

**UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA**



## **UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA**

---

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

### **CLASSI DI STADI DI USCITA PER APPLICAZIONI AUDIO**

*Relatore:* **PROF. MATTEO MENEHINI**

*Laureando:* **DANIELE CARPENEDO**

**ANNO ACCADEMICO 2021-2022**

19/07/2022



*Ai miei nonni, a mio zio Ivano e a Franco.  
Vi voglio bene.*



# Ringraziamenti

*Prima di iniziare la trattazione del mio elaborato, ci terrei a dedicare qualche parola alle persone che mi sono state vicine in questo percorso.*

*Un sentito ringraziamento al professore Matteo Meneghini, mio relatore, per la sua disponibilità e generosità nel fornirmi aiuto quando necessario.*

*Grazie ai miei genitori che mi hanno supportato per tutto il tempo e senza i quali non sarei potuto arrivare fin qui.*

*Ringrazio mia nonna, sempre in prima fila per aiutarmi.*

*Un immenso grazie alla mia fidanzata Gaia per essere stata sempre con me anche nei momenti più bui. Grazie per avermi sempre motivato e aiutato con la tua tenacia.*

*Grazie a Mauro e Paola per essermi stati di aiuto quando serviva.*

*Grazie ai miei amici con i quali ho avuto modo di vivere momenti di spensieratezza per trovare un po' di libertà dagli studi.*

*Ringrazio i miei compagni di università con i quali ho avuto modo di ridere e scherzare, ma soprattutto di confrontarmi in questi anni nonostante i periodi di quarantena.*



# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>1</b>
<b>1 Componenti fondamentali e non linearità</b>	<b>3</b>
1.1 BJT e MOSFET	3
1.1.1 Caratteristica di uscita e transcaratteristica dei transistor	4
1.1.2 Modello a piccolo segnale	6
1.2 Non linearità	10
<b>2 Composizione di un sistema amplificatore</b>	<b>13</b>
2.1 Stadio d'ingresso	14
2.2 Amplificatore di tensione	14
2.3 Stadio d'uscita	15
<b>3 Analisi delle classi di amplificazione</b>	<b>19</b>
3.1 Inseguitore di emettitore	19
3.2 Classe A	20
3.2.1 Caratteristica di trasferimento	21
3.2.2 Forme d'onda	22
3.2.3 Dissipazione di potenza e rendimento	23
3.2.4 Polarizzazione con specchio di corrente	24
3.3 Classe B	25
3.3.1 Caratteristica di trasferimento	25
3.3.2 Dissipazione di potenza e rendimento	26
3.3.3 Riduzione della distorsione di crossover	29
3.4 Classe AB	29
3.4.1 Principio di funzionamento	30
3.4.2 Polarizzazione di un circuito in classe AB	32
3.5 Classe D	34
3.5.1 Segnale PWM	34
3.5.2 Schemi di modulazione PWM	35
3.5.3 Analisi dello stadio di uscita	37
3.5.4 Considerazioni di progettazione	39
3.6 Classe G	40

3.6.1	Configurazione in serie . . . . .	40
3.6.2	Dissipazione di potenza . . . . .	42
3.6.3	Protezione . . . . .	44
3.6.4	Requisiti di polarizzazione . . . . .	44
3.6.5	Problematiche di linearità . . . . .	45
3.6.6	Configurazioni alternative . . . . .	46
3.7	Classe H . . . . .	46
3.7.1	Principio di funzionamento . . . . .	47
3.7.2	Caratteristiche principali . . . . .	48
3.8	Conclusioni . . . . .	49

<b>Bibliografia</b>	<b>51</b>
---------------------	-----------



# Introduzione

Al giorno d'oggi, anche se indirettamente, abbiamo a che fare con amplificatori, dalle televisioni alle radio, dagli smartphone alle cuffie; se abbiamo la possibilità di comunicare da un capo all'altro del mondo con altre persone, poter fare un ordine online comodamente seduti sul divano di casa o ascoltare la propria band preferita in uno stadio, è possibile grazie anche all'utilizzo di questi sistemi.

Siamo soliti associare il termine *amplificatore* alle applicazioni audio, ma come detto sopra, il loro utilizzo è molto più esteso di quanto si possa immaginare; in ambito elettronico sono di fondamentale importanza. Qualunque sia il loro utilizzo, gli amplificatori, sono dei dispositivi in grado di ricevere in ingresso un segnale, variarne l'ampiezza e restituire in uscita il segnale modificato.

I primi amplificatori furono quelli valvolari, basati sul triodo; quest'ultimo fu la prima valvola termoionica, inventato da De Forest nel 1906 ed utilizzato nelle prime radio a modulazione d'ampiezza. Negli anni a venire si susseguirono altre tipologie di amplificatori, accomunati da dimensioni non indifferenti. La svolta avvenne nel 1947, quando venne costruito il primo transistor di tipo BJT con il quale fu possibile ridurre notevolmente le dimensioni degli amplificatori. Successivamente arrivarono anche i MOSFET, i quali furono un ulteriore miglioramento in termini di dimensioni ed efficienza. Con questi dispositivi è ora possibile realizzare amplificatori di dimensioni molto piccole e in grado di supportare notevoli quantità di potenza.

Esistono ormai moltissime tipologie di amplificatori, che nel caso di applicazioni audio, si differenziano per il tipo di stadio di uscita, ossia la parte finale di un amplificatore completo atta a fornire in uscita il segnale corretto. In questo elaborato saranno analizzate le tipologie più utilizzate, in modo da capirne il comportamento, l'utilizzo reale che esse hanno e in quali ambiti. Lo studio sarà volto anche ad una comprensione base dei transistor, così da poter poi capire i principi di funzionamento delle varie classi. Tutte le classi di uscita analizzate in seguito sono per applicazioni di potenza.



# Capitolo 1

## Componenti fondamentali e non linearità

### 1.1 BJT e MOSFET

I componenti fondamentali degli amplificatori sono i *transistor*, dispositivi a tre terminali basati su semiconduttore, quindi *giunzione p-n*, che permettono di amplificare i segnali elettrici o, se opportunamente pilotati, possono fungere anche da switch. Hanno molteplici funzioni nell'elettronica, da quella analogica a quella digitale e a seconda della loro applicazione vengono usate diverse configurazioni circuitali; per quanto riguarda l'obiettivo di questo elaborato, i transistor, verranno visti come amplificatori.

Nello studio delle classi di amplificazione che verrà fatto in seguito, i transistor in oggetto sono i *BJT* (Bipolar Junction Transistor) e i *MOSFET* (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor). Quasi tutte le classi di uscita utilizzano i BJT, mentre la classe D utilizza i MOSFET. L'effetto ottenuto dai due transistor è il medesimo, ossia un'amplificazione, ma la polarizzazione dei due avviene in modo differente:

- controllo in *corrente* per il BJT;
- controllo in *tensione* per il MOSFET.

I BJT sono stati i transistor di riferimento per trent'anni, fino a quando, negli anni ottanta, non furono comprese a pieno le potenzialità dei MOSFET; vale a dire minore consumo di potenza, processo di realizzazione più semplice e dimensioni minori; quest'ultima caratteristica consente di inserire un numero molto elevato di MOSFET in un unico circuito integrato.

Per entrambi i transistor vi sono due tipologie:

- *npn* e *pnp* per i BJT;
- *pMOSFET* ed *nMOSFET* per i MOSFET.



Figura 1.1: Simbologia dei transistor

### 1.1.1 Caratteristica di uscita e transcaratteristica dei transistor

Per lo studio degli amplificatori audio è importante descrivere anche le relazioni che ci sono tra tensioni e correnti in gioco nei transistor, in modo tale da avere una visione completa del loro comportamento. Di seguito vengono riportate le caratteristiche di uscita dei transistor. Per entrambi i transistor le zone di funzionamento sono tre.

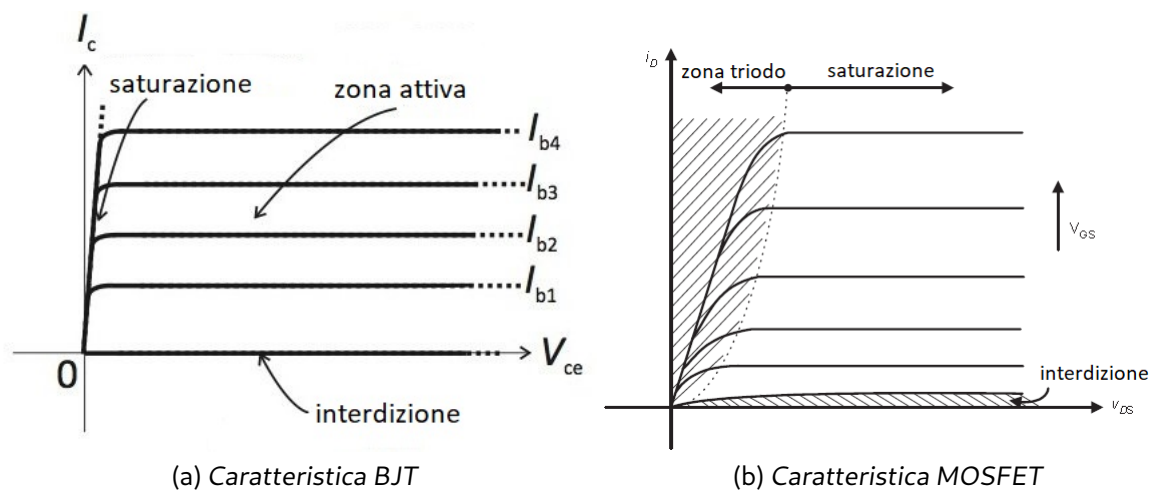


Figura 1.2: Caratteristiche di uscita transistor

Analizzando per primo il BJT sono:

- la *zona di interdizione*, dove le correnti presenti nei tre terminali sono nulle;
- la *zona di saturazione*, dove il transistor si comporta come un interruttore chiuso;
- la *zona attiva*, dove si comporta come un amplificatore di corrente, con una proporzionalità diretta tra la corrente di base  $I_B$  e la corrente di collettore  $I_C$

$$I_C = \beta I_B \quad (1.1)$$

con  $\beta$  parametro del transistor;

Passando al MOSFET si ha, invece:

- la *zona di interdizione* o *cut-off*, nella quale non vi è passaggio della corrente di drain  $I_D$ ;

- la *zona di saturazione* o *pinch-off*, dove il comportamento del transistor è quello di un generatore di corrente, controllato dalla tensione  $V_{GS}$

$$i_D = K(v_{GS} - V_t)^2 \quad (1.2)$$

con  $K$  costante dovuta a parametri di costruzione del MOSFET e  $V_t$  tensione di soglia;

- la *zona triodo*, dove si comporta come una resistenza essendoci una dipendenza lineare tra corrente di drain  $I_D$  e la tensione  $V_{DS}$ .

Un'altra relazione utile all'analisi è la relazione che lega la grandezza d'ingresso e d'uscita; essa prende il nome di *transcaratteristica*.

Nel BJT questa relazione è data dalla formula

$$i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{U_T}} \quad (1.3)$$

dove  $I_S$  è detta *corrente di saturazione* ed è un parametro del transistor e  $U_T$  è la *tensione termica* (circa 25mV a temperatura ambiente).

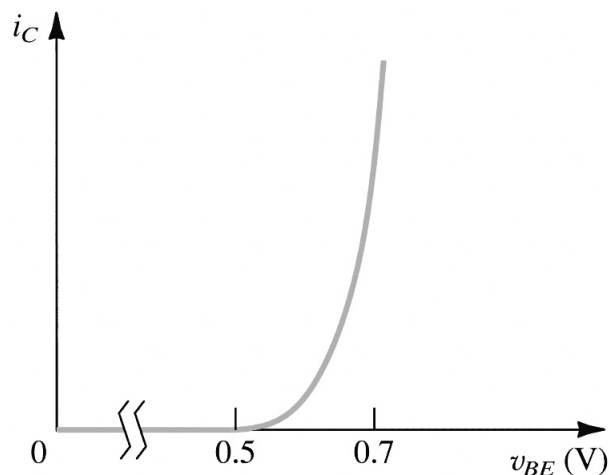


Figura 1.3: *Transcaratteristica di un transistor npn*

Quando impiegato come amplificatore, il MOSFET, deve operare in zona di saturazione; perciò, per questo transistor, la relazione è data dalla formula 1.2.

A differenza del BJT, che ha una transcaratteristica di tipo esponenziale, quella del MOSFET ha un andamento quadratico, quindi ha una salita meno rapida.

In entrambi i casi possiamo comunque notare come le tensioni devono superare la tensione di soglia per portare il dispositivo in conduzione, altrimenti la corrente rimane praticamente nulla.

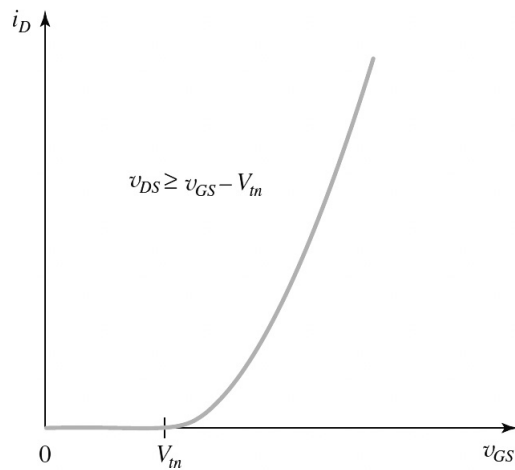


Figura 1.4: Transcaratteristica di un n-MOSFET

### 1.1.2 Modello a piccolo segnale

Nello studio di MOSFET e BJT come amplificatori è necessario introdurre delle approssimazioni che rendano il comportamento di tali dispositivi il più lineare possibile. Per ottenere questo risultato è necessario farli lavorare in zona attiva ed operando sul segnale di ingresso variazioni molto piccole; in tal modo si analizza in un intorno molto contenuto del punto di lavoro il loro comportamento, potendolo così considerare lineare. Questo tipo di analisi viene detto *modello a piccolo segnale*.

Nel caso del BJT dobbiamo considerare che esso fornisce una corrente di base finita, il che implica una resistenza di ingresso finita che andremo poi a ricavare. Dunque, è necessario partire dal circuito che utilizza il transistor come amplificatore per ricavare le relazioni tra correnti e tensioni in gioco.

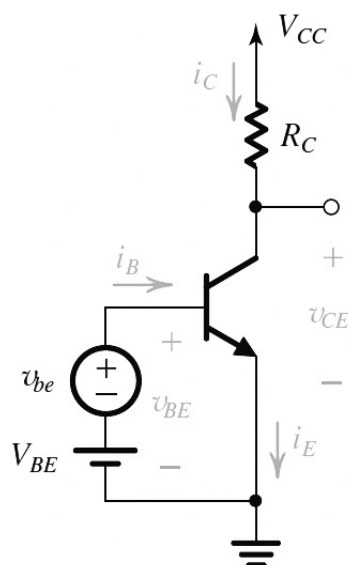


Figura 1.5: BJT come amplificatore

Come si può notare la tensione base-emettitore  $v_{BE}$  è la somma dei due contributi  $V_{BE}$

e  $v_{be}$ , con

$$v_{be} \ll U_T \quad (1.4)$$

che rappresenta la condizione di *approssimazione a piccolo segnale*. La corrente di collettore totale risulta essere

$$i_C = I_C + \frac{I_C}{U_T} v_{be} \quad (1.5)$$

dove  $I_C$  è stata ricavata nell'analisi DC, cioè con  $v_{be}$  pari a zero. Dall'equazione 1.5 possiamo notare che:

$$i_c = \frac{I_C}{U_T} v_{be} = g_m v_{be} \Rightarrow g_m = \frac{I_C}{U_T} \quad (1.6)$$

dove  $g_m$  è detta *transconduttanza*.

Per ricavare la resistenza di ingresso alla base del transistor, ricaviamo con l'ausilio dell'equazione 1.5 la corrente di base  $i_B$

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{U_T} v_{be} \quad (1.7)$$

dalla quale notiamo che il secondo addendo è il segnale  $i_b$  e che può essere riscritto come

$$i_b = \frac{g_m}{\beta} v_{be} \quad (1.8)$$

La resistenza di ingresso tra base ed emettitore è denotata da  $r_\pi$  ed è definita come segue:

$$r_\pi \equiv \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{\beta}{g_m} \quad (1.9)$$

Per un modello completo è necessario definire anche la resistenza di uscita denotata con il simbolo  $r_o$  tra collettore ed emettitore. Essa è dovuta all'*effetto Early*, cioè la lieve dipendenza della corrente di collettore dalla tensione collettore-emettitore causata dalla modulazione della larghezza della base del transistor per una certa tensione  $V_A$ . Quindi, detta  $V_A$  la *tensione di Early*, si ottiene

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (1.10)$$

Un parametro fondamentale di ogni amplificatore è il *guadagno* e nel caso della rappresentazione circuitale in figura 1.5 è ottenibile ricavando per prima cosa la tensione collettore-emettitore, che coincide con quella di collettore

$$\begin{aligned} v_{CE} &= V_{CC} - i_C R_C \\ &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ &= (V_{CC} - I_C R_C) - i_c R_C \\ &= V_{CE} - i_c R_C \end{aligned} \quad (1.11)$$

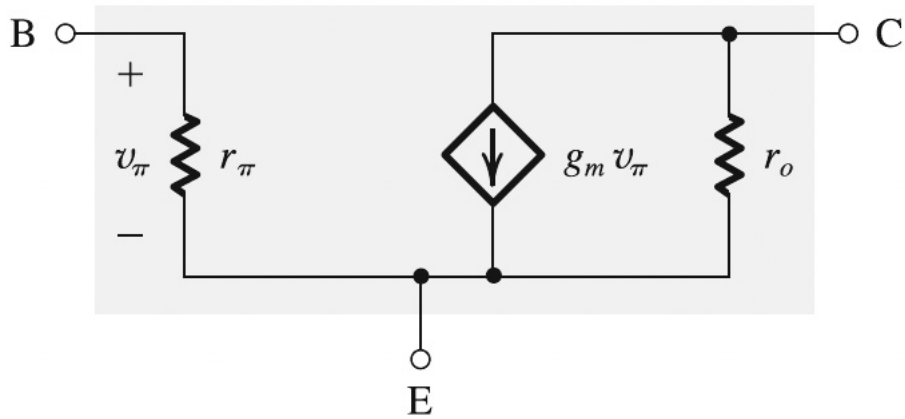


Figura 1.6: Modello a piccolo segnale BJT

Supponendo che al collettore ci sia il segnale di tensione  $v_{ce}$

$$v_{ce} = -i_c R_C = -g_m v_{be} R_C \quad (1.12)$$

allora il guadagno di tensione  $A_v$  è

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_C \quad (1.13)$$

che nel caso si consideri anche la resistenza  $r_o$  diventa

$$A_v = \frac{v_o}{v_{be}} = -g_m (R_C || r_o) \quad (1.14)$$

Per il modello a piccolo segnale del MOSFET il ragionamento è analogo. Si deve considerare il seguente circuito

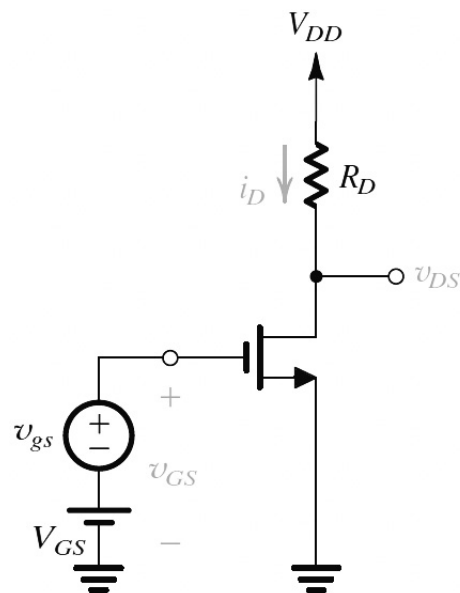


Figura 1.7: MOSFET come amplificatore



e ricordare che la corrente di gate  $i_G$  è nulla; quindi l'unica corrente presente è quella di drain  $i_D$ . Come fatto per il BJT, la tensione gate-source è data dalla somma di  $V_{GS}$  e  $v_{gs}$ , che porta ad avere una condizione di *approssimazione a piccolo segnale*

$$v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t) \quad (1.15)$$

e la corrente di drain è del tipo

$$i_D \simeq I_D + i_d \quad (1.16)$$

con  $I_D$  ricavata mediante analisi DC. Anche in questo caso, dalla definizione di  $i_d$ , possiamo ricavarci la *transconduttanza*  $g_m$

$$i_d = k_n(V_{GS} - V_t)v_{gs} \Rightarrow g_m \equiv \frac{i_d}{v_{gs}} = k_n(V_{GS} - V_t) \quad (1.17)$$

con  $k_n$  parametro del transistor (di tipo n in questo caso).

Il modello a piccolo segnale per il MOSFET è il seguente

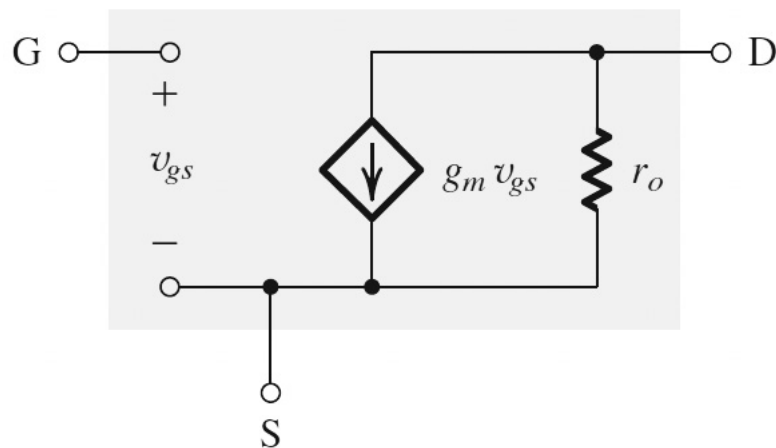


Figura 1.8: Modello a piccolo segnale MOSFET

dove anche in questo caso si deve tener conto della *resistenza di uscita*  $r_o$  per un'approssimazione migliore. Quest'ultima è dovuta al fatto che la corrente di drain è linearmente dipendente dalla tensione drain-source, quindi si ha

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_D} \quad (1.18)$$

con  $V_A = 1/\lambda$  parametro del del MOSFET. Essendo, come detto prima, la corrente di gate nulla, la *resistenza di ingresso* è infinita. Anche in questo caso si può ricavare il guadagno di tensione come segue

$$v_{DS} = V_{DS} - R_D i_d \Rightarrow v_{ds} = -i_d R_D = -g_m v_{gs} R_D \quad (1.19)$$

e di conseguenza

$$A_v \equiv \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m R_D \quad (1.20)$$

Analogamente a quanto visto per il BJT, se si considera il contributo della resistenza  $r_o$  si ha

$$A_v = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -g_m (R_D || r_o) \quad (1.21)$$

## 1.2 Non linearità

Le classi di uscita hanno il compito di fornire un'amplificazione con una bassa resistenza in uscita, perciò devono trasmettere il segnale di uscita al carico senza perdite significative di potenza. Per questo motivo si dice che lavorano a *grandi segnali*, andando così ad operare nella quasi totalità della loro caratteristica di uscita; di conseguenza l'approssimazione per *piccoli segnali* non è più utilizzabile.

Non potendo contare su tale approssimazione, non vi è la possibilità di considerare la regione di funzionamento come lineare, in quanto le classi di uscita lavorano con grandi variazioni di segnale, cosa che non è ammissibile nel comportamento per piccoli segnali. La sovrapposizione degli effetti non è più utilizzabile e i parametri dei transistor possono subire notevoli variazioni al variare di tensione e corrente.

Tuttavia, la linearità rimane un requisito importante e la bontà di uno stadio di uscita è misurato dalla *Total Harmonic Distortion* (THD) che esso introduce.

La THD è definita come:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i \geq 2} V_i^2}}{V_1} \quad (1.22)$$

dove  $V_i$  corrisponde al valore efficace della tensione della *i-esima* armonica del segnale. Un amplificatore audio ad alta fedeltà deve presentare una THD dell'ordine di una frazione di percentuale.

Per poter analizzare correttamente gli amplificatori sarà quindi necessario introdurre delle approssimazioni e molte delle formule sviluppate per lo studio a piccolo segnale non saranno più valide.

Si può effettuare una classificazione degli amplificatori dal punto di vista del legame tra grandezza d'ingresso e d'uscita, dividendoli in due macrofamiglie:

1. *amplificatori di potenza lineari o quasi lineari*: la non linearità è un effetto non desiderato; il funzionamento è per grandi segnali, ma si limita fino al punto in cui il comportamento rimane ragionevolmente lineare. Di conseguenza la relazione ingresso-uscita è pressochè lineare;
2. *amplificatori di potenza non lineari*: la non linearità è un effetto utile in termini di potenza; la dissipazione di quest'ultima viene ridotta, andando, però, a rinunciare ad una relazione ingresso-uscita lineare.

Per l'analisi di un comportamento lineare è quindi necessario avere una caratteristica ingresso-uscita

$$V_O(t) = f(V_I(t)) \quad (1.23)$$

il più lineare possibile.

La non linearità è chiaramente dovuta ai transistor che compongono lo stadio di uscita in quanto la loro caratteristica di uscita ha un andamento non lineare.

Osservando la caratteristica in figura 1.2a si nota come superato un certo valore di  $V_{CE}$  la corrente  $I_C$  di collettore rimane pressochè costante, il che implica una dipendenza diretta dalla sola corrente di base  $I_B$  e quindi un comportamento lineare.

Per poter avere un comportamento il più lineare possibile analizziamo la relazione  $I_C = f(V_{BE})$  in figura 1.3 e notiamo come la tensione base-emettitore  $V_{BE}$  dovrà quindi essere tale per cui il transistor vada in conduzione (maggiore della tensione di soglia  $V_t$ ), ma che operi fino ad un limite massimo, che è la zona di saturazione, dove la caratteristica è fortemente non lineare. I circuiti che sfruttano questa proprietà sono appunto quelli della prima tipologia delle due macrofamiglie elencate sopra.

Dal punto di vista di un MOSFET il ragionamento è analogo, ricordando però che le grandezze in gioco sono diverse e che quest'ultimi sono pilotati in tensione e non in corrente.



## Capitolo 2

# Composizione di un sistema amplificatore

Come molti circuiti elettronici, anche gli amplificatori di potenza necessitano di appositi circuiti per manipolare correttamente il segnale in ingresso e fornire in uscita quello desiderato. L'architettura più diffusa ed utilizzata tutt'ora consiste nell'utilizzare tre stadi per il condizionamento del segnale.

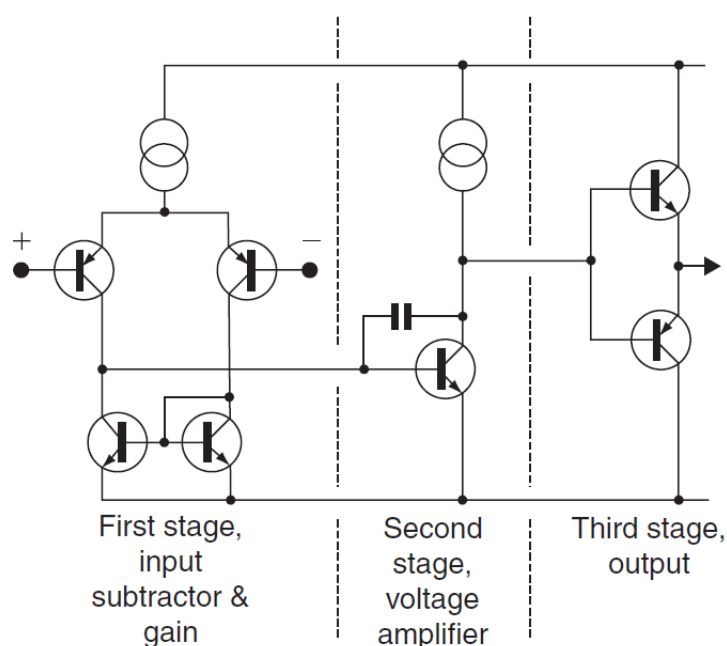


Figura 2.1: Architettura di un amplificatore a tre stadi

Come possiamo vedere in figura 2.1 gli stadi si suddividono in:

1. *stadio d'ingresso*; è un circuito a *transconduttanza* che riceve in ingresso una tensione differenziale e fornisce in uscita una corrente;
2. *amplificatore di tensione*; in questo stadio a *transimpedenza* viene fornita in uscita una tensione appropriata al funzionamento del terzo stadio;

3. *stadio d'uscita*; ha il compito di fornire al carico il segnale, opportunamente modificato, che c'è in ingresso.

Daremo di seguito una breve descrizione per ogni stadio che compone un amplificatore di potenza e faremo una prima analisi qualitativa delle varie classi di amplificazione.

## 2.1 Stadio d'ingresso

Lo *stadio d'ingresso* di un amplificatore di potenza ha il compito di sottrarre il segnale di retroazione dall'ingresso per generare il segnale di errore che piloterà poi l'uscita. Essendo uno stadio a transconduttanza, esso fornisce in uscita una corrente che risulta essere essenzialmente insensibile alla tensione presente allo stadio d'uscita. Il suo circuito è spesso trascurato, in quanto le grandezze dei segnali in gioco devono essere piccole; perciò la sua linearità può essere paragonata a quella del secondo o terzo stadio.

Il motivo per cui viene utilizzata una *coppia differenziale* come stadio di ingresso è perché essa presenta un offset DC molto piccolo. Inoltre, utilizzando due transistor, la linearità è superiore rispetto all'utilizzo di uno solo.

In aiuto alla coppia differenziale è utilizzato anche uno *specchio di corrente* che, in accordo alla figura 2.1, consente alle correnti di collettore dei transistor di essere pressoché identiche, avendo così una minore distorsione.

L'utilizzo di BJT e non di MOSFET permette di ottenere in uscita allo stadio di ingresso una linearità maggiore.

## 2.2 Amplificatore di tensione

L'amplificatore di tensione (VAS, Voltage Amplifier Stage) è considerata la parte più critica di un amplificatore di potenza, perché deve fornire tutto il guadagno di tensione per la potenza richiesta dal carico e la completa oscillazione che presenta il segnale in ingresso. Un VAS ben progettato avrà un contributo minimo in termini di distorsione totale del segnale, ma anche se ulteriormente linearizzato, esso sarà comunque fonte di distorsione.

Può essere combinato insieme a dei sistemi di filtraggio, come ad esempio reti R-C che fungono da *filtro passa alto* per eliminare la componente continua del segnale che potrebbe danneggiare l'altoparlante. Inoltre, mediante opportuni circuiti che utilizzano *amplificatori operazionali*, ad esempio in configurazione invertente, si può ottenere la regolazione del volume.

## 2.3 Stadio d'uscita

Lo stadio di uscita ha il compito di prelevare il segnale in uscita dal secondo stadio e fornire al carico tutta la potenza di questo segnale. Nella quasi totalità degli amplificatori audio di potenza lo stadio di uscita presenta un guadagno unitario.

Esistono molteplici stadi di uscita che si dividono per classi di funzionamento; la suddivisione avviene osservando, nel caso si utilizzino dei BJT, il comportamento della corrente di collettore in funzione di un angolo  $\theta_c$  detto *angolo di conduzione*. Ogni classe di uscita presenta vantaggi e svantaggi, ma in questo capitolo ci limiteremo ad elencare quali sono queste classi e nel capitolo 3 le analizzeremo più nel dettaglio.

Le classi in esame in questo elaborato sono:

- *Classe A*: il transistor che deve fornire la potenza al carico è polarizzato ad una corrente  $I_C$  che è maggiore dell'ampiezza della corrente del segnale e per questo motivo conduce per l'intero ciclo del segnale in ingresso; l'angolo di conduzione è, quindi,  $360^\circ$ . Questa configurazione circuitale presenta un'elevata fedeltà del segnale, con l'assenza di distorsioni come quella di *crossover* e di *switching*, ma un rendimento massimo che è pari al 25%. Per questo motivo, i transistor in classe A, trovano impiego in applicazioni che richiedono una potenza non molto elevata ed un'oscillazione del segnale poco ampia per evitare distorsioni, limitando ulteriormente il rendimento a valori compresi tra il 10% e il 20%.

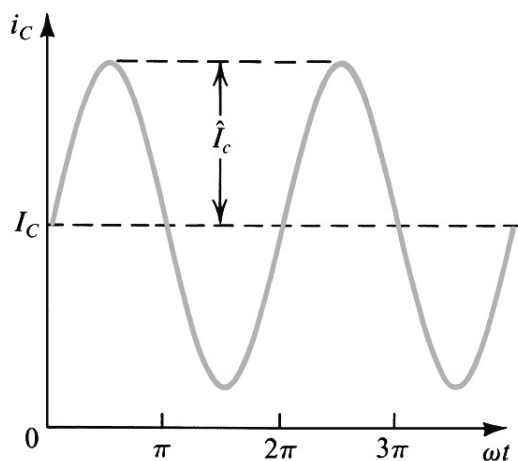


Figura 2.2: Forma d'onda della corrente di collettore in uno stadio di uscita in classe A

- *Classe B*: in questa configurazione sono presenti due transistor, uno di tipo npn e l'altro pnp, entrambi polarizzati ad una corrente nulla; come analizzeremo in seguito, viene utilizzato l'approccio *push-pull* e i due transistor si occupano rispettivamente di fornire al carico la semionda positiva e negativa del segnale in ingresso; l'angolo di conduzione risulterà essere  $180^\circ$ . In questo modo si può ottenere un rendimento massimo del 78.5%, ma si verrà a creare la *distorsione di crossover* e per quest'ultimo motivo non sono utilizzati per applicazioni audio.

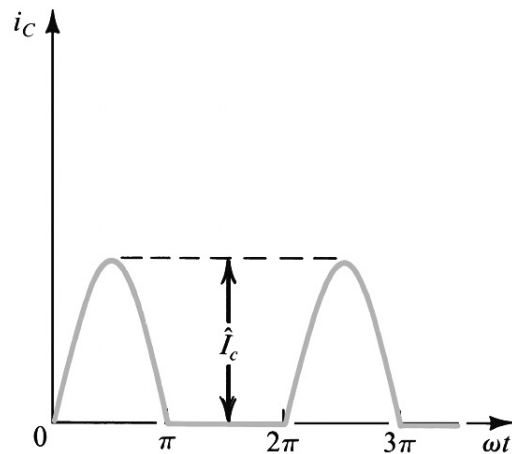


Figura 2.3: Forma d'onda della corrente di collettore in uno stadio di uscita in classe B

- **Classe AB:** la distorsione di crossover che viene prodotta da uno stadio di uscita in classe B può essere eliminata polarizzando entrambi i transistor ad una corrente non nulla, ma molto minore della corrente di picco del segnale da riprodurre. In questo modo l'intervallo di conduzione è leggermente maggiore di metà ciclo del segnale di ingresso, il che implica che l'angolo di conduzione è poco maggiore di  $180^\circ$ , ma molto minore di  $360^\circ$ . Ne segue che entrambi i transistor sono in conduzione quando il segnale di ingresso è prossimo ad essere nullo e la distorsione di crossover è quasi del tutto eliminata.

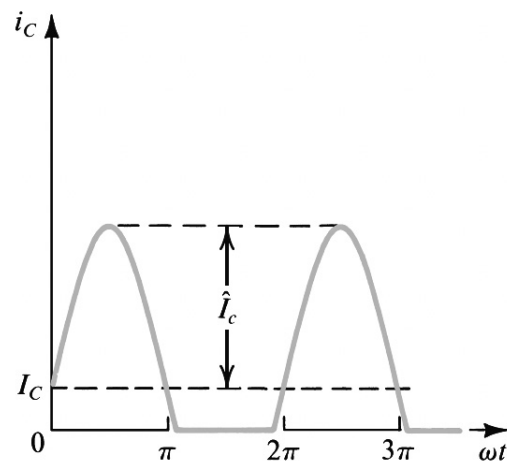


Figura 2.4: Forma d'onda della corrente di collettore in uno stadio di uscita in classe AB

- **Classe D:** il principio di funzionamento di questi amplificatori è totalmente differente da quello delle classi elencate sopra; esso utilizza i transistor (generalmente MOSFET) come interruttori, quindi sono *on* oppure *off*, sfruttando le zone di saturazione ed interdizione; risulta essere un amplificatore di tipo non lineare. Gli switch forniscono al carico l'alimentazione positiva del segnale in ingresso per un breve periodo e successivamente forniscono quella negativa per un altro breve periodo. Questo processo viene ripetuto indefinitamente. Il risultato di questo processo è un'onda quadra in uscita e se i due intervalli di conduzione sono identici, l'uscita è



zero. Se il primo intervallo, invece, è più lungo del secondo si otterrà in uscita un valore positivo e viceversa; questo metodo operativo è detto *Pulse Width Modulation (PWM)*. Dato che la frequenza di commutazione è molto elevata (intervalli di funzionamento di circa 500 kHz), per fornire il segnale a bassa frequenza all'altoparlante, viene applicato in uscita un *filtro passa basso*, che ha il compito di estrarre il valore medio dell'onda quadra e pilotare il carico. La dissipazione di potenza è ridotta al minimo e non è raro ottenere un rendimento che oscilla tra il 85% e il 95%. Questo tipo di amplificatore ha sofferto per molto tempo di pessime prestazioni in termini di distorsione, ma che con l'evoluzione tecnologica si è riusciti a limitare.

- *Classe G e H*: queste classi sono state progettate rielaborando la classe AB per ridurre la dissipazione di potenza. Questo tipo di amplificatori sono popolari in applicazioni audio professionali. La differenza tra la classe G e la classe H è minima; la classe G utilizza più linee di alimentazione con varie tensioni, passando rapidamente a una tensione più alta quando l'onda del segnale audio ha un valore di picco che è una tensione superiore al livello della tensione di alimentazione e tornando ad una tensione di alimentazione inferiore quando il valore di picco del segnale audio si riduce. In questo modo, cioè portando la tensione di alimentazione a un livello più alto solo quando sono presenti i segnali di uscita più grandi e poi tornando a un livello più basso, si riduce il consumo energetico medio e quindi la dissipazione dell'energia sotto forma di calore. La classe H migliora la classe G variando continuamente la tensione di alimentazione in qualsiasi momento in cui il segnale audio supera un determinato livello di soglia. La tensione di alimentazione traccia il livello di picco del segnale in modo che sia solo leggermente superiore al valore istantaneo dell'onda audio, tornando al suo livello inferiore una volta che il valore di picco del segnale scende nuovamente al di sotto del livello di soglia. Entrambe le classi G e H richiedono quindi alimentatori notevolmente più complessi, il che si aggiunge al costo di implementazione di queste funzionalità. Il rendimento di questo tipo di amplificatori è maggiore del 80% e può arrivare quasi fino al 100%.



# Capitolo 3

## Analisi delle classi di amplificazione

In questo capitolo verrà condotto uno studio quantitativo delle classi degli stadi di uscita elencate nel secondo capitolo. L'analisi delle classi A, B, AB non sarà del tutto approfondita mentre il focus sarà sulle soluzioni più evolute, cioè le classi D, G, H.

### 3.1 Inseguitore di emettitore

Prima di procedere con l'analisi degli stadi di uscita, dobbiamo introdurre il concetto di *inseguitore di emettitore*

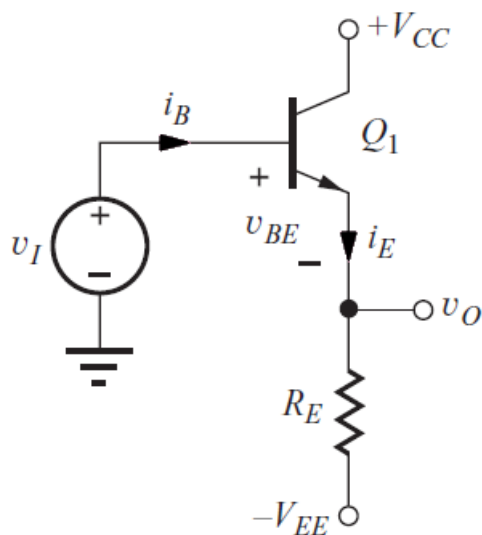


Figura 3.1: *Inseguitore di emettitore*

Il circuito in figura 3.1 rappresenta un inseguitore di emettitore polarizzato dalla resistenza  $R_E$ . Per valori di  $v_I \leq V_{CC}$  il transistor  $Q_1$  opera in zona attiva-diretta e la corrente, uscente dall'emettitore, scorre attraverso la resistenza  $R_E$ .

Con la legge di Kirchhoff per le tensioni si ha:

$$v_O = v_I - v_{BE} \quad (3.1)$$

ma la tensione base-emettitore subisce solo piccolissime variazioni al variare della corrente di emettitore; ciò sta a significare che la differenza tra tensione di ingresso e tensione di uscita rimane praticamente costante,

$$v_O = v_I - v_{BE} \cong v_I - 0.7V$$

La tensione dell'emettitore "segue", quindi, la tensione presente in ingresso, ma con un offset costante di 0.7V.

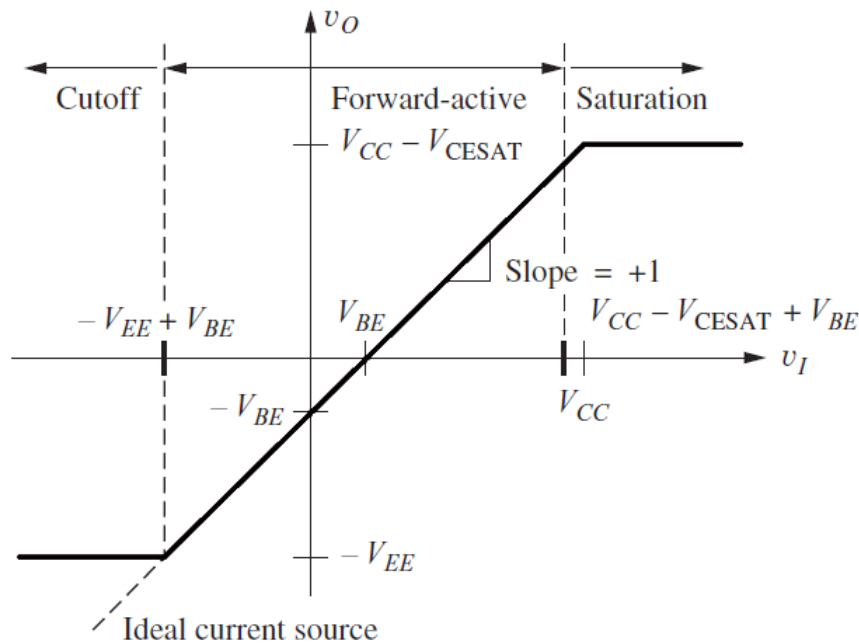


Figura 3.2: Caratteristica di uscita dell'inseguitore di emettitore

Dalla caratteristica di uscita in figura 3.2 possiamo confermare che la relazione tra tensione di ingresso e tensione di uscita è lineare. Per valori di tensione d'ingresso positivi l'uscita segue l'ingresso, fino al punto in cui  $v_I$  eccede  $V_{CC}$ , dove il transistor entra in saturazione. La massima tensione di uscita risulta essere  $v_O = V_{CC} - V_{CESAT}$  e  $v_I = V_{CC} - V_{CESAT} + V_{BE}$ .

La minima tensione di uscita dipende dalla tensione di alimentazione negativa; la corrente di emettitore non può essere negativa e il transistor si spegne con  $v_I < -V_{EE} + 0.7V$  e  $v_O = -V_{EE}$  costante.

## 3.2 Classe A

Il più comune stadio di uscita in classe A è l'inseguitore di emettitore e per analizzare questa tipologia di amplificatori dobbiamo chiaramente considerare il comportamento per grandi segnali. Il circuito di riferimento per l'analisi è rappresentato in figura 3.3.

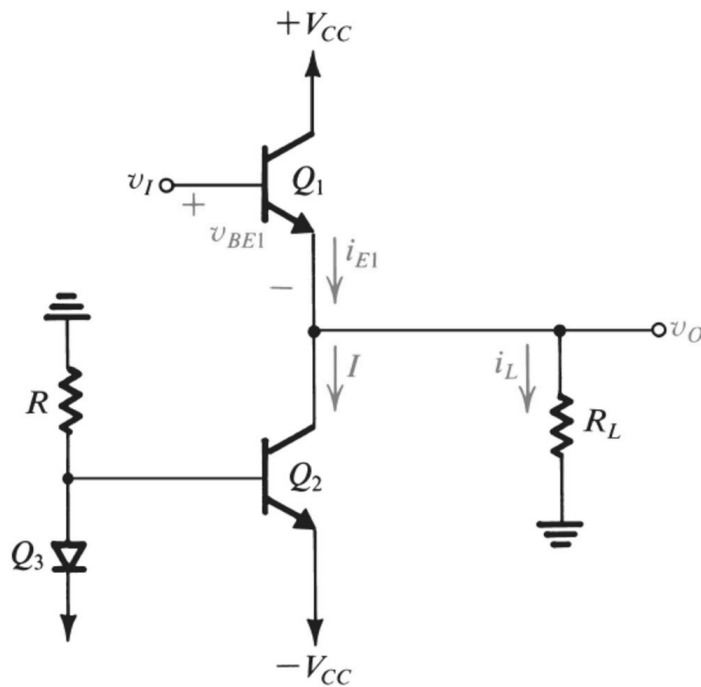


Figura 3.3: *Inseguitore di emettitore ( $Q_1$ ) polarizzato da una corrente costante fornita da  $Q_2$*

### 3.2.1 Caratteristica di trasferimento

Il transistor  $Q_1$  è polarizzato con una corrente costante  $I$  fornita dal transistor  $Q_2$  e dato che  $i_{E1} = I + i_L$ , si deve avere che la corrente  $I$  deve essere più grande della corrente fornita al carico, cioè  $|i_L| < I$ . Se non dovesse verificarsi questa condizione, il transistor  $Q_1$  si spegnerebbe.

La tensione di uscita del circuito in figura 3.3 è quella dell'inseguitore di emettitore, vale a dire

$$v_O = v_I - v_{BE1} \quad (3.2)$$

Se trascuriamo la dipendenza di  $v_{BE1}$  dalla corrente di emettitore si ottiene una caratteristica di uscita lineare mostrata in figura 3.4

Possiamo subito notare come il limite superiore della regione lineare è determinato dalla saturazione del transistor  $Q_1$  in configurazione inseguitore di emettitore e quindi

$$v_{Omax} = V_{CC} - V_{CE1sat} \quad (3.3)$$

Per valori negativi di tensione di ingresso si possono avere due limiti inferiori di tensione di uscita, a seconda se il transistor  $Q_1$  si spegne, quindi con la condizione  $I < |i_L|$ , oppure se il transistor  $Q_2$  va in saturazione. Nelle due condizioni si ha rispettivamente

$$v_{Omin} = -IR_L \quad (3.4)$$

e

$$v_{Omin} = -V_{CC} + V_{CE2sat} \quad (3.5)$$

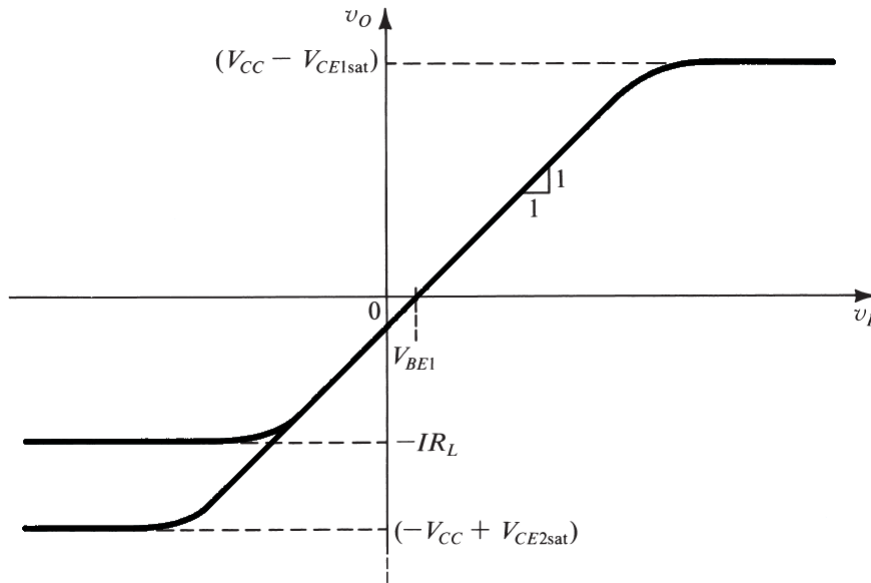


Figura 3.4: Caratteristica di trasferimento stadio di uscita in classe A

L'equazione 3.5 si ottiene quando si ha

$$I \geq \frac{|-V_{CC} + V_{CE2sat}|}{R_L} \quad (3.6)$$

### 3.2.2 Forme d'onda

Come spiegato nel capitolo 2, gli stadi di uscita in classe A consentono di avere una caratteristica di uscita lineare e quindi una forma d'onda del segnale di uscita che non presenta distorsioni. In figura 3.5 vengono riportate le forme d'onda (in funzione del tempo) delle grandezze in gioco, supponendo in ingresso un segnale sinusoidale.

Si osserva che, se trascurate le tensioni di saturazione dei transistor e scelta un'opportuna corrente di polarizzazione  $I$ , si può ottenere in uscita una tensione che varia tra il valore massimo e minimo che essa può assumere; vale a dire da  $-V_{CC}$  a  $+V_{CC}$ .

La tensione collettore-emettitore del transistor  $Q_1$ , mostrata in figura 3.5b, è data dalla relazione  $v_{CE1} = V_{CC} - v_O$ . Assumendo la corrente  $I$  tale da avere la massima corrente sul carico, cioè  $I = V_{CC}/R_L$ , si osserva che la corrente di collettore di  $Q_1$  ha l'andamento mostrato in figura 3.5c. Infine, la potenza istantanea dissipata in  $Q_1$  è mostrata in figura 3.5d ed è

$$p_{D1} = v_{CE1}i_{C1} \quad (3.7)$$

Inoltre, dai grafici, si deduce che la tensione di uscita e la corrente di collettore sono in fase, mentre la tensione collettore-emettitore è sfasata di  $180^\circ$  a causa del segno meno nell'equazione di  $v_{CE1}$ .

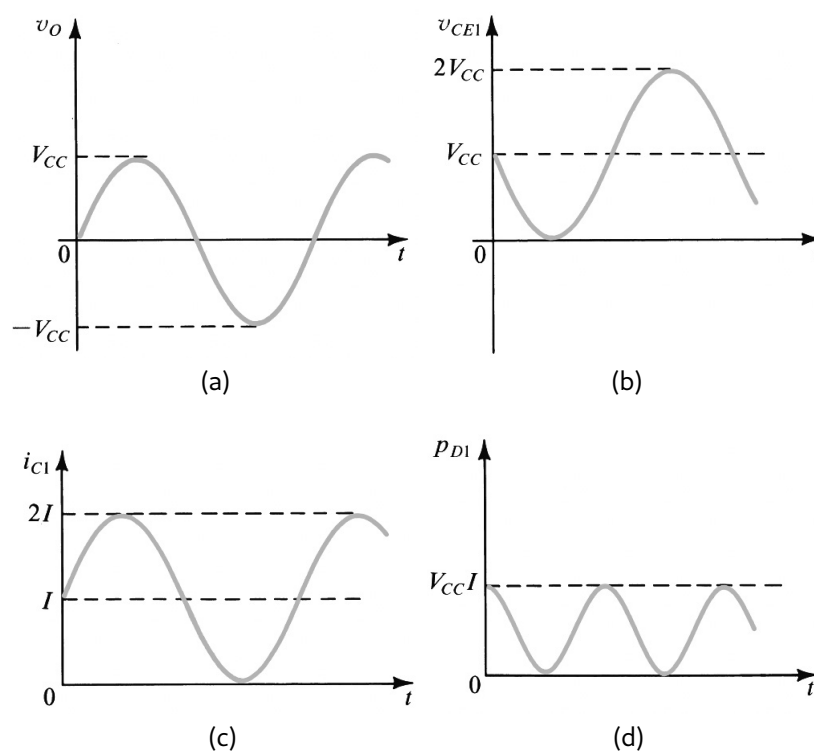


Figura 3.5: Forme d'onda stadio di uscita in classe A

### 3.2.3 Dissipazione di potenza e rendimento

In figura 3.5d si può vedere che la potenza istantanea massima dissipata su  $Q_1$  è pari a  $V_{CC}I$ . Questa condizione avviene quando il segnale applicato all'ingresso è nullo e di conseguenza anche  $v_O = 0$ ; dal momento che possono esserci lunghi periodi in cui il transistor  $Q_1$  deve dissipare tale potenza, esso deve essere in grado di resistere a tale sollecitazione. Nella pratica si utilizzano dei dissipatori di calore metallici.

La dissipazione su  $Q_1$  dipende anche dal valore che assume il carico  $R_L$ ; possiamo distinguere due casi:

1.  $R_L = \infty$ ; in questo caso  $i_{C1} = I$  è costante e la potenza istantanea dissipata su  $Q_1$  dipende dal valore che assume  $v_O$  e si avrà il valore massimo quando  $v_O = -V_{CC}$ ; si avrà quindi il massimo per  $v_{CE1} = 2V_{CC}$  e  $p_{D1} = 2V_{CC}I$ . Nella pratica questo tipo di situazione non persiste per lunghi periodi e non è necessario prendere particolari accorgimenti nella progettazione;
2.  $R_L = 0$ ; è il caso più pericoloso che si possa avere. Qualora si dovesse verificare un cortocircuito in uscita, la corrente sul carico risulterebbe essere infinita; il transistor  $Q_1$ , quindi, dovrebbe essere in grado di fornire una corrente molto grande, comportando il riscaldamento del componente. L'esposizione ad una condizione di questo tipo per periodi prolungati porterebbe ad un danno permanente del transistor. Per evitare ciò si utilizza una *protezione da cortocircuito*.

Anche il transistor  $Q_2$  dissipa potenza e il massimo lo si ha quando  $v_{CE2} = 2V_{CC}$ ,  $v_O = V_{CC}$  e, quindi,  $p_{D2} = 2V_{CC}I$ , dato che esso conduce la corrente  $I$  costante. Anche in questo caso si espone il transistor a questa condizione per brevi periodi e per la progettazione del circuito si tiene conto della potenza media che  $Q_2$  dissipa, cioè  $V_{CC}I$ .

Parlando di potenza si deve anche parlare di *rendimento*, che è definito come

$$\eta := \frac{P_L}{P_S} \leq 1 \quad (3.8)$$

dove  $P_L$  è la potenza assorbita dal carico e  $P_S$  la potenza fornita dalla sorgente. Chiaramente, più il valore del rendimento sarà alto, meno potenza è dissipata dal circuito e più il segnale in uscita sarà fedele.

Per l'inseguitore di emettitore in figura 3.3, avendo supposto una segnale sinusoidale in ingresso con valore di picco  $V_{Op}$ , la potenza media sul carico sarà

$$P_L = \frac{(V_{Op}/\sqrt{2})^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{V_{Op}^2}{R_L} \quad (3.9)$$

Essendo la corrente  $I$  sul transistor  $Q_2$  costante, la potenza assorbita dall'alimentazione negativa è  $V_{CC}I$ . La corrente media su  $Q_1$  è pari ad  $I$  e di conseguenza anche la potenza media assorbita dall'alimentazione negativa è  $V_{CC}I$ ; la potenza totale media fornita dall'alimentazione è

$$P_S = 2V_{CC}I \quad (3.10)$$

Dalla definizione di rendimento si ottiene

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{1}{4} \frac{V_{Op}^2}{IR_L V_{CC}} \\ &= \frac{1}{4} \frac{V_{Op}}{IR_L} \frac{V_{Op}}{V_{CC}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

e sapendo che  $V_{Op} \leq V_{CC}$  e  $V_{Op} \leq IR_L$ , il rendimento massimo si ottiene quando

$$V_{Op} = V_{CC} = IR_L \Rightarrow \eta_{max} = \frac{1}{4} \frac{IR_L V_{CC}}{IR_L V_{CC}} = 25\% \quad (3.12)$$

Da ciò ne deriva quanto anticipato nel secondo capitolo. L'analisi della dissipazione di potenza, inoltre, non include quella dissipata dal diodo e dalla resistenza  $R$ .

### 3.2.4 Polarizzazione con specchio di corrente

É possibile avere un maggiore controllo sulla corrente di polarizzazione  $I$  utilizzando uno specchio di corrente. Lo svantaggio, invece, è che si ha due transistor ( $Q_2$  e  $Q_3$ ) che sono attraversati dalla corrente  $I$ . Ciò comporta ad una maggiore dissipazione di potenza.



La dissipazione su  $Q_3$  è costante e pari a  $p_{D3} = V_{BE3}I$ , mentre quella dissipata su  $Q_2$  dipende dal valore di  $v_O$  ed è  $p_{D2} = (v_O + V_{CC})I$ .

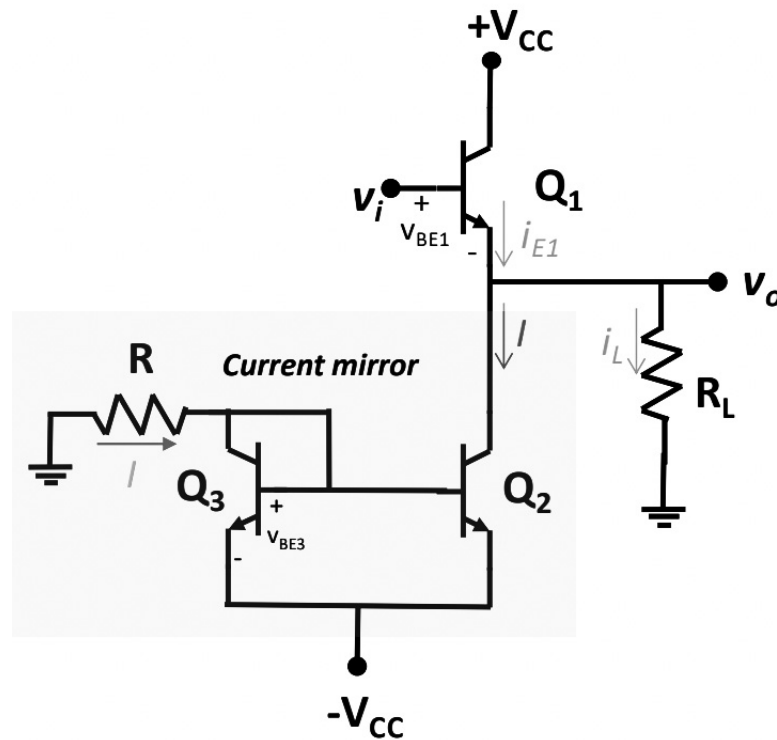


Figura 3.6: Stadio di uscita in classe A polarizzato con specchio di corrente

### 3.3 Classe B

Come descritto nel secondo capitolo, lo stadio di uscita in classe B è composto da due transistor, uno di tipo npn e l'altro pnp in modo che essi non conducano contemporaneamente. Entrambi, però, operano come inseguitori di emettitore quando entrano in conduzione.

I transistor in classe B, quindi, conducono solo quando si è in presenza di un segnale in ingresso che li attiva. Il circuito, mostrato in figura 3.7 opera con un approccio *push-pull* perché  $Q_N$  "spinge" la corrente nel carico quando  $v_I$  è positivo e  $Q_P$  la "tira" dal carico quando  $v_I$  è negativo.

#### 3.3.1 Caratteristica di trasferimento

La caratteristica di uscita di uno stadio di uscita in classe B viene raffigurata in figura 3.8. Si può subito notare che è presente un intervallo di  $v_I$  per il quale la tensione in uscita è nulla; questo accade perché i transistor sono polarizzati ad una corrente nulla e di conseguenza, per entrare in conduzione, il segnale di ingresso deve superare la tensione di soglia ( $|V_t| \simeq 0.5 \div 0.7$ ); finché ciò non avviene il segnale di uscita risulterà nullo. Questo intervallo di tensione produce la *distorsione di crossover*; il suo effetto

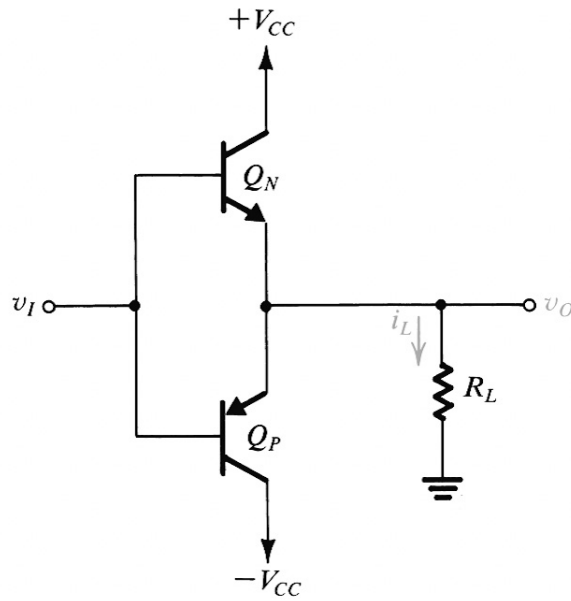


Figura 3.7: Stadio di uscita in classe B

è maggiore quanto più piccolo è il segnale in ingresso e dà origine a suoni sgradevoli. L'effetto di tale fenomeno sull'onda uscente è illustrato in figura 3.9 (ipotizzando un segnale sinusoidale in ingresso).

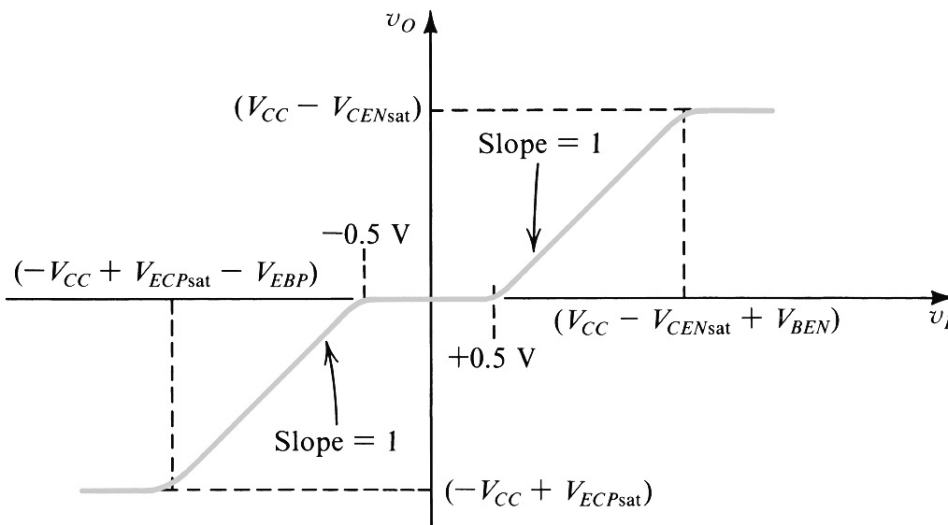


Figura 3.8: Caratteristica di trasferimento stadio di uscita in classe B

### 3.3.2 Dissipazione di potenza e rendimento

Quello che ci si aspetta da uno stadio di uscita in classe B è un maggiore rendimento rispetto al quello in classe A; per determinarlo trascuriamo la distorsione di crossover e supponiamo in uscita un segnale sinusoidale di ampiezza  $V_{Op}$ . La potenza media sul carico sarà quindi data dall'equazione 3.9.

La corrente assorbita da ogni alimentazione sarà una semionda con un picco di ampiezza pari a  $V_{Op}/R_L$ . Perciò la corrente media assorbita da ognuna delle due alimentazioni

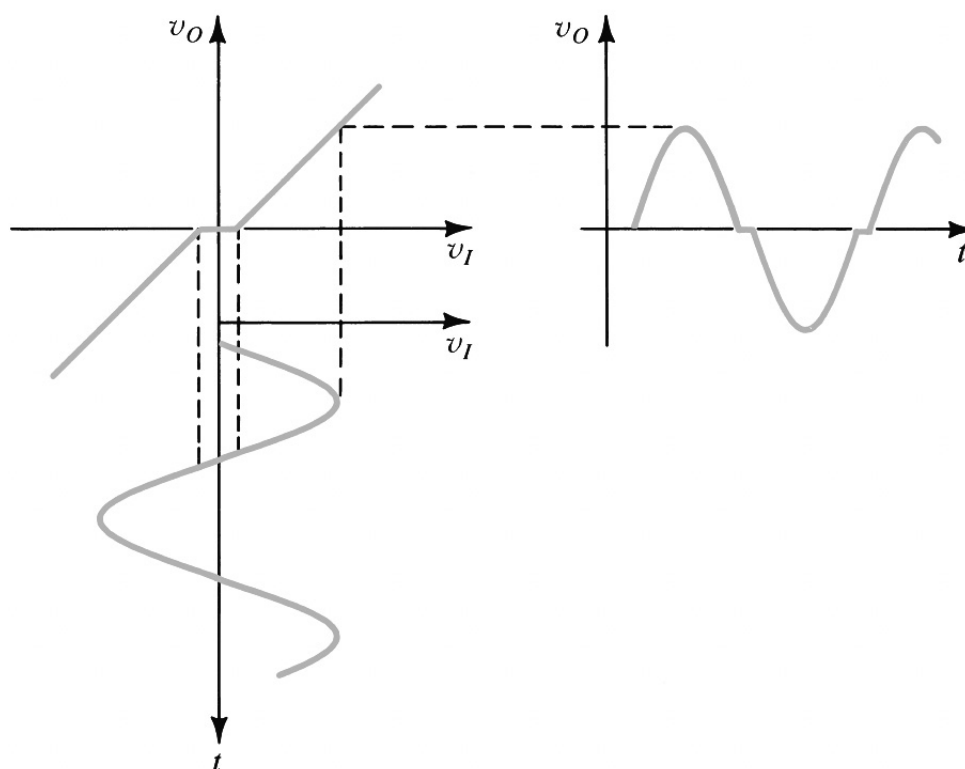


Figura 3.9: Dimostrazione di come l'intervallo di  $v_I$  in cui  $v_O$  è nulla risulta nella distorsione di crossover

sarà  $V_{Op}/(\pi R_L)$ , dal momento che entrambi i transistor conducono per metà periodo del segnale in ingresso. La potenza media assorbita da ognuna delle due alimentazioni sarà identica,

$$P_{S+} = P_{S-} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{Op}}{R_L} V_{CC} \quad (3.13)$$

e la potenza totale delle alimentazioni sarà

$$P_S = \frac{2}{\pi} \frac{V_{Op}}{R_L} V_{CC} \quad (3.14)$$

In questo modo il rendimento è dato da

$$\eta = \left( \frac{1}{2} \frac{V_{Op}^2}{R_L} \right) / \left( \frac{2}{\pi} \frac{V_{Op}}{R_L} V_{CC} \right) = \frac{\pi}{4} \frac{V_{Op}}{V_{CC}} \quad (3.15)$$

e quindi il massimo rendimento si ottiene quando  $V_{Op}$  è massima, cioè nel momento in cui  $Q_N$  e  $Q_P$  entrano in saturazione:  $V_{Op} = V_{CC} - V_{CEsat} \simeq V_{CC}$ . A questo valore di tensione si ha

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (3.16)$$

Una sostanziale differenza con lo stadio di uscita in classe A, sta nel fatto che la dissipazione di potenza in condizioni di riposo è zero. Quando si ha in ingresso un segnale,

la potenza media dissipata in uno stadio di uscita di classe B è data da

$$P_D = P_S - P_L \quad (3.17)$$

e sostituendo in  $P_S$  l'equazione 3.14 e in  $P_L$  la 3.9, si ha

$$P_D = \frac{2}{\pi} \frac{V_{Op}}{R_L} V_{CC} - \frac{1}{2} \frac{V_{Op}^2}{R_L} \quad (3.18)$$

Per simmetria notiamo che metà della potenza dissipata è su  $Q_N$  e l'altra metà su  $Q_P$ . Data la dipendenza di  $P_D$  dalla tensione  $V_{Op}$ , è necessario trovare il caso peggiore per quanto riguarda la dissipazione. Differenziando l'equazione 3.18 rispetto a  $V_{Op}$  e ponendo il risultato pari a zero si ottiene

$$\frac{dP_D}{dV_{Op}} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L} - \frac{V_{Op}}{R_L} = 0 \Rightarrow V_{Op}|_{P_{Dmax}} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \Rightarrow P_{Dmax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (3.19)$$

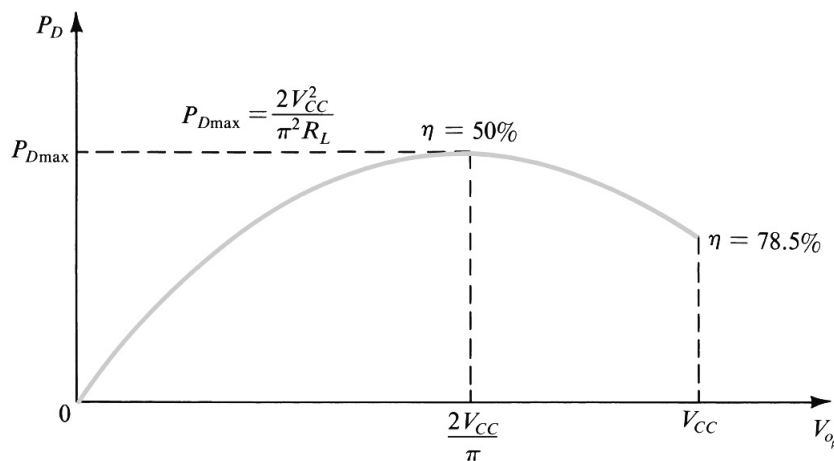


Figura 3.10:  $P_D$  in funzione dell'ampiezza della sinusoide in uscita in uno stadio di uscita in classe B

Ne segue che

$$P_{DNmax} = P_{DPmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (3.20)$$

Dalla figura 3.10 osserviamo che oltrepassando il valore  $2V_{CC}/\pi$  per la tensione in uscita, la potenza dissipata *diminuisce*, mentre aumenta la potenza assorbita dal carico. Il prezzo da pagare, in questo caso, è un incremento in termini di non linearità in quanto entrambi i transistor sono prossimi alla saturazione, andando così ad appiattare la forma d'onda in uscita. Vederemo nella successiva sezione come poter ovviare a questo fenomeno.

### 3.3.3 Riduzione della distorsione di crossover

La *distorsione di crossover* in uno stadio di uscita in classe B può essere ridotta significativamente ricorrendo all'uso di un amplificatore operazionale con un guadagno  $A_0$  molto grande e ad una retroazione negativa.

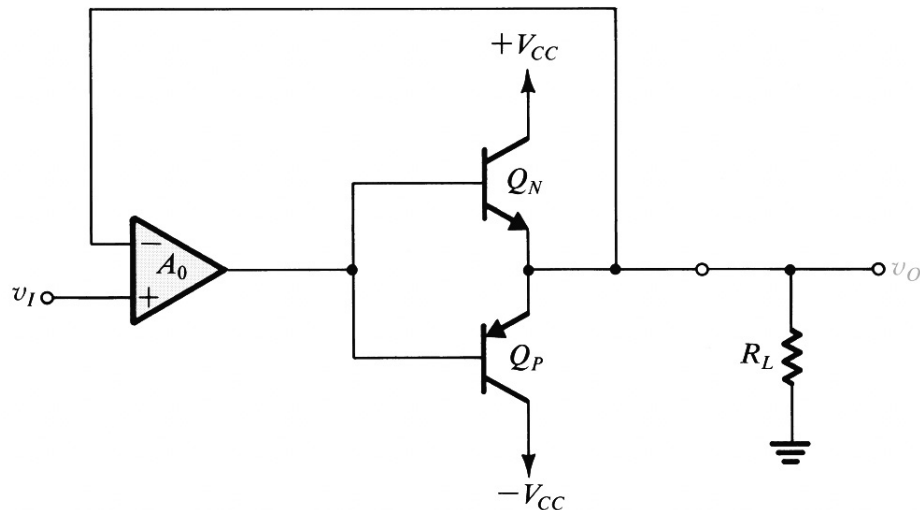


Figura 3.11: Schematico di un classe B con amplificatore operazionale per la riduzione della distorsione di crossover

In figura 3.11 si vede che vale il concetto di *massa virtuale*, il che implica ad avere  $v_I = v_O$ . In questo modo l'intervallo di  $v_I$  compreso tra  $\pm 0.7V$  viene ridotto a  $\pm 0.7/A_0V$ . Con l'ausilio del software *LTspice* è stato simulato il comportamento del circuito in figura 3.11 ottenendo le forme d'onda visualizzate nell'immagine 3.12

In figura 3.12a è visualizzata la forma d'onda in ingresso, nella 3.12b la forma d'onda in uscita senza l'utilizzo dell'amplificatore operazionale ed infine, nella 3.12c, la forma d'onda in uscita senza la distorsione, a conferma del fatto che in questo modo è possibile ridurre quasi del tutto la distorsione di crossover. Bisogna osservare, però, che essendoci un amplificatore operazionale, si deve tenere conto del suo *slew-rate*, il quale deve essere molto elevato per consentire al componente di seguire il più fedelmente possibile il segnale in ingresso.

## 3.4 Classe AB

Lo stadio di uscita in *classe AB* nasce con lo scopo di eliminare la distorsione di crossover del classe B senza ricorrere all'utilizzo degli amplificatori operazionali. Si può ottenere questo risultato polarizzando i due transistor complementari di uscita ad una piccola corrente non nulla. Una piccola tensione  $V_{BB}$  è applicata tra le basi dei transistor  $Q_N$  e  $Q_P$ . Per  $v_I = 0$  si ha  $v_O = 0$  ed una tensione di valore  $V_{BB}/2$  compare tra la giunzione base-emettitore di ogni transistor.

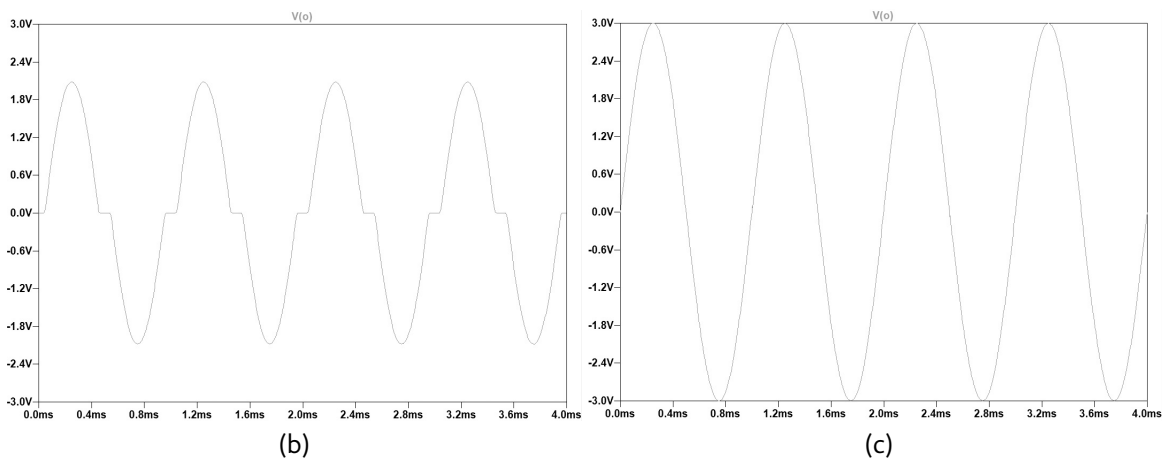
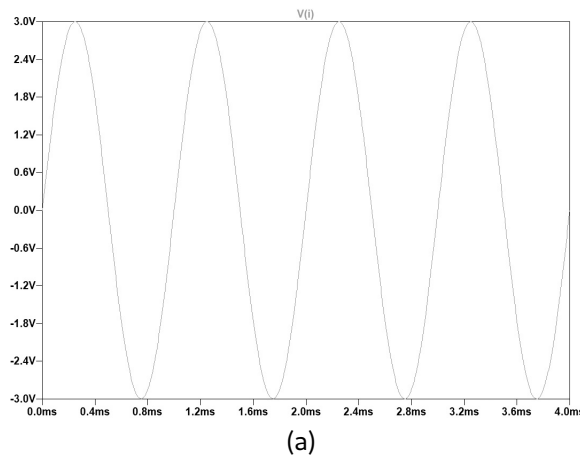


Figura 3.12: Simulazione di un classe B con e senza amplificatore operazionale per la riduzione della distorsione

Assumendo che i transistor siano accoppiati si ha

$$i_N = i_P = I_Q = I_S e^{V_{BB}/(2U_T)} \quad (3.21)$$

Il valore di  $V_{BB}$  è scelto per fornire la giusta corrente  $I_Q$  di riposo.

### 3.4.1 Principio di funzionamento

Polarizzando ad una corrente non nulla, si ha che i due transistor conducono per poco più di mezzo periodo del segnale d'ingresso. Quando la tensione  $v_I$  diventa positiva di una certa quantità, la tensione alla base di  $Q_N$  aumenta della stessa quantità e l'uscita diventa positiva e si porta ad un valore quasi uguale all'ingresso

$$v_O = v_I + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BEN} \quad (3.22)$$

Una tensione  $v_O$  positiva ha come conseguenza la presenza di una corrente  $I_L$  sul carico  $R_L$  e, quindi,  $i_N$  deve aumentare; per la legge di Kirchhoff ai nodi

$$i_N = i_P + i_L \quad (3.23)$$

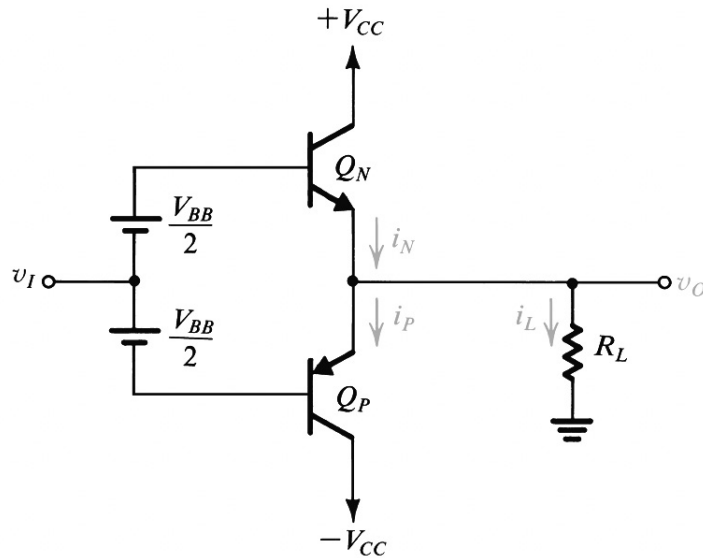


Figura 3.13: Stadio di uscita in classe AB

L'aumento di  $i_N$  implica un aumento della tensione  $v_{BEN}$ , maggiore della tensione di riposo  $V_{BB}/2$ . Questo aumento della tensione base-emettitore di  $Q_N$  provoca una diminuzione della tensione  $v_{BEP}$  e della corrente  $i_P$  dato che la tensione tra le due basi rimane costante a  $V_{BB}$ . La relazione tra  $i_N$  e  $i_P$  può essere ricavata come segue:

$$\begin{aligned}
 v_{BEN} + v_{BEP} &= V_{BB} \\
 U_T \ln \frac{i_N}{I_S} + U_T \ln \frac{i_P}{I_S} &= 2U_T \ln \frac{I_Q}{I_S} \\
 i_N i_P &= I_Q^2
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Un incremento di  $i_N$  ha come conseguenza una diminuzione proporzionale di  $i_P$  con il prodotto che rimane costante. Le equazioni 3.23 e 3.24 possono essere combinate per ottenere  $i_N$  per una data  $i_L$  come soluzione dell'equazione

$$i_N^2 - i_L i_N - I_Q^2 = 0 \tag{3.25}$$

Da questa equazione possiamo dedurre che per tensioni di ingresso positive, la corrente sul carico è fornita da  $Q_N$ , il quale opera come inseguitore di emettitore. Nel mentre,  $Q_P$  continuerà a condurre una corrente che decresce con l'aumentare della tensione di ingresso; per valori di  $v_I$  significativi, la corrente di  $Q_P$  può essere trascurata nel computo totale. Viceversa quando la tensione in ingresso è negativa.

In conclusione un classe AB opera in modo simile ad un classe B, ma con un accorgimento importante: per una piccola  $v_I$  entrambi i transistor conducono e appena essa aumenta o diminuisce, uno dei due transistor prende il compito di fornire la potenza al carico. Come possiamo vedere in figura 3.14 non è presente l'intervallo di  $v_I$  per il quale  $v_O = 0$ ; la distorsione di crossover è eliminata.

Non è necessario analizzare rendimento e dissipazione di potenza in una sezione de-

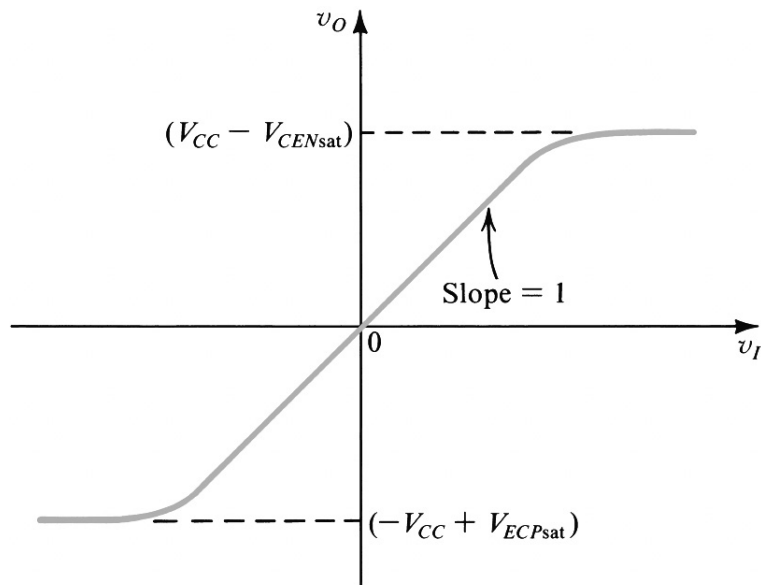


Figura 3.14: Caratteristica di trasferimento di uno stadio in classe AB

dicata, in quanto i risultati sono pressoché identici a quelli ricavati nello stadio di uscita in classe B. L'unica differenza è che in condizioni di riposo un classe AB dissipa una potenza pari a  $V_{CC}I_Q$  per ogni transistor;  $I_Q$  risulta comunque essere molto piccola rispetto alla corrente di picco sul carico e quindi in condizioni di riposo la dissipazione di potenza è molto piccola. Tuttavia si può tenere conto di questo risultato semplicemente sommando la dissipazione a riposo a quella massima che ogni transistor dissipa in un classe B.

### 3.4.2 Polarizzazione di un circuito in classe AB

Vediamo ora due modi per generare la tensione  $V_{BB}$  necessaria per la polarizzazione dello stadio di uscita.

#### 1. Polarizzazione con diodi

La figura 3.15 raffigura lo schematico di uno stadio di uscita in classe AB nel quale la tensione  $V_{BB}$  è generata facendo scorrere una corrente costante  $I_{BIAS}$  attraverso due diodi  $D_1$  e  $D_2$ . Nei circuiti che forniscono una potenza elevata, i transistor di uscita hanno bisogno di essere di dimensioni opportune. I diodi, invece, non hanno la necessità di essere di dimensioni elevate e la corrente  $I_Q$  che si crea in  $Q_N$  e  $Q_P$  sarà  $I_Q = nI_{BIAS}$ , dove  $n$  è il rapporto tra l'area della giunzione di emettitore dei dispositivi di uscita e l'area della giunzione dei diodi di polarizzazione. L'utilizzo dei diodi ha un vantaggio importante, cioè la stabilizzazione termica dei componenti in condizioni di riposo, mentre ha lo svantaggio di non poter avere i diodi di dimensioni molto diverse da quelle dei transistor in modo da poter garantire le correnti appropriate al funzionamento dello stadio di uscita.

#### 2. Polarizzazione con moltiplicatore di $V_{BE}$



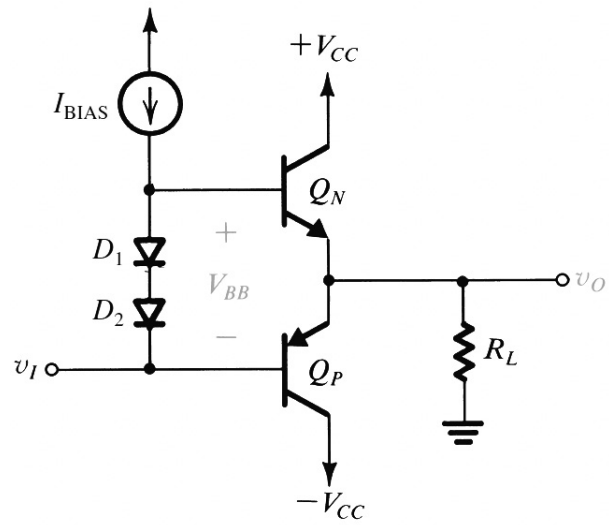


Figura 3.15: Polarizzazione di uno stadio in classe AB con diodi

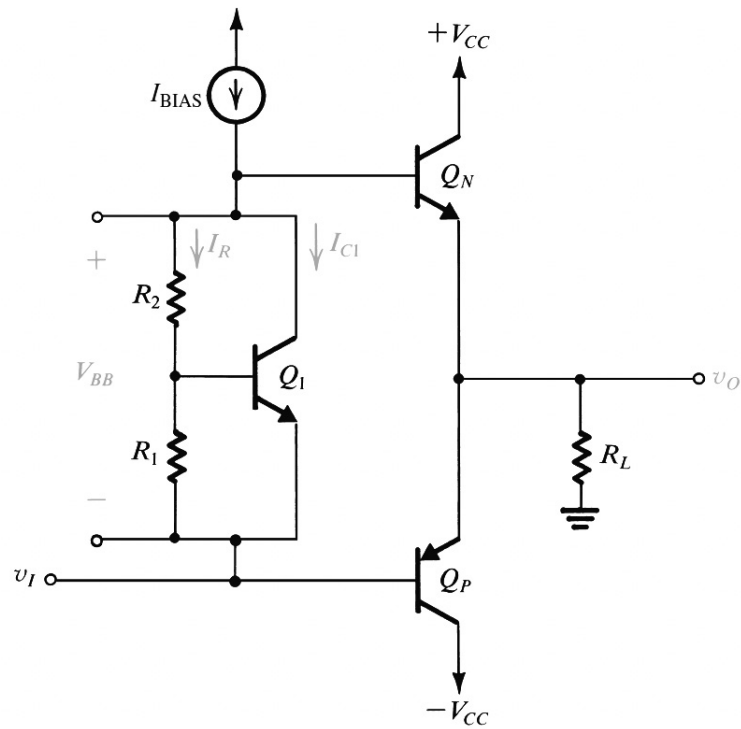


Figura 3.16: Polarizzazione di uno stadio in classe AB con moltiplicatore di  $V_{BE}$

In figura 3.16 è mostrato un altro schematico che consente la polarizzazione dello stadio di uscita con la tensione  $V_{BB}$ , ma con la differenza che ha maggiore flessibilità rispetto a quello con i diodi. Il circuito di polarizzazione consiste di un transistor  $Q_1$  con una resistenza  $R_1$  connessa tra base ed emettitore e una  $R_2$  di retroazione connessa tra collettore e base. La risultante rete a due terminali è alimentata da una corrente costante  $I_{BIAS}$ . Se trascuriamo la corrente assorbita dalla base di  $Q_1$ , allora su  $R_1$  e  $R_2$  scorrerà la medesima corrente data da

$$I_R = \frac{V_{BE1}}{R_1} \quad (3.26)$$

e la tensione  $V_{BB}$  è data da

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_R(R_1 + R_2) \\ &= V_{BE1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

In questo modo il circuito moltiplica  $V_{BE1}$  per un fattore  $(1 + R_2/R_1)$  detto *moltiplicatore di  $V_{BE}$* . Ovviamente il valore del moltiplicatore è controllato dal progettista, che decide quale valore deve avere  $V_{BB}$  per fornire la corrente di riposo  $I_Q$  desiderata. Come per il circuito con i diodi anche in questo caso si ha il vantaggio di una stabilizzazione termica dello stadio di uscita.

## 3.5 Classe D

Gli stadi di uscita precedentemente studiati sono amplificatori lineari; essi lavorano sostanzialmente come inseguitori di tensione, fornendo al carico una replica del segnale in ingresso. In questa tipologia di circuiti può essere dissipata una grande quantità di potenza, il che implica un rendimento non molto elevato.

Una soluzione a questa cosa è trovata nello stadio di uscita in *classe D*. Teoricamente, la potenza dissipata dai transistor in questa configurazione, è nulla, dal momento che essi operano come interruttori aperti o chiusi. Risulta quindi necessario convertire il segnale in ingresso in degli impulsi in grado di pilotare correttamente i transistor (MOSFET in questo caso).

### 3.5.1 Segnale PWM

Prima di spiegare il funzionamento di un amplificatore in classe D è necessario introdurre una tipologia di segnale ad impulsi detto *PWM* (Pulse Width Modulation), utile poi a pilotare i transistor che compongono lo stadio di uscita.

In questa tipologia di segnale l'ampiezza e la frequenza rimangono costanti, mentre l'ampiezza del segnale in ingresso al circuito (che poi genererà il segnale PWM) viene

mappata tramite la larghezza di ogni impulso. Più precisamente, la larghezza di impulsi successivi è proporzionale all'ampiezza del segnale in ingresso  $v_A$  (successivamente sarà un segnale audio).

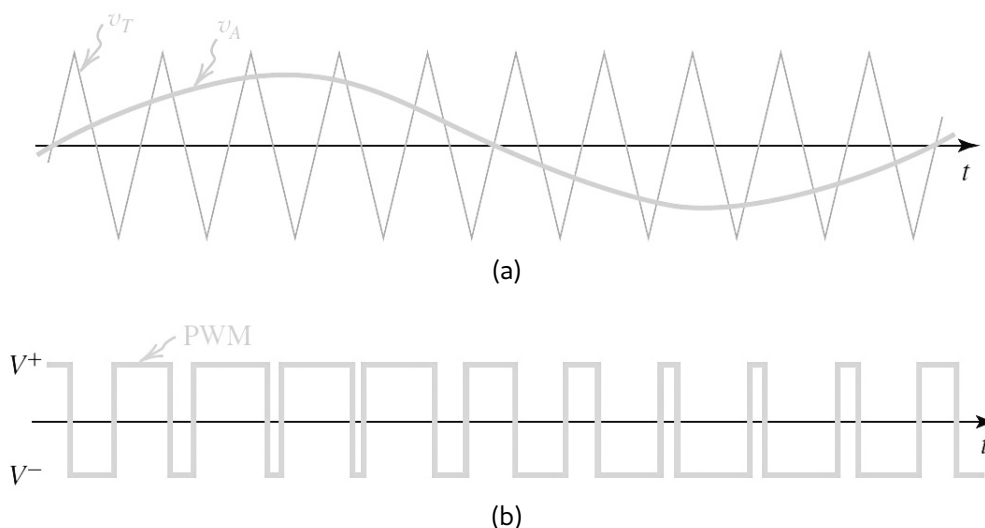


Figura 3.17: Generazione segnale PWM

In figura 3.17 viene illustrato il modo in cui un segnale PWM viene generato. L'ampiezza del segnale in ingresso  $v_A$  è confrontata con quella di un segnale triangolare  $v_T$ , che ha frequenza maggiore. Il confronto avviene con l'utilizzo di un componente detto *comparatore* (figura 3.18); per la nostra analisi basta sapere che in ingresso ci sono i due segnali da confrontare ed in uscita il segnale PWM, perciò esso è trattato come una scatola nera.

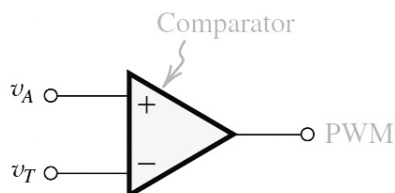


Figura 3.18: Comparatore

Ogni volta che il segnale  $v_A$  eccede l'ampiezza del segnale  $v_T$ , l'uscita del comparatore si porterà al suo valore più alto  $V^+$ ; se invece avviene il contrario, il segnale in uscita sarà al suo valore più basso  $V^-$ . In questo modo si ottiene la forma d'onda mostrata in figura 3.17b. La frequenza del segnale PWM è la medesima del segnale  $v_T$ ; la larghezza di ogni impulso,  $t_P$ , quindi il *duty cycle* ( $t_P/T$ ) ( $T$  è il periodo del segnale PWM), è proporzionale al corrispondente valore istantaneo di  $v_A$ . In questo modo abbiamo ottenuto un segnale PWM.

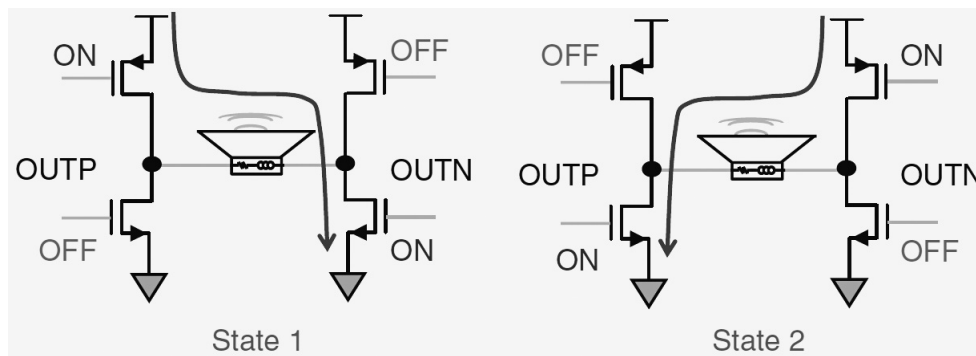
### 3.5.2 Schemi di modulazione PWM

Il segnale PWM è il più utilizzato per pilotare i transistor dello stadio di uscita in classe D; esso offre ottime prestazioni e un basso consumo di potenza. Infatti ha un tas-

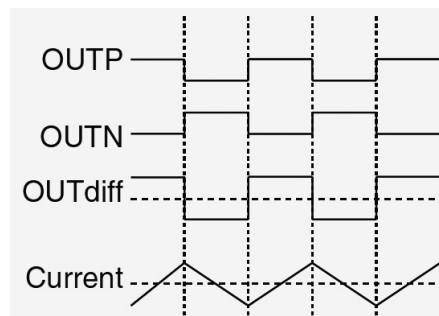
so di commutazione molto più basso rispetto ad una modulazione PDM (usata meno frequentemente), il che implica meno cambi di stato durante ogni periodo di tempo, riducendo possibili errori di switching e migliorando il consumo di potenza dinamico.

Per il segnale PWM esistono due tipi di schemi di modulazione:

- *AD*: in questo tipo di configurazione il circuito a ponte ad H presenta due stati (figura 3.19a) a seconda del valore del segnale PWM (vedremo in seguito questo funzionamento). La figura 3.19b, invece, mostra la risposta del circuito quando si è in presenza di un ingresso nullo; sia la tensione di uscita *OUTP* che *OUTN* alternano il loro stato con un duty cycle del 50%, ma con polarità diverse. Dal punto di vista logico, *OUTP* è il complementare di *OUTN*. La forma d'onda triangolare della corrente è dovuta al fatto che l'altoparlante ha una bobina che lo rende un carico, oltre che resistivo, induttivo.



(a)

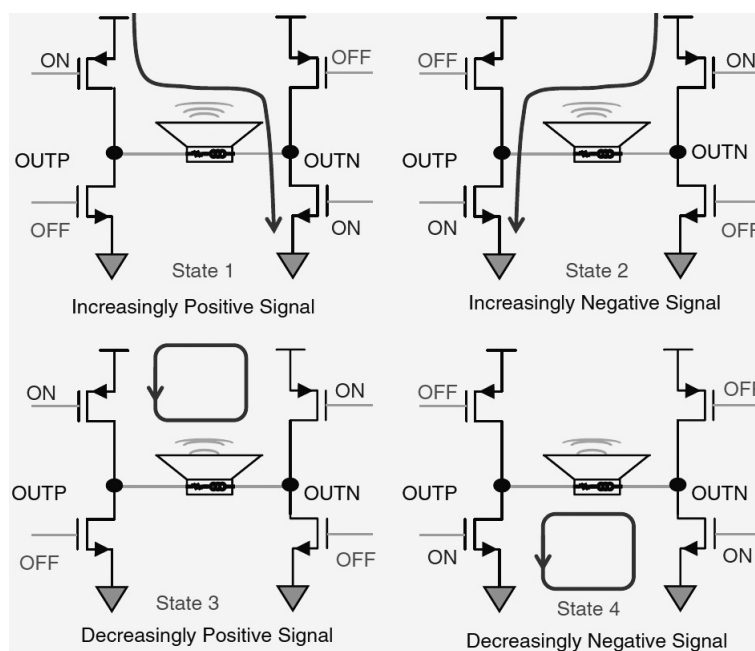


(b) Risposta con ingresso nullo

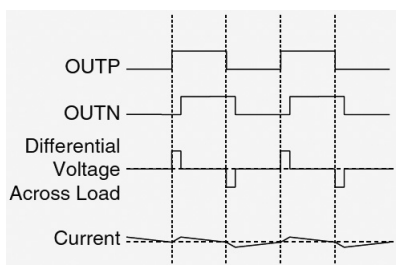
Figura 3.19: Schema di modulazione di tipo AD

- *BD*: come si può vedere in figura 3.20a, questo tipo di modulazione presenta quattro stati, che dipendono dalla condizione che presenta il segnale in ingresso:
  1. segnale sempre più positivo;
  2. segnale decrescente positivo;
  3. segnale sempre più negativo;
  4. segnale decrescente negativo.

Come per la modulazione AD, anche in questo caso analizziamo le forme d'onda sul carico quando siamo in presenza di un ingresso nullo (figura 3.20b); *OUTP* ed *OUTN* alternano ancora il loro stato con un duty cycle di circa il 50%, ma a differenza del caso precedente, hanno quasi sempre la stessa polarità. La tensione di uscita differenziale presenta impulsi alternati, ma ristretti; in questo modo, quando l'ingresso è nullo, si ha sul carico solamente una piccola tensione e la corrente rimane pressoché pari a zero.



(a)



(b) Risposta con ingresso nullo

Figura 3.20: Schema di modulazione di tipo BD

### 3.5.3 Analisi dello stadio di uscita

Abbiamo visto come è possibile ottenere un segnale PWM da un segnale sinusoidale in ingresso; ora, per poter ricostruire il segnale audio da riprodurre, viene utilizzato un filtro passa basso (LPF), la cui frequenza di taglio è poco più grande della massima frequenza del segnale in ingresso.

Per fornire il segnale al carico si possono utilizzare due configurazioni circuitali, mostrate in figura 3.21

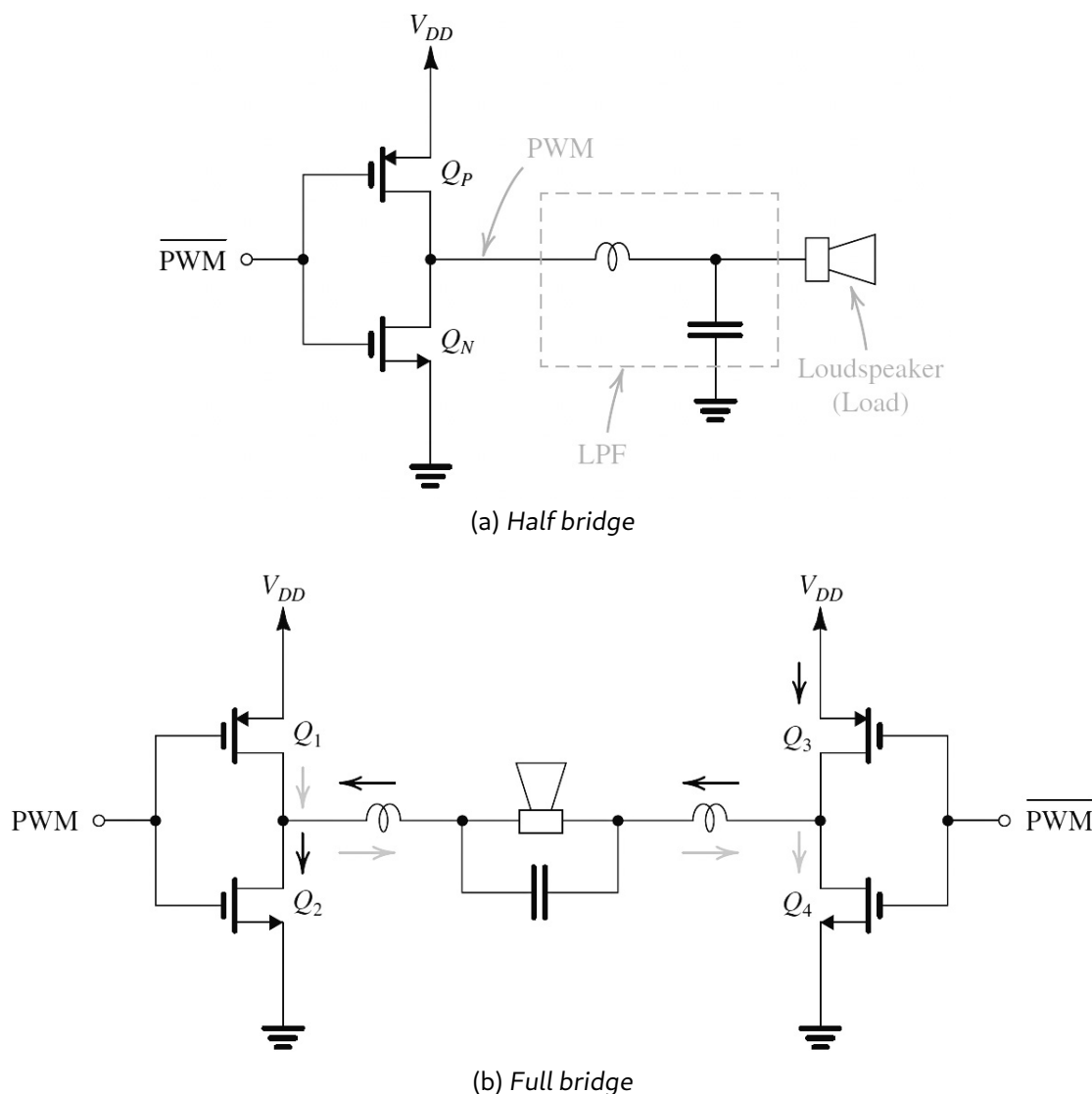


Figura 3.21: Configurazioni circuitali stadio di uscita in classe D

Per prima cosa denotiamo con  $\overline{\text{PWM}}$  il negato (logico) del segnale PWM, il quale è ottenibile sempre mediante l'utilizzo del comparatore e invertendo i segnali applicati ai due terminali di ingresso.

Nella figura 3.21a, circuito chiamato *half bridge*, è utilizzato il segnale  $\overline{\text{PWM}}$  per pilotare i due MOSFET,  $Q_P$  e  $Q_N$ . Essi, lavorando come interruttori, collegano il nodo di uscita in modo alternativo a  $V_{DD}$  ed a massa; il segnale generato viene poi filtrato in modo da fornire al carico il segnale audio  $v_A$  che appariva in ingresso. La grande quantità di corrente richiesta dal carico è fornita dai due MOSFET.

Il circuito in figura 3.21b, chiamato *full H bridge*, è utilizzato per raddoppiare l'escursione di tensione ai capi del carico. Entrambi i segnali PWM vengono utilizzati in una configurazione di pilotaggio differenziale:

- Quando PWM è al suo valore più alto, il segnale  $\overline{\text{PWM}}$  è a quello più basso; di conseguenza  $Q_3$  e  $Q_2$  sono accessi, mentre  $Q_1$  e  $Q_4$  sono spenti. In questo modo la corrente scorre da  $V_{DD}$  a massa attraverso il carico da destra a sinistra;

- Quando PWM è al suo valore più basso, il segnale  $\overline{PWM}$  è a quello più alto; di conseguenza  $Q_3$  e  $Q_2$  sono spenti, mentre  $Q_1$  e  $Q_4$  sono accesi. La corrente scorre sempre da  $V_{DD}$  a massa attraverso i carico, ma sta volta da sinistra a destra.

In questo modo la tensione sul carico è raddoppiata rispetto alla configurazione half bridge, con un valore massimo di tensione (sinusoidale) pari a  $V_{DD}$ .

Dalla descrizione appena fatta si può concludere che il rendimento teorico di uno stadio di uscita in classe D è del 100%. A lato pratico, però, i transistor hanno una resistenza di accensione  $R_{ON}$  che è finita, il che implica ad avere della dissipazione di potenza su di essa. Inoltre i transistor presentano delle capacità parassite sul gate e pure il carico, non essendo puramente resistivo, ne presenta; queste capacità parassite si caricano e si scaricano durante i cicli di accensione e spegnimento dei MOSFET, portando, quindi, ad ulteriore dissipazione di potenza. Un'altra situazione che si viene a creare durante accensione e spegnimento dei transistor, a causa della loro velocità di switching finita, è un momentaneo cortocircuito tra  $V_{DD}$  e massa. Tutti questi fattori inducono ad avere delle dissipazioni di potenza che riducono il rendimento ad un intervallo compreso tra 85% e 95%, che risulta essere comunque più elevato di uno stadio in classe AB.

Un altro aspetto da tenere in considerazione è la distorsione di questo tipo di stadio di uscita; essa, infatti, a causa del modulatore PWM, l'imprecisione (per quanto minima) del duty cycle dovuta alla velocità di switching finita e ai componenti  $L$  e  $C$ , comporta ad avere una THD compresa tra 0.1% e 1%; gli amplificatori analizzati precedentemente presentano THD minore del 0.01% e sono, quindi, utilizzati per riproduzioni ad alta fedeltà.

### 3.5.4 Considerazioni di progettazione

Data la loro efficienza, gli stadi di uscita in classe D, hanno molti motivi per cui essere utilizzati, ma si devono fare alcune accortezze durante la progettazione:

- *SNR* (Signal to Noise Ratio): come in ogni circuito elettrico, vengono a crearsi delle componenti di rumore che rovinano la qualità finale del segnale audio. Il rapporto segnale rumore quantifica l'influenza che hanno questi segnali indesiderati. Chiaramente più il valore di SNR è elevato e più il segnale in uscita è fedele. In uno stadio in classe D, per evitare sibili, è necessario che durante la progettazione si raggiungano valori di SNR compresi tra 90 dB e 110 dB, cercando anche di capire quali potrebbero essere le fonti di rumore;
- *Controllo del EMI* (ElectroMagnetic Interference): i componenti ad alta frequenza di uno stadio in classe D, se non gestiti correttamente, possono generare grandi quantità di EMI, disturbando il funzionamento di altri oggetti. Due tipologie di EMI sono le più fastidiose: i segnali già presenti nello spazio e quelli che vengono condotti tramite i cavi di alimentazione e l'altoparlante. Per ridurre al minimo questi

fenomeni è possibile intervenire sull'area degli anelli che trasportano la corrente ad alta frequenza, riducendola, in quanto la potenza di EMI è legata a questi loop. Un esempio è il filtro passa basso, che dovrebbe essere il più compatto possibile e successivamente collocato il più vicino possibile allo speaker, in modo tale da minimizzare il percorso della corrente.

## 3.6 Classe G

I segnali musicali, per la maggior parte del loro tempo, hanno valori di tensione tali per cui l'uscita di potenza è quasi sempre al di sotto dei livelli di picco e questo consente di aumentare l'efficienza dello stadio di uscita in classe G.

Se un segnale è per lo più a bassa potenza, allora un amplificatore di potenza risulta poco efficiente rispetto ad uno a bassa potenza. Nella classe G, i livelli di uscita per i quali non è necessario un grande quantitativo di potenza, sono forniti dall'alimentazione a tensione più bassa, quindi, con una minore differenza di potenziale tra la cosiddetta *pista di alimentazione* e l'uscita; in questo modo si ha una minore dissipazione. Le configurazioni più comuni di uno stadio di uscita in classe G hanno due o tre coppie di piste di alimentazione.

Quando si presenta un picco di potenza, esso viene gestito da meccanismi interni che consentono lo switch da una pista di alimentazione a tensione più bassa ad una con tensione più alta, causando dissipazioni interne molto elevate, ma che durano solo per brevi periodi.

### 3.6.1 Configurazione in serie

La configurazione serie utilizza due piste di alimentazione (entrambe duali) come mostrato in figura 3.22. I dispositivi che operano in classe B sono detti *dispositivi interni*, mentre quelli il cui compito è di fare lo switching di alimentazione sono detti *dispositivi esterni*. I dispositivi interni sono in classe B per avere la massima efficienza in termini di potenza, ma nulla vieta che possano essere anche in classe A o AB.

Se quest'ultimi sono in classe B e i dispositivi esterni conducono per molto meno del 50% di un ciclo, si ha allora uno stadio di uscita che risulta essere in classe C, il quale non è oggetto di studio in questo elaborato.

La configurazione serie è stata introdotta da Hitachi per ridurre le dissipazioni di calore. Essendo che, come detto prima, i segnali musicali spendono la loro maggior parte del tempo a livelli bassi, si ha un *rapporto tra picco e livello medio* (peak-to-mean level ratio) elevato; fornendo quindi, in questi periodi di tempo, alimentazione dalla pista  $\pm V_1$  (quella a tensione minore) si ha una significativa riduzione della dissipazione di potenza.



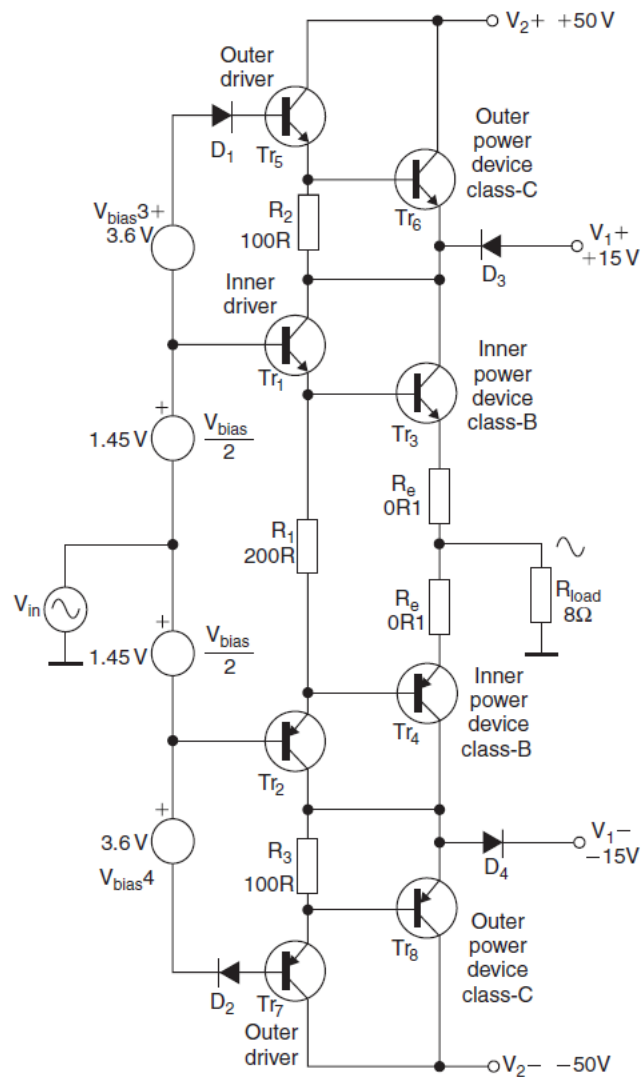


Figura 3.22: Stadio di uscita in classe G, configurazione serie. Tensioni e componenti sono tipici.

I transistor di potenza  $Tr_3$  e  $Tr_4$  operano in classe B e la loro temperatura deve essere tenuta sotto controllo per mantenere le condizioni di riposo;  $Tr_1$  e  $Tr_2$  fungono da driver, mentre  $R_1$  è la resistenza di emettitore condivisa da quest'ultimi. La potenza fornita dall'alimentazione a tensione minore passa attraverso i diodi  $D_3$  e  $D_4$ , detti anche *diodi di commutazione*, per enfatizzare il passaggio da una pista di alimentazione all'altra.

Il principio di funzionamento è il seguente: quando un segnale istantaneo positivo eccede la tensione  $+V_1$ , il diodo  $D_1$  conduce, i transistor  $Tr_5$  e  $Tr_6$  si accendono e il diodo  $D_3$  smette di condurre; in questo modo la totalità della corrente di uscita è fornita dalla pista di alimentazione a tensione  $+V_2$ , con la differenza di potenziale e quindi la dissipazione di potenza divisa tra i transistor  $Tr_5$  e  $Tr_6$ . Per segnali negativi, invece, si verifica l'esatto opposto, a meno di cambi di nomenclatura dei dispositivi in oggetto. In figura 3.23 è mostrato l'andamento della tensione di collettore dei transistor di uscita  $Tr_3$  e  $Tr_4$  e si può notare come essi si ritirano dal fornire alimentazione al carico quando

la tensione di uscita si avvicina al valore di alimentazione minore.

Lo stadio di uscita in classe G è soggetto ad avere una linearità peggiore rispetto ad uno in classe B e il motivo siede nella commutazione dei diodi, ma non solo. Inoltre, se si verificano problemi di commutazione, essi capitano solamente a potenze relativamente alte e quindi lontani dalla regione critica di crossover, in cui l'amplificatore spende la maggior parte del tempo.

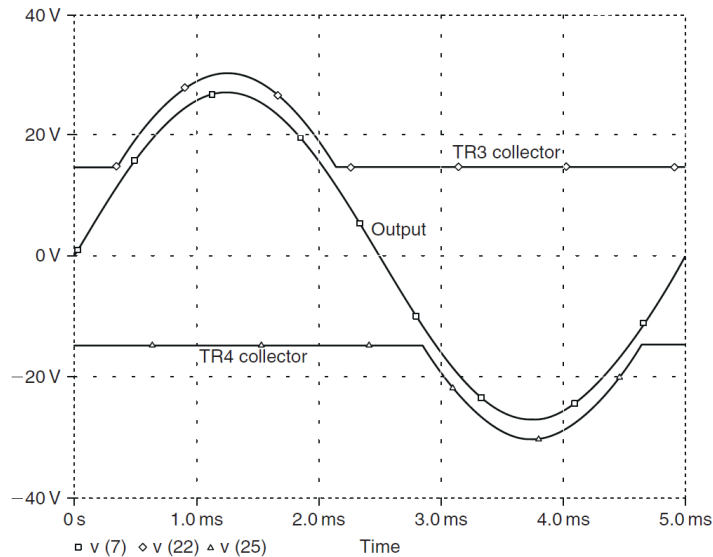


Figura 3.23: Forma d'onda di uno stadio di uscita in classe G e andamento della tensione di collettore dei transistor di uscita

Come si può notare, la tensione della pista di alimentazione è sempre qualche volt oltre la tensione in uscita e i transistor esterni fungono da semplici booster di tensione, progettati per accendersi appena prima che l'uscita presenti il clipping alla tensione di alimentazione minore.

### 3.6.2 Dissipazione di potenza

Per quanto riguarda le tensioni di alimentazione ottime ci sono opinioni diverse a seconda di chi progetta l'amplificatore. La risposta alla domanda è: dipende da diversi fattori. I più importanti sono:

- *tipologia di musica*: segnali audio molto compressi presentano range dinamici limitati e di conseguenza la differenza tra la potenza media e quella di picco è di soli pochi dB. Altri tipi di musica possono avere, invece, differenze comprese tra i 10dB e i 20dB, ma anche oltre;
- *livello di potenza attuale*: se, per esempio, un amplificatore da 500W lavora per tutta la durata del segnale ad una potenza bassa (meno di 200W in questo caso) in modo da consentire picchi molto elevati nel caso serva, il bilanciamento dei valori delle tensioni sarà molto diverso da un amplificatore che lavora per tutto il tempo vicino alla potenza massima;

- *scopo dell'amplificatore*: lo scopo di un amplificatore hi-fi è completamente diverso da quello che ha un amplificatore con applicazioni in campo di sistemi PA (Public Address) professionali. Dunque, le richieste sono diverse e per un amplificatore hi-fi si tende ad utilizzare valori di tensioni più bassi;
- *sistema altoparlante*: un amplificatore che pilota uno speaker con crossover passivi integrati con un'escursione del segnale massima, si comporta diversamente da un banco di altoparlanti alimentati da crossover elettronici.

La curva relativa alla dissipazione di potenza è mostrata in figura 3.24; come segnale di ingresso è stata scelta una rampa di tensione perché consente di visualizzare in modo chiaro la massima dissipazione che si ottiene, cosa che non risulta agevole con un segnale sinusoidale. Avendo reperito informazioni da fonti diverse, nella figura sottostante si fa riferimento ad uno stadio di uscita alimentato con tensioni duali con valori di  $\pm 35V$  e  $\pm 70V$ , ma l'andamento risulta il medesimo anche con valori di tensione differenti.

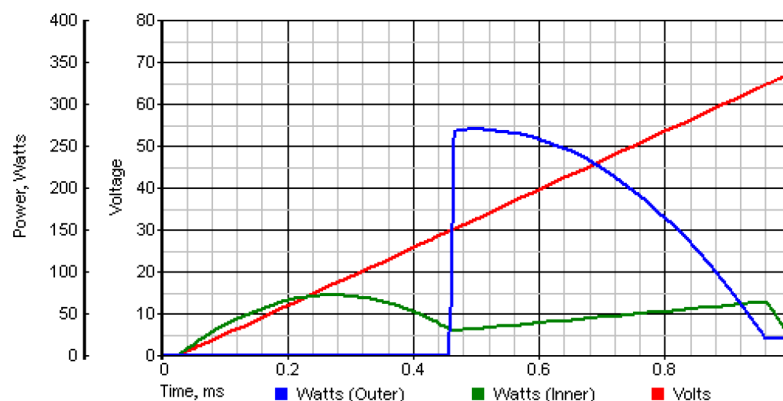


Figura 3.24: Dissipazione di potenza di uno stadio di uscita in classe G. Il segnale di ingresso è una rampa

Essendo la classe G un'evoluzione della classe B, si possono confrontare i grafici della dissipazione di potenza calcolando l'area al di sotto delle curve e determinando la potenza media; si ha che, con la classe G, la potenza media dissipata è minore rispetto alla classe B. Per ottenere la dissipazione di potenza più bassa dovrà essere scelto il valore della tensione minore pari al 70% di quella maggiore, ma solo in presenza di segnali continui ed a massima potenza. La realtà, però, è molto differente, in quanto gli amplificatori non rispettano la condizione appena descritta.

La configurazione in serie, rispetto a quella in parallelo (o shunt), richiede solamente che i transistor esterni siano in grado di rilevare quando deve avvenire lo switch da una pista di alimentazione all'altra; la selezione dei transistor che devono condurre, risulta, quindi, molto più semplice dato che è richiesta solamente una potenza elevata per rilevare il momento dello switch.

Data la derivazione dalla classe B, è interessante anche confrontare l'efficienza delle due tipologie di amplificatori; la figura 3.25 ne fa la rappresentazione.

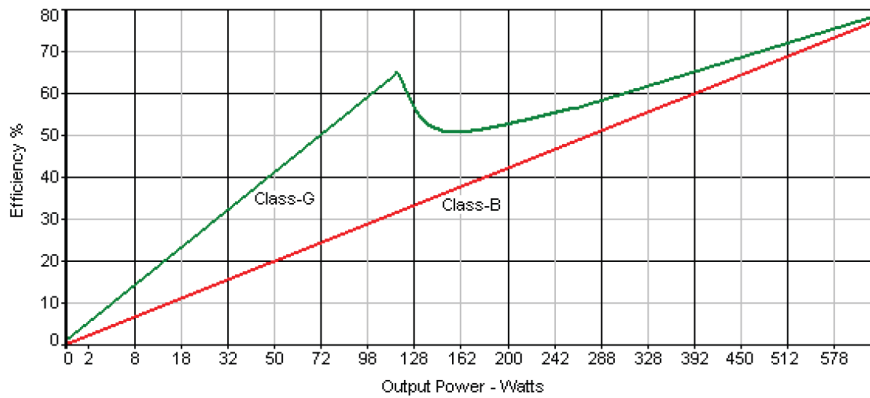


Figura 3.25: Efficienze della classe G e classe B a confronto. Dati raccolti con un segnale sinusoidale ed un carico resistivo di 4 ohm

Si può notare come la classe G abbia un'efficienza maggiore per tutto l'intervallo di tempo in cui gli amplificatori operano, ma entrambe tendono allo stesso valore quando la potenza tende al suo valore massimo. A causa dell'alternanza tra le piste di alimentazione, l'efficienza raggiunge inizialmente un picco e nel momento dello scambio diminuisce rapidamente per poi aumentare di nuovo.

### 3.6.3 Protezione

La classe G non richiede particolari tecniche di protezione da sovraccarico o cortocircuito; infatti, se sottoposto ad una delle due condizioni, solamente i transistor interni richiedono una circuiteria apposita, dato che i transistor esterni non tentano nemmeno di accendersi. Questo perché il segnale di uscita non può oscillare per più di qualche volt in un guasto a bassa resistenza. Quindi, solamente la protezione dei transistor interni è necessaria.

Dato che quest'ultimi lavorano con tensioni relativamente basse, è molto più semplice, rispetto ad un amplificatore in classe B a tensione elevata, fornire un'ottima protezione da sovraccarichi o cortocircuiti.

### 3.6.4 Requisiti di polarizzazione

La polarizzazione di uno stadio di uscita in classe G è più complessa di quella per la classe B. Con riferimento alla figura 3.22, si nota che sono necessari altri due generatori,  $V_{bias3}$  e  $V_{bias4}$ , per fare in modo che  $Tr_6$  si accenda prima che il collettore di  $Tr_3$  rimanga senza tensione. Questi generatori extra non presentano criticità significative, ma non devono avere una tensione troppo bassa né troppo alta. Se fosse troppo bassa i transistor esterni entrerebbero in conduzione troppo tardi, di conseguenza  $V_{CE3}$  diventerebbe troppo bassa e la capacità di  $Tr_3$  di fornire corrente sarebbe limitata.

Al contrario, se la tensione fosse troppo alta, i transistor esterni si accenderebbero troppo presto e la dissipazione di calore dei transistor interni diventerebbe molto più gran-

de di quanto è consentito per il corretto funzionamento dell'amplificatore. Avere una tensione più alta, comunque, è meno svantaggioso che avere una tensione più bassa.

Per fissare le tensioni necessarie vengono usati dei *diodi Zener*, con caratteristiche pari a quelle commerciali.

Nella configurazione originale Hitachi, i diodi Zener, erano posti in serie tra il percorso del segnale e i dispositivi interni in modo tale da impostare la polarizzazione di riposo dell'uscita; la presenza di questi diodi era, però, fonte di distorsione e scarsa linearità. Inoltre, la non costanza della tensione degli Zener, provocava dei cambiamenti in termini di condizioni di riposo.

### 3.6.5 Problematiche di linearità

Le difficoltà della commutazione tra le piste di alimentazione in uno stadio di uscita in classe G in configurazione serie implica, per forza di cose, l'introduzione di non linearità nella caratteristica di uscita. I diodi  $D_3$  e  $D_4$  devono essere in grado di sopportare grandi quantità di corrente ( $\geq 12A$ ) e, quindi, sono dispositivi di potenza; i diodi convenzionali che posso operare a tali correnti richiedono, per spegnersi, un periodo di tempo troppo lungo, a causa della carica immagazzinata. L'effetto che si ottiene è il seguente: l'aumento della tensione oltre il valore  $V_1$  al catodo di  $D_3$  causa l'immediato spegnimento del diodo, ma le cariche rimaste danno origine ad una, seppure breve, grande quantità di corrente inversa; quest'ultima è fornita dal transistor  $Tr_6$ , che, lavorando come un inseguitore di emettitore, cerca di mantenere la sua tensione di emettitore alla tensione corretta. Quando la corrente del diodo si esaurisce, il transistor  $Tr_6$  è ancora in piena conduzione e la corrente attraversa il collettore di  $Tr_3$  e a causa della bassa  $V_{CE3}$ , arriva al carico tramite la resistenza  $R_e$ .

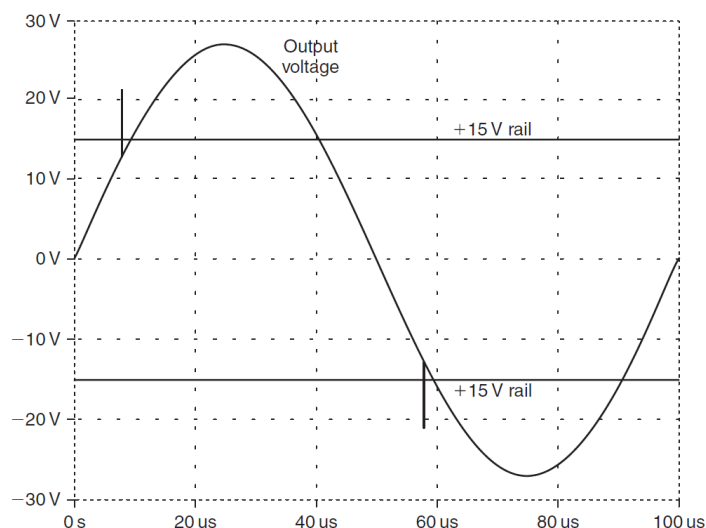


Figura 3.26: Picchi di tensione sul segnale di uscita dovuti alla carica immagazzinata nei diodi

Eliminare i picchi mostrati in figura 3.26 è possibile se si utilizzano dei *diodi Schottky*; la loro peculiarità è di essere dispositivi di potenza con una bassa tensione di

soglia ed un'elevata velocità di commutazione. Hanno, però, il problema di poter sopportare una bassa tensione inversa, ma che nell'utilizzo di un classe G è al massimo pari alla differenza tra  $V_2$  e  $V_1$ , che si verifica solamente quando l'amplificatore sta operando a bassa potenza.

### 3.6.6 Configurazioni alternative

Oltre alla configurazione in serie ne esistono altre, ma che sono meno utilizzate per la loro complessità. Una di queste è la *configurazione in parallelo* o *shunt*, nella quale i transistor esterni prendono il controllo quando quelli interni rimangono senza tensione; se ci sia un vantaggio o meno è spesso argomento di discussione, ma nella maggior parte dei casi la risposta è che dipende dal tipo di utilizzo che avrà l'amplificatore. Con questa configurazione si minimizza la resistenza termica tra il rivestimento esterno del transistor e il radiatore ad esso associato. Tale configurazione è, a detta di molti, la più complicata per progettare uno stadio di uscita in classe G, nonostante i produttori riescono a fare degli amplificatori davvero molto affidabili. La parte più complessa è la scelta dei componenti, in quanto per certi è davvero critica; basta solamente l'utilizzo di componente anche minimamente diverso da quello richiesto per introdurre oscillazioni parassite.

Un'altra configurazione possibile è quella che prevede l'utilizzo di un'alimentazione che commuta tensioni molto alte. Esse vengono accese e spente, invece di attivare l'alimentazione linearmente in modo da avere un margine di 2-3V sul segnale. Quando viene raggiunta la soglia viene effettuato lo switch dalla tensione più bassa a quella più alta in un unico passo. Al contrario, quando il segnale va al di sotto della tensione di soglia, viene effettuata la commutazione contraria. La dissipazione di potenza è lievemente ridotta rispetto ad una configurazione in serie, ma si presentano dei rumori durante la commutazione.

## 3.7 Classe H

La *classe H* ricopia in certi aspetti la classe G, ma la differenza sta nell'uso di condensatori di *bootstrap* in grado di aumentare la tensione, per brevi periodi, quando necessario. Essendo la differenza davvero minima è facile trovare indicato classe G al posto di classe H e viceversa, ma per non sbagliare basta verificare se sono presenti i condensatori sopracitati.

L'utilizzo di questi amplificatori è richiesto quando si ha una tensione di alimentazione limitata, ad esempio quella di una batteria di un'automobile, e sono richieste tensioni di alimentazione più alte in determinati momenti.

Avendo una tensione di alimentazione bassa è necessario inserire nello stadio di uscita componenti in grado di elevare la tensione e i condensatori di bootstrap, che ven-

gono caricati fino alla tensione di alimentazione, sono la soluzione; essi, infatti, quando è necessario fornire più potenza al carico, vengono collegati in serie alla fonte principale di alimentazione, in modo tale da aumentare la tensione totale e, quindi, fornire più potenza.

### 3.7.1 Principio di funzionamento

Uno stadio di uscita in classe H è composto da un amplificatore in classe B BTL (Bridge Tied Load) e da un circuito in grado di alzare la tensione di alimentazione. Dato che, come già detto nei capitoli precedenti, i segnali audio raggiungono picchi di tensione elevati solo per brevi periodi, la potenza dissipata è appena superiore rispetto ad un amplificatore che non prevede nel suo funzionamento l'aumento della tensione. Inoltre, è necessario anche un circuito in grado di ricaricare i condensatori.

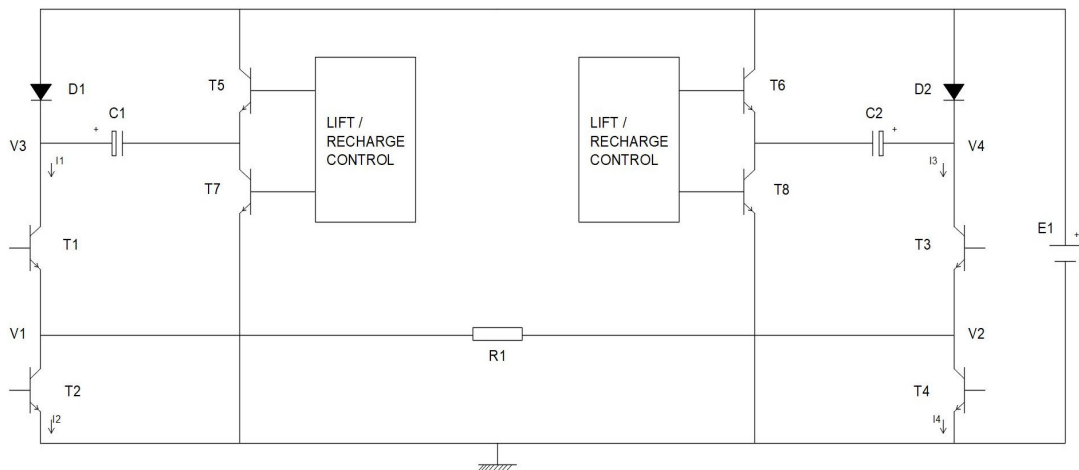


Figura 3.27: Stadio di uscita in classe H

I transistor  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$  sono di potenza e sono quelli di uscita relativi all'amplificatore BTL in classe B; la resistenza  $R_1$  è il carico. I condensatori  $C_1$  e  $C_2$  vengono ricaricati, rispettivamente, tramite i transistor  $T_7$  e  $T_8$  fino alla tensione

$$V_{C1max} = E_1 - V_{D1} - V_{CEsat7} \quad (3.28)$$

che è circa pari alla tensione  $E_1$  dell'alimentazione.

Con l'aumentare della tensione  $V_1$  ( $V_2$ ) il transistor  $T_1$  ( $T_3$ ) si avvicina alla sua zona di saturazione, il che è rilevato dal circuito di controllo; successivamente il transistor  $T_5$  ( $T_6$ ) inizia a condurre e il condensatore (carico) viene collegato tra il collettore di  $T_1$  ( $T_3$ ) e l'alimentazione. Le tensioni  $V_1$  e  $V_2$ , in questo modo, possono aumentare fino al doppio del valore di alimentazione. Sono necessari degli accorgimenti nei circuiti di con-

trollo in modo che  $T_5$  e  $T_7$  ( $T_6$  e  $T_8$ ) non conducano contemporaneamente per evitare cortocircuiti.

Date le condizioni di riposo delle tensioni  $V_1$  e  $V_2$ , cioè metà della tensione di alimentazione, si ha che esse possono aumentare fino al doppio di  $E_1$ , ma possono diminuire solo della metà di essa; ciò implica ad avere un'oscillazione della tensione che è asimmetrica rispetto a massa in entrambi gli amplificatori che compongono lo stadio di uscita. Se l'alimentazione di uno di una delle due metà del ponte aumenta, l'uscita dell'altra metà avrà un clipping a massa. Questo è fonte di distorsione, ma si può eliminare introducendo un circuito di retroazione in grado di misurare la tensione sul carico.

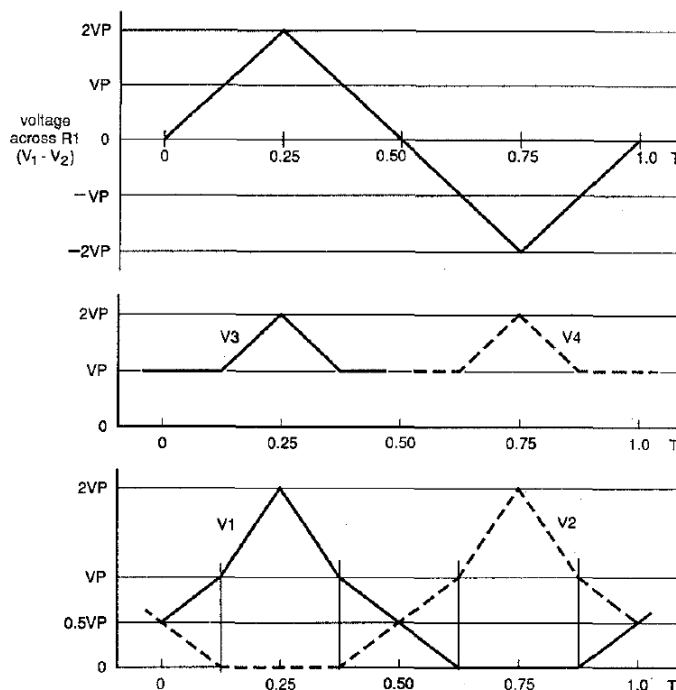


Figura 3.28: Forme d'onda di  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  e  $V_4$

Ipotizzando che l'amplificatore sia pilotato da un segnale con una distribuzione normale, come potrebbe essere un segnale rumoroso o uno musicale, risulta che la potenza media dissipata è bassa. Il beneficio che portano le caratteristiche di uno stadio di uscita in classe H è che possono essere utilizzati radiatori molto più piccoli di quelli usati in amplificatori di classe B o G e, quindi, si possono ridurre le dimensioni.

### 3.7.2 Caratteristiche principali

Le caratteristiche principali di questo tipo di amplificatore sono:

- ingressi differenziali per un elevato rapporto di reiezione di modo comune (CMRR);



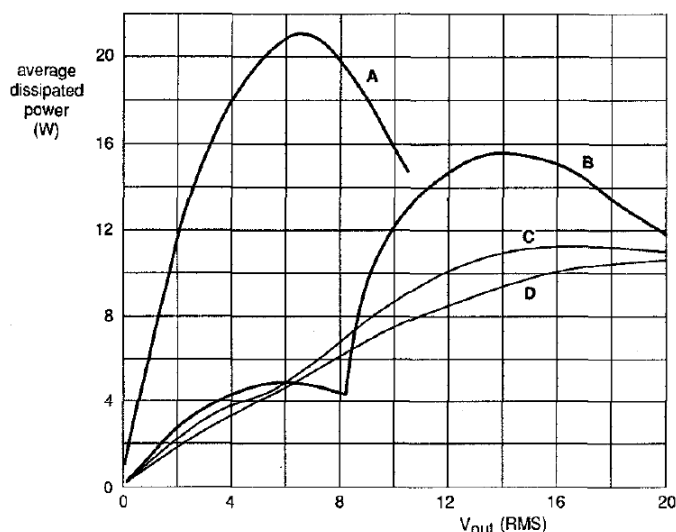


Figura 3.29: Dissipazione di potenza media in funzione del valore efficace della tensione di uscita. Curva A relativa ad uno stadio in classe B con segnale sinusoidale, 40W e carico da 2 ohm. Curva B relativa ad uno stadio in classe H, stesse caratteristiche ma carico da 8 ohm. Curva C è una gaussiana e la D un'esponenziale

- un sensore di impedenza di carico (LIS - Load Impedance Sensor) in grado di misurare il carico prima di fornire alimentazione all'amplificatore; se dovesse verificarsi un cortocircuito, il circuito rimarrebbe privo di alimentazione;
- i circuiti atti alla ricarica dei condensatori consistono in transistor di potenza ( $T_7$  e  $T_8$ ) pilotati da una sorgente di corrente controllata. I transistor, una volta completato il processo di carica, si spengono;
- è presente un sensore di temperatura che rileva la temperatura di tutto l'amplificatore e toglie l'alimentazione ai circuiti di innalzamento della tensione quando viene raggiunta una certa soglia (circa 120°).

### 3.8 Conclusioni

In conclusione, dopo le analisi effettuate, possiamo dire che, a seconda dell'utilizzo, la scelta può ricadere più su una tipologia di amplificatore che su un'altra. Per esempio, se si vuole una riproduzione fedele del segnale, si può optare per uno stadio di uscita in classe A, ma con la limitazione data dal rendimento massimo del 25% (grande quantità di calore da dissipare); quindi, per applicazioni che richiedono una bassa potenza ed oscillazioni del segnale poco ampie, la sua linearità e l'assenza di distorsioni lo rendono un amplificatore utile.

La classe B, rispetto alla A, utilizza due transistor per ridurre la potenza dissipata e ha un rendimento massimo più elevato, pari al 78.5%; di contro esso presenta in uscita un segnale distorto (distorsione di crossover) che è fonte di suoni poco piacevoli, il che lo rende un amplificatore non utilizzato per la riproduzione di segnali audio che richiedono

un'elevata fedeltà. Per eliminare o ridurre drasticamente la distorsione viene in aiuto la classe AB, che non è altro un'evoluzione della classe B. Il principio di funzionamento è lo stesso, ma con la differenza che i transistor non si spengono mai, riducendo in modo minimo l'efficienza ma significativamente la distorsione di crossover. In questo modo è possibile impiegare questo tipo di amplificatore in impianti che richiedono un certa qualità del segnale.

Uno step significativo in termini di efficienza è fatto con la classe D, che, grazie all'utilizzo del segnale PWM, porta il rendimento ad un valore teorico del 100%, ma che a lato pratico si aggira attorno al 94% (comunque molto elevato). Anche qui le criticità non mancano; se da un lato si ha una dissipazione di potenza praticamente nulla, dall'altro, con l'introduzione di un segnale PWM, viene meno la linearità e le distorsioni del segnale non sono trascurabili se si vuole un audio pulito. Queste ultime, inoltre, si accentuano ancora di più a causa dell'utilizzo di componenti induttivi e capacitivi. Perciò questo tipo di amplificatore è utile se si sta ricercando un'efficienza elevata a discapito di una qualità audio minore rispetto alle altre classi.

L'introduzione di distorsioni da parte della classe D ha portato all'evoluzione della classe B o AB. Le classi G e H, infatti, sfruttano la linearità dell'amplificatore per avere un segnale audio pulito (in combinazione ad altri componenti), ma con l'ausilio di tecniche di alimentazione differenti ne aumentano l'efficienza. La classe G utilizza più tensioni di alimentazione per ridurre la dissipazione di potenza e trova, per questo, impiego in impianti audio hi-fi, ma con lo svantaggio di un costo elevato. La classe H, invece, trova impiego in impianti audio con una tensione di alimentazione limitata (autoradio) e per ovviare a ciò impiega i condensatori di bootstrap che sopperiscono al problema quando richiesto. Anch'essa, comunque, presenta una dissipazione ridotta ed un rendimento notevole.

Date le poche informazioni reperibili, sia su fonti cartacee che digitali, in merito alla classe H, questo lavoro di tesi potrebbe essere sviluppato ed approfondito in futuro con la progettazione e lo sviluppo di un amplificatore di questo tipo per capirne meglio la realizzazione e il comportamento.

# Bibliografia

## Fonti cartacee

- [2] B. Cordell. *Designing Audio Power Amplifiers*. McGraw-Hill Education, 2010.
- [5] Richard C. Jaeger e Travis N. Blalock. *Microelectronic circuit design*. McGraw-Hill New York, 2011.
- [9] Adel S. Sedra e Kenneth C. Smith. *Microelectronic circuits seventh edition*. Oxford University Press, New York, 2015.
- [10] Douglas Self. *Audio power amplifier design handbook*. Routledge, 2012.

## Fonti online

- [1] P. Buitendijk. «40 W Integrated Car Radio Audio Amplifier». In: (1991), pp. 174–175. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/733146>.
- [3] R. Elliott. *Class-G/ Class-H Amplifiers*. 2021. URL: <https://sound-au.com/articles/class-g.htm>.
- [4] E. Gaalaas. «Class d audio amplifiers: What, why, and how». In: *Analog Dialogue* 40.6 (2006), pp. 1–7. URL: [https://www.pieraisa.it/forum\\_share/AMPLIFICATORI/class-d-audio-amplifiers.pdf](https://www.pieraisa.it/forum_share/AMPLIFICATORI/class-d-audio-amplifiers.pdf).
- [6] X. Jiang. «Fundamentals of audio class D amplifier design: A review of schemes and architectures». In: *IEEE Solid-State Circuits Magazine* 9.3 (2017), pp. 14–25. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8016476>.
- [7] C. Martin. *What is Class G/H Amplifiers?* 2012. URL: <https://www.psiaudio.swiss/faq-items/vivamus-ullamcorper-nim-sit-amet-consequat-laoreet-tortor-tortor-dictum-egestas-urna/>.
- [8] M. Meneghini. *Output stages: basic class A, B, AB amplifiers*. URL: [https://elearning.dei.unipd.it/pluginfile.php/755694/mod\\_resource/content/3/08%20output%20stages.pdf](https://elearning.dei.unipd.it/pluginfile.php/755694/mod_resource/content/3/08%20output%20stages.pdf).