



UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTA' DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN INGEGNERIA MECCATRONICA

AMPLIFICATORI DI POTENZA AD ALTA FEDELTA'

RELATORE: PROF. SIMONE BUSO

LAUREANDO: ANDREA FILOTTO

ANNO ACCADEMICO: 2011/2012

INDICE

1.	Caratteristiche generali degli amplificatori di potenza	pag.5
1.1	Introduzione agli amplificatori di potenza	pag.6
1.2	Architettura caratteristica degli amplificatori	pag.9
1.3	Tecnologie tipiche degli amplificatori di potenza	pag.14
1.4	Parametri fondamentali per la caratterizzazione degli amplificatori	pag.16
2.	Classi principali degli amplificatori	pag.21
2.1	Le classi degli amplificatori	pag.24
2.2	Classe A	pag.26
2.3	Classe B	pag.31
2.4	Classe AB	pag.36
2.5	Classe C	pag.38
2.6	Classe D	pag.41
2.7	Altre Classi	pag.46
	Conclusioni	pag.51
	Bibliografia	pag.53

CAPITOLO 1

CARATTERISTICHE GENERALI DEGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA

1.1 INTRODUZIONE AGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA

Il termine "amplificatore" è genericamente utilizzato per indicare un dispositivo il cui compito è quello di aumentare il livello del segnale al suo ingresso ad una data frequenza fino al livello desiderato. Gli amplificatori trovano applicazione in tutti i tipi di dispositivi elettronici destinati a realizzare un vario numero di funzioni. Ci sono molti tipi di amplificatori, ognuno con una specifica applicazione. Si parla di amplificatori a basso rumore (LNA - Low Noise Amplifier) quando è richiesta un'amplificazione mantenendo massimo il rapporto segnale rumore. In altri casi è semplicemente richiesto un considerevole aumento del livello del segnale (elevato guadagno) senza particolari specifiche sullo stesso; si parla quindi di amplificatori di guadagno (LGA - Linear Gain Amplifier). Nel caso degli amplificatori di potenza (PA - Power Amplifier), che sono quelli che andremo a trattare, è invece richiesto l'aumento della potenza del segnale al suo ingresso fino al livello desiderato. Il termine "amplificatore di potenza" non è tecnicamente corretto, infatti la potenza è qualcosa che non può essere amplificata, bensì tensione e corrente possono essere amplificate causando un conseguente aumento della potenza del segnale. Gli amplificatori di potenza vengono utilizzati quando l'impedenza di carico applicata ai terminali dall'amplificatore assorbe delle correnti relativamente elevate. Sono quindi usati per pilotare un carico come un altoparlante, un motore, ecc. Essi prendono un piccolo segnale e lo amplificano rendendolo abbastanza forte per guidare un carico, questo rispettando soprattutto le specifiche di linearità, efficienza e dimensioni. Essendo molteplici i requisiti e le specifiche che possono essere richiesti ad un amplificatore, diverse saranno le metodologie di progettazione, le tecniche di analisi e simulazione, le tecnologie impiegate e la loro implementazione pratica. Un'elevata efficienza di conversione e un elevato grado di linearità sono le due specifiche più importanti in un amplificatore di potenza. Esse prese singolarmente non rappresentano un problema di complicata soluzione. Infatti, a parità di potenza d'uscita richiesta all'amplificatore, per massimizzare la sua efficienza di conversione si può impiegare un dispositivo più piccolo (periferia di gate minore) e farlo lavorare in regime di grande segnale, cioè in commutazione (switching mode), sfruttando quindi il suo comportamento non lineare. Sempre a parità di potenza d'uscita, per minimizzare gli effetti di distorsione introdotti da un amplificatore, si può impiegare un dispositivo con periferia maggiore e farlo lavorare in condizioni pseudo lineari, condizione questa che porta però ad una maggiore dissipazione di potenza. Tuttavia è evidente che le due specifiche non possono essere soddisfatte assieme, ecco perché un amplificatore di potenza è quasi sempre un compromesso tra più aspetti in conflitto tra loro, come alta efficienza e bassa distorsione o elevata potenza d'uscita e piccole dimensioni. Un amplificatore di potenza può essere considerato un sistema non lineare operante in regime di grande segnale, che

introduce degli effetti non voluti sul segnale d'uscita, provocandone la distorsione rispetto al segnale d'ingresso. Di conseguenza è necessario disporre di metodi di analisi e metodologie di progetto prettamente non lineari. Ovviamente le tecniche di progetto da adottare sono fortemente dipendenti da aspetti quali: la frequenza di lavoro, la banda passante richiesta, la tecnologia a disposizione, il tipo di applicazione in cui verrà integrato l'amplificatore, il tipo di segnale che dovrà amplificare ecc.

É pertanto evidente che gli amplificatori di potenza possono essere progettati secondo svariate metodologie diverse, a seconda delle necessità e del campo di applicazione.

Nel nostro caso tratteremo gli amplificatori di potenza ad alta fedeltà, ossia amplificatori che cercano di ottenere un segnale di uscita il più fedele possibile a quello d'ingresso, cercando di ridurre al minimo la distorsione. Il campo di applicazione dove vengono maggiormente impiegati gli amplificatori di potenza ad alta fedeltà è quello della riproduzione audio. Il motivo è abbastanza intuitivo, in quanto è fondamentale che la riproduzione del suono avvenga con la più assoluta fedeltà, in maniera tale che le caratteristiche fisiche del suono originario siano conservate con elevata precisione nel suono riprodotto, per garantire un piacevole ascolto. Ed è per questo che la storia della riproduzione audio va di pari passo con la scoperta e la diffusione degli amplificatori.

La storia della riproduzione audio nasce infatti dai sistemi a valvole che costituirono i primi amplificatori. All'inizio del XX secolo negli Stati Uniti furono presentati alcuni modelli di due o tre stadi a triodo della De Forest con accoppiamento a trasformatore e alimentazione a batterie. Questi primi esemplari erano in grado di erogare una potenza inferiore a 1W. Ma fu tra gli anni '40 e '60 che venne dato un notevole impulso alla progettazione di sistemi audio ad alta fedeltà con la messa a punto di circuiti che sono ancora alla base delle realizzazioni contemporanee. Un tipico esempio del veloce progresso fu l'amplificatore monofonico della Olso, costituito da 4 tubi 6F6 in doppio push-pull a pseudo-triodo, in grado di erogare 5 W con una distorsione armonica totale compresa fra 0,08 e 0,4%. Un punto di svolta si ebbe con la scoperta dei transistor. A partire dagli anni '70 iniziarono ad arrivare sul mercato i primi prodotti basati su transistor a semiconduttori con i quali si potevano realizzare apparecchiature molto più economiche e destinate ad una diffusione commerciale assai più importante dei prodotti basati sulle valvole. Da allora, la progettazione di amplificatori per audiofrequenze che coinvolge l'utilizzo dei semiconduttori è rimasta essenzialmente invariata; apparentemente sembra dunque che tutto sia già stato inventato e che tutta la conoscenza possibile circa questo campo sia già stata raggiunta ed acquisita nella pienezza dei suoi limiti. Ciò invece è un grave errore: lo studio e la progettazione di un amplificatore infatti è il risultato dell'unione tra scienza e

soggettivismo, oltre a coinvolgere una grande quantità di variabili poco predicibili e misurabili nella realtà, pur avendone la piena consapevolezza dal punto di vista fisico e teorico. Alla luce di ciò, risultano a tutt'oggi in fase di studio, ad esempio, le varie migliorie che si possono apportare allo stadio di ingresso per migliorare la distorsione armonica; oppure la necessità di aumentare le performance dello stadio di amplificazione di tensione in fatto di stabilità e linearità mediante l'utilizzo di transistor ad elevato guadagno di corrente ("beta"); o ancora le varie configurazioni possibili degli stadi finali (o di uscita) per favorire la diminuzione della distorsione armonica (il cui azzeramento in natura è ancora impossibile), del fenomeno della distorsione di crossover, di quella dovuta allo switch-on e off dei transistor finali, e delle auto oscillazioni prodotte da accoppiamenti errati dei vari stadi. Oltre a questi problemi di natura tecnica, vi sono ancora discussioni aperte da decenni sulle prestazioni dei vari dispositivi utilizzati per l'amplificazione di segnale: un esempio tipico è la famosa diatriba sulla migliore qualità dei trasformatori ad effetto campo piuttosto che i transistori a giunzione bipolare; o ancora la convinzione da parte di molti che il suono emesso dalle storiche valvole a vuoto sia assolutamente irraggiungibile da ogni tipo di componente a stato solido. La maggior parte di queste accese dispute non ha ancora trovato un punto comune di accordo e forse non lo raggiungerà mai in quanto ogni dispositivo e configurazione presenta innumerevoli vantaggi e svantaggi tanto da rendere necessarie delle scelte obbligate di compromesso, anche in relazione all'utilizzo dell'apparecchio progettato.

1.2 ARCHITETTURA CARATTERISTICA DEGLI AMPLIFICATORI

Il transistor bipolare BJT, da quando è stato inventato nel 1947, è diventato il componente simbolo dell'elettronica moderna. Esso è rapidamente diventato parte di qualsiasi progetto elettronico compresa l'amplificazione, dove si è proposto come valido sostituto alle valvole. È opportuno analizzare brevemente come il transistor si comporta nell'amplificazione della tensione e della corrente all'interno di un circuito.

Innanzitutto è necessario premettere che sul comportamento statico e dinamico di un transistor influiscono tutti i componenti esterni ad esso collegati, i quali lo "forzano" ad operare in determinate condizioni (prestabilite) fissandone il cosiddetto "punto di lavoro", dal quale dipende essenzialmente la

regione di funzionamento nonché le prestazioni del dispositivo. Le variabili coinvolte nella caratterizzazione del punto di lavoro, e quindi del funzionamento, di un transistor sono:

V_{be} : tensione tra il terminale di base e quello di emettitore;

V_{ce} : tensione tra il terminale di collettore e quello di emettitore;

V_{cb} : tensione tra il terminale di collettore e quello di base;

I_b : corrente attraverso il terminale di base;

I_c : corrente attraverso il terminale di emettitore;

I_c : corrente attraverso il terminale di collettore.

Tra tutte le relazioni possibili con queste variabili, sono fondamentali quella che stabilisce la variazione della corrente di collettore I_c in funzione della tensione tra collettore ed emettitore V_{ce} applicata al transistor mantenendo la corrente di base costante I_b , e quella che descrive il fattore di amplificazione della corrente, indicato con la lettera greca β , e che rappresenta l'incremento della corrente di collettore in funzione dell'incremento di quella di base: $\beta = I_c / I_b$.

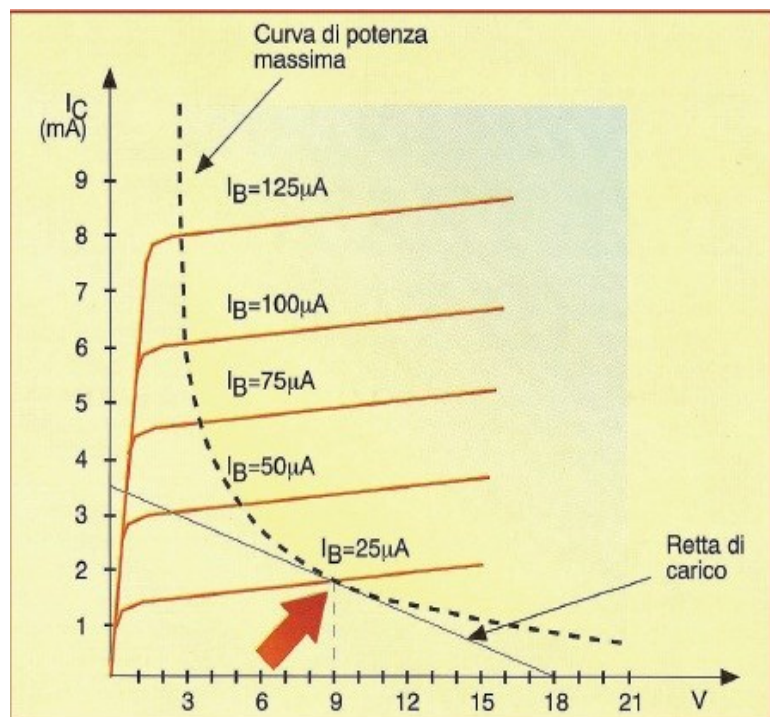


Figura 1 -Curve caratteristiche del transistor [2]

Un esempio di curve caratteristiche di un transistor è mostrato in figura 1 in cui è riportato l'andamento della corrente di collettore in funzione della tensione tra collettore ed emettitore. La curva tratteggiata, indicata come curva di potenza, delimita la regione di funzionamento del transistor. Quando si ha a che fare con segnali alternati (ad esempio un segnale audio), invece, è necessario tener conto che la zona di funzionamento interessata non è più costituita da un unico punto di lavoro, in quanto quest'ultimo si sposta attorno al punto di equilibrio (o di riposo) in proporzione al segnale alternato applicato esternamente (nella maggior parte dei casi al terminale di base del transistor). Pertanto sarà opportuno fare in modo che il dispositivo operi all'interno della sua zona di sicurezza anche nelle condizioni più sfavorevoli ed in presenza della tensione istantanea più critica. Fatto salvo ciò, il segnale di uscita risulterà la copia esatta, ingrandita secondo una determinata proporzione, di quello applicato all'ingresso, tuttavia sarà contaminato da una certa distorsione. Nell'analisi ai piccoli segnali (ovvero in regime dinamico), il transistor può funzionare secondo tre tipi di configurazione, in relazione a come vengono collegati i suoi terminali rispetto ai terminali d'ingresso e di uscita del segnale. Ognuna di queste configurazioni presenta particolari caratteristiche, favorevoli e sfavorevoli, a seconda dell'uso a cui sono destinate. In questo contesto è necessario specificare che ogni circuito possiede cinque ulteriori parametri fondamentali: l'impedenza d'ingresso e di uscita, il guadagno di tensione, il guadagno di corrente, il guadagno di potenza. L'impedenza d'ingresso viene definita come il rapporto tra la tensione e la corrente d'ingresso e, allo stesso modo, l'impedenza di uscita è il rapporto tra la tensione e la corrente di uscita. Questi due parametri sono molto importanti nell'interfacciamento tra i vari stadi di un circuito (solitamente un dispositivo elettronico non è costituito da un unico transistor bensì da una cascata di questi, opportunamente collegati, da cui il termine di multistadio) in quanto il trasferimento del segnale da uno stadio al successivo risulta massimo quando l'impedenza d'uscita dello stadio precedente e quella d'ingresso del successivo si equivalgono; più la differenza tra le due impedenze aumenta, più si "perde segnale" durante il trasferimento. I guadagni di tensione, corrente e potenza, invece, vengono definiti dal rapporto tra i valori delle rispettive variabili prelevate all'uscita e le stesse fornite all'ingresso.

La configurazione ad emettitore comune prevede la base come terminale d'ingresso e il collettore come terminale d'uscita: è quella maggiormente utilizzata nelle applicazioni più comuni, poiché presenta alti valori di guadagno di tensione e di corrente e, conseguentemente, il più alto valore di guadagno in potenza. La differenza tra le impedenze d'ingresso e di uscita, inoltre, non è troppo elevata, circostanza che facilita l'interconnessione di più stadi in cascata senza l'introduzione di reti adattatrici tra di essi. Un esempio tipico di applicazione dello stadio ad emettitore comune è costituito dai circuiti di amplificazione.

La configurazione a collettore comune impiega la base come ingresso e l'emettitore come uscita: presenta un'elevata impedenza d'ingresso ed una bassa impedenza d'uscita, fatto che ne suggerisce l'utilizzo tipico come adattatore di impedenza nei circuiti di trasferimento di segnale, passando sotto il nome di emitter-follower. Tale applicazione è riscontrabile negli stadi finali degli amplificatori audio di potenza per permettere l'accoppiamento dell'altoparlante, la cui impedenza è notoriamente bassa, al resto dell'amplificatore; in questo modo i valori delle impedenze viste all'ingresso e all'uscita di un emitter-follower grossomodo si equivalgono. Mediante questa configurazione, il circuito presenta un discreto guadagno di corrente, mentre il suo guadagno in tensione è inferiore all'unità, per cui anche il guadagno di potenza risulta essere piuttosto basso.

La configurazione a base comune, da ultimo, vede l'ingresso sull'emettitore e l'uscita sul collettore: essa presenta una bassa impedenza d'ingresso ed un'alta impedenza d'uscita; è dotata di un alto guadagno di tensione mentre quello in corrente è inferiore all'unità. Questo tipo di circuito è molto utilizzato per impieghi in alta frequenza, in cui è importante minimizzare le influenze negative di elevata temperatura, capacità parassite e correnti di fuga.

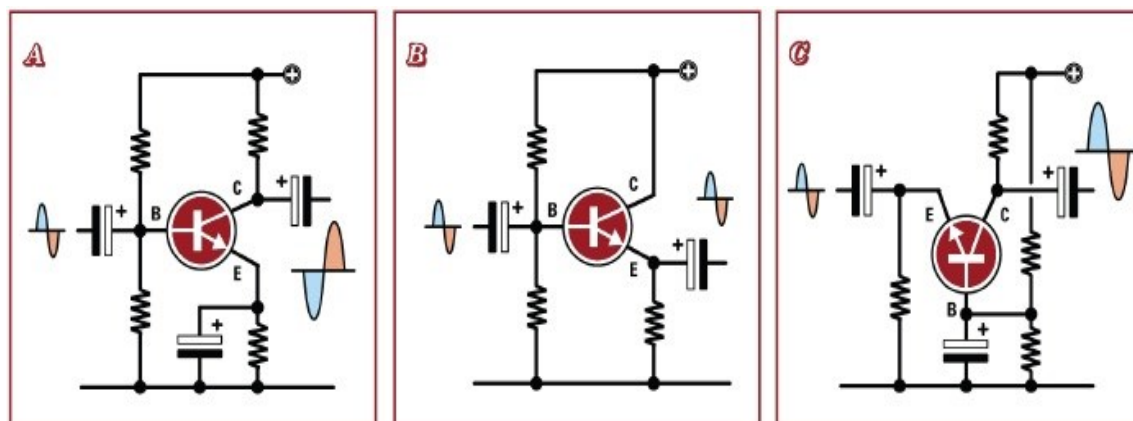


Figura 2 -Configurazioni tipiche di un transistor operante in regime dinamico. A) Emettitore Comune; B) Collettore Comune; C)Base Comune [2]

La maggior parte degli amplificatori a transistor, fin dai primi anni '60, presenta la tipica struttura a tre stadi evidenziata in figura 3, sebbene ognuno di essi possa poi variare nel dettaglio di ciascuno stadio. Nel corso degli anni sono state presentate anche configurazioni a due soli stadi (in realtà si tratta solo di unificare il secondo e terzo stadio), abbandonate in quanto le performance sono risultate piuttosto scadenti, e a quattro o più stadi (anche questi tipi di configurazione presentano delle problematiche relativamente complesse, quale la maggior difficoltà di accoppiamento e di compensazione tra gli stadi, la debole stabilità alle alte frequenze, gli errori dovuti allo sfasamento maggiore del segnale che deve attraversare un numero maggiore di componenti, oltre all'ovvio incremento della quantità e complessità della circuiteria interna). A fronte di queste considerazioni (dopo svariati studi nel corso degli anni), l'impiego dell'architettura a tre stadi si è imposto con decisione nella varietà più ampia degli

amplificatori ad alta fedeltà ad uso comune, offrendo, oltre alla riconosciuta ed indiscutibile praticità di implementazione, una migliore adattabilità alle esigenze di ogni progettista e un'ottima qualità tecnica che si manifesta soprattutto nell'estrema facilità di controllo (con semplici accorgimenti) dei fenomeni degenerativi del segnale dovuti alle più disparate cause. Analizzando più in dettaglio le caratteristiche dei singoli stadi si può evidenziare come il primo sia uno stadio differenziale a transconduttanza (ovvero predisposto ad amplificare la corrente mediante il pilotaggio in tensione). Esso riceve il segnale dalla sorgente e ne crea una replica la cui corrente di uscita risulta proporzionale a quella d'ingresso per poi inviarla all'ingresso del secondo stadio. Il tipico schema dello stadio di ingresso (Input Stage o semplicemente IS) mostra l'utilizzo dell'amplificatore differenziale, ossia due transistor per piccoli segnali a medio guadagno accoppiati simmetricamente. Il differenziale rappresenta una delle migliori forme di riduzione della distorsione che può essere realizzata mediante l'uso di pochi componenti discreti e che non abbisogna di particolari tarature per funzionare nel modo ottimale. Oltre alla considerevole funzione di mantenere pressoché stabile il segnale in uscita da inviare all'ingresso del secondo stadio, questa configurazione offre l'importante vantaggio di avere un secondo ingresso utile per applicare la retroazione negativa.

Il secondo stadio, detto amplificatore di tensione (dall'inglese Voltage Amplifier Stage o d'ora

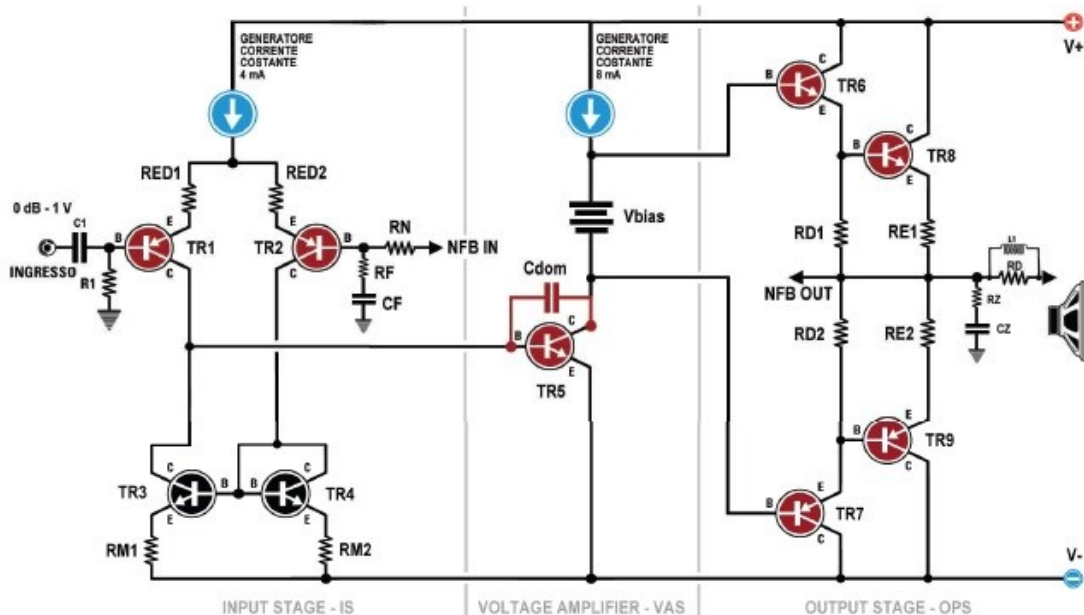


Figura 3 -Architettura a multistadio [2]

in avanti VAS, per brevità) rappresenta un amplificatore a transimpedenza, ovvero un amplificatore di tensione pilotato dal segnale in corrente (quello effettivamente prelevato dal differenziale dello stadio d'ingresso). Esso riceve dunque il segnale già amplificato in corrente e lo trasforma in un segnale ad alto livello di tensione. In questo stadio la scelta del tipo di

transistor, e conseguentemente delle sue caratteristiche di guadagno, è molto importante per il controllo della stabilità. Il controllo di quest'ultimo fattore, per la verità piuttosto critico in questo stadio, è operato dal condensatore di compensazione C_{dom} , detto compensatore di Miller, dal nome dell'ingegnere che ne studiò l'effetto.

Mentre il VAS è, come si vede in figura, un semplice amplificatore di tensione composto da un unico transistor in configurazione ad emettitore comune, il terzo stadio, detto stadio di uscita (oppure Output Stage – OPS), è un amplificatore di corrente a guadagno di tensione pressoché unitario (in realtà è poco meno dell'unità). Esso riceve semplicemente il segnale già amplificato in tensione dal VAS e lo conduce fino all'uscita dell'amplificatore alla quale è connesso il carico. In breve, il terzo stadio non è altro che un amplificatore a collettore comune (bidirezionale) che può essere configurato in svariati modi.

La funzione basilare dell'OPS è dunque, come intuibile, non tanto quella di fornire guadagni elevati di tensione, ma piuttosto di adattare l'uscita ad alta impedenza del VAS alla bassa impedenza del carico, per poterlo pilotare adeguatamente. Apparentemente il terzo stadio è quello preposto a svolgere il lavoro minore e più semplice dell'intero amplificatore, ma ciò è fondamentalmente falso; nello stadio di uscita infatti sono concentrati la maggior parte dei meccanismi di distorsione del segnale. Le distorsioni provocate dal primo e secondo stadio sono del tutto ininfluenti in raffronto a quelle presentate dallo stadio di uscita.

Una siffatta architettura presenta innumerevoli vantaggi dal punto di vista pratico: primo fra tutti, disponendo di stadi separati, ciascuno con un compito ben preciso, è estremamente semplice intervenire con modifiche e correzioni per rendere trascurabili gli effetti parassiti dovuti all'accoppiamento tra di essi. Questa architettura permette inoltre di isolare la singola funzione di ciascuno stadio e perciò di riuscire a controllare le prestazioni di una larga parte di parametri che caratterizzano l'intero dispositivo.

1.3 TECNOLOGIE TIPICHE DEGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA

All'inizio, gli amplificatori audio di potenza utilizzavano dispositivi chiamati tubi a vuoto. In principio il tubo a vuoto era l'unico modo per amplificare, sostituito poi dai transistor. Tuttavia gli amplificatori a tubi a vuoto (o valvolari) sopravvivono ancora oggi, con un seguito di "credenti" che li preferiscono alle tecnologie a semiconduttori. L'amplificatore valvolare si avvale di un sistema a valvole, componenti elettrici molto simili nell'aspetto a lampadine, un tempo molto diffuse, oggi soppiantate dalle nuove tecnologie. Tale sistema non è stato del tutto abbandonato in quanto sinonimo di qualità, oltre che di costi elevati. La valvola è composta principalmente da un anodo e un catodo e tra essi è collocata una griglia di controllo. All'interno di un bulbo di vetro l'anodo viene caricato positivamente, il catodo negativamente. La corrente che giunge alla valvola deriva da una fonte a corrente alternata che viene convertita in corrente continua. Il catodo riscaldato dalla corrente di polarizzazione emette elettroni per effetto termoionico. Il flusso di elettroni tra catodo e anodo viene modulato dalla griglia, la cui tensione rappresenta la variabile di controllo del dispositivo. La griglia funge da schermo tra il catodo e l'anodo e a seconda della sua tensione drena una parte variabile della corrente di catodo, permettendo di realizzare un amplificatore. Il componente a stato solido più simile come funzionamento alla valvola termoionica è il JFET. Le tensioni in gioco sono solitamente molto elevate, il che obbliga all'uso di trasformatori. In un amplificatore valvolare propriamente detto, che non sia dunque ibrido, vi sono due set di valvole : le valvole del finale, più grandi, e quelle del preamplificatore. Queste ultime si occupano di amplificare il segnale e di plasmare il timbro, le valvole del finale agiscono sulla potenza del segnale. Le valvole conferiscono al suono un timbro unico e inconfondibile. Ed è proprio questo "suono", percepito da molti ascoltatori come più caldo e piacevole, che permette agli amplificatori a valvole di essere usati ancor oggi.

Gli amplificatori a transistor hanno numerosi vantaggi pratici rispetto agli amplificatori valvolari: essi tendono ad essere più efficienti, più piccoli, più robusti (fisicamente), non necessitano di un trasformatore di uscita audio, e i transistor non richiedono la sostituzione periodica. Gli amplificatori a valvole oltre a non essere molto efficienti e a generare molto calore, necessitano anche di un trasformatore di uscita audio (questo perché hanno un'impedenza di uscita troppo alta che non può interfacciarsi correttamente con la bassa impedenza di un altoparlante). Trasformatori audio di uscita di alta qualità sono difficili da progettare, e tendono ad essere grandi, pesanti e costosi. Gli aspetti positivi degli amplificatori a valvole sono innanzitutto il suono "caldo", dovuto alla distorsione armonica. I tubi a vuoto producono, a differenza dei transistor, armoniche di ordine pari, il che causa un timbro particolare. I tubi poi sono in grado di sopportare degli abusi elettrici che lascerebbero anche il transistor più robusto

completamente bruciato. Un buon amplificatore valvolare ha anche una larghezza di banda molto ampia.

Gli amplificatori di potenza a transistor possono utilizzare o transistor bipolari BJT o transistor ad effetto campo MOSFET. Anche in questo caso ci sono opinioni contrastanti su quale sia la tecnologia migliore, i due tipi di transistor possiedono caratteristiche diverse, vantaggiose sotto alcuni aspetti e svantaggiose per altri. Una prima caratteristica dei FET è che presentano una frequenza di commutazione e uno slew-rate molto elevati, maggiori rispetto ai BJT. Questo fatto in ambito della riproduzione audio permette di creare un suono più vivace e consente all'amplificatore di riprodurre senza problemi transitori in musica. Un altro vantaggio dei FET è il coefficiente di temperatura negativo. Ciò comporta che più il transistor si riscalda, meno facilmente conduce. Questo è considerato una difesa automatica che impedisce la deriva termica. Al contrario i BJT hanno un coefficiente di temperatura positivo. Più caldo diventa il transistor, più facilmente conduce. Ciò può provocare la deriva termica, e, se il circuito di protezione è inadeguato, può portare anche alla distruzione del transistor. I FET presentano comunque alcuni svantaggi rispetto ai BJT:

- ✓ Guadagno - FET non hanno l'alto guadagno dei transistor bipolari;
- ✓ Risposta in frequenza - in genere la risposta ad alta frequenza dei BJT è migliore;
- ✓ Danni statici - i FET sono suscettibili ai danni causati dalle scariche elettrostatiche. La tensione e la corrente necessaria per distruggere un dispositivo sono generalmente al di sotto della soglia di sensibilità per l'uomo;

In ogni caso i FET sotto altri aspetti sono molto più vantaggiosi dei BJT. Hanno un campo di linearità intrinseca molto maggiore di quello di un bipolare. Essi sono operativi ben al di sotto della loro capacità nominale sia in tensione e corrente, questo gli permette di essere utilizzati con dissipatori molto più piccoli rispetto agli amplificatori BJT tradizionali. Il FET è poi estremamente versatile, soprattutto quando sono necessarie impedenze elevate. Sono inoltre più sensibili dei transistor bipolari durante il riscaldamento, e non si riscontrano problemi di instabilità termica. Per amplificatori con potenza molto elevata poi, i FET, non hanno eguali, e sono anche molto veloci, capaci di prestazioni generalmente superiori a quelle dei transistor bipolari.

1.4 PARAMETRI FONDAMENTALI PER LA CARATTERIZZAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI

Rumore

Tutto ciò che non è suono, è rumore. Questa definizione vuole indicare che esistono in natura innumerevoli cause che degradano involontariamente la purezza del suono da riprodurre, e nei sistemi di amplificazione ciò non è affatto irrilevante. Se si ascolta un amplificatore collegato con un altoparlante si può sentire chiaramente un sibilo. Questo più o meno rappresenta la soglia di rumore dell'amplificatore. Generalmente più potente è l'amplificatore, più il rumore sarà elevato. Esso tuttavia è relativamente costante, il che significa che non aumenta con l'aumentare del segnale di uscita. Nella riproduzione musicale il rumore di fondo è quindi praticamente sempre lo stesso, il che significa che a basso volume sarà proporzionalmente più grande, mentre a volume maggiore è proporzionalmente più piccolo e viene quindi mascherato. Tutti i circuiti elettrici generano una certa quantità di rumore. L'amplificatore migliore non è quello che presenta l'assenza di rumore (non è fisicamente possibile) ma quello che è in grado di confinarlo al di sotto dei limiti di udibilità umani e perciò accettabile. Il rumore proviene da diverse fonti, alcune delle quali è generata dal movimento di elettroni nel sistema e non può essere eliminato (a meno di raffreddare le apparecchiature allo zero assoluto). Talvolta può essere applicato un dispositivo chiamato noise gate. Esso è essenzialmente un "silenziatore", che, collegato appena prima dell'amplificatore di potenza, taglia le componenti di rumore a monte.

Distorsione

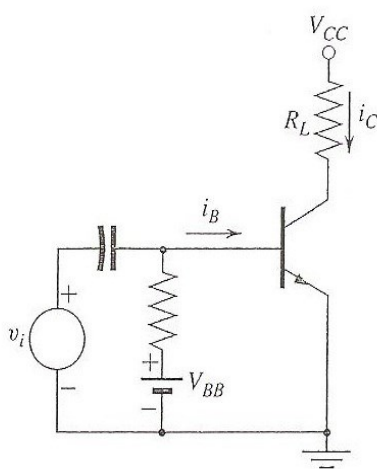


Figura 4 - Amplificatore a transistor [1]

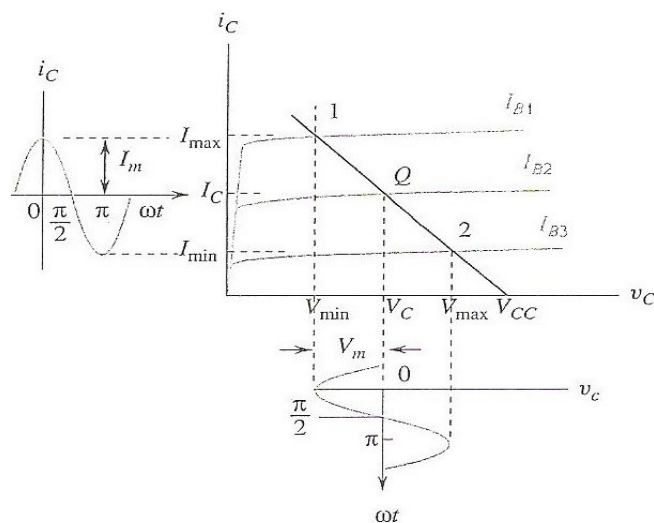


Figura 5 - Caratteristica d'uscita amplificatore [1]

Tutti gli amplificatori alterano i segnali di ingresso, generalmente in due modi: li fanno più forti (amplificano), e aggiungono caratteristiche che non esistono nel segnale originale. Queste caratteristiche indesiderate ammassate insieme vengono chiamate distorsione. Il rumore può essere considerato un tipo di distorsione. Le distorsioni sono dovute alla non linearità che caratterizzano gli amplificatori. Nell'analisi degli amplificatori di potenza la non linearità deve essere presa in considerazione, a differenza che in altri amplificatori. Difatti se applicati piccoli segnali, indipendentemente dalla caratteristica di trasferimento, essi hanno escursioni sufficientemente piccole attorno al punto di riposo, e può essere trattato analiticamente in modo lineare. L'amplificatore di potenza per sua natura deve generare un segnale di uscita di grande ampiezza, per cui si deve prendere in considerazione tutta la sua caratteristica di ampiezza, sia essa lineare o no.

Consideriamo ora un amplificatore a transistor (figura 4) che fornisce potenza a un carico puramente resistivo R_L . Si ha che i_c rappresenta la corrente totale istantanea di collettore e i_c indica la variazione istantanea della corrente di collettore dal valore di riposo I_C . La stessa notazione è applicata alle correnti di base. La caratteristica d'uscita è rappresentata dalla figura 5.

Distorsione armonica: Per valutare la grandezza di questa distorsione, si assume che la caratteristica dinamica rispetto al punto di riposo Q sia rappresentata da una parabola piuttosto che da una linea retta. Così invece di mettere in relazione la corrente di ingresso i_b tramite l'equazione $i_c = G i_b$ tipica di un circuito lineare, si assumerà che la relazione tra i_c e i_b sia espressa più accuratamente come

$$i_c = G_1 i_b + G_2 i_b^2$$

dove i valori G_1 e G_2 sono costanti. In realtà, questi due termini sono i primi in sviluppo in serie di potenze della funzione che rappresenta la dipendenza di i_c da i_b .

Se la forma d'onda dell'ingresso è sinusoidale, sostituendo nell'espressione si ha

$$i_c = G_1 I_{bm} \cos \omega t + G_2 I_{bm}^2 \cos^2 \omega t$$

Poichè $\cos^2 \omega t = (1 + \cos 2\omega t)/2$, l'espressione della corrente istantanea totale i_c si riduce alla forma

$$i_c = I_C + i_c = I_C + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t$$

dove i valori B_i sono costanti che dipendono dai valori G_1 e G_2 . Questa equazione dimostra che l'applicazione di un segnale sinusoidale a un componente con caratteristica parabolica dà origine a una corrente d'uscita che contiene, oltre al termine alla stessa frequenza dell'ingresso, un termine di seconda armonica e pure una corrente costante. Questo termine costante B_0 si somma al valore di riposo iniziale I_C dando luogo ad una componente continua complessiva $I_C + B_0$. Distorsioni non lineari paraboliche introducono nell'uscita una componente la cui frequenza è doppia di quella dell'eccitazione sinusoidale dell'ingresso. Le ampiezze B_0 , B_1 , e B_2 per una

data resistenza di carico i possono ricavare rapidamente dalle caratteristiche statiche. Dalla figura si osserva che

$$\text{Per } \omega t = 0; \quad i_C = I_{\max}$$

$$\text{Per } \omega t = \frac{\pi}{2}; \quad i_C = I_C$$

$$\text{Per } \omega t = \pi: \quad i_C = I_{\min}$$

Sostituendo questi valori risulta

$$I_{\max} = I_C + B_0 + B_1 + B_2$$

$$I_C = I_C + B_0 - B_2$$

$$I_{\min} = I_C + B_0 - B_1 + B_2$$

L'insieme di queste tre equazioni determina tre incognite B_0 , B_1 e B_2 . Si ricava

$$B_0 = B_2$$

$$B_1 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2}$$

$$B_2 = B_0 = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2I_C}{4}$$

La distorsione di seconda armonica D_2 è definita come

$$D_2 \equiv \frac{|B_2|}{|B_1|}$$

Per trovare la distorsione in forma percentuale è sufficiente moltiplicare questo valore per 100.

Le quantità I_{\max} , I_{\min} e I_C che compaiono in queste equazioni possono essere ricavate direttamente dalle caratteristiche del transistor e dalla retta di carico.

Generazione di armoniche di ordine superiore: L'analisi precedente assume che le caratteristiche dinamiche abbiano andamento parabolico. Questa approssimazione è valida solo per gli amplificatori in cui l'ampiezza d'uscita non sia eccessiva. Invece, in un amplificatore di potenza soggetto a grandi variazioni di segnali è necessario esprimere la caratteristica dinamica di trasferimento rispetto al punto Q con una serie di potenze di tipo

$$i_c = G_1 i_b + G_2 i_b^2 + G_3 i_b^3 + G_4 i_b^4 + \dots$$

Assumendo che l'ingresso abbia nel tempo un semplice andamento cosinusoidale, la corrente di uscita sarà data

$$i_c = I_C + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t + \dots$$

Questa equazione è stata ricavata eseguendo le opportune trasformazioni goniometriche. Si noti che ora sono presenti armoniche del terzo ordine e di ordine superiore. La distorsione armonica è definita come

$$D_2 \equiv \frac{|B_2|}{|B_1|} \quad D_3 \equiv \frac{|B_3|}{|B_1|} \quad D_4 \equiv \frac{|B_4|}{|B_1|}$$

dove D_s ($s=2,3,4,\dots$) rappresenta la distorsione dovuta all'armonica di ordine s .

Potenza di uscita: Se la distorsione non è trascurabile, la potenza sviluppata alla frequenza fondamentale vale

$$P_1 = \frac{B_1^2 R_L}{2}$$

mentre la potenza totale di uscita è

$$P = (B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 + \dots) \frac{R_L}{2} = (1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots) P_1$$

ovvero

$$P = (1 + D^2) P_1$$

dove la distorsione armonica totale D, o fattore di distorsione, è definita come

$$D \equiv \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots}$$

Se la distorsione è pari al 10% della fondamentale si ha

$$P = [1 + (0.1)^2] P_1 = 1.01 P_1$$

Quindi, con una distorsione del 10% la potenza totale di uscita è solo dell'1% maggiore della potenza associata alla fondamentale. Perciò, usando nel calcolo della potenza di uscita solo il termine fondamentale P_1 , si commette un errore molto piccolo. Incidentalmente è bene notare che la distorsione armonica non è necessariamente un indice del fastidio provato nell'ascolto di musica. In genere la stessa quantità di distorsione risulta più irritante quanto più è alto l'ordine delle armoniche a esse dovute.

Nel caso di altoparlanti, in campo audio cioè, la conseguenza derivante dalla distorsione armonica è un peggioramento delle qualità del suono prodotto. Nei motori invece l'insorgenza di armoniche causa la generazione di correnti indotte (correnti di Foucault) nei nuclei ferromagnetici. Queste correnti hanno un'intensità che è proporzionale al quadrato della frequenza e provocano un riscaldamento del nucleo stesso.

Rendimento

Un parametro particolarmente significativo di un amplificatore di potenza è il rapporto fra la potenza utile fornita al carico e quella assorbita dall'alimentazione, che prende il nome di rendimento di conversione o efficienza teorica

$$\eta = \frac{\text{Potenza sul carico}}{\text{Potenza assorbita}} \times 100\%$$

ed è di primaria importanza in sistemi a limitata disponibilità di energia, quali sistemi su satellite o sistemi portatili alimentati a batteria. Il rendimento è funzione dell'ampiezza del segnale sul carico quindi, per ciascuna configurazione dell'amplificatore, ha significato valutare il rendimento massimo η_{\max} . In generale gli amplificatori audio non sono particolarmente

efficienti, essi hanno grandi perdite di potenza soprattutto nello stadio d'uscita dell'amplificatore. Tuttavia il rendimento è una specifica di progetto importante, dato che le grandi quantità di potenza trattate. Un alto rendimento significa anche meno energia dissipata sotto forma di calore, il che comporta dissipatori di calore più piccoli, meno peso e più output per un dato input. Pertanto è preferibile avere una impedenza d'uscita più piccola possibile (idealmente zero, ma questo non viene mai raggiunto), per limitare la dissipazione di potenza. Questo però limita il trasferimento di potenza al carico. Infatti la teoria del massimo trasferimento di potenza afferma che la massima potenza viene trasferita all'uscita quando l'impedenza di carico è uguale all'impedenza della sorgente. Tuttavia gli amplificatori ad alta fedeltà non fanno parte di quei dispositivi in cui è fondamentale il massimo trasferimento di potenza. È preferibile dunque una bassa impedenza d'uscita, il che garantisce rendimento migliore e un migliore fattore di smorzamento. Il fattore di smorzamento (Damping Factor) è il rapporto tra impedenza di ingresso e impedenza di uscita

$$DF = \frac{R_{load}}{R_{out}}$$

Un fattore di smorzamento elevato (un valore tipico si aggira attorno a 100) consente un maggiore controllo dell'amplificatore sull'altoparlante.

Cifra di merito

Un altro parametro molto importante, nel progetto di un amplificatore di potenza, è il rapporto fra la potenza massima fornita al carico e la potenza massima dissipata da ciascun elemento attivo, definito cifra di merito

$$F_m = \frac{\text{Potenza massima dissipata da ciascun elemento attivo}}{\text{Potenza massima fornita al carico}}$$

Potenza di uscita

La potenza d'uscita è un dato dipendente da diversi fattori. La potenza di un amplificatore va innanzitutto commisurata al carico di uscita, ovvero all'impedenza dell'altoparlante utilizzato per la riproduzione del segnale. Fissata questa variabile (che solitamente spazia dagli 8Ω ai 2Ω, anche se ciò non costituisce una regola precisa), è opportuno ricordare che esiste una notevole differenza tra la potenza p/p (picco picco), la potenza musicale e la potenza RMS. Solitamente, per il calcolo della potenza p/p si utilizza il valore di tensione all'uscita dell'amplificatore misurato come differenza tra le due creste dell'onda di segnale positiva e negativa; per il calcolo

della potenza musicale ci si riferisce al valore massimo di tensione raggiunto da una sola semionda del segnale prelevato al terminale di uscita; mentre per il valore RMS (root mean square) si utilizza il valore efficace di tensione del segnale di uscita. Ecco che sulla base di queste semplici considerazioni è possibile notare che il valore di potenza RMS corrisponde, a parità di carico (si supponga 8Ω ad esempio), a $1/8$ della potenza p/p dello stesso amplificatore; allo stesso modo, il valore della potenza musicale corrisponde ad $1/4$ della potenza p/p dichiarata.

Slew Rate

Fattore che indica la velocità massima in cui un amplificatore può variare la sua tensione di uscita in condizioni di grandi segnali. In pratica lo slew rate rappresenta la capacità di un amplificatore di rispondere ai transitori ad alto livello di tensione costituiti dalle escursioni del segnale attorno allo zero. Esso si esprime in volt per microsecondo ed è dipendente dalla frequenza del segnale a cui è misurato.

CAPITOLO 2

CLASSI PRINCIPALI DEGLI AMPLIFICATORI

2.1 LE CLASSI DEGLI AMPLIFICATORI

Gli amplificatori di potenza sono classificati in varie classi di funzionamento, le quali vengono denominate secondo le lettere dell'alfabeto (classe A, classe B, classe AB, ...). Questa classificazione viene effettuata in base alle configurazioni dello stadio di uscita dell'amplificatore e alla polarizzazione effettuata che ne determina le modalità di funzionamento. Come vedremo il punto di lavoro si sposta nella transcaratteristica a seconda delle modalità progettuali adottate, determinando caratteristiche di funzionamento differenti. Alcune classi avranno un comportamento lineare ed una alta efficienza, altre saranno caratterizzate da un'alta efficienza ma operando in zona non lineare.

Possiamo effettuare un'ulteriore classificazione delle classi degli amplificatori, dividendoli in amplificatori "analogici" e "digitali".

Gli amplificatori "analogici" sono quelli che processano un segnale di ingresso analogico. Un segnale analogico è un segnale ad onda continua, a differenza di un segnale digitale che è un segnale analogico convertito in una sequenza di numeri. Le classi "analogiche" sono la classe A, B, AB e C. Un amplificatore cosiddetto analogico ha un alimentatore che utilizza in genere un grande trasformatore di alimentazione, un circuito raddrizzatore e condensatori di grandi dimensioni. Questi tre dispositivi fondamentali convertono la tensione alternata di alimentazione a una tensione più bassa (più adatta per le esigenze interne), convertendola da alternata a continua, la filtrano e immagazzinano energia. Questi tipi di alimentatori sono in uso da molti anni, sono relativamente semplici e affidabili. Lo svantaggio è che il trasformatore di alimentazione è di solito di grandi dimensioni e piuttosto pesante (il nucleo del trasformatore utilizza una notevole quantità di ferro), ed i condensatori (un minimo di due sono normalmente utilizzati) possono anche essere grandi e ingombranti.

Gli amplificatori "digitali" hanno un funzionamento differente rispetto a quello degli amplificatori "analogici", tuttavia il termine "digitale" non è tecnicamente corretto. Infatti non c'è davvero nulla di simile ad un amplificatore "digitale", anche se il mercato tende a volte a promuovere alcuni amplificatori come "digitali". Quando il termine digitale è associato ad un amplificatore di potenza, è spesso perché il fornitore fa riferimento alla progettazione del sistema di alimentazione o alla progettazione dello stadio di uscita. Alcuni amplificatori utilizzano alimentatori che sono di tipo a commutazione (switching). Il termine "digitale" si riferisce quindi alle classi che usano un'alimentazione switching, in particolare la classe D, che è quella più diffusa, ma anche classi meno note come la classe E, F, G, H, S. Gli alimentatori switching usano trasformatori e condensatori di dimensioni molto minori rispetto agli amplificatori tradizionali, e sono quindi notevolmente più piccoli e più leggeri di un equivalente alimentatore di potenza analogico. I concetti alla base degli alimentatori a commutazione sono

noti da molti anni. Tuttavia, fino a poco tempo fa i componenti necessari per essi non potevano essere prodotti a un costo abbastanza accessibile ai consumatori. I recenti progressi nella tecnologia dei transistor hanno fatto sì che oggi questi dispositivi abbiano un costo che ne permetta la diffusione. In ogni caso gli alimentatori switching sono molto più complicati rispetto alle loro controparti analogiche. Così, i vantaggi di leggerezza e dimensioni ridotte vanno a scapito di un maggiore numero di componenti (che alla fine si potrebbe tradurre in una minore affidabilità se le parti sono di qualità inferiore). Inoltre gli alimentatori a commutazione sono difficili da riparare e tendono a generare molto più rumore rispetto agli alimentatori lineari. Non si può dire quale sia la tipologia di amplificatori migliore, come vedremo ogni classe presenta dei vantaggi e degli svantaggi che la rende preferibile o meno ad altre a seconda della necessità e del campo di applicazione.

2.1 CLASSE A

Si dice che un amplificatore opera in classe A quando la corrente scorre continuamente in tutti i dispositivi di uscita all'interno del relativo stadio, evitando in questo caso che ognuno di loro si possa spegnere alternativamente in qualche modo per effetto di una inversione di tensione dovuta alla forma d'onda del segnale da amplificare. In linea di principio, per far sì che ciò avvenga, è necessario

polarizzare i transistor di uscita in modo che il loro punto di lavoro si trovi esattamente alla metà della tensione di alimentazione (figura 6); in tal modo si favoriranno le escursioni di segnale sia in positivo che in negativo (figura 7). Essa viene normalmente utilizzata per amplificare un segnale con una bassissima

distorsione, con lo svantaggio però di avere uno o più transistor che assorbono sempre la medesima corrente sia in assenza di segnale che alla sua massima potenza, con una conseguente notevole dissipazione di calore. Ciò, oltre a limitarne il rendimento effettivo, rende necessario un adeguato raffreddamento, con dissipatori e ventilatori. Per questo motivo la classe A non permette di ottenere

in uscita da uno stadio finale delle potenze elevate. Tuttavia l'amplificatore di classe A è il più semplice da costruire e il segnale di uscita è la replica perfetta di quello in ingresso. Infatti la semplicità costruttiva e il funzionamento in zona lineare, fa sì che l'amplificatore sia caratterizzato da una bassissima distorsione. Questa classe è inoltre molto usata anche per la sua bassa impedenza d'uscita.

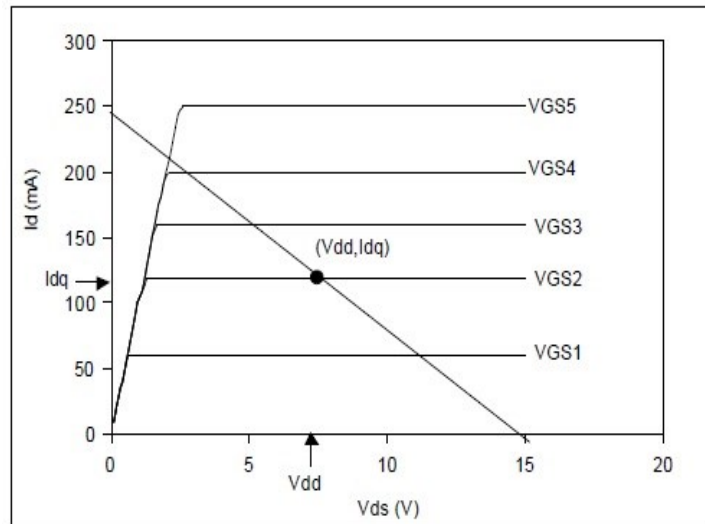


Figura 6 - Caratteristica tipica di uscita amplificatore classe A [3]

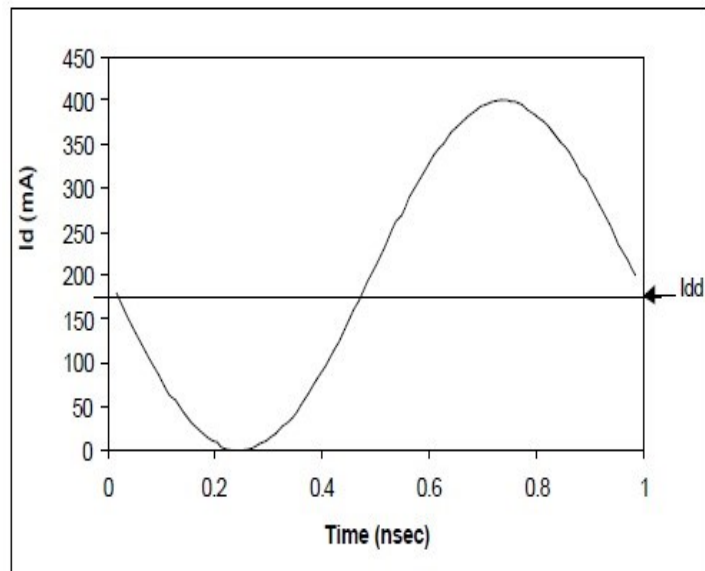


Figura 7 - Forma d'onda corrente d'uscita [3]

La classe A essendo altamente antieconomica dal punto di vista energetico ha un utilizzo limitato nelle applicazioni ad elevata potenza, tuttavia costituisce una classe di fascia elevata per le applicazioni audio ad alta fedeltà, risultando molto amata dagli audiofili per la sua bassa distorsione.

Rendimento e cifra di merito

Calcoliamo ora il rendimento di un amplificatore di classe A, analizzando la seguente configurazione tipica rappresentata in figura 8.

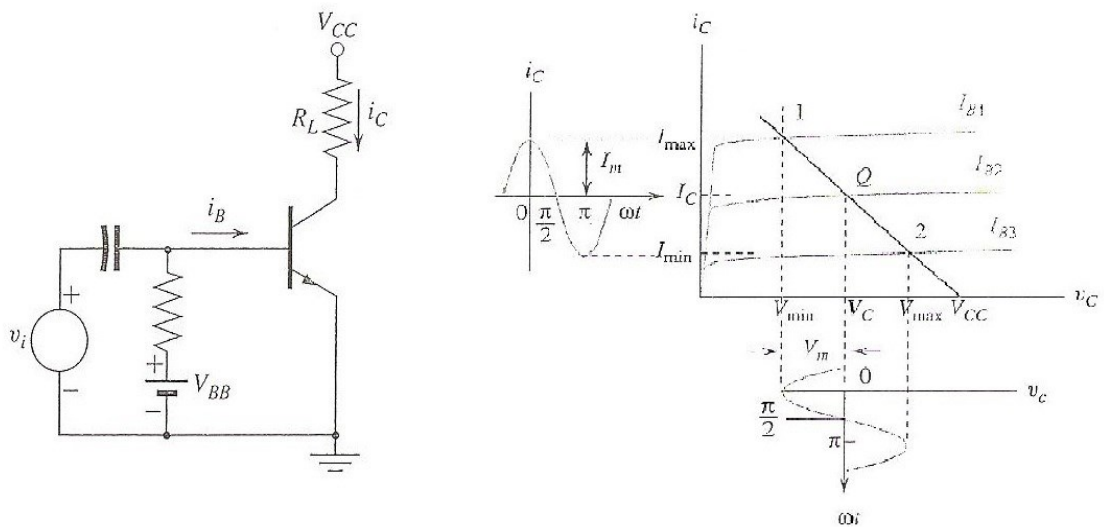


Figura 8 - Amplificatore in classe A e relativa caratteristica d'uscita [1]

Se le componenti dovute alla distorsione sono trascurabili, la potenza media richiesta dall'alimentatore è

$$P_E = V_{CC} I_C$$

la potenza media fornita al carico risulta

$$P_L = \frac{V_m I_m}{\sqrt{2} \sqrt{2}} = \frac{V_m I_m}{2} = \frac{V_m^2}{2R_L} = \frac{I_m^2 R_L}{2}$$

dove V_m (I_m) rappresenta il valore di picco della tensione (corrente).

Il rendimento risulta

$$\eta = \frac{0.5 V_m I_m}{V_{CC} I_C} \times 100\%$$

si osservi che, per questo tipo di amplificatore, la potenza media assorbita è costante indipendentemente dall'ampiezza del segnale sul carico; ne consegue che per piccoli segnali il rendimento è pressoché nullo.

Con una scelta accurata del punto di riposo, il transistor può essere pilotato dal limite della saturazione sino a quello dell'interdizione. Si può facilmente mostrare che in questa condizioni $I_m = I_C$ e $V_m = V_{CC}/2$, per cui risulta

$$P_L = \frac{V_m I_m}{\sqrt{2} \sqrt{2}} = \frac{V_{CC} I_C}{2\sqrt{2} \sqrt{2}} = \frac{V_{CC} I_C}{4}$$

e il rendimento massimo è

$$\eta_{max} = \frac{V_{CC} I_C / 4}{V_{CC} I_C} \times 100\% = 25\%$$

Quindi per 1 W di potenza sul carico si assorbono 4 W dall'alimentatore e si dissipano internamente all'amplificatore 3 W. Dal punto di vista del rendimento, la classe A non è chiaramente una scelta consigliabile per realizzare un amplificatore di potenza.

Assumendo come punto di riposo quello che consente di avere il massimo rendimento possibile, ovvero, come prima visto, $I_{CQ} = I_C$ e $V_{CEQ} = V_{CC}/2$, si ha che la potenza complessiva dissipata sul carico risulta

$$P_{totRL} = \frac{V_{CC}}{2} I_C + \frac{V_m I_m}{2}$$

e la potenza dissipata dal transistore è

$$P_{DQ} = \frac{V_{CC}}{2} I_C - \frac{V_m I_m}{2}$$

Relativamente alla cifra di merito, si ha che la massima potenza è dissipata dall'elemento attivo in assenza di segnale, quindi risulta

$$F_m = \frac{V_{CC} I_C / 2}{V_{CC} I_C / 4} = 2$$

Quindi per avere 1 W di potenza sul carico è necessario disporre di un transistor in grado di dissipare almeno 2 W. Anche sotto questo aspetto la classe A non risulta particolarmente conveniente.

Amplificatore in classe A con accoppiamento a trasformatore

L'efficienza di una amplificatore può essere migliorata accoppiando il carico con un trasformatore. Un amplificatore in classe A con carico accoppiato a trasformatore è mostrato in figura 9 (a). L'eliminazione della resistenza di collettore R_C usata per la polarizzazione in continua in figura 8 spiega l'aumento di efficienza. Il trasformatore nello stadio di uscita fornisce un adattamento di impedenza per trasferire la massima potenza al carico. Un carico come un altoparlante ha generalmente impedenza molto bassa, tipicamente da 4 a 16 Ω .

La relazione tra tensione e corrente del trasformatore di uscita sono

$$V_{pL} = \left(\frac{n_p}{n_s} \right) V_{sL}$$

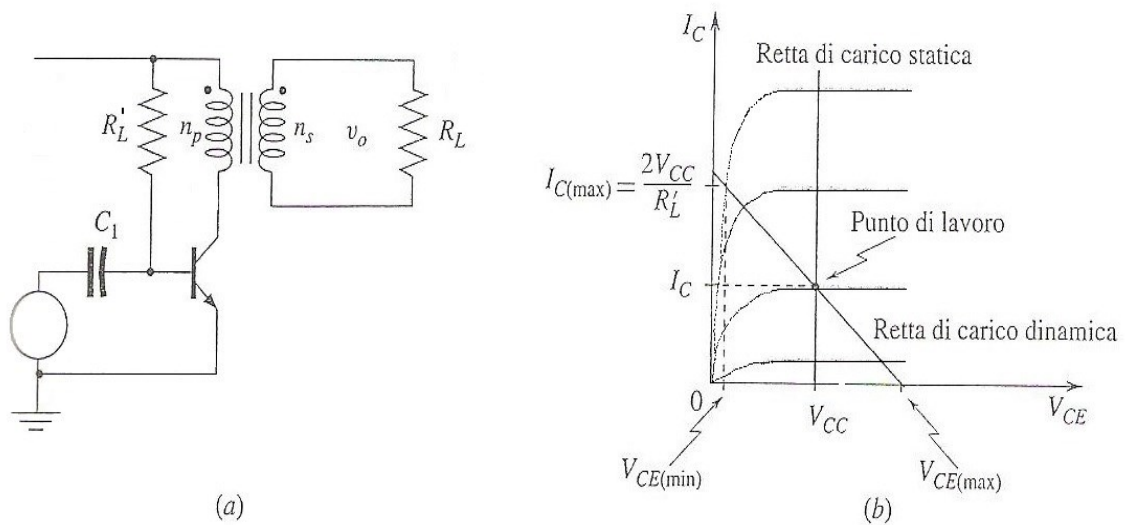


Figura 9 - (a) Amplificatore in classe A con accoppiamento a trasformatore. (b) Caratteristiche di uscita con punto di riposo e rette di carico [1]

$$I_{pL} = \left(\frac{n_s}{n_p}\right) I_{sL}$$

dove n_s e n_p sono rispettivamente il numero di spire del secondario e del primario, V_{sL} e V_{pL} le tensioni secondaria e primaria, I_{sL} e I_{pL} le correnti secondaria e primaria. L'effettiva resistenza del carico riferita al primario può essere determinata a partire da

$$R'_L = \frac{V_{pL}}{I_{pL}} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \frac{V_{sL}}{I_{sL}} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 R_L$$

La retta di carico in alternata (dinamica) è determinata da R'_L ; la retta di carico in continuo (statica) è invece quasi verticale, a causa della piccola resistenza primaria del trasformatore. Assumendo $V_{CE(\min)}=0$ e $I_{C(\min)}=0$, il valore di picco della tensione di uscita e la corrente nel lato primario del trasformatore sono

$$V_m = \frac{V_{CE(\max)}}{2} = V_{CC}$$

$$I_m = \frac{I_{C(\max)}}{2} = I_C$$

Sostituendo si ha che il massimo rendimento risulta:

$$\eta_{max} = \frac{V_{CC}I_C/2}{V_{CC}I_C} \times 100\% = 50\%$$

quindi la massima efficienza di un amplificatore di classe A raddoppia usando un accoppiamento a trasformatore. Il valore di V_m per uno stadio accoppiato a trasformatore è V_{CC} ; per lo stadio a emettitore comune elementare è solamente $V_{CC}/2$. La massima potenza sul carico è

$$P_{Lmax} = \frac{I_m^2 R'_L}{2} = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L}$$

La massima dissipazione sul transistor è data da

$$P_{Dmax} = V_{CC}I_C = \frac{V_{CC}^2}{R'_L}$$

sostituendo si ottiene

$$F_m = \frac{V_{CC}^2/R'_L}{V_{CC}^2/2R'_L} = 2$$

Quindi la cifra di merito dello stadio in classe A accoppiato a trasformatore è la stessa di quella dello stadio di base a emettitore comune.

2.3 CLASSE B

Per far lavorare un transistor in classe B occorre polarizzare la base in modo che il punto di lavoro si trovi a un estremo della caratteristica. Questo comporta che, con un'eccitazione sinusoidale, si ha amplificazione solo per metà ciclo. La corrente al carico sarà quindi sinusoidale per metà periodo e nulla per l'altra metà. Poiché un transistor in classe B si comporta come un raddrizzatore, per ottenere un'amplificazione si fa uso di uno stadio di uscita con due transistor (uno NPN e uno PNP) collegati in serie, prelevandone il segnale dai due rispettivi emettitori.

Questa configurazione è detta amplificatore push-pull di classe B. I vantaggi della classe B, raffrontati con il funzionamento in classe A sono i seguenti: è possibile ottenere una maggiore potenza di uscita, il rendimento è maggiore e la potenza dissipata in assenza di segnale è trascurabile. Per questi motivi, in sistemi nei quali l'energia a disposizione per l'alimentazione è limitata, come quelli a celle solari e batterie, la potenza è in genere fornita al carico da un circuito a transistori push-pull in classe B. Lo svantaggio principale di questa classe è la notevole distorsione: infatti, prima che la semionda positiva riesca a portare in conduzione il transistor NPN e

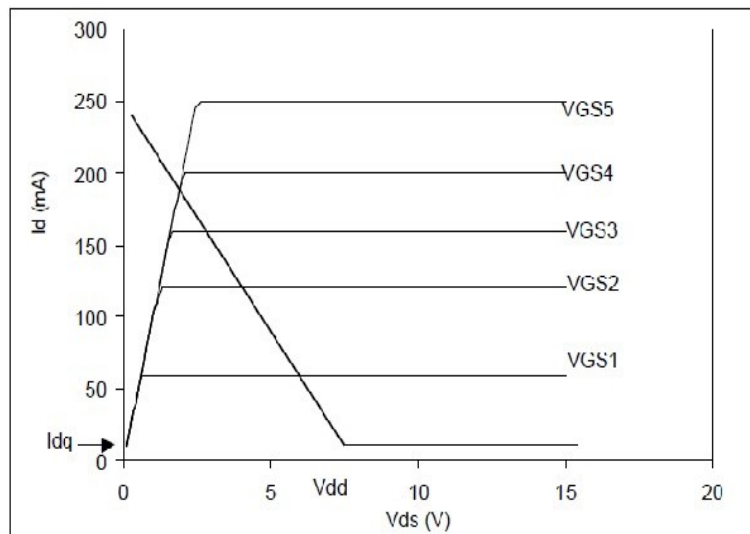


Figura 10 - Caratteristica tipica di uscita amplificatore classe B [3]

la semionda negativa a portare in conduzione un transistor PNP, i due segnali devono superare il livello di soglia (circa 0,65 Volt). Quindi quando il segnale passa dalla semionda positiva alla semionda negativa o viceversa, si ha un tempo di pausa nel corso del quale nessuno dei due

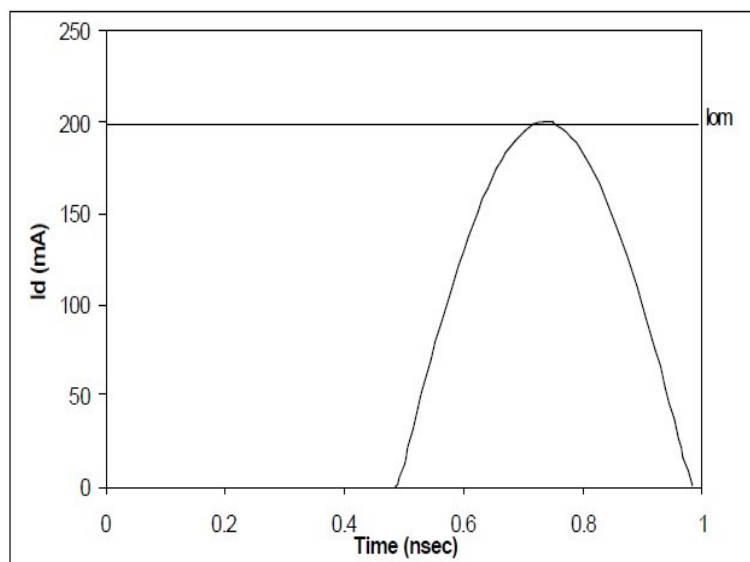


Figura 11 - Forma d'onda corrente d'uscita [3]

la semionda negativa a portare in conduzione un transistor PNP, i due segnali devono superare il livello di soglia (circa 0,65 Volt). Quindi quando il segnale passa dalla semionda positiva alla semionda negativa o viceversa, si ha un tempo di pausa nel corso del quale nessuno dei due

transistor risulta in conduzione generando la nota distorsione di crossover (principale inconveniente del funzionamento in classe B). Non tutti gli amplificatori di questa classe hanno questa distorsione. Se l'amplificatore è progettato bene, con componenti di qualità, questa distorsione non esiste. Ma se anche un ottimo amplificatore in classe B viene fatto ad esempio surriscaldare perché non ventilato correttamente, i componenti possono uscire dalle tolleranze e quindi questa distorsione si genera subito e rimane finché l'amplificatore non torna a lavorare come dovrebbe.

Rendimento

Consideriamo la configurazione push-pull rappresentata in figura 12. Per valori positivi dell'ingresso sinusoidale v_i , Q1 conduce e Q2 è interdetto ($i_2 = 0$), in modo che i_1 è la semionda positiva. Per valori negativi di v_i , Q1 è interdetto e Q2 conduce, dando luogo alla semionda negativa di i_2 , sfasata di 180° rispetto a quella di i_1 . Poiché la corrente nel carico è data dalla differenza tra le correnti negli emettitori dei due transistor, si ha:

$$i_L = i_1 - i_2$$

Di conseguenza si ha una corrente nel carico perfettamente sinusoidale.

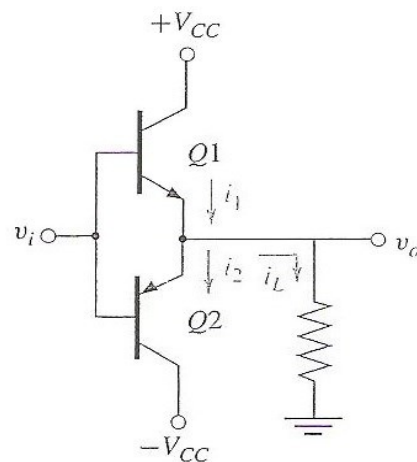


Figura 12 - Configurazione push-pull [1]

In figura 12 la tensione di picco sul carico è $V_m = I_m R_L$. La potenza di uscita è

$$P = \frac{I_m V_m}{2}$$

La corrispondente corrente continua di collettore in ciascun transistor sotto carico è pari al valor medio della semisinusoide della figura 11. Poiché per questa forma d'onda $I_{dc} = I_m/\pi$, la potenza media fornita dall'alimentatore vale

$$P_i = 2 \frac{I_m V_{CC}}{\pi}$$

Il fattore 2 in questa espressione deriva dal fatto che in un sistema push-pull sono presenti due transistori.

Dividendo membro a membro le due precedenti equazioni si ottiene il rendimento del circuito di collettore

$$\eta \equiv \frac{P}{P_i} \times 100 = \frac{\pi V_m}{4 V_{CC}} \times 100\%$$

Se la caduta di tensione su un transistor è trascurabile rispetto alla tensione di alimentazione, allora $V_m \approx V_{CC}$. In questa ipotesi il massimo rendimento di conversione di un sistema in classe B è $25\pi = 78,5\%$, contro il 25% di un sistema di classe A. Questo valore η molto più alto dipende dal fatto che in un sistema in classe B in assenza di eccitazione non scorre alcuna corrente, mentre in classe A viene assorbita corrente dall'alimentazione anche con segnale nullo. Si noti anche che in un amplificatore di classe B la dissipazione di collettore nello stato di riposo è nulla e aumenta all'aumentare dell'eccitazione, mentre la dissipazione di collettore di un transistor che lavora in classe A è massima a riposo e diminuisce quando il segnale aumenta. Poiché in un amplificatore in classe B la corrente continua assorbita aumenta all'aumentare del segnale, l'alimentatore deve presentare una bassa impedenza di uscita.

Cifra di merito

La potenza dissipata P_C (in entrambi i transistori) è la differenza tra la potenza in ingresso al circuito di collettore e la potenza sviluppata sul carico. Poiché $I_m = V_m/R_L$, si ha che

$$P_C = P_i - P = \frac{2 V_{CC} V_m}{\pi R_L} - \frac{V_m^2}{2R_L}$$

Questa equazione mostra che in assenza di segnale ($V_m = 0$) la dissipazione di corrente al collettore è nulla, cresce al crescere di V_m e raggiunge il massimo per $V_m = 2V_{CC}/\pi$. Si trova che il picco della potenza dissipata vale

$$P_{C(max)} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

La massima potenza che può essere fornita al carico si ottiene per $V_m = V_{CC}$ e vale

$$P_{max} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

La cifra di merito quindi risulta

$$F_r = \frac{P_{C(max)}}{2P_{max}} = \frac{2}{\pi^2} \approx 0.2$$

Se per esempio, si desiderava ottenere 10 W da un amplificatore push-pull in classe B, si avrà $P_{C(max)} = 4$ W, e perciò occorre scegliere transistor che possano dissipare approssimativamente 2 W di potenza ciascuno. In altre parole, è possibile ottenere dal push-pull una potenza di uscita 5 volte quella dissipabile dal singolo transistor. D'altra parte, se fossero messi in parallelo i due transistor facendoli funzionare in classe A per ottenere 10 W in uscita, la dissipazione di potenza del collettore di ciascun transistor dovrebbe essere almeno di 20 W (assumendo un rendimento del 25%). Questa affermazione discende dal fatto che $P_i = P/\eta = 10/0.25 = 40$ W. In assenza di segnale, questa potenza di ingresso deve essere dissipata dai collettori complementari, cioè 20 W per transistor. Ne deriva che ci sarebbe una perdita stazionaria di 20

W per ciascun transistor in assenza di eccitazione, mentre in classe B la stessa dissipazione è nulla. Questo esempio mostra chiaramente la superiorità del push-pull sulla configurazione con transistor in parallelo.

Distorsione

Le caratteristiche delle distorsioni introdotte da un sistema push-pull sono abbastanza peculiari. Si considera il funzionamento del circuito mostrato in figura 11 quando la caratteristica di funzionamento è non lineare. Conduce Q1 oppure Q2 in funzione della polarità del segnale d'ingresso. Se i dispositivi hanno caratteristiche identiche, la corrente i_2 è uguale alla i_1 , tranne una differenza di fase di 180° . La corrente di Q1 risulta

$$i_1 = I_C + B_0 + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t + B_3 \cos 3\omega t + \dots$$

La corrente di uscita del transistor Q2 si ottiene sostituendo ωt con $\omega t + \pi$ nell'espressione di i_1 , cioè

$$i_2(\omega t) = i_1(\omega t + \pi)$$

da cui

$$i_2 = I_C + B_0 + B_1 \cos(\omega t + \pi) + B_2 \cos 2(\omega t + \pi) + \dots$$

ovvero

$$i_2 = I_C + B_0 - B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2\omega t - B_3 \cos 3\omega t + \dots$$

e risulta

$$i_L = i_1 - i_2 = 2(B_1 \cos \omega t + B_3 \cos 3\omega t + \dots)$$

Questa espressione mostra che in un circuito push-pull tutte le armoniche pari di uscita si annullano e che la sorgente principale di distorsione è il termine di terza armonica. Questa conclusione si basa sull'ipotesi che i due transistori siano identici. Se le loro caratteristiche differiscono apprezzabilmente, ci si deve aspettare la presenza di una distorsione di seconda armonica.

Distorsione di crossover

In figura 13 è rappresentata la caratteristica di trasferimento dell'amplificatore in classe B. Si noti che esiste un intervallo di v_o centrato intorno allo zero in corrispondenza del quale i transistori sono interdetti e v_1 è nulla. Questo provoca una distorsione di attraversamento detta distorsione di crossover.

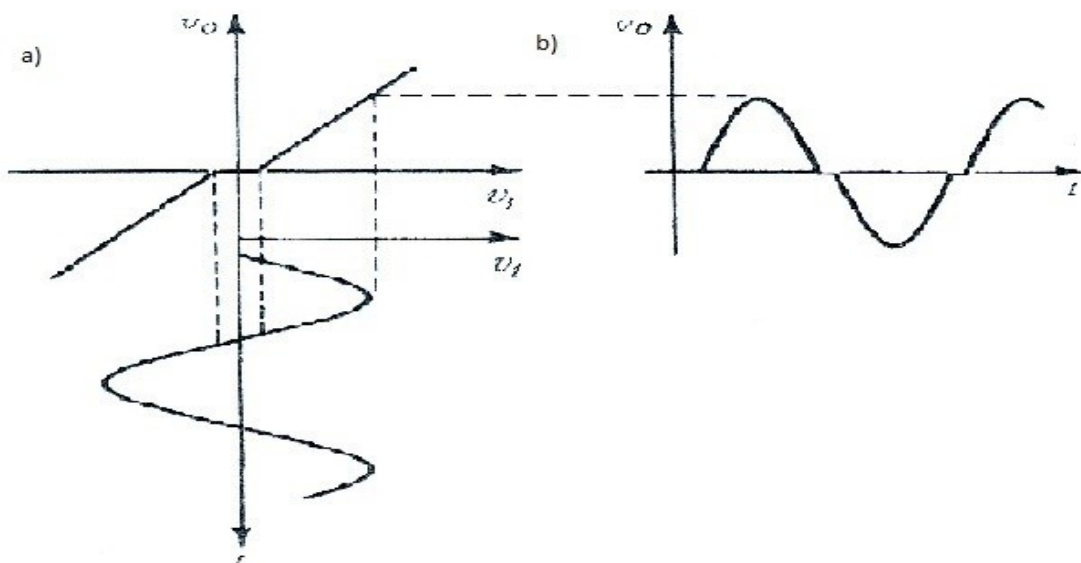


Figura 13 - (a) Caratteristica di trasferimento; (b) Tensione d'uscita con distorsione crossover [4]

Nel caso in cui in ingresso ci sia un'onda sinusoidale e questo effetto è più pronunciato quanto più l'ampiezza del segnale d'ingresso è piccola.

La distorsione di crossover negli amplificatori audio di potenza dà luogo a suoni piuttosto sgradevoli. La distorsione di crossover di un amplificatore in classe B può essere evitata utilizzando un amplificatore operazionale ad alto guadagno ed una controreazione complessiva negativa, come riportato in figura 14. La banda compresa tra $i - 0,7 \text{ V}$ e $i + 0,7 \text{ V}$ è riportata ad una banda compresa tra $i - 0,7/A_0$ e $i + 0,7/A_0$, dove A_0 è il guadagno in continua dell'amplificatore operazionale. Il lato negativo è dato dalla limitazione imposta dallo slew-rate dell'amplificatore operazionale che impone un limite ai tempi di attivazione e di interdizione dei transistori in uscita che sono rilevanti alle alte frequenze.

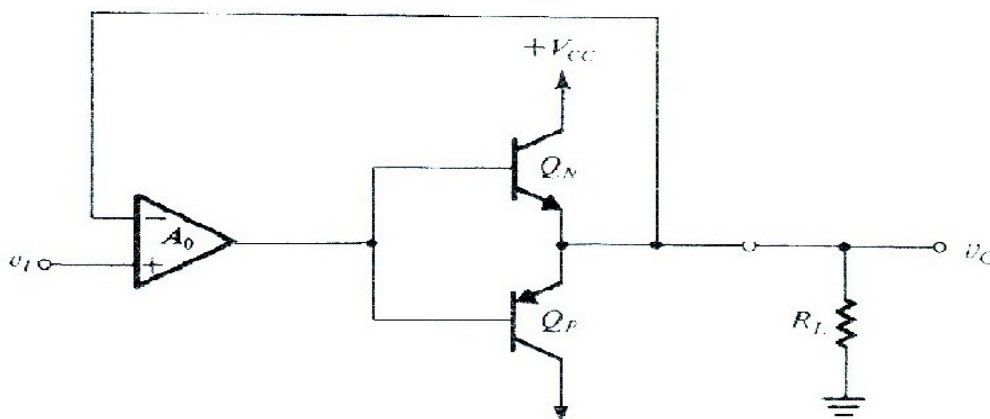


Figura 14 - Schema circuitale classe B per ridurre distorsione crossover [4]

2.4 CLASSE AB

Per unire i vantaggi offerti dalla classe A in fatto di elevata potenza in uscita senza incappare nel fenomeno della distorsione di crossover (caratteristica offerta dalla classe B), si uniscono le peculiarità delle due precedenti classi formando la classe AB. Sapendo che un transistor inizia a condurre quando sulla sua base è presente una tensione di 0,65 V, possiamo applicare quest'ultima inserendo due diodi al silicio alimentati da due resistenze collegate alla linea di alimentazione. Quando sulla base del transistor NPN giunge un segnale, questo provvede ad amplificare le semionde positive complete perché già si trova in conduzione, ma non è in grado di amplificare le opposte semionde negative. Viceversa, quando sulla base del transistor PNP giunge un segnale, questo provvede ad amplificare le semionde negative complete perché già si trova in conduzione, ma non è in grado di amplificare le opposte semionde positive. Prelevando il segnale amplificato dagli emettitori dei transistor complementari otteniamo l'onda sinusoidale completa. Il segnale risultante è dunque privo di distorsione, perché non esiste più la pausa tra la semionda positiva e la semionda negativa presente nella classe B. Il principale vantaggio offerto dalla classe AB è quello di riuscire a prelevare in uscita una elevata potenza facendo assorbire ai collettori dei transistor una corrente irrisoria in assenza di segnale. Assorbendo a riposo una minima corrente, i transistor dissipano molto meno calore rispetto ad uno stadio finale in classe A.

Questa classe dunque unisce i vantaggi della classe A per quanto riguarda la fedeltà di riproduzione, ed il rendimento della classe B. Si tratta pertanto di una soluzione che consente di ottenere buone prestazioni sotto tutti i profili, anche se la sua realizzazione è più complessa di quella delle classi precedenti. La classe AB è probabilmente la classe più utilizzata nelle applicazioni ad alta fedeltà.

Funzionamento del circuito in classe AB

In figura 15 si può notare la tipica configurazione di un amplificatore in classe AB. Si nota che essa è equivalente a quella di un amplificatore in classe B, a meno di una tensione di polarizzazione costante presente tra le basi dei due transistori complementari. Questa tensione permette ai transistor di condurre anche per piccoli valori di v_1 . Pertanto non si verificano più intervalli in cui nessuno dei due transistor è in conduzione, con la conseguente eliminazione della distorsione di crossover. Come si può notare in figura 16, nell'intorno di $v_1 = 0$ si ha infatti una transizione graduale senza alcun fenomeno di distorsione.

Le considerazioni sulla potenza relative all'amplificatore in classe B sono attuabili anche nel classe AB, con la differenza che in condizioni di riposo il circuito in classe AB dissipa una potenza pari a $V_{cc}I_q$ per transistor. Questo valore risulta essere molto piccolo, infatti la corrente I_q è molto più piccola della massima corrente di carico.

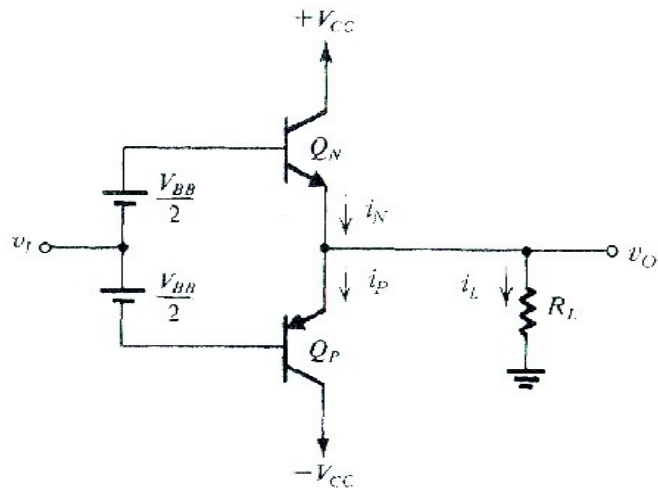


Figura 15 - Tipica configurazione classe AB [4]

Essendo la classe AB un compromesso tra la classe A e la classe B, dal punto di vista teorico il suo rendimento di conseguenza è compreso tra il massimo rendimento di un amplificatore in classe A e il massimo rendimento di uno in classe B. Teoricamente il suo valore pertanto può variare tra il 50% e il 78%. Solitamente un amplificatore di classe AB ha un rendimento del 50-60%, arrivando al massimo attorno al 70%. La cifra di merito risulta la stessa di un amplificatore di classe B.

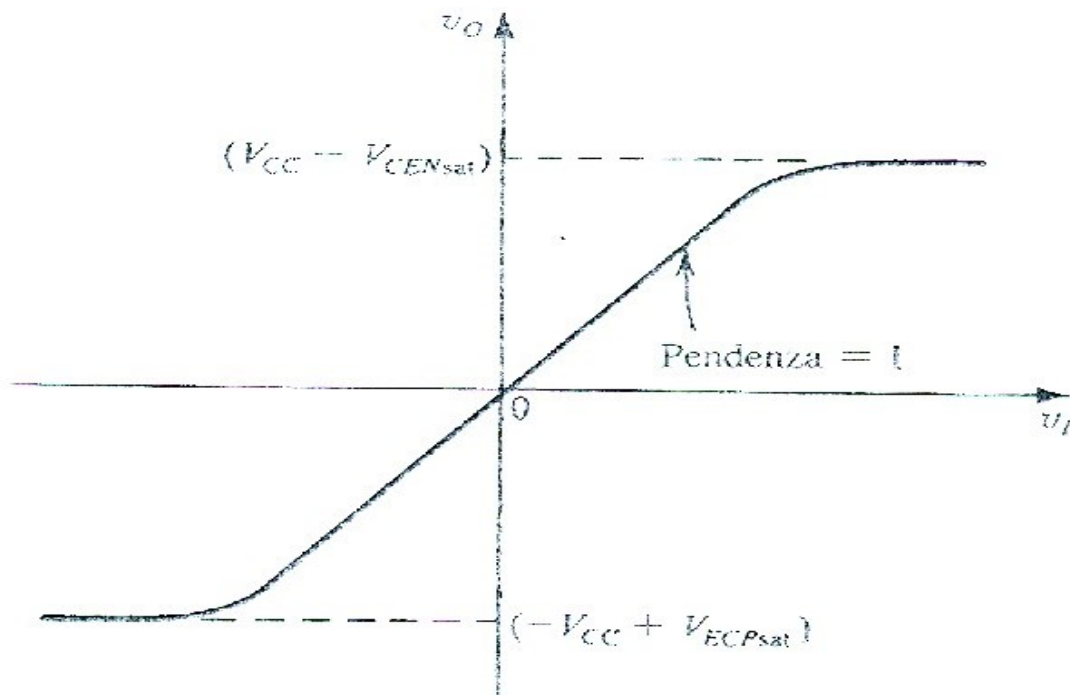


Figura 16 - Caratteristica di uscita [4]

2.5 CLASSE C

Per far funzionare un amplificatore in questa classe è necessario polarizzare i transistor di uscita in modo che essi conducano per meno del 50% dell'onda completa del segnale d'ingresso. Per tali ragioni, essi (essendo costituiti da componenti interdetti per più della metà del loro ciclo di lavoro) dissipano poca potenza a riposo potendo in tal modo raggiungere livelli di efficienza prossimi al 100%. Il funzionamento in classe C però non è lineare. Un segnale applicato all'ingresso di un amplificatore in classe C viene amplificato, ma allo stesso tempo viene molto distorto. Data la loro scarsa fedeltà di riproduzione

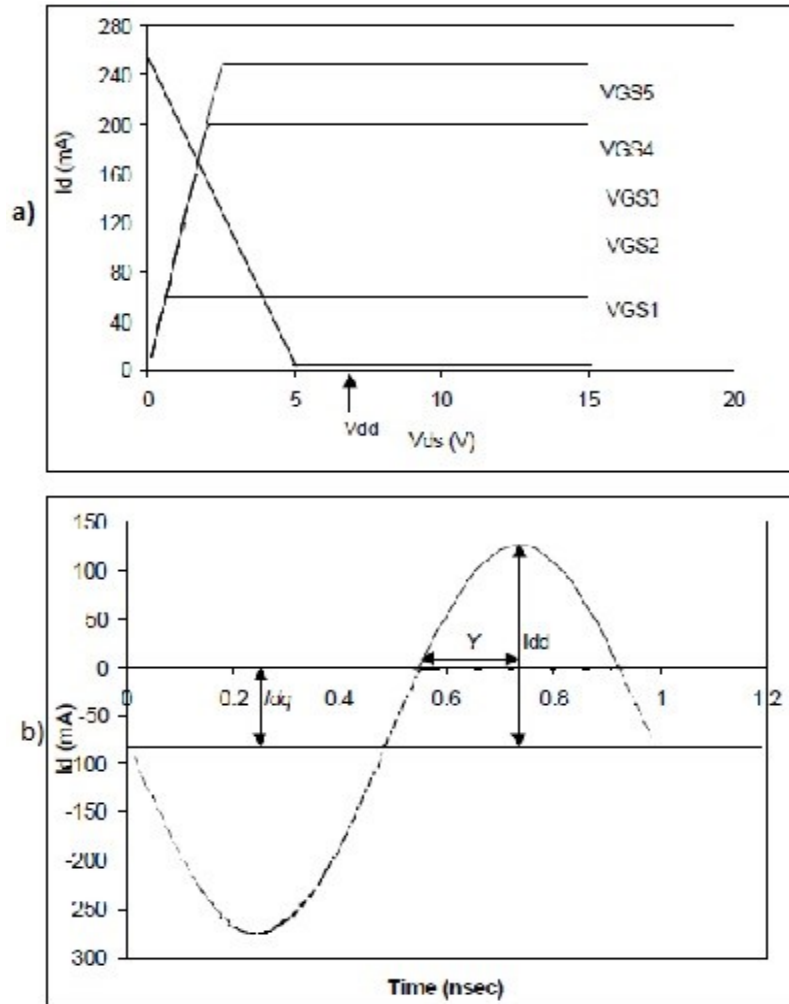


Figura 17 - (a) Caratteristica tipica di uscita amplificatore classe C; (b) Forma d'onda corrente di uscita [3]

dell'onda sonora originale proveniente dalla sorgente, sono poco utilizzati come amplificatori di segnali a bassa frequenza BF (tipo segnali musicali) per trovare invece applicazione nel trasporto di segnali RF (ad es. radio).

Caratteristiche

Gli amplificatori di classe C sono progettati in maniera tale che la corrente di uscita sia zero per più di mezzo periodo del segnale sinusoidale, come si può vedere in figura 17(b). Le classi A, B, AB e C possono anche essere definite secondo l'angolo di conduzione γ . Esso risulta essere

$$\gamma = \arccos\left(-\frac{I_{dq}}{I_{dd}}\right)$$

Le varie classi sono caratterizzate da un angolo di conduzione rispettivamente di:

Classe A $y = \pi$;

Classe B $y = \frac{\pi}{2}$;

Classe AB $\frac{\pi}{2} < y < \pi$;

Classe C $y < \frac{\pi}{2}$.

La corrente continua è

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_D(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \cdot (I_{dq} \cdot y - I_{dd} \cdot \sin y) = \frac{I_{dd}}{\pi} \cdot (\sin y - y \cos y)$$

Anche la tensione di uscita V_o può essere ottenuta in termini di y

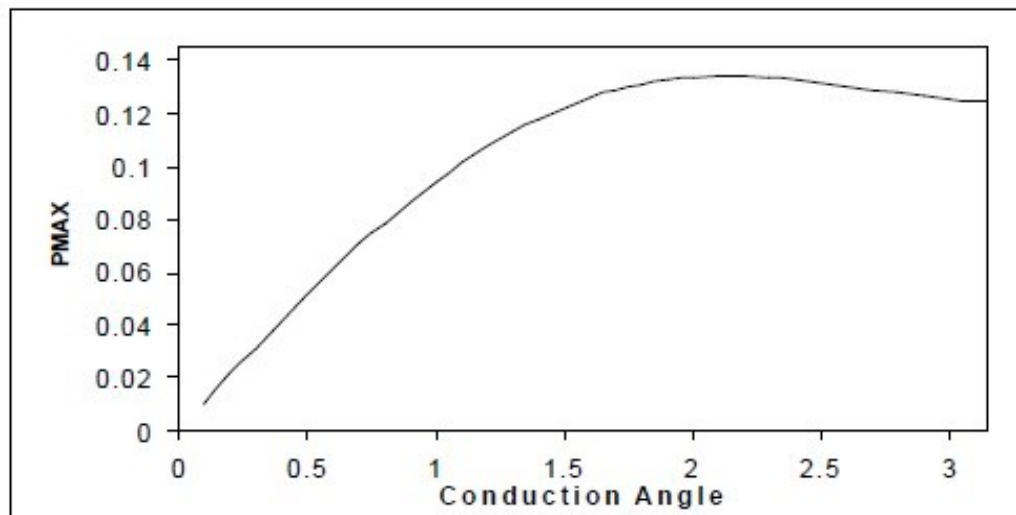


Figura 19 - Potenza di uscita in funzione di y [3]

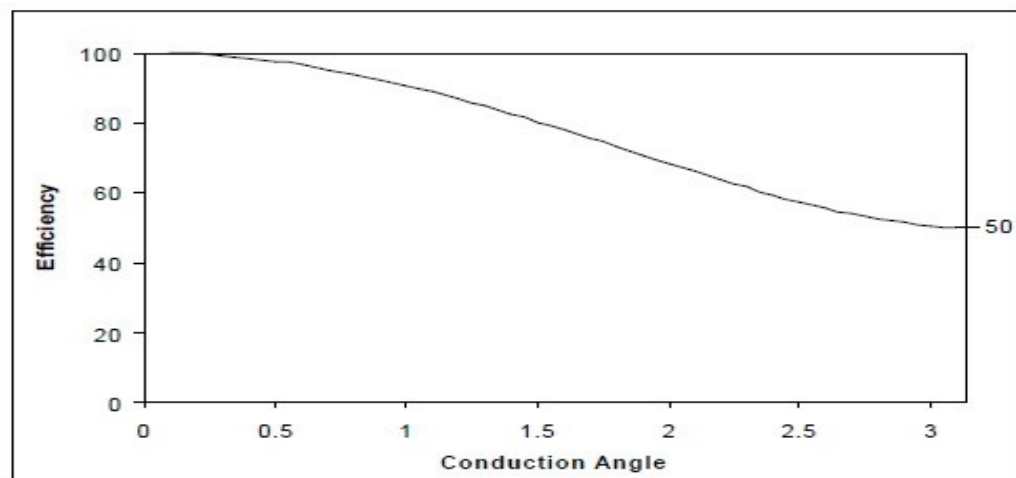


Figura 20 - Rendimento in funzione di y [3]

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_D(\theta) \cdot R \cdot d\theta = \frac{R}{2\pi} \cdot (4I_{dq} \cdot \sin y + 2I_{dd} \cdot y + I_{dd} \cdot \sin 2y)$$

$$= \frac{I_{dd} \cdot R}{2\pi} \cdot (2y - \sin 2y)$$

La potenza di uscita è

$$P_o = \frac{V_o^2}{R}$$

mentre la potenza continua

$$V_{O(max)} = V_{DD}$$

Da queste equazioni si ricava la massima efficienza:

$$\eta_{max} = \frac{P_{O(max)}}{P_i} = \frac{2y - \sin 2y}{4 \cdot (\sin y - y \cdot \cos y)}$$

Poiché la massima tensione di drain e la massima corrente di drain sono rispettivamente

$$V_{D(max)} = 2V_{DD}$$

$$I_{D(max)} = I_{dq} + I_{dd}$$

il rendimento massimo risulta

$$\eta_{max} = \frac{P_{O(max)}}{V_{D(max)} \cdot I_{D(max)}} = \frac{2y - \sin 2y}{8\pi \cdot (1 - \cos y)}$$

La figura 20 riporta la massima efficienza in funzione dell'angolo di conduzione. Si nota che è possibile raggiungere un rendimento del 100%, tuttavia dal punto di vista pratico è impossibile in quanto la potenza di uscita è zero, come mostrato in figura 19.

2.6 CLASSE D

La classe D è una tecnologia completamente nuova per l'amplificazione audio. Essa si è evoluta negli ultimi 15-20 anni, e si basa su un metodo di amplificazione completamente diverso dalle altre classi in uso.

Spesso interpretata in modo non corretto come abbreviazione di “digitale”, la Classe D utilizza la modulazione di larghezza di impulso (PWM, Pulse Width Modulation). Per prima cosa, viene creato un segnale PWM a partire da un segnale audio di ingresso. La tensione di alimentazione viene quindi commutata in base alla larghezza dell'impulso, creando un segnale PWM ad alta potenza per pilotare l'altoparlante. Gli elementi utilizzati per l'operazione di commutazione richiedono una

quantità minima di tensione, garantendo un'efficacia molto maggiore rispetto alle precedenti topologie degli amplificatori. Come si può vedere dalla figura 21 infatti la classe D ha un rendimento

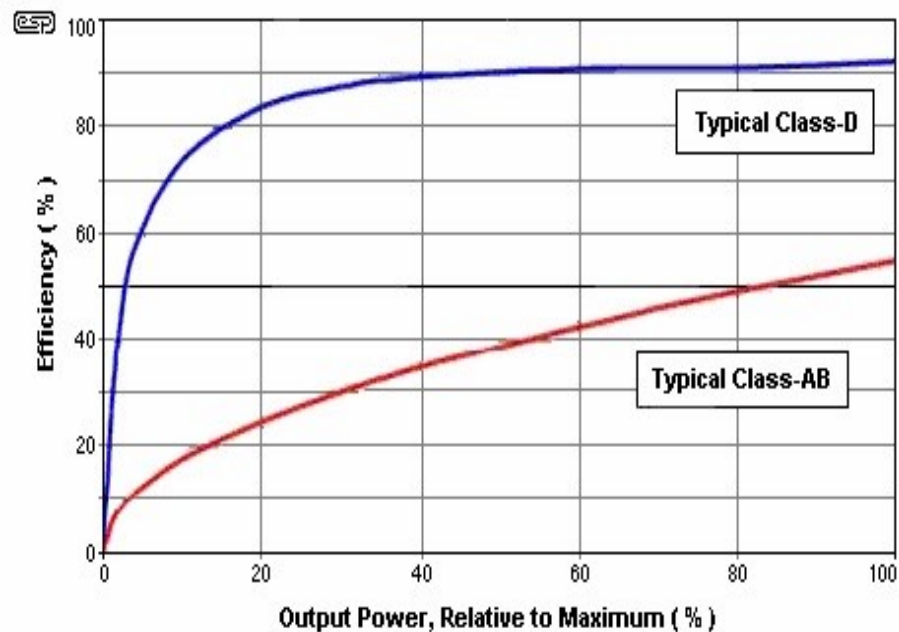


Figura 21- Confronto efficienza classe D e classe AB [5]

notevolmente più elevato rispetto alle altre classi. Il suo rendimento teorico è 100%, nella pratica si riescono a raggiungere valori attorno al 90%. Tuttavia, per convertire il segnale audio in un segnale PWM con onda rettangolare, occorre utilizzare un filtro passa-basso ad elevato consumo energetico in fase di uscita per eliminare la pulsazione, allo scopo di recuperare il segnale audio. La risposta in frequenza, la distorsione e il fattore di smorzamento del segnale audio dipendono dal filtro passa-basso. Un effetto collaterale indesiderato dei segnali PWM ad elevata potenza è rappresentato dall'emissione di onde elettromagnetiche armoniche (EMC) in un intervallo di radiofrequenza di alcuni megahertz. Gli amplificatori di Classe D vantano un'ottima efficienza, ma non sempre garantiscono una qualità audio all'altezza; per questo, molti produttori stanno tentando di risolvere questo problema.

La classe D è molto diffusa nel settore audio car, nell'audiovideo e si sta diffondendo anche negli stadi di amplificazione dei pc. Tuttavia non ha molto seguito nelle applicazioni hi-fi, in quanto non riesce ancora a raggiungere una fedeltà di riproduzione equivalente a quella delle classi A e AB. Si prevede però che questa nuova tecnologia andrà a rivoluzionare il settore degli amplificatori audio di potenza. Infatti quando si riuscirà a perfezionarli la loro efficienza potrà permettere di ottenere una potenza di uscita di 1000 W senza bisogno di ventole di raffreddamento.

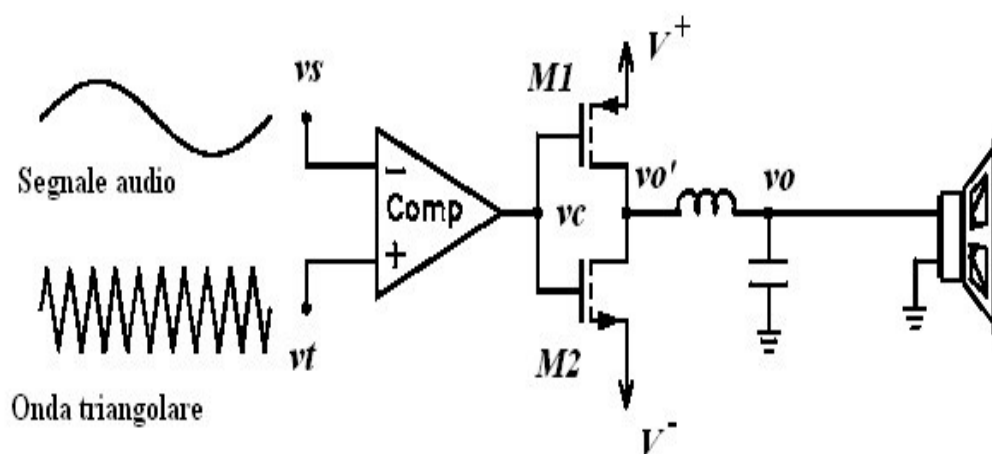


Figura 22- Amplificatore classe D [6]

Caratteristiche di funzionamento

Un amplificatore in classe D è un amplificatore in cui il transistor di uscita opera come un “tasto”. Quando il transistor è spento, la corrente che lo attraversa è circa zero. Quando è acceso, la tensione fra drain e source è molto bassa, idealmente zero. In questo modo, la dissipazione di potenza dell’elemento attivo è molto bassa.

Ciò aumenta l’efficienza, e dunque permette di usare minor potenza dalla sorgente di alimentazione e dissipatori di calore più piccoli per gli elementi attivi. Un amplificatore in classe D fornisce in uscita un’onda quadra, che può assumere i valori V^+ e V^- dell’alimentazione, il cui duty cycle è modulato dal segnale in ingresso. Uno schema di principio semplificato di un amplificatore audio in classe D è rappresentato in figura 22.

L’amplificatore consiste in un comparatore che pilota due transistor MOSFET che operano come tasti. Il comparatore ha due ingressi: uno è un’onda triangolare, l’altro è il segnale audio. La frequenza del segnale triangolare deve essere molto maggiore di quella del segnale di ingresso, in modo che le variazioni di quest’ultimo siano pressoché nulle rispetto alle variazioni

dell'onda triangolare. Inoltre l'ampiezza del segnale triangolare deve essere maggiore o uguale alla massima ampiezza che può avere il segnale di ingresso audio.

L'uscita del comparatore può essere così scritta:

$$v_c = -V_1 \text{ per } v_s > v_t$$

$$v_c = +V_1 \text{ per } v_s < v_t$$

Con $v_c = -V_1$, M1 è acceso e M2 è spento, e l'uscita $v_o' = V_+$.

Per il caso $v_s = 0$, v_o' è un'onda quadra simmetrica, con duty cycle del 50%.

Il filtro LC è un passa basso che estrae il valor medio dell'uscita v_o' , che è proporzionale al segnale audio di ingresso.

La figura 23 mostra come l'uscita v_o' sia modulata dal segnale di ingresso: tanto più il segnale di ingresso è alto, tanto più l'uscita è positiva per un tempo maggiore.

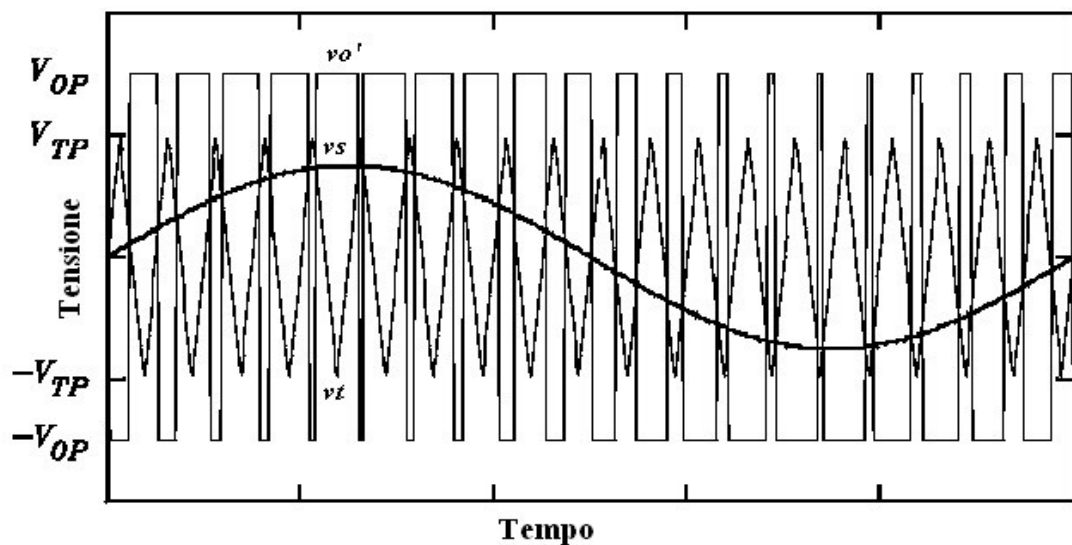


Figura 23 - Modulazione PWM [6]

L'effettivo guadagno dell'amplificatore può essere determinato applicando una tensione continua all'ingresso, v_s , e calcolando il rapporto tra $\langle v_o' \rangle$ e v_s , dove $\langle v_o' \rangle$ denota il valore medio in bassa frequenza di v_o' . Se v_s aumenta, $\langle v_o' \rangle$ aumenta linearmente finché non raggiunge il livello V_{OP} , che corrisponde alla tensione di saturazione positiva dell'uscita. Questo accade quando $v_s = V_{TP}$. Da cui segue che l'effettivo guadagno è dato da

$$k = \frac{\langle v_o' \rangle}{v_s} = \frac{V_{OP}}{V_{TP}}$$

La figura 24 mostra la forma d'onda della tensione di uscita v_o per due valori della frequenza di taglio del filtro LC. La funzione di trasferimento del filtro è

$$\frac{V_o}{V_o'} = \frac{1}{(s/\omega_c)^2 + (1/Q_c)(s/\omega_c) + 1}$$

dove $\omega_c = 2\pi f_c = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ è la frequenza di risonanza e $Q_c = 1/(\omega_c R_L C_1)$ è il fattore di qualità. La resistenza di carico R_L è l'effettiva resistenza ad alta frequenza dell'altoparlante in parallelo con

R_1 e C_2 . Il fattore di qualità per la forma d'onda in figura 24 è $Q_C = 1/\sqrt{2}$, questo permette che il guadagno diminuisca di 3 dB alla frequenza ω_c . La frequenza del segnale è $f_s = 1$ kHz. La frequenza di risonanza del filtro per il segnale v_{01} è $f_c = 1$ kHz, mentre per il segnale v_{02} è $f_c = 8$ kHz. Le armoniche del segnale PWM sono chiaramente visibili nella forma d'onda di v_{02} .

Per avere una minima distorsione, la frequenza dell'onda triangolare dovrebbe essere la più alta possibile rispetto alla frequenza di taglio del filtro. Poiché la frequenza di risonanza del filtro corrisponde alla frequenza del segnale di v_{01} , il ritardo di fase è 90° . Il ritardo di fase per il segnale v_{02} è inferiore perché la frequenza di risonanza è più grande della frequenza del segnale. Un filtro di ordine superiore può essere usato per una più efficace eliminazione delle armoniche ad alta frequenza. Per esempio potrebbe essere usato un filtro LC del terzo ordine o del quarto ordine, che è composto dalla cascata di due filtri LC del secondo ordine.

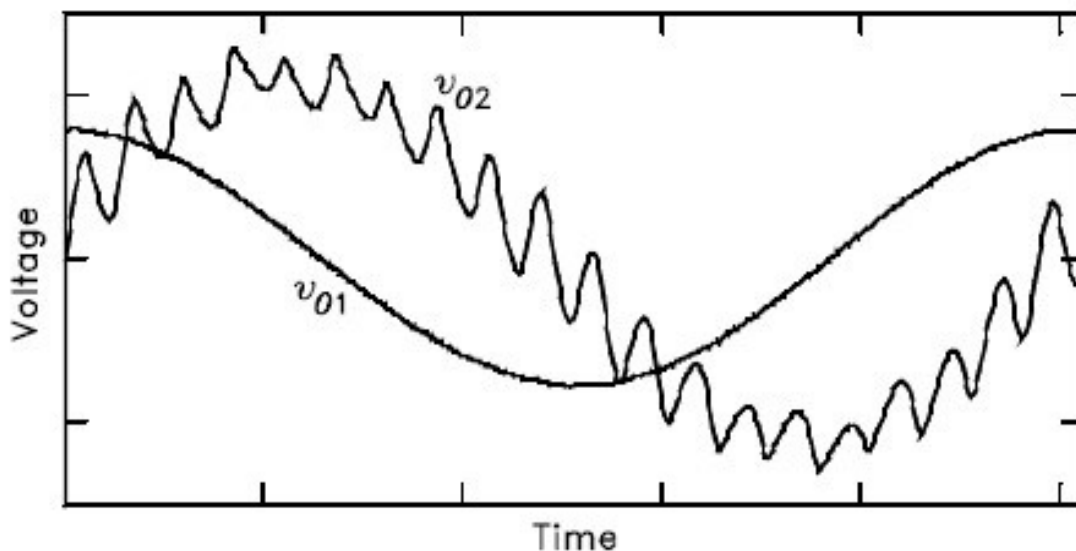


Figura 24 - Forma d'onda di uscita per due differenti filtri LC [6]

La figura 25 mostra lo spettro dell'onda di v_o' . Essa contiene la frequenza fondamentale f_s . Oltre a f_s , le altre armoniche significative sono f_T , $f_T \pm 2f_s$, $2f_T \pm f_s$, $2f_T \pm 3f_s$, ecc. La più bassa di queste è la frequenza $f_T - 2f_s$. La frequenza dell'onda triangolare deve essere scelta in maniera tale che la frequenza della più bassa armonica significativa sia sufficientemente maggiore della frequenza del segnale di interesse. Quindi abbiamo le condizioni $f_T - 2f_s \gg f_s$ o $f_T \gg 3f_s$. Per minimizzare l'ondulazione dell'uscita, la frequenza di taglio del filtro LC deve essere molto inferiore di f_T . Per esempio, in un amplificatore a banda larga con una frequenza massima di 20 kHz, la frequenza di commutazione dovrebbe essere idealmente di 600 kHz o superiore. Date le limitazioni dovute ad una alta frequenza di commutazione, un valore più pratico potrebbe essere 300 kHz. La frequenza a -3dB di un filtro LC deve essere molto inferiore alla frequenza di commutazione. Per esempio, potrebbe essere di 30 kHz per una frequenza di commutazione di

300 kHz. Da notare che l'ampiezza dell'armonica a f_T è più grande di quella del segnale. Al livello di saturazione del segnale, l'armonica diviene 1.5 volte più grande dell'armonica a f_T .

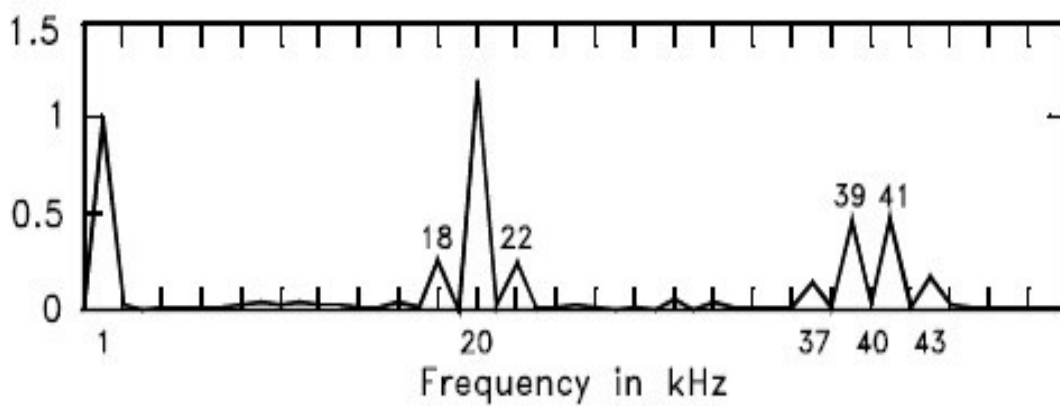


Figura 25 - Spettro tensione di uscita [6]

2.7 ALTRE CLASSI DI AMPLIFICATORI

Classe E

Dapprima utilizzato nelle radiotrasmissioni e nei convertitori DC-DC, l'amplificatore in classe E è stato negli ultimi anni riconsiderato e riadattato alle moderne comunicazioni mobili. La sua elevata versatilità, soprattutto la sua elevata efficienza di conversione teoricamente raggiungibile hanno permesso agli amplificatori di classe E di essere utilizzati nelle più recenti applicazioni wireless (GSM/GPRS ma anche UMTS e WLAN).

Il funzionamento di un amplificatore in classe E, presentato per la prima volta da Sokal nel 1975, è basato sull'ipotesi che il dispositivo attivo si comporti come un interruttore ON-OFF invece che come un generatore di corrente controllato.

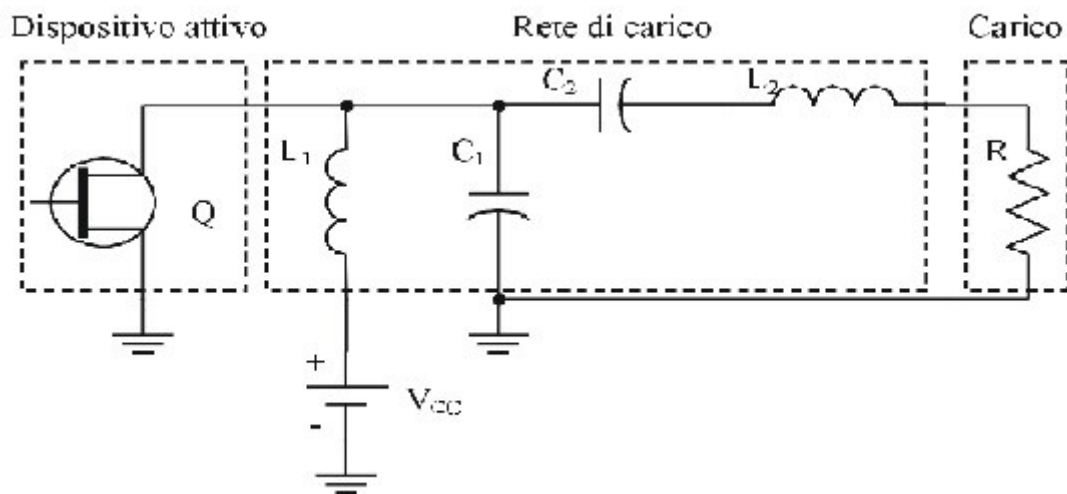


Figura 26 - Amplificatore classe E [7]

L'esistenza di una topologia fissata e di formule chiuse per il progetto, nonché l'elevatissima efficienza raggiungibile (idealmente il 100%, comunque nelle applicazioni pratiche sfiora il 90%) e la robustezza rispetto alla variazione dei parametri, lo hanno reso estremamente popolare nei sistemi wireless e in generale in tutte quelle applicazioni che richiedono apparati leggeri, affidabili e con un'autonomia elevata. Il motivo di una così elevata efficienza risiede essenzialmente nell'assenza sia di dissipazioni sul dispositivo attivo che del trasferimento di potenza alle armoniche della frequenza del segnale, condizioni raggiunte combinando opportunamente l'azione ON-OFF del dispositivo e la risposta della rete di uscita. Quest'ultima è progettata in modo da soddisfare due requisiti:

1. minimizzare le perdite sul transistor stesso, specialmente durante la transizione dallo stato ON allo stato OFF, evitando la sovrapposizione delle forme d'onda di tensione e di corrente sul terminale di uscita del dispositivo attivo (figura 27);

2. assicurare il trasferimento di potenza al carico alla sola frequenza fondamentale: questa condizione si realizza poiché le componenti armoniche di tensione e corrente, eccetto la prima, si trovano tra loro in opposizione di fase, e dunque non contribuiscono alla generazione di potenza attiva.

In figura 26 è rappresentato lo schema di un amplificatore in classe E, che come si vede è composto da un solo elemento attivo che funziona da interruttore.

La caratteristica che maggiormente limita l'impiego del classe E è rappresentata dalla sua frequenza massima di lavoro, cioè quel valore di frequenza oltre il quale il transistor non si comporta più come un interruttore ideale.

Essenzialmente per $f > f_{max}$ i

parassiti del componente attivo, specialmente quelli dovuti alla

capacità di uscita, diventano predominanti e le condizioni poste da Sokal nel definire un classe E, non possono più essere verificate.

Inoltre il classe E è un dispositivo attivo è fatto operare come un interruttore (switch), per cui si è di fronte ad un convertitore DC/RF piuttosto che ad un amplificatore, con conseguenti problemi di stress fisico da parte del dispositivo attivo.

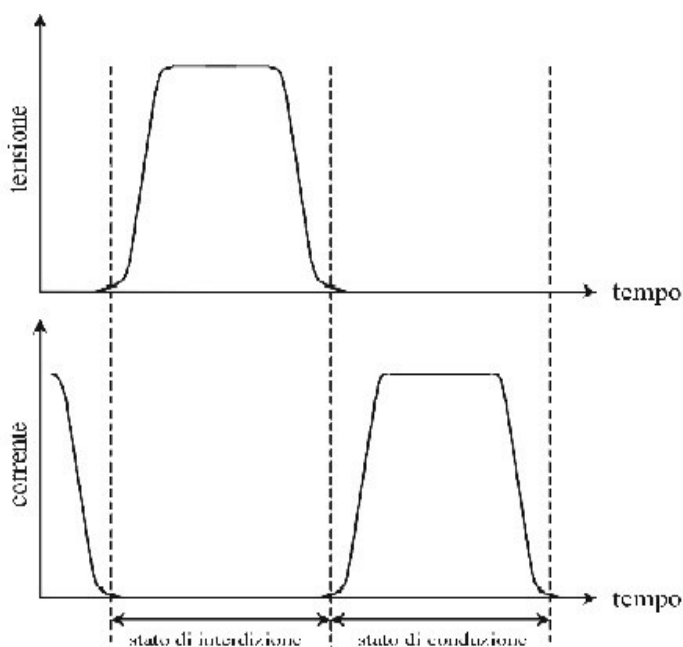


Figura 27 - Caratteristiche di corrente e tensione all'uscita dello stadio attivo [7]

CLASSE F

La Classe F è probabilmente il metodo più praticato per aumentare l'efficienza degli amplificatori di potenza ad alta frequenza.

E' una tecnica introdotta nel lontano 1958 da Tyler e ripresa successivamente da Snider. Consiste nel terminare il dispositivo attivo con terminazioni di tipo cortocircuito per le armoniche pari e circuito aperto per quelle dispari, ad

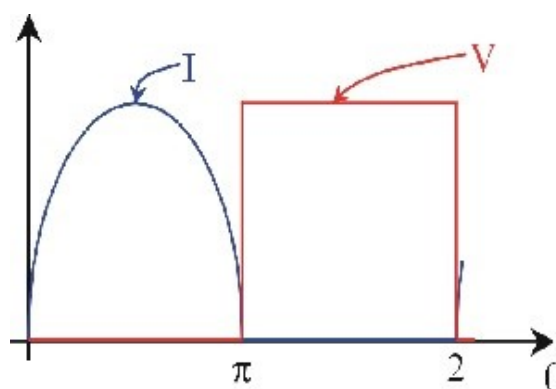


Figura 28 - Caratteristica di uscita di tensione e corrente [7]

eccezione ovviamente della fondamentale, chiusa su un carico ottimo.

La forma d'onda risultante della tensione in uscita è un'onda quadra che viene a "combinarsi" con una forma d'onda di corrente, tipicamente di tipo sinusoidale troncata, in modo tale da minimizzare la potenza dissipata sul dispositivo attivo stesso e quindi massimizzare l'efficienza, come graficamente riportato in figura 28. In figura 29 è invece riportato lo schema di principio di un amplificatore ideale in classe F.

Gli aspetti fondamentali di tale classe di operazione sono:

1. Per un amplificatore polarizzato in classe B, con una terminazione di tipo classe F, è teoricamente possibile ottenere una potenza d'uscita a RF ed un guadagno dati da:

$$P_{out,f} = \frac{4}{\pi} \cdot P_B$$

$$G'_B = \frac{4}{\pi} \cdot G_B$$

dove con P_B e G_B si sono indicati i rispettivi valori della potenza e del guadagno per un classe B.

2. L'efficienza di drain teorica è pari a

$$\eta_d = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\pi}{4} = 100\%$$

3. Le impedenze di carico per ottenere tali risultati ideali devono essere

$$Z_{L,nf} = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \cdot R_L & n = 1 \\ \infty & n \text{ dispari} \\ 0 & n \text{ pari} \end{cases}$$

dove R_L è la resistenza di carico ottima per l'amplificatore in classe B.

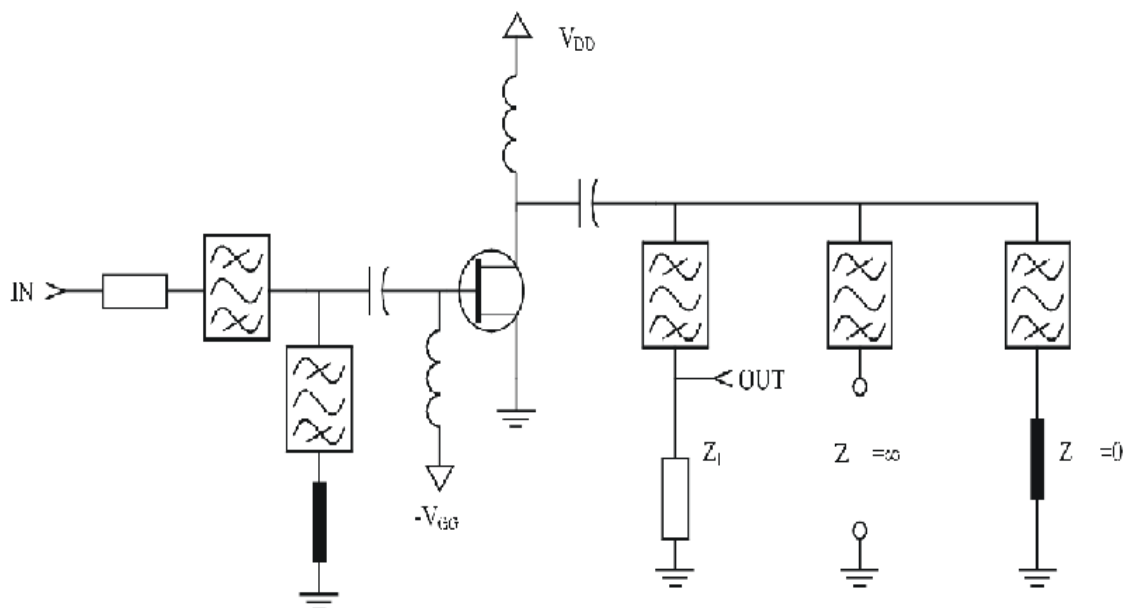


Figura 29 - Amplificatore classe F [7]

Si noti che ancora una volta, essendo nulla la sovrapposizione tra le forme d'onda di tensione e di corrente, sarà nulla la potenza dissipata sul dispositivo attivo. Inoltre, essendo alternativamente nulli o i fasori di corrente ($I_n = 0$ per n pari) o quelli di tensione ($V_n = 0$ per n dispari), è nulla la potenza dissipata sul carico alle armoniche garantendo così il massimo della efficienza di drain (100%).

Il numero delle terminazioni armoniche che in realtà può essere effettivamente controllato è ovviamente finito e scelto dal progettista. La complessità circuitale dipende dal numero di filtri utilizzati e cresce esponenzialmente con l'ordine di armonica considerata. Inoltre, se la frequenza fondamentale non è eccessivamente elevata (almeno superiore a qualche GHz), la progettazione dei filtri armonici può diventare difficile e poco efficace.

Tali considerazioni suggeriscono allora il controllo di un numero limitato di armoniche, scegliendo opportunamente le terminazioni per le armoniche dispari, che ovviamente non possono essere delle impedenze infinite, in modo tale da ottenere delle forme d'onda di tensione il più possibile squadrate.

CLASSE G

Questa classe è stata introdotta grazie allo sviluppo di un'intuizione sul modo di poter ridurre la dissipazione di potenza in un comune amplificatore di classe B, incrementandone al contempo la sua efficienza. Il principio su cui si basa questa tecnica è supportato dal fatto che la maggior parte del segnale musicale da amplificare è mediamente concentrato su bassi livelli per tutta la sua durata con alcuni picchi che sovente possono raggiungere la massima escursione. In linea teorica si potrebbe pensare di avere due amplificatori in parallelo, il primo che lavori per amplificare la media del segnale ricevuto dalla sorgente ed il secondo che intervenga in soccorso del primo quando il livello di segnale supera un certa soglia prefissata abbisognando quindi di maggiore potenza per essere riprodotto. Con alcuni accorgimenti tecnici, l'amplificatore in classe G avrà due linee distinte di alimentazione (una più bassa per far funzionare lo stadio di media potenza, ed una maggiorata per poter pilotare quello a potenza più alta); quando il segnale di ingresso presenterà un picco che eccede la soglia di funzionamento dello stadio interno, mediante uno switch solitamente controllato da diodi di commutazione di segnale, si "spegne" lo stadio interno in favore dell'attivazione di quello esterno di potenza maggiore. L'efficienza di questa tecnica è indiscutibilmente maggiore (teoricamente dell'85,9 %) in quanto non viene sprecata inutilmente in calore della potenza per mantenere attivo uno stadio che di fatto viene sottoutilizzato dovendo amplificare segnali per gran parte di medio livello, a scapito però di un crescente livello di distorsione e di non linearità dovuti alla

commutazione operata dai diodi (che ovviamente introdurranno un certo ritardo) nell'attivazione e disattivazione dei rispettivi stadi di uscita.

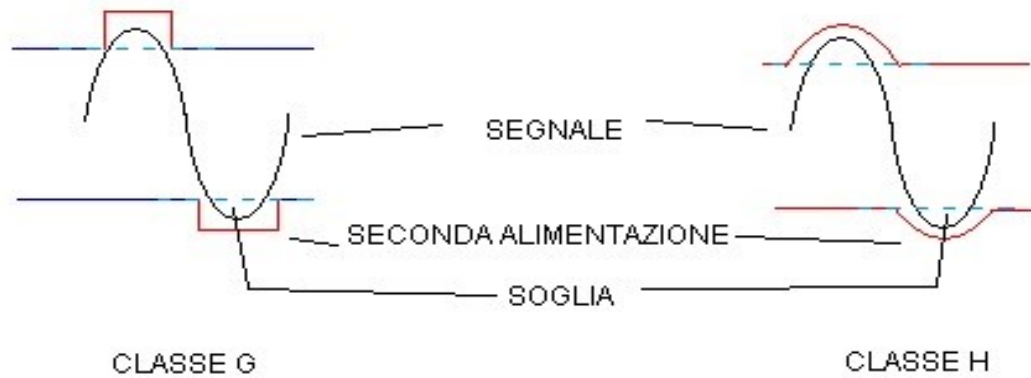


Figura 30 - Confronto tre classe G e classe H [8]

CLASSE H

La classe H è una variante della classe G. Il suo comportamento è equivalente quello della classe G finché il segnale è inferiore al valore di soglia. Non appena il segnale supera questo valore di soglia, invece di commutare la tensione di alimentazione ad un secondo valore fisso come nella classe G, il sistema in classe H fa incrementare poco alla volta la tensione di alimentazione, seguendo quella del segnale amplificato. Proprio per questo minore spreco di energia, il rendimento di un amplificatore in classe H è maggiore di quello di un classe G, ma minore del 100%. L'idea di questa classe è di evitare la commutazione tra due linee fisse di alimentazione per attivare alternativamente i due stadi di potenza, disponendo di una taratura dinamica che si adatti alla crescente richiesta di potenza quando il segnale raggiunge i livelli più alti.

La figura 30 mostra le differenze tra un amplificatore in classe G e uno in classe H.

CONCLUSIONI

In questo elaborato è stata effettuata un'analisi approfondita sugli amplificatori di potenza ad alta fedeltà. L'obiettivo era quello di fornire una panoramica sugli amplificatori di potenza, di definire le loro caratteristiche tecnologiche, strutturali e di funzionamento, e in particolar modo di approfondire le varie classi degli amplificatori.

Nel primo capitolo sono state presentati gli aspetti generali degli amplificatori. Si è partiti illustrando l'architettura tipica di un amplificatore, passando poi a un breve riepilogo della storia dell'alta fedeltà, presentando le caratteristiche delle varie tecnologie sviluppate, analizzandone vantaggi e svantaggi. Successivamente sono stati analizzati tutti i parametri significativi degli amplificatori, così da conoscere le grandezze che vanno a caratterizzare il loro funzionamento.

Nel secondo capitolo si è passati all'approfondimento di tutte le classi di funzionamento degli amplificatori. Il settore dell'alta fedeltà è un settore in continuo sviluppo, dove la principale caratteristica è il soggettivismo. Infatti non esiste un amplificatore ottimo ed uno scadente, ma un infinito numero di vie di mezzo risultanti da innumerevoli compromessi tra i due. Così esistono molte varianti di amplificatori, dove la prerogativa principale varia tra fedeltà, prestazioni e prezzo a seconda dell'uso.

Si è cercato quindi di analizzare ogni classe, di definirne le modalità di funzionamento, comprenderne le caratteristiche principali, vantaggi, svantaggi e il loro utilizzo.

Si è visto che le classi A e AB sono le modalità di funzionamento che garantiscono la fedeltà maggiore, e risultano le più diffuse nel mondo della riproduzione audio. Le classi B e C consentono invece di ottenere un elevato rendimento a discapito però di un'elevata distorsione, che porta la classe C ad essere inutilizzabile in applicazioni audio. Infine la classe D, caratterizzata dal funzionamento a switching mode, rappresenta una novità forse destinata in futuro a sostituire le altre classi. Infatti può raggiungere un rendimento quasi del 100%, non eguagliando ancora però la fedeltà della classe A.

Esistono anche altre classi di amplificatori. Queste tuttavia sono spesso delle varianti delle classi principali, non costituendo dunque particolari novità strutturali e con prestazioni non molto differenti.

BIBLIOGRAFIA

1. Millman, J. & Grabel, A. & Terreni, P. (2005) *Elettronica di Millman*, terza edizione, McGraw-Hill.
2. Marchi, V., *Studio e realizzazione di amplificatore per audiofrequenze*, <<http://www.cab.unipd.it>>, 2011
3. Saad Al-Shahrani, *Design of Class-E Radio Frequency Power Amplifier*, <<http://scholar.lib.vt.edu>>, 2001.
4. Palmerini, M., *Studio e progetto di amplificatori audio switching*, <<http://etd.adm.unipi.it>>, 2007.
5. Sergio Sánchez Moreno, *Class D Audio Amplifiers - Theory and design*, <<http://sound.westhost.com/articles/pwm.htm>>, 2005
6. W. Marshall Leach, Jr. (2001) *Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design*, seconda edizione, Kendall/Hunt.
7. Colantonio, P., *Elettronica delle Microonde*, <<http://www.uniroma2.it>>, 2003
8. <<http://www.dodicesimotasto.it/articoli/tecnologia/classe-a-b-ab-etc.html>>, 2009