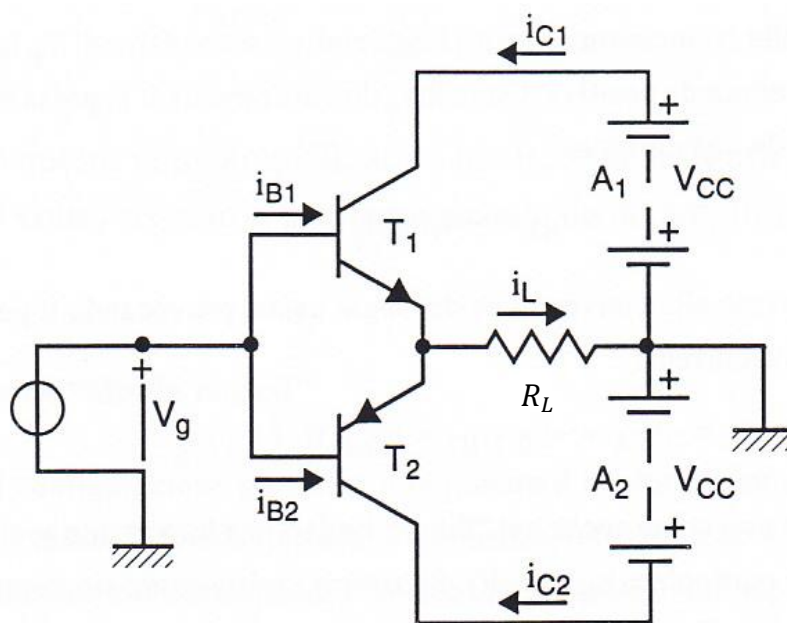


Figura 3.2.7: schema di principio di un finale in classe B a simmetria complementare.

In condizione di riposo i due transistor sono entrambi interdetti e nessuna corrente può percorrere il carico R_L ; l'assorbimento di potenza in condizioni statiche sarà di conseguenza nullo. Quando sono in conduzione il comportamento è invece analogo a quello di un normale stadio a collettore comune.

Chiaramente bisogna far notare che si sta descrivendo una situazione totalmente ideale in cui gli stessi BJT sono supposti avere tensione di soglia nulla e nessuna corrente di perdita. In ogni caso l'analisi che segue sotto queste ipotesi ideali è utile per ricavare le condizioni limite relative al rendimento massimo (η_{max}) ed al fattore di forma (F).

Applicando ora all'ingresso un generatore di tensione del tipo:

$$v_G(t) = V_G \sin \omega t$$

il segnale risulterà applicato contemporaneamente alle due basi e si può osservare che:

- durante la semionda positiva T_1 si comporta da inseguitore di tensione, imponendo ad R_L un segnale identico a quello di ingresso, mentre T_2 resta interdetto. La corrente i_L viene fornita dall'alimentatore A_1 tramite T_1 , che assorbe quindi dal generatore di segnale la corrente:

$$i_{B1} = \left(1/h_{fe1}\right) i_{C1}$$

che è molto piccola, ipotizzando un guadagno h_{fe1} molto grande.

- durante la semionda negativa considerazioni analoghe valgono per T_2 , con la sola differenza di corrente assorbita dal generatore di segnale;

$$i_{B2} = \left(1/h_{fe2}\right) i_{C2}$$

anche questa molto piccola, ipotizzando un guadagno h_{fe2} elevato.

Dunque un'eventuale diversità dei due parametri h_{fe1} e h_{fe2} ha come unica conseguenza un assorbimento di corrente del generatore leggermente superiore da parte del transistor con h_{fe} minore, ed è quindi priva di conseguenze essendo il generatore, per ipotesi, un generatore di tensione. Questo grado di insensibilità alle differenze di guadagno h_{fe} dei due transistor costituisce spesso il motivo principale di preferenza di tale schema su altri tipi.

Gli andamenti delle tensioni e correnti sono riportati nei grafici di *figura 3.2.8*.

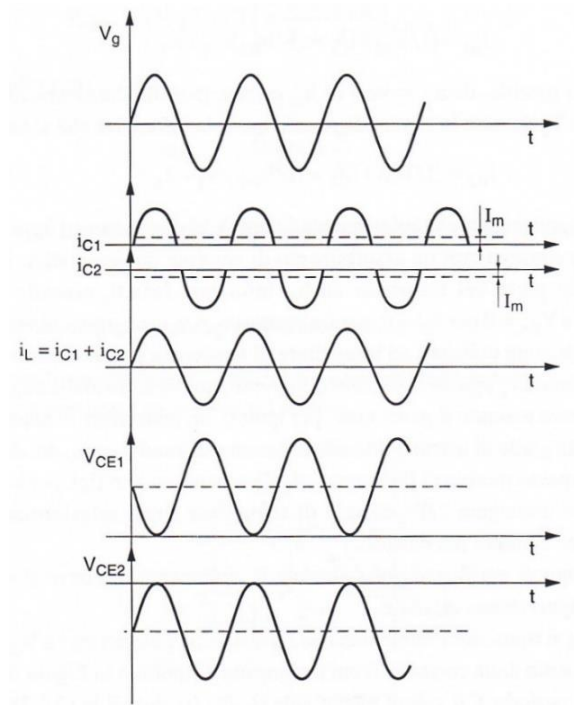


Figura 3.2.8: andamenti delle tensioni e delle correnti in vari punti del finale in classe B.

Calcoliamo ora il rendimento di conversione e il fattore di forma anche in questa configurazione circuitale.

Per ogni transistor l'alimentazione fornisce una potenza pari a $V_{CC}I_m$, dove I_m è il valore medio della corrente $i_L = i_{C1} + i_{C2}$, il cui andamento è riportato in *figura 3.2.8*, così definito:

$$I_m = \frac{I_M}{\pi}$$

essendo I_M il valore di picco e I_m il valore medio calcolato in un semiperiodo della sinusoide in ingresso.

Per cui ad ogni transistor viene fornita una potenza pari a:

$$P_{CC+} = P_{CC-} = V_{CC} \left(\frac{I_M}{\pi} \right)$$

essendoci 2 transistor complessivamente nel finale, la potenza media fornita dall'amplificatore risulta:

$$P_{CC} = 2V_{CC} \left(\frac{I_M}{\pi} \right)$$

Con il meccanismo di funzionamento in Push-Pull l'intera forma d'onda da amplificare è ricostruita sul carico, quindi si ha una potenza massima utile al carico equivalente a:

$$P_{Umax} = \left(\frac{V_{CC}I_M}{2} \right)$$

Quindi il rendimento massimo per la classe B a simmetria complementare risulta:

$$\eta_{max} = \frac{P_{Umax}}{P_{CC}} = \frac{\frac{V_{CC}I_M}{2}}{2V_{CC} \left(\frac{I_M}{\pi} \right)} = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

uguale a quello precedentemente calcolato nella configurazione in controfase.

Poiché abbiamo gli stessi valori del caso precedente per P_{CC} e P_{Umax} , la massima potenza dissipata risulterà ancora:

$$P_{Dmax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_C} - \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_C} \cong 0,2P_{Umax}$$

e conseguentemente il fattore di forma F sarà ancora circa 0,2.

3.2.3. Classe B con transistor non ideali

L'analisi svolta fino a qui si avvaleva per semplicità dell'utilizzo di transistor ideali il cui comportamento è però ben diverso sotto certi aspetti da quello di componenti reali. La caratteristica più evidente di tale diversità consiste nella presenza di una caduta di tensione nella giunzione base-emettitore (quando questa è polarizzata direttamente) tipicamente del valore di circa 0,6-0,7V, equivalente cioè alla tensione di soglia V_γ caratteristica del transistor utilizzato.

Questa caduta di tensione ha come prima conseguenza il fatto che negli amplificatori in classe B finora considerati il passaggio dalla conduzione all'interdizione di un transistor avviene prima che l'altro inizi a condurre.

Per comprendere meglio le cause e conseguenze di tale comportamento analizziamo lo schema di un amplificatore a simmetria complementare e collettore comune (*figura 3.2.8*), che più di ogni altro è idoneo ad evidenziare il fenomeno. Pilotando questo amplificatore con un generatore ideale di tensione sinusoidale e supponendo che la tensione sia inizialmente nulla si può osservare che:

- durante la semionda positiva T_1 non conduce finché la tensione v_{BE1} non supera la tensione di soglia V_γ , conducendo poi normalmente finché essa non ritorna al di sotto della tensione V_γ rimanendo nuovamente interdetto per il resto del periodo.
- analogamente durante la semionda negativa solo quando v_{BE2} diverrà minore di $-V_\gamma$ il transistor T_2 comincerà a condurre per il proprio semiperiodo.

Quindi nell'intervallo di tensione $[-V_\gamma, V_\gamma]$ entrambi i transistor sono interdetti determinando un "buco" di tensione nulla sul carico, come si può osservare nella *figura 3.2.9*: questa distorsione, che nella pratica non può essere trascurata, prende il nome di *distorsione di incrocio* o *distorsione di Cross-Over*, ed è tanto più rilevante quanto più il segnale di ingresso è confrontabile con il valore di V_{BE} .

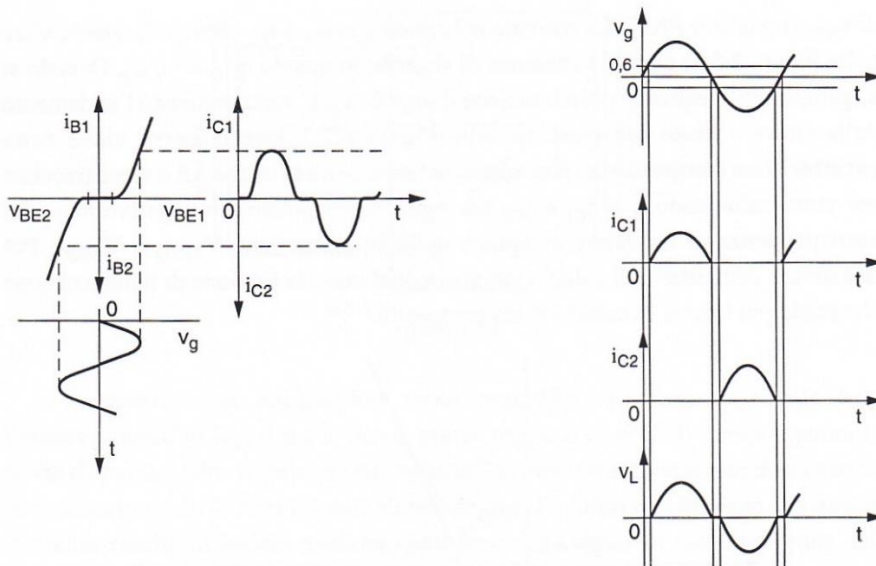


Figura 3.2.9: fenomeno della distorsione di Cross-Over in un finale in classe B non ideale.

Questo fenomeno rende sostanzialmente inutilizzabile lo stadio in classe B: come si vede dalla *figura 3.2.9* la distorsione di Cross-Over affligge l'eventuale segnale audio proprio nel tratto di maggiore pendenza, producendo di conseguenza un elevato tasso di distorsione armonica. Ciò è ovviamente intollerabile ed è quindi necessario porvi rimedio: la soluzione è quella di mantenere i due transistor lievemente polarizzati, in modo che il segnale applicato non sia più costretto a superare le tensioni di soglia per mandare in conduzione i transistor: ciò si ottiene con un amplificatore in classe AB.

3.3. Amplificatori di potenza in classe AB

È compito dei circuiti di polarizzazione minimizzare la distorsione di Cross-Over: la configurazione di un finale in classe AB è una configurazione sempre in Push-Pull (analoga alla classe B) ma in cui si fa in modo di polarizzare lievemente i transistor, in modo da farli funzionare in zona attiva anche per bassi valori della tensione di ingresso ($v_I \approx 0$)

È sufficiente dunque polarizzare, tramite degli opportuni partitori di tensione, le basi di entrambi i transistor ad un potenziale di circa 0,6V, ovvero:

$$|V_{BE}| \approx |V_{\gamma}|$$

Il valore preciso di polarizzazione viene definito di volta in volta a seconda delle caratteristiche dei transistor impiegati e della configurazione circuitale. Quando un transistor è leggermente polarizzato, la corrente in uscita circolerà per più di un semiperiodo del corrispondente segnale sinusoidale in ingresso, come illustrato in *figura 3.3.1*, quindi sebbene la configurazione in classe AB riduca notevolmente la distorsione di Cross-Over, ha anche lo svantaggio di ridurre il rendimento dell'amplificatore, poiché entrambi i due transistor in questa configurazione condurranno per un angolo θ_C maggiore di 180° , ma sempre molto minore di 360° .

$$180^\circ < \theta_C \ll 360^\circ$$

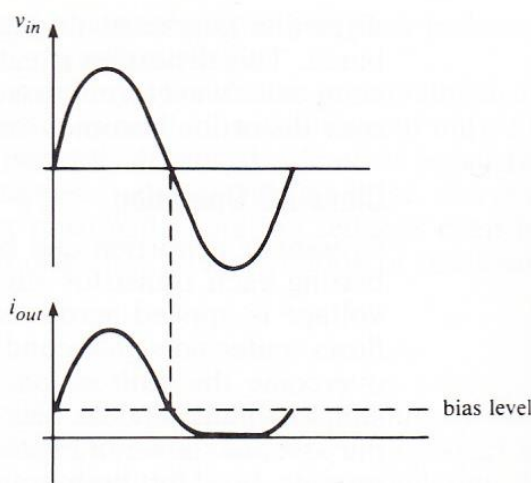


Figura 3.3.1: andamento della corrente di uscita in un finale in classe AB; la corrente circola per poco più di metà periodo del segnale in ingresso ($180^\circ < \theta_C \ll 360^\circ$).

Infatti la corrente di polarizzazione è sempre presente e ciò implica una continua dissipazione di potenza in entrambi i transistor, inclusi gli intervalli di tempo in cui uno dei due transistor dovrebbe essere interdetto nella configurazione in classe B.

La conseguente riduzione del rendimento dipende direttamente dal grado di polarizzazione dei transistor, ed il massimo rendimento di conversione ottenibile sarà ad un valore intermedio tra quello ottenibile da una configurazione in classe A ($\eta_{maxA} = 0,5$) e quello ottenibile da una in classe B ($\eta_{maxB} = 0,785$).

Poiché i parametri di rendimento e forma variano da caso a caso, in base alla configurazione circuitale ed alla particolare scelta di polarizzazione dei due dispositivi attivi, analizziamo solamente il funzionamento base delle principali configurazioni in classe AB senza scendere nei dettagli del calcolo dei parametri.

Lo schema di principio è quello di *figura 3.3.2*: il circuito è equivalente a quello di un finale in classe B a simmetria complementare, fatta eccezione per la rete di polarizzazione realizzata tramite le due alimentazioni (le batterie V_{BB} in figura) che portano le basi di entrambi i transistor ad un potenziale di circa V_{γ} , il cui valore preciso dovrà essere trovato di volta in volta a seconda delle caratteristiche dei transistor impiegati. Questa polarizzazione, che permette l'eliminazione della distorsione di Cross-Over, determina il funzionamento dell'amplificatore in classe AB ed i conseguenti parametri.

Il funzionamento del finale è del tutto analogo a quello di un finale in classe B, con la sola differenza che per tensioni di ingresso molto piccole ($v_I \approx 0$) i due transistor non vanno in interdizione grazie alla presenza del circuito di polarizzazione, ma continuano a funzionare in zona attiva. Quindi una piccola variazione positiva di v_I porterà in funzione il transistor T_1 , e al contrario una piccola variazione negativa di v_I porterà a condurre T_2 .

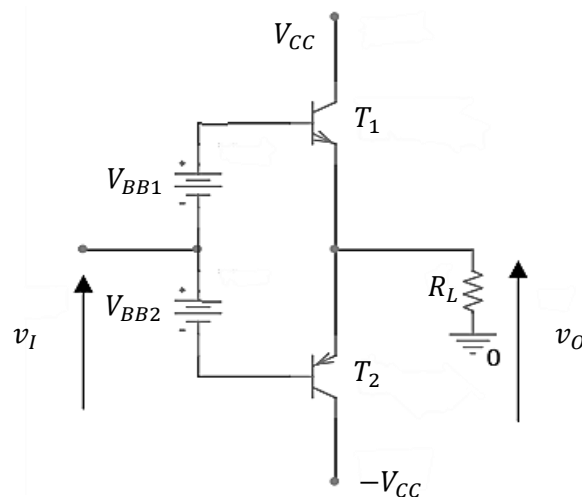


Figura 3.3.2: circuito di un finale in classe AB polarizzato tramite due batterie V_{BB1} e V_{BB2} .

Poiché la caduta di tensione alla base di ciascun transistor è pari a quella ai capi di un diodo, è possibile utilizzare in luogo delle batterie V_{BB} due diodi al silicio. Questi vengono polarizzati tramite delle resistenze (R_1 e R_2) che forniscono una corrente di riposo I_Q necessaria a garantire la conduzione dei diodi, compensando in tal modo le tensioni di soglia dei due BJT e assicurando che per ogni valore di v_I almeno uno di essi sia in conduzione.

Lo schema classico di polarizzazione per questa configurazione è quello di *figura 3.3.3*: qui i due diodi D_1 e D_2 hanno il compito di fornire una differenza di potenziale tra le due basi in modo da compensare la somma delle due V_{BE} che polarizzano leggermente i due BJT. Entrambi i transistor quindi condurranno anche in assenza di segnale e si avrà circolazione di corrente nel collettore anche a riposo.

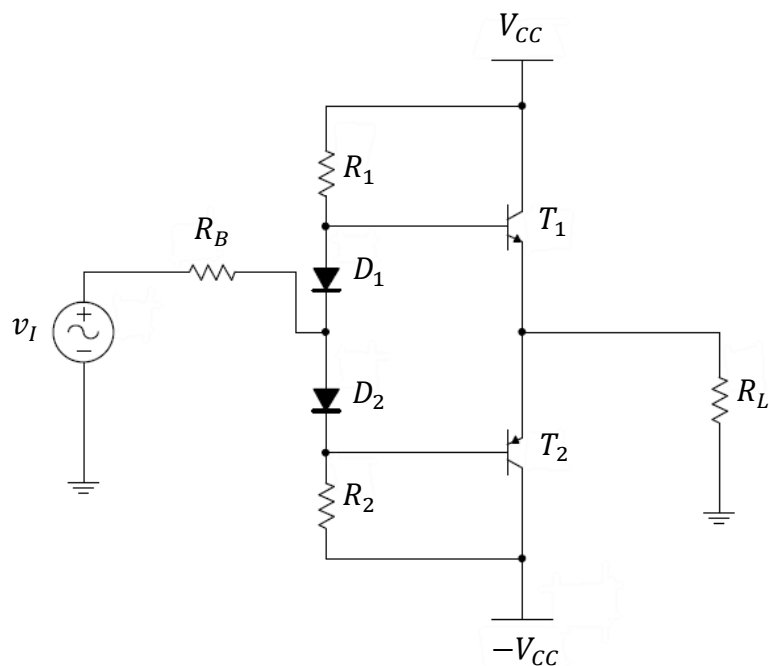


Figura 3.3.3: schema classico di polarizzazione per un finale in classe AB a simmetria complementare (2 transistor bipolari simmetrici: T_1 NPN, T_2 PNP)

In questo modo si può eliminare la distorsione di Cross-Over, a discapito però di una riduzione di ampiezza della tensione sul carico e di una diminuzione del rendimento di conversione dello stadio finale. Ciò è dovuto alla riduzione della resistenza di ingresso dello stadio (a causa della presenza delle due resistenze di polarizzazione R_1 e R_2) e alla polarizzazione dei due transistor. Questo tipo di configurazione però ha un grande problema di instabilità termica dovuto all'assenza di un meccanismo di reazione negativa che rende il circuito proposto molto sensibile al rischio di valanga termica. Questo fenomeno può essere evitato inserendo due resistenze R_E nel circuito di emettitore, come in *figura 3.3.4*: queste fanno in modo che, per valori molto piccoli di v_I per cui entrambi i transistor sono entrambi in conduzione, questi non si danneggino a causa del corto circuito tra le due alimentazioni V_{CC} . Le due resistenze di emettitore quindi, sebbene provochino una lieve diminuzione dell'amplificazione e del rendimento di conversione, migliorano nel complesso la linearità dell'amplificatore (si introduce infatti una reazione negativa) e permettono una maggiore stabilità termica e del punto di riposo.

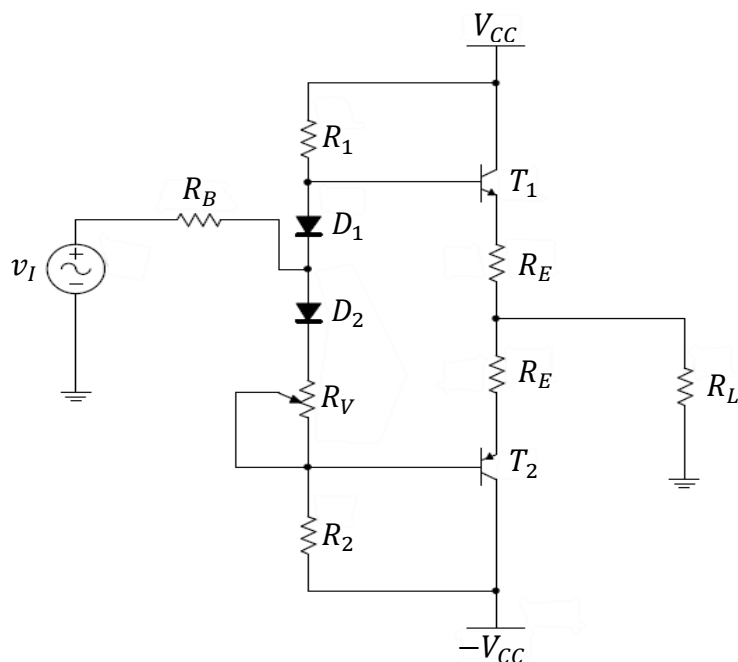


Figura 3.3.4: circuito alternativo per un classe AB a simmetria complementare con un trimmer resistivo R_V e due resistenze di emettitore R_E .

In questa configurazione la corrente continua di polarizzazione circola anche nelle 2 resistenze R_E provocando una caduta di tensione non compensata da D_1 e D_2 . In questo caso quindi nel partitore di polarizzazione sarà necessario inserire un trimmer resistivo R_V il quale dovrà essere regolato in modo da portare i due transistor alla soglia della conduzione per avere una tensione continua nulla sul carico e un annullamento della distorsione di Cross-Over. In questo modo però una parte della potenza di segnale sarà dissipata dalle resistenze R_E , perciò anche per questo motivo è bene che tali resistenze non abbiano un valore troppo elevato per non ridurre eccessivamente il rendimento di conversione di questa configurazione.

In *figura 3.3.5* è illustrato l'andamento della tensione di uscita a confronto tra classe B e classe AB, che evidenzia l'eliminazione della distorsione di Cross-Over nella classe AB, grazie all'aggiunta del circuito di polarizzazione.

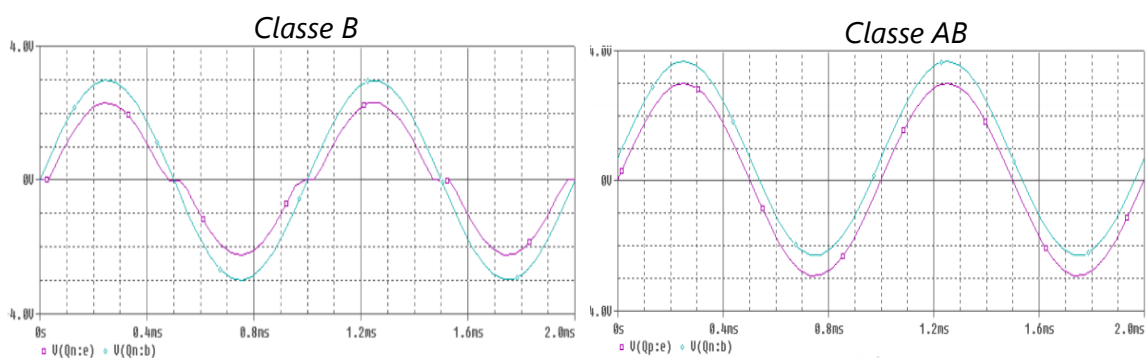


Figura 3.3.5: andamenti delle tensioni di uscita a confronto tra classe B e classe AB.

3.4. Amplificatori di potenza in classe D

Sono definiti in *classe D* gli amplificatori di potenza che utilizzano uno stadio di uscita che opera in commutazione e il cui segnale in ingresso è modulato tramite un segnale di frequenza molto alto. L'amplificatore di potenza in classe D è molto semplice dal punto di vista circuitale, offre una grande potenza in uscita per una contenuta dissipazione (ha un rendimento prossimo al 90-100%) e ha un angolo di conduzione $\theta_c \approx 0^\circ$, in quanto lavora solo in commutazione e per gran parte del periodo del segnale di ingresso sinusoidale i transistor che compongono il finale di potenza non conducono. Il finale in classe D ha funzionamento completamente differente dalle altre classi fin qui analizzate: il segnale di ingresso modula la larghezza di alcuni impulsi ad onda quadra tramite un blocco modulatore, mentre un filtro passivo posto in uscita riconverte questi impulsi nel segnale che interessa applicare al carico. Un finale di questo tipo ha inoltre il vantaggio di poter essere controllato sia da circuiti analogici che digitali, risultando in tal modo molto versatile ed efficace. In passato questo tipo di amplificatore non ha avuto successo in quanto presentava un valore di distorsione piuttosto elevato rispetto alle altre classi; tuttavia l'evolversi delle tecnologie e la nascita e l'evoluzione di nuovi dispositivi (quali i MOSFET) hanno permesso una grande diffusione di questi amplificatori: oggi sono largamente usati per sistemi audio mobili e anche in qualche sistema Hi-Fi.

Un generico amplificatore in classe D è quindi realizzato mediante una coppia di dispositivi attivi che operano come interruttori reali, producendo in uscita delle forme d'onda di corrente o tensione di tipo rettangolare; il circuito d'uscita poi è realizzato in modo da filtrare tramite un passa basso soltanto l'armonica a frequenza fondamentale, corrispondente al segnale di ingresso amplificato che si vuole ottenere.

La *figura 3.4.1* mostra il diagramma a blocchi fondamentale di un amplificatore in classe D completo, incluso un blocco di retroazione per la riduzione della distorsione (*feedback network*).

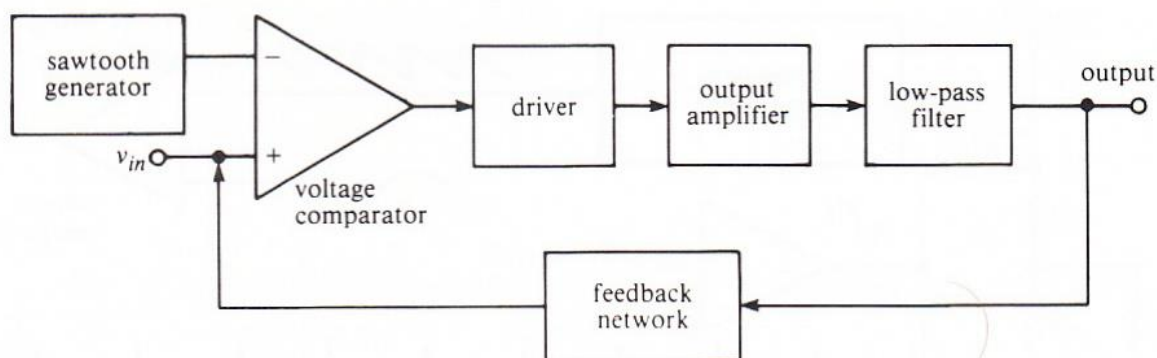


Figura 3.4.1: diagramma a blocchi di un amplificatore in classe D; tutto il primo blocco prima del *driver* costituisce il *modulatore di larghezza di impulso (PWM)*.

Come si può intuire un componente fondamentale di un amplificatore in classe D è quindi il *modulatore di larghezza di impulso (Pulse Width Modulator, PWM)*, che produce una serie di impulsi aventi ampiezza proporzionale al livello del segnale di ingresso dell'amplificatore (segnale di input) e con questi pilota lo stadio di uscita dell'amplificatore in classe D. Quando il livello del segnale è basso, si avrà una serie di impulsi molto stretti, viceversa quando il segnale di input è alto verranno generati una serie di impulsi più larghi.

La *figura 3.4.2* mostra come può essere realizzato un PWM utilizzando un generatore di onde a dente di sega (*sawtooth generator*) e un comparatore di tensione (voltage comparator).

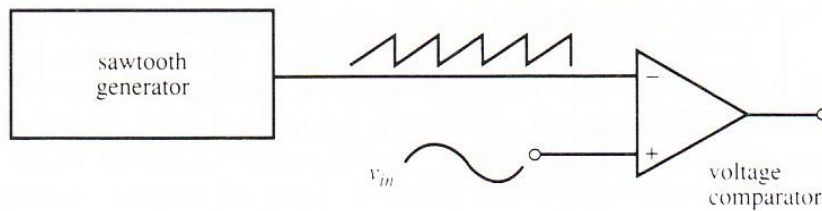


Figura 3.4.2: realizzazione di un PWM con un *generatore di onde* e un *comparatore*.

Analizziamo il comportamento di questo modulatore, con riferimento alla *figura 3.4.3*. L'uscita del comparatore deve commutare al livello più alto ogni volta che l'onda a dente di sega commuta a valore più basso: questo momento definisce l'inizio di un nuovo impulso. L'uscita del comparatore rimane quindi alta finché l'onda generata non raggiunge nuovamente il valore della tensione in ingresso v_{in} , e solo a quel punto la tensione di uscita del comparatore torna a livello basso. La larghezza di un impulso alto risulta in questo modo direttamente proporzionale all'intervallo di tempo necessario affinché il livello dell'onda generata raggiunga il valore di v_{in} , ovvero direttamente proporzionale al livello di tensione del segnale in ingresso. È importante, affinché il modulatore funzioni correttamente, che la massima escursione delle onde generate sia maggiore di quella del segnale in ingresso, e che la frequenza del generatore sia almeno dieci volte il valore della tensione più alta di v_{in} .

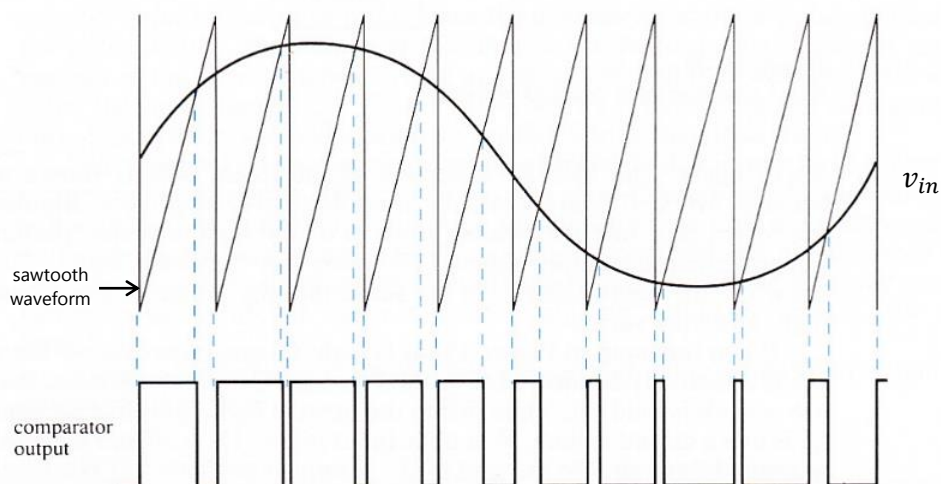


Figura 3.4.3: generazione degli impulsi a larghezza modulata dal segnale in ingresso v_{in} .

Un esempio di schema circuitale di un finale in classe D è riportato in *figura 3.4.4*. Tale configurazione è derivata da quella classica di tipo Push-Pull a bassa frequenza in cui i due dispositivi sono statisticamente polarizzati in classe B: differisce da questa però perché in un finale in classe D i due dispositivi sono pilotati mediante un segnale di ingresso di tipo rettangolare (l'uscita del modulatore precedentemente descritto), tale cioè da polarizzarli in saturazione per metà del periodo e in interdizione per la rimanente metà. In questo modo il comportamento dei due dispositivi attivi è assimilato con quello di un interruttore.

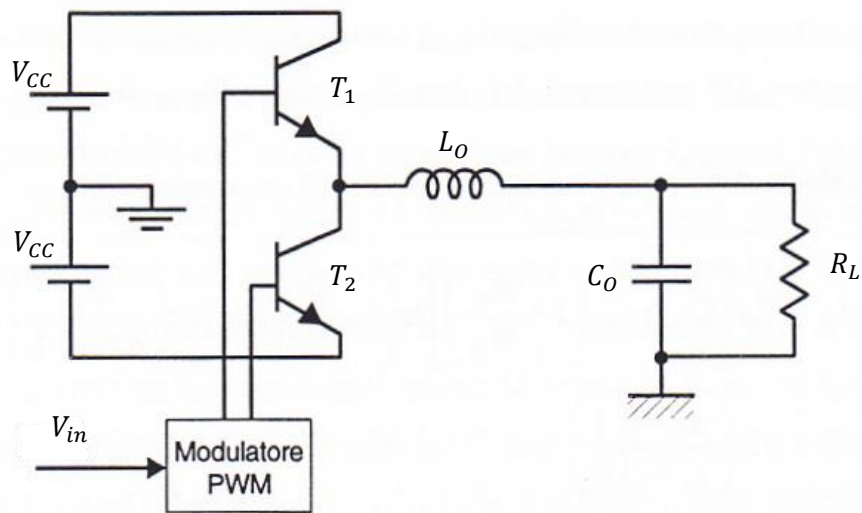


Figura 3.4.4: schema circuitale di un tipico finale in classe D Push-Pull.

Un amplificatore in classe D dovrà però avere un filtro in uscita per estrarre e recuperare il segnale originale in ingresso dalla forma d'onda a impulsi: per questo motivo viene posto in uscita al finale di potenza un filtro passa-basso con una frequenza di taglio vicina alla più alta frequenza del segnale in ingresso. Il circuito di uscita (composto da L_0 e C_0) ha proprio lo scopo di filtrare sul carico R soltanto la componente fondamentale del segnale prodotto, corrispondente al segnale di ingresso a bassa frequenza amplificato. Il filtro passa basso sopprime le componenti ad alta frequenza della serie di impulsi e permette di ottenere in uscita una forma d'onda che cresce e decresce a seconda dell'aumentare e diminuire della larghezza degli impulsi, che è effettivamente un forma d'onda che duplica il segnale di ingresso V_{in} . Il principale vantaggio degli amplificatori in classe D è che possono avere un altissimo rendimento di conversione, che si aggira attorno al 90%: questo valore così alto è dovuto al fatto che i dispositivi di uscita stanno solo per un intervallo di tempo brevissimo in regione attiva, e quindi la dissipazione di potenza è minima. I principali svantaggi tuttavia sono la necessità di un filtro passa-basso molto buono e il fatto che la commutazione molto veloce della corrente genera un rumore non trascurabile a causa dell'accoppiamento elettromagnetico, chiamato *electromagnetic interference* o *EMI*.

3.5. Amplificatori di potenza in classe G

Generalmente la gran parte dei sistemi audio utilizzano amplificatori in classe AB, che generano pochissima distorsione e conseguentemente riproducono il segnale audio in ingresso con grande fedeltà. Tuttavia tali amplificatori hanno un'efficienza relativamente bassa: la polarizzazione dei transistor crea una dissipazione di potenza che fa diminuire più o meno (a seconda del livello di polarizzazione) il rendimento del sistema. In impianti Hi-Fi, dove è ricercata un'alta qualità e fedeltà audio, questo non è generalmente un problema, ma in sistemi audio mobili alimentati a batterie in molti casi lo è: per questo motivo sono state cercate delle configurazioni per migliorare le prestazioni della classe AB. Tra le più comuni e usate ci sono la classe G e la classe H.

Gli amplificatori di potenza in *classe G* sono una semplice variante della classe AB ottenuta aggiungendo uno o più commutatori della tensione di alimentazione sugli stadi finali. Questo concetto fu introdotto per la prima volta da Hitachi nel 1976 con l'intento di ridurre la dissipazione di potenza negli amplificatori: osservando che i segnali audio amplificati pur presentando dei picchi molto alti, sono per la maggior parte del tempo a livello basso si giunse alla conclusione che si poteva ridurre notevolmente la dissipazione interna utilizzando tensioni di alimentazione molto piccole per la parte di segnale audio a livello basso, e commutare invece a tensioni di alimentazione più alte per le grandi escursioni di tali segnali. Da questa osservazione nacque la configurazione in classe G che utilizza due o più tensioni di alimentazione per i finali di potenza e commuta tra queste a seconda del livello del segnale di uscita.

Un tipico amplificatore in classe G è composto da due livelli principali di tensione di alimentazione: il più alto (V_{SS}) è definito dalla massima potenza di uscita richiesta dal segnale amplificato, mentre il più basso (V_S) è definito dalla minima tensione necessaria a far funzionare l'amplificatore stando al di sopra dei limiti definiti per avere una distorsione trascurabile.

Vi sono due configurazioni principali per un amplificatore in classe G:

- La prima consiste in singolo stadio di uscita (generalmente un finale in classe AB) connesso a 2 (o più) tensioni di alimentazione tramite dei diodi e dei transistor che agiscono da commutatori; quando questo opera con livelli bassi di segnale viene selezionata la tensione di alimentazione più bassa; appena il livello di segnale cresce sopra una determinata soglia invece, l'amplificatore seleziona automaticamente la tensione di alimentazione appropriata. Per fare ciò si utilizza un convertitore DC-DC che converte il valore della tensione di alimentazione (sia positiva che negativa) da un valore più alto a uno più basso, senza generare eccessive perdite o dissipazioni. Questa configurazione è illustrata in *figura 3.5.1* ed è detta a *rail-switcher*.

Generalmente vengono utilizzati dei MOSFET come commutatori per passare dal livello di tensione più basso $V_{CC(LV)}$ a quello più alto $V_{CC(HV)}$ per lo stadio di uscita.

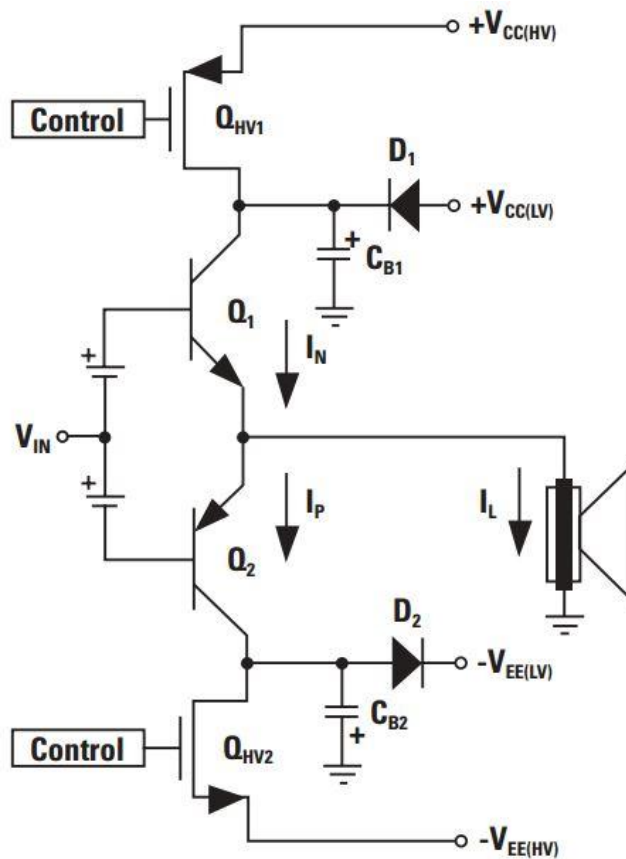


Figura 3.5.1: schema circuitale di un finale in classe G a rail switcher.

- Una diversa configurazione utilizza invece uno stadio di uscita composto dalla cascata di due stadi finali in classe B (o AB), ciascuno connesso ad una differente tensione di alimentazione. Così per i segnali più "piccoli" (cioè a livello più basso) viene pilotato solo lo stadio più interno (quello collegato al carico) che quindi opera ad una tensione ridotta e con una buona efficienza. All'aumentare dell'ampiezza del segnale di uscita tale stadio tende a saturare e quindi, non appena viene raggiunta una determinata tensione di soglia da parte del segnale amplificato, interviene lo stadio più esterno modificando la tensione di alimentazione precedente e portandola ad un livello più alto. In *figura 3.5.2* è riportato uno schema di principio del finale in classe G descritto, con due possibili livelli di tensione di alimentazione controllati dai 2 stadi finali.

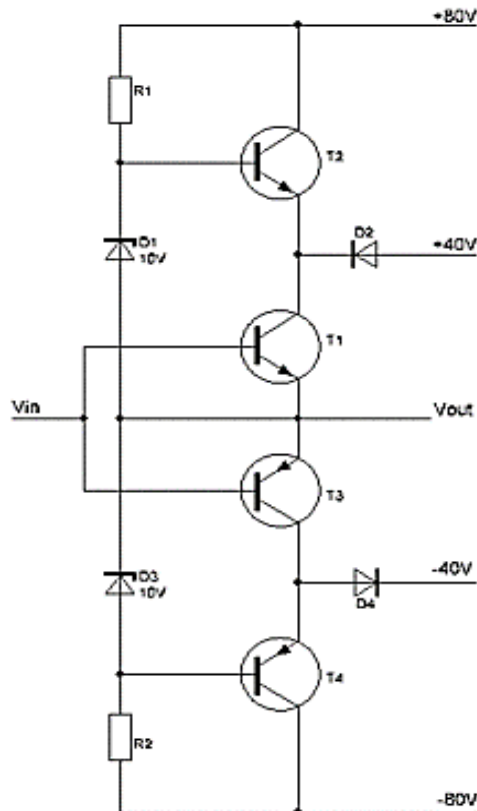


Figura 3.5.2: schema circuitale di un finale in classe G a due stadi finali.

Ci sono numerosi modi per controllare il variare della tensione di alimentazione: in generale è richiesto un feedback dallo stadio di uscita che permette al preamplificatore o al driver di controllare il valore della tensione di alimentazione, se necessario introducendo dei piccoli tempi di ritardo, e controllare la velocità di commutazione per ottenere una minima perdita di potenza.

In questo modo si usa la massima tensione di alimentazione solo quando è effettivamente richiesta e l'amplificatore aumenta notevolmente la sua efficienza riducendo la potenza dissipata sui transistor di uscita. La scelta dei valori di tensione dei generatori condiziona chiaramente l'andamento del rendimento al variare della tensione erogata. Il funzionamento di un finale in classe G è illustrato nella *figura 3.5.3*

L'efficienza di un amplificatore in classe G dipende inoltre largamente dalle caratteristiche del segnale in ingresso. Se l'ampiezza del segnale rimane ad un livello tale che il finale lavora utilizzando la sola tensione di alimentazione minima, allora la dissipazione di potenza diminuisce notevolmente in confronto ad altre architetture che possono operare solo attraverso una tensione di alimentazione più alta e fissa.

In particolare in un finale di classe G il massimo rendimento teorico ottenibile è:

$$\eta_{max} = 85,9\%$$

Per un amplificatore in classe G reale la massima efficienza si ottiene quando questo lavora sempre al di sotto della minima tensione di alimentazione possibile, non richiedendo nessuna commutazione o passaggio ad un livello superiore di tensione.

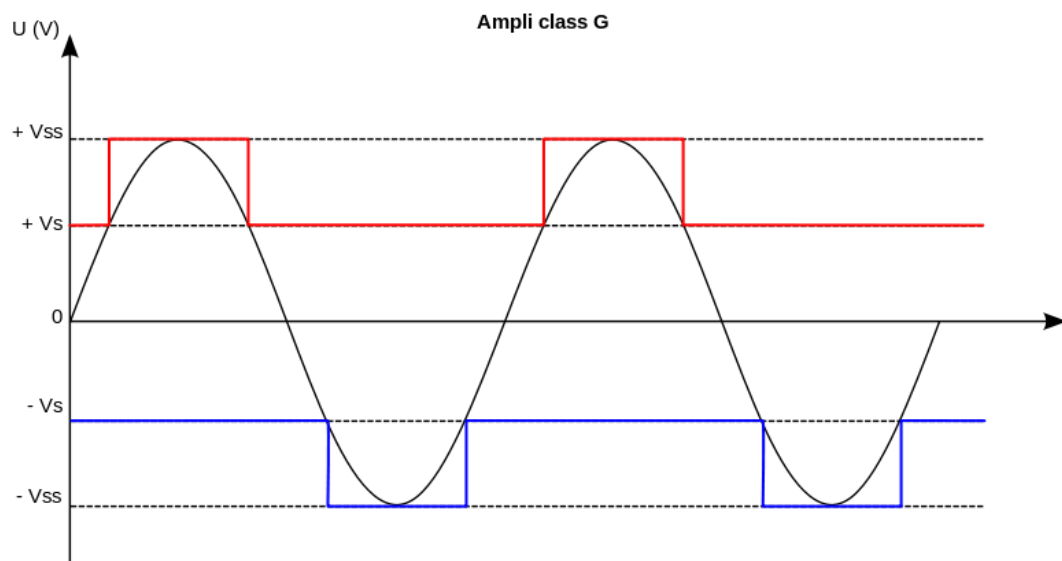


Figura 3.5.3: principio di funzionamento di un finale in classe G.

Gli amplificatori di potenza in classe G risultano ovviamente più efficienti di quelli in classe AB, ma meno efficienti se comparati ai finali in classe D; tuttavia non presentano gli effetti negativi causati interferenza elettromagnetica (*EMI*) della classe D e vengono per questo preferiti in molte applicazioni audio che richiedono molta potenza e una poca dissipazione (specialmente le applicazioni audio mobili). Un confronto di rendimento teorico e dissipazione di potenza tra un amplificatore in classe G e uno in classe B con caratteristiche simili è illustrato in *figura 3.5.4*. Come si può vedere il rendimento di un finale in classe G è sempre superiore (il che significa minori perdite e minore dissipazione); si noti inoltre che i due tipi di amplificatori possono raggiungere la stessa massima efficienza teorica del 100% alla massima potenza, ma che questo non è un caso che si presenta in un utilizzo pratico. Il rendimento della configurazione in classe G presenta un picco notevole, per poi ricadere a valori più bassi finché la potenza non è nuovamente incrementata di un certo valore: in particolare la diminuzione del rendimento successiva al picco corrisponde momento in cui avviene la commutazione tra una tensione di alimentazione e quella di livello superiore (o analogamente all'attivazione dei transistor dello stadio più esterno).

Al contrario la dissipazione di potenza è sempre superiore in un finale di classe B, in quanto la tensione di alimentazione rimane sempre costante allo stesso valore durante tutto il periodo del segnale sinusoidale in ingresso e non può variare come in un finale in classe G. Si può notare come la dissipazione di potenza risulti molto ridotta nel caso di un finale in classe G finché è utilizzato il livello più basso di tensione.

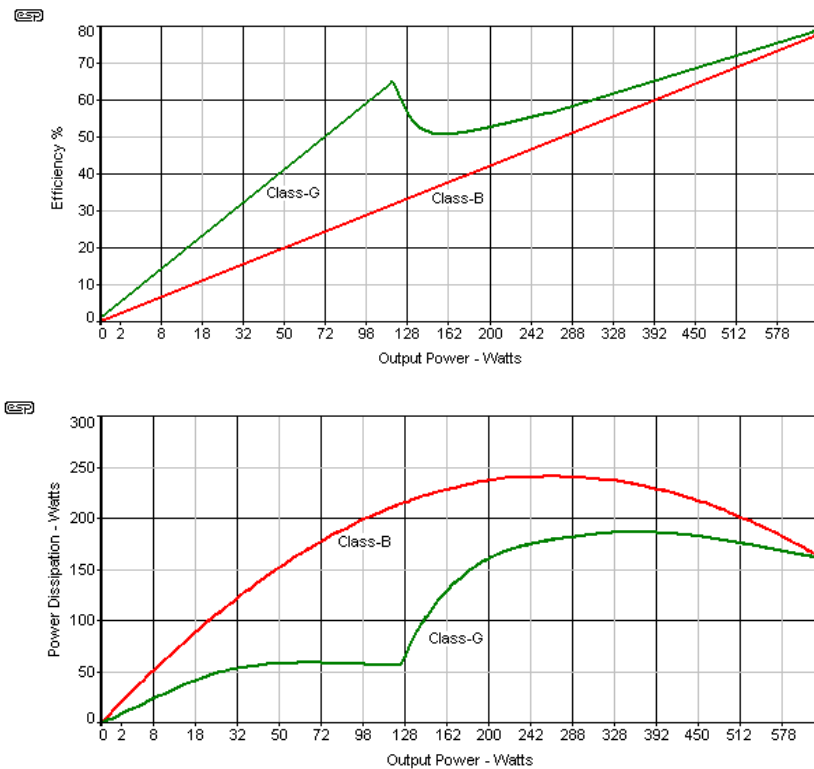


Figura 3.5.4: *efficienza e dissipazione a confronto per finali in classe B e in classe G.*

Un'ovvia estensione del principio della classe G è incrementare il numero possibili tensioni di alimentazione: tipicamente il limite è di tre (in quanto un numero maggiore porta ad una eccessiva dissipazione e a non avere più un fattore di miglioramento rispetto alla classe B o AB). In tal caso la dissipazione di potenza è ulteriormente ridotta e il rendimento migliorato in quanto la tensione media è mantenuta al minimo valore necessario per il segnale in uscita. I transistor interni del finale in classe G operano sempre in classe B (o AB) mentre quelli di uscita conducono per meno di metà di un periodo ($\theta_c < 180^\circ$), quindi operano effettivamente in classe C.

La maggior parte degli amplificatori ad alta potenza per applicazioni audio sono ai giorni nostri realizzati in classe G ed hanno una dissipazioni molto ridotta per la potenza di uscita ottenuta, sebbene, osservandoli attentamente, i finali in classe G abbiano sempre un numero maggiore di transistor e di diodi di quelli presenti in un normale amplificatore. Ciò porta alla evidente conclusione che la complessità aggiunta in questo caso risulta un fattore positivo per gli amplificatori ad alta potenza.

3.6. Amplificatori di potenza in classe H

Gli amplificatori di *classe H* sono una variante della classe G: sono infatti derivati da questi ma con una tensione di alimentazione variabile dinamicamente (a partire da un minimo fisso) e determinata dal valore del segnale di ingresso. Inizialmente la classe H venne realizzata aggiungendo alla classe G molti più commutatori di tensione, in modo tale da approssimare l'involuppo del segnale sinusoidale con molti livelli di tensione possibili. Da questa idea si è poi sviluppata la configurazione in classe H più comune, realizzata con due stadi in classe B (o AB) e con un condensatore di *bootstrap* tra i due stadi per aumentare la tensione di alimentazione quando l'ampiezza del segnale lo richiede: in questo modo la tensione di alimentazione risulta solo di pochi volt più alta della tensione del segnale di uscita in ogni istante. La *figura 3.6.1* fornisce un esempio circuitale di tale tipo di amplificatore.

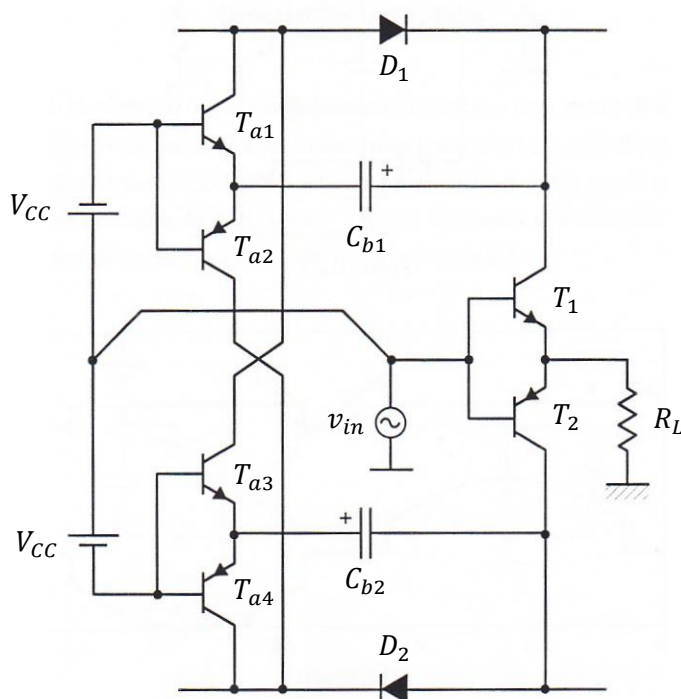


Figura 3.6.1: schema circuitale per un finale in classe H con condensatori di *bootstrap*.

Il principio di funzionamento è illustrato nella *figura 3.6.2*: la tensione di alimentazione sui finali rimane costante sino ad un valore di soglia determinato dal segnale amplificato (e fin qui agisce come un amplificatore in classe G); appena viene superato tale valore di soglia invece di commutare la tensione di alimentazione dei finali ad un secondo valore fisso come nella classe G, il sistema in classe H fa incrementare poco alla volta la tensione di alimentazione dei finali, seguendo quella del segnale amplificato, tramite i condensatori di bootstrap C_{b1} e C_{b2} e i due amplificatori in classe B.

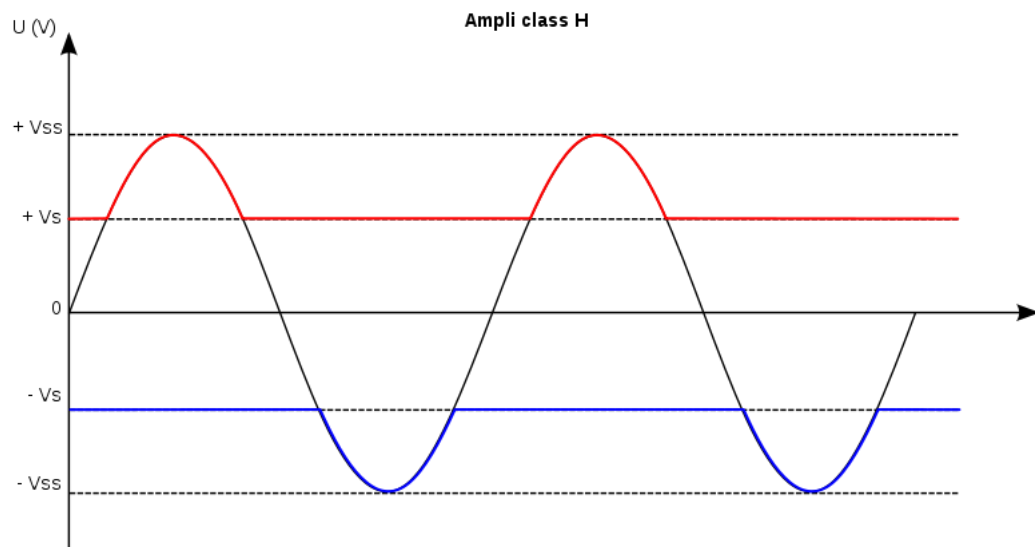


Figura 3.6.2: principio di funzionamento di un finale in classe H.

Quindi a differenza di quelli in classe G, gli amplificatori in classe H possono regolare la tensione di alimentazione con continuità, in accordo con i requisiti del segnale di uscita. Non sono quindi limitati a 2 o 3 tensioni fisse di uscita, ma è possibile ottenere commutazioni continue dalla tensione minima ad un qualsiasi altro valore di tensione discreto minore o uguale alla massima tensione di alimentazione permessa dal circuito. Un amplificatore in classe H può oltretutto lavorare con una tensione di alimentazione che è strettamente connessa all'istante valore del segnale in uscita: riducendo la differenza tra l'alimentazione e l'uscita viene così notevolmente ridotta la quantità di potenza che viene dissipata. In *figura 3.6.3* si può osservare la differenza di dissipazione di potenza tra le classi AB, G e H tramite una simulazione: qui l'andamento della tensione di alimentazione (positiva e negativa) per ogni tipo di amplificatore è indicata dalla linea nera tratteggiata. Come si può notare la classe AB presenta una sola possibile tensione di alimentazione, la classe G ha due possibili tensioni tra cui poter commutare, mentre la classe H supporta numerosi possibili livelli di tensione compresi la minima accettabile e la massima richiesta dal segnale amplificato in uscita.

Proprio per questo minore spreco di energia il rendimento di conversione di un amplificatore in classe H è maggiore di quello di un classe G. Il rendimento raggiungibile è in questo modo molto elevato: l'efficienza teorica massima raggiungibile è maggiore dell'85,9% (quella della classe G) ma minore del 100%, in quanto si hanno delle performance un po' ridotte per la realizzazione più complicata della rete di bootstrap e per evitare la presenza di distorsione armonica non trascurabile (THD).

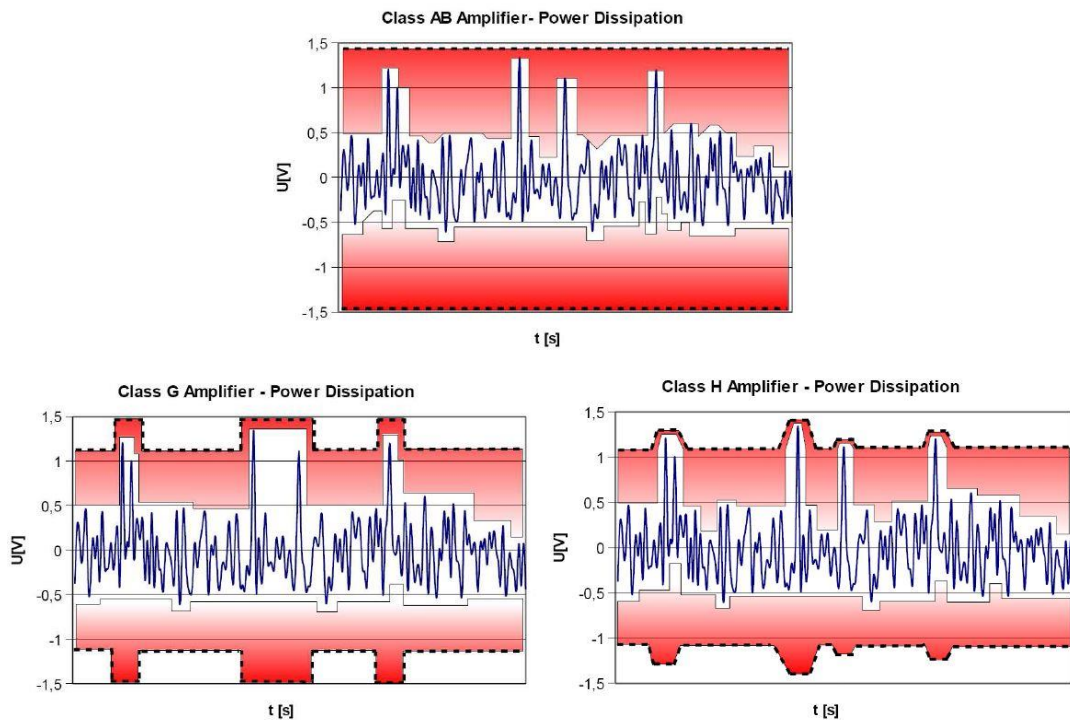


Figura 3.6.3: profilo di dissipazione di potenza per i diversi tipi di amplificatore (AB, G, H)

Le classi G e H riducono quindi chiaramente la dissipazione di potenza rispetto ad un semplice amplificatore in classe AB: nonostante il netto miglioramento comunque l'implementazione di un amplificatore in classe G o H non è tanto più complessa o costosa di quella di un classe AB. Un diagramma a blocchi di un amplificatore in classe G o H è illustrato in *figura 3.6.4*.

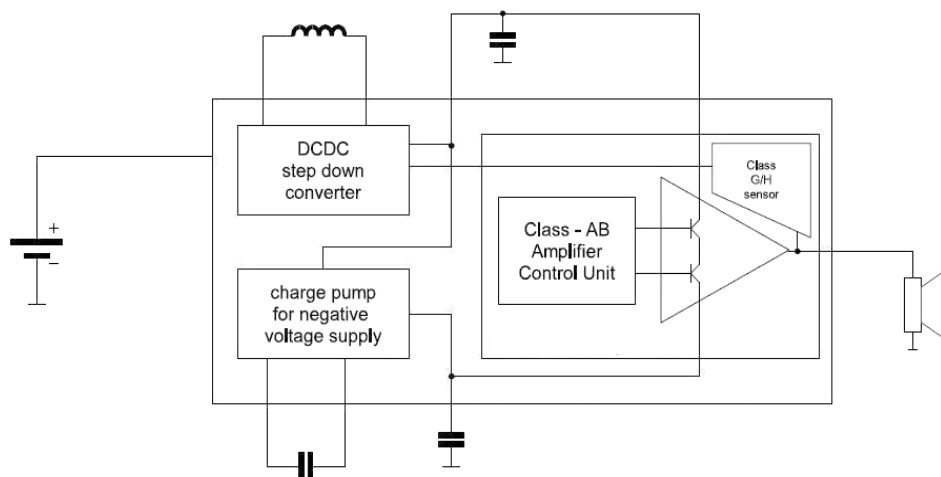


Figura 3.6.4: diagramma a blocchi di un tipico amplificatore in classe G/H.

La maggiore differenza consiste nel fatto che la tensione di alimentazione variabile richiede l'aggiunta di un segnale di feedback dall'uscita del finale per permettere la regolazione della tensione di alimentazione in relazione al livello del segnale audio in uscita.

In conclusione si può certamente affermare che lo sviluppo degli amplificatori in classe G e H con la possibilità di regolare dinamicamente la tensione di alimentazione ha condotto a significativi miglioramenti nel rendimento superando la comune classe AB. Inoltre un'analisi del tipico operare di un amplificatore audio (che generalmente lavora ad una tensione di alimentazione minima determinata dalla soglia di distorsione) mostra che un ulteriore 30% della potenza può essere risparmiata utilizzando un amplificatore in classe H costruito utilizzando tecnologie di processo che mantengono al minimo il valore della tensione di soglia. Gli amplificatori in classe H, come i classe G, vengono attualmente utilizzati per moltissime applicazioni audio mobili ad alta potenza, grazie alle caratteristiche di alta efficienza, ridotta dissipazione e linearità che permettono di ottenere.

4. Bibliografia e Sitografia

BIBLIOGRAFIA

- Bakshi U.A., Godse A.P., "Power Electronics-II", First Edition, Technical Publications Pune, Pune 2009
- Bogart Theodore F. Jr, "Electronic Devices and Circuits", Third Edition, Merrill, New York 1993
- Debiassi G.B., Offelli C., "Elementi di Elettronica Applicata: Volume II", Edizioni Libreria Progetto, Padova 1995
- Douglas Self, "Audio Power Amplifier Design Handbook", Third Edition, Elsevier, Oxford 2002
- Jaeger Richard C., Blalock Travis N., "Microelettronica", Terza Edizione, McGraw-Hill, Milano 2008

SITOGRAFIA

- *Amplificatori di potenza ad alta efficienza:*
http://www.uniroma2.it/didattica/Eletrr_Microonde/deposito/6_Parte.pdf
(data consultazione: 10 Settembre 2013)
- *Appunti sugli amplificatori BF:*
<http://www.itiscassino.it/uploads/file/PREITE/lezioni-su-amplificatori-bf.pdf>
(data consultazione: 10 Settembre 2013)
- *Electronics Tutorial about Amplifiers:*
http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_1.html
(data consultazione: 15 Settembre 2013)
- *Class G Amplifiers:*
<http://sound.westhost.com/articles/class-g.htm#cg1>
(data consultazione: 20 Settembre 2013)
- *Class G/H amplifiers: Do they deliver on their promise of high audio quality and low power consumption?:* http://www.power-eetimes.com/en/class-g/h-amplifiers-do-they-deliver-on-their-promise-of-high-audio-quality-and-low-power-consumption-63.html?cmp_id=71&news_id=222901339
(data consultazione: 20 Settembre 2013)