



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DEPARTMENT OF
INFORMATION
ENGINEERING
UNIVERSITY OF PADOVA



FACOLTÀ DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Tesi di Laurea Triennale

Amplificatori di Potenza Analisi e Confronto delle Principali Classi degli Stadi di Uscita

**Power Amplifiers
Analysis and Comparison of the Main Output
Stages Classes**

Studente: Eugenio VALENTE

Relatore: Prof. Gaudenzio MENEGHESSE

Anno Accademico 2012/2013 - Padova, 30 Settembre 2013

INDICE

INTRODUZIONE	1
CAPITOLO 1: GENERALITA' SUGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA	3
1.1 Un po' di storia	3
1.2 Stadi di uscita	4
1.3 Richiami e concetti fondamentali	5
1.3.1 Transistor bipolare (BJT)	5
1.3.2 MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor)	8
1.3.3 Transistor di potenza	11
1.3.4 Il transistor come amplificatore	12
1.3.5 Struttura dell'amplificatore	13
1.3.6 Distorsione negli amplificatori di potenza	15
1.3.7 Caratteristiche fondamentali per un amplificatore di potenza ...	17
CAPITOLO 2: CLASSI PRINCIPALI DEGLI STADI DI USCITA	21
2.1 CLASSE A	22
2.1.1 Stadio inseguitore di tensione	22
2.1.2 Potenza trasferita sul carico ed efficienza	24
2.1.3 Potenza dissipata sui dispositivi attivi	26
2.2 CLASSE B	28
2.2.1 Stadio Push-Pull in classe B	28

2.2.2	Potenza trasferita sul carico ed efficienza	30
2.2.3	Potenza dissipata sui dispositivi attivi	31
2.2.4	Distorsione di crossover	33
2.3	CLASSE AB	35
2.3.1	Stadio Push-Pull in classe AB	35
2.3.2	Potenza trasferita sul carico ed efficienza	38
2.3.3	Protezione contro il cortocircuito	38
2.3.4	Resistenza di uscita	39
2.3.5	Polarizzazione dello stadio in classe AB	39
2.4	CLASSE C	42
2.4.1	Potenza trasferita sul carico ed efficienza	42
2.4.2	Potenza dissipata sul dispositivo attivo	45
2.5	CLASSE D	46
2.5.1	Potenza dissipata da una rete di commutazione MOS ed efficienza	48
2.6	ALTRE CLASSI	52
2.6.1	CLASSE E	52
2.6.2	CLASSE F	55
2.6.3	CLASSE G	57
2.7	Osservazioni finali sulle classi	61
	CONCLUSIONI	65
	Bibliografia	67

INTRODUZIONE

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. Ci sono diversi modi per avere l'amplificazione del segnale. Uno di questi è di mantenere minimo il rapporto segnale rumore; in questo caso si parlerebbe di amplificatori a basso rumore (LNA – Low Noise Amplifier). In molti altri casi è richiesto un considerevole aumento del livello del segnale, quindi c'è bisogno di un elevato guadagno; in questo caso abbiamo a che fare con amplificatori di guadagno (LGA – Linear Gain Amplifier). Infine ci sono i casi in cui è richiesto l'aumento della potenza del segnale al suo ingresso fino al livello desiderato dalla particolare applicazione, rispettando soprattutto le specifiche di linearità, efficienza e dimensioni; si parla quindi di amplificatori di potenza (PA – Power Amplifier). Di conseguenza, 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.

In questo elaborato verranno approfonditi alcuni tra i più importanti concetti degli amplificatori di potenza.

Gli amplificatori di potenza hanno un vasto campo di applicazioni: tra i più importanti abbiamo l'ambito degli amplificatori audio. Inoltre, questi amplificatori li troviamo nella realizzazione di sistemi a microonde, soprattutto per applicazioni nel campo delle telecomunicazioni, sia terrestri sia satellitari, ove continui sviluppi della tecnologia a stato solido hanno portato alla realizzazione di trasmettitori sempre più piccoli, con conseguenti riduzioni di peso e costo, ma con requisiti più stringenti; e in molti altri campi.

Le specifiche di progetto principalmente richieste allo stadio di potenza riguardano la riduzione del consumo di potenza e dei livelli di tensione necessari alla loro alimentazione, garantendo però sia un livello di potenza d'uscita che caratteristiche di linearità accettabili, secondo il tipo d'impiego cui sono destinati. Per esempio, nei sistemi di telefonia cellulare, l'amplificatore di potenza consuma una porzione significativa della potenza totale in continua preventivata, per cui s'intuisce la rilevanza dell'efficienza di conversione, che si traduce essenzialmente in una riduzione delle

dimensioni e del peso sia del sistema di alimentazione in continua (esempio batterie), sia degli scambiatori di calore (heat-sinks), necessari appunto allo smaltimento del calore prodotto dalla potenza dissipata sul dispositivo attivo stesso, e quindi in una riduzione delle dimensioni e del peso dell'intera unità.

Questo elaborato è stato diviso in due capitoli.

Il primo capitolo è un'introduzione agli amplificatori di potenza: verranno fatti richiami sui dispositivi attivi (transistor) e poi verranno affrontati alcuni concetti fondamentali come la struttura dell'amplificatore di potenza, le varie distorsioni; infine toccherà le caratteristiche fondamentali per un amplificatore di potenza che verranno analizzate per ogni classe nel secondo capitolo.

Il secondo capitolo è un'analisi delle principali classi degli stadi di uscita: verranno sottolineati vantaggi e svantaggi di ogni classe trattata e infine verrà fatto un confronto tra le diverse classi.

Le classi A, B, AB, C, D verranno analizzate in modo molto approfondito ricavando le varie formule, in particolare quelle per la potenza di uscita e dell'efficienza. Per quanto riguarda le classi E, F, G verranno sottolineati gli aspetti più importanti in modo da poter fare un ottimo confronto tra tutte le classi.

CAPITOLO 1

1 GENERALITA' SUGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA

1.1 UN PO' DI STORIA

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

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

I primi schemi di amplificatori audio, nonché amplificatori di potenza, che furono dominanti nei primi anni sessanta, erano strutturati con amplificatori a valvole termoioniche (o tubi a vuoto) e i componenti attivi dello stadio finale erano accoppiati al carico con un trasformatore adattatore di impedenza; quest'ultimo però era pesante, costoso, ingombrante, non lineare e introduceva sia distorsione dovuta alla saturazione del nucleo, sia distorsione di fase agli estremi della banda audio, limitando così la quantità di retroazione applicabile.

Poi ci fu l'avvento del primo dispositivo allo stato solido in grado di amplificare, il transistor a giunzione bipolare (BJT).

Un gruppo di ricercatori dei Bell Laboratories: Bardeen, Brattain e Shockley inventarono, alla fine degli anni quaranta, il transistor bipolare a giunzione (BJT – Bipolar Junction Transistor). Questa scoperta fondamentale segnò l'inizio dell'era dei semiconduttori, e insieme allo sviluppo della microelettronica hanno modificato profondamente l'era moderna. Nel (1956) gli inventori ricevettero il premio Nobel in fisica.

Il BJT è nato come elemento amplificatore di corrente ed ha rivoluzionato il mondo dell'elettronica aprendo la strada al processo di miniaturizzazione dei circuiti elettronici. Sul BJT sono state trasferite, adattate e ulteriormente sviluppate le configurazioni circuitali già realizzate con i tubi elettronici.

Inseguito le valvole termoioniche vennero sostituite dai dispositivi allo stato solido (che

comprendono anche i MOSFET inventati in seguito) e gli stadi di uscita iniziarono ad essere progettati senza trasformatore d'uscita, utilizzando una configurazione nota come quasi-complementare, che aveva due transistor dello stesso tipo e cioè NPN, poiché all'epoca i transistor PNP non riuscivano ad erogare elevate correnti.

Con lo sviluppo poi dei transistor PNP di potenza si affinò la struttura dell'amplificatore che conosciamo oggi.

1.2 STADI DI USCITA

Nell'elettronica moderna è possibile realizzare stadi di amplificazione mediante l'uso di transistor.

Nell'analisi di questi stadi di amplificazione per definire le prestazioni intrinseche si è sempre tenuto conto del guadagno massimo ponendo l'uscita a vuoto per caratterizzare l'amplificazione di tensione, oppure ponendo l'uscita in cortocircuito per caratterizzare l'amplificazione di corrente.

Nel caso in cui all'uscita di un generico stadio di amplificazione viene posto un carico qualsiasi R_L , si nota che esso influenza notevolmente le prestazioni del circuito.

Questa dipendenza dal carico R_L non è desiderabile; si cerca sempre di realizzare circuiti le cui prestazioni siano indipendenti dal carico che viene utilizzato.

Vengono così creati gli stadi di uscita; essi sono particolari stadi che fungono da adattatori tra gli stadi di amplificazione e il generico carico al quale bisogna connettersi e presentano un'alta impedenza di ingresso e una bassa impedenza di uscita.

Un altro problema che riguarda gli stadi di amplificazione è la dissipazione di potenza; infatti il singolo stadio di amplificazione non è in grado di fornire al carico una potenza oltre determinati limiti, poiché sono costruiti con transistor che non riescono a gestire elevate dissipazioni di potenza.

Quindi gli stadi di uscita devono essere realizzati con transistor diversi da quelli degli stadi di amplificazione poiché devono gestire elevate dissipazioni di potenza.

In pratica le principali funzioni di un generico stadio di uscita sono: garantire sia l'adattamento di impedenza con il carico, sia un adeguato trasferimento di potenza al carico stesso.

Lo stadio di uscita si ritrova a dover gestire all'ingresso segnali che presentano escursioni molto ampie che è appunto la differenza fondamentale con gli stadi di amplificazione.

A causa dell'ampia escursione dei segnali il componente attivo non potrà più essere rappresentato dal suo modello ai piccoli segnali come invece avviene negli stadi di amplificazione e quindi gli errori di non linearità non sono più trascurabili.

I parametri che hanno più rilevanza negli stadi di uscita sono: la distorsione, il rendimento, la dissipazione termica, le impedenze d'ingresso e d'uscita e il guadagno misurato su ampi segnali.

1.3 RICHIAMI E CONCETTI FONDAMENTALI

1.3.1 TRANSISTOR BIPOLARE (BJT)

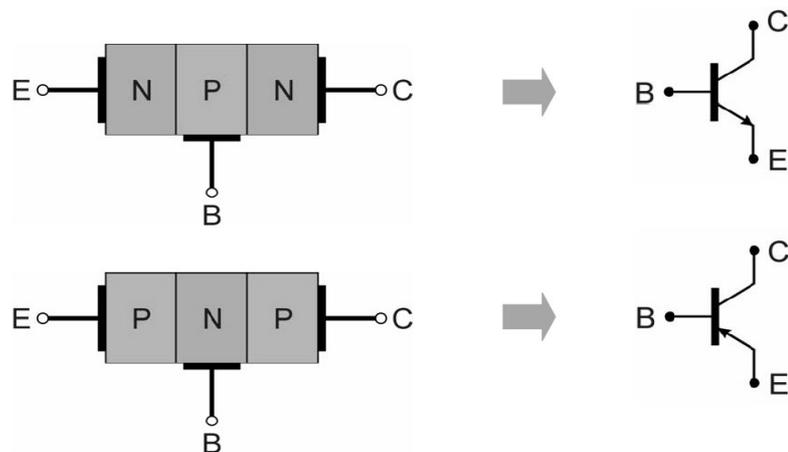
Il transistor bipolare fu il primo dispositivo a stato solido a tre terminali a godere di un ampio successo commerciale; i motivi di tale successo sono dovuti alla struttura del dispositivo, in quanto la sua regione attiva, collegata nella regione di base, è situata all'interno del dispositivo stesso, ed è quindi meno sensibile ai difetti che si formano nelle regioni superficiali.

Il transistor bipolare è costituito da una successione di tre regioni di materiale semiconduttore a drogaggio alternato di tipo p e n; tali regioni sono chiamate: emettitore (E), base (B) e collettore (C) del transistor. La base è sempre drogata nella maniera opposta al drogaggio delle altre due regioni.

Il transistor bipolare si presenta in due forme: pnp e npn. Il funzionamento di questo dispositivo è basato sul trasporto dei portatori minoritari, per diffusione e per deriva, nella regione centrale, vale a dire nella base.

Poichè gli elettroni hanno mobilità e diffusività maggiore rispetto alle lacune, le prestazioni del transistor npn sono decisamente migliori di quelle del dispositivo pnp.

Nella seguente figura sono mostrate le tre regioni del transistor bipolare, pnp e npn, e i rispettivi simboli circuitali:



Alla base del principio fisico di funzionamento del transistor a giunzione bipolare, c'è la giunzione-PN, che non andremo a trattare in questo testo. Osservando le figure sopra si nota che ci sono ben due giunzioni-PN per entrambi i tipi di transistor: Base-Emettitore (BE) e Base-Collettore (BC). Dalla polarizzazione di queste due giunzioni dipende la regione di funzionamento del transistor.

La tabella seguente mostra le diverse regioni di funzionamento:

GIUNZIONE BASE-EMETTITORE	GIUNZIONE BASE-COLLETTORE	MODO
INVERSA	INVERSA	SPENTO
DIRETTA	DIRETTA	SATURAZIONE
DIRETTA	INVERSA	ATTIVA DIRETTA
INVERSA	DIRETTA	ATTIVA INVERSA

Passiamo ora ad analizzare, sempre brevemente, come si comporta il BJT nell'amplificazione della tensione e della corrente all'interno di un circuito.

La regione di funzionamento e quindi le prestazioni del dispositivo dipendono dal così detto "punto di lavoro", il quale viene fissato dai componenti esterni collegati al transistor, i quali, a loro volta, forzano il dispositivo a lavorare in determinate condizioni. Questi componenti esterni influiscono sul comportamento statico e

dinamico 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;

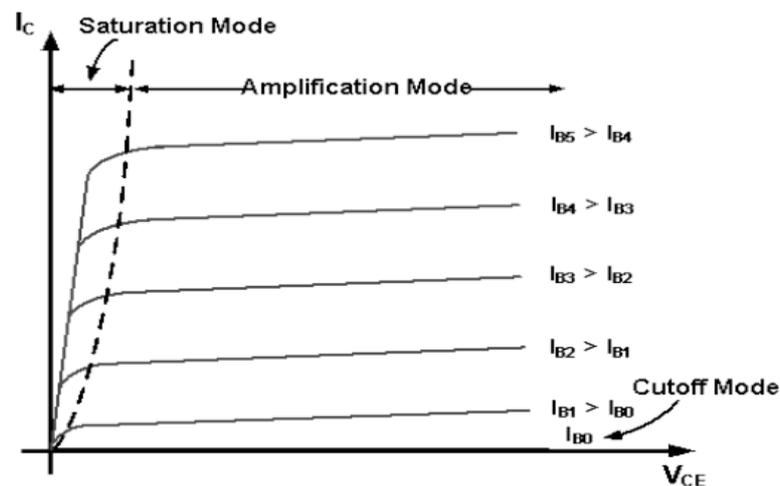
V_{cb} : tensione tra il terminale di collettore e quello di base;

I_b : corrente attraverso il terminale di base;

I_e : corrente attraverso il terminale di emettitore;

I_c : corrente attraverso il terminale di collettore;

Tra tutte le relazioni possibili con queste variabili ci interessa soprattutto quella che stabilisce la variazione della I_c in funzione della V_{ce} , mantenendo costante la I_b (caratteristica d'uscita). La seguente figura mostra la caratteristica d'uscita:



Quando il transistor è chiamato a lavorare con segnali alternati, come ad esempio i segnali audio, dobbiamo tenere conto che la zona di funzionamento non è più un unico punto di lavoro, in quanto questo si sposta attorno al punto di riposo in base al segnale applicato esternamente. Pertanto, nel progettare il circuito, dovremo fare in modo che il transistor si trovi a funzionare all'interno della sua zona sicura anche nelle condizioni più sfavorevoli ed in presenza della tensione istantanea più critica.

Se ciò avverrà, il segnale di uscita risulterà la copia ingrandita di quello applicato all'ingresso, viceversa sarà affetto da un certo tasso di distorsione.

Nell'analisi ai piccoli segnali, quindi in regime dinamico, il transistor può lavorare in tre

tipi di configurazioni; queste ultime dipendono da come i terminali del transistor vengono collegati rispetto a quelli d'ingresso e d'uscita del circuito.

La configurazione ad emettitore comune prevede la base come terminale di ingresso e il collettore come uscita. La configurazione a collettore comune prevede la base come ingresso e l'emettitore come uscita. La configurazione a base comune prevede l'emettitore come ingresso e il collettore come uscita.

Ognuna di queste configurazioni presenta particolari caratteristiche, favorevoli o sfavorevoli a seconda dell'uso a cui sono destinati.

Inoltre questi circuiti sono caratterizzati da ben cinque 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.

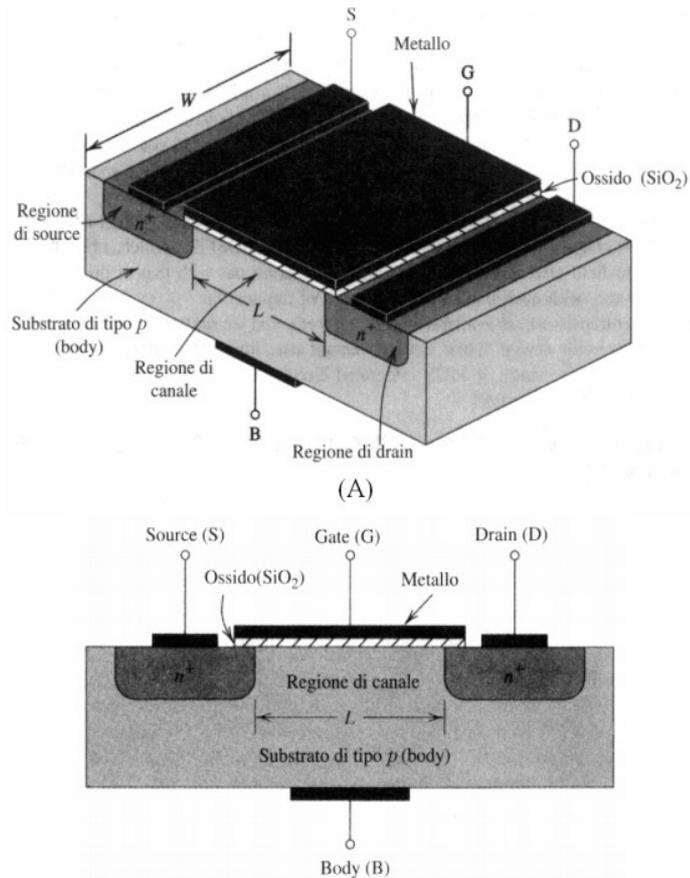
1.3.2 MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor)

Questo tipo di transistor appartiene alla classe di transistor ad effetto di campo; inoltre, sono molto importanti nei moderni circuiti analogici integrati.

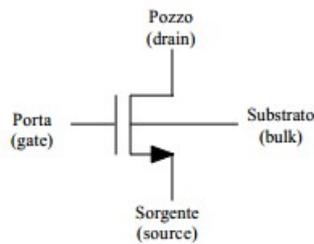
I MOSFET hanno molti vantaggi e tra i più importanti c'è la semplicità della struttura tecnologica e l'elevata densità di integrazione che si può ottenere, questi fattori fanno sì che il MOSFET sia particolarmente importante per circuiti integrati su larga scala (LSI, Large Scale of Integration) e larghissima scala (VLSI, Very Large Scale of Integration) e in particolare per quelli digitali.

I MOSFET sono dispositivi unipolari e si differenziano in base al drogaggio della regione di canale, cioè nella regione in cui viene fatta fluire la corrente.

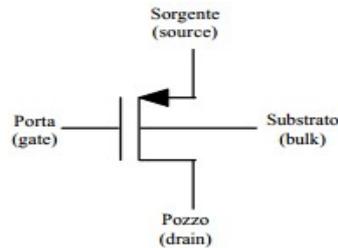
Il MOSFET è costituito da un condensatore, composto da un'elettrostruttura formata da tre strati di materiali diversi, affiancata da due terminali, detti source e drain. Il condensatore MOS (Metallo-Ossido-Semiconduttore) è composto da due elettrodi: il substrato ed il gate. Il substrato, detto anche body, il "corpo" del transistor, è costituito da materiale semiconduttore drogato, solitamente il silicio. Le seguenti figure mostrano la struttura del transistor NMOS e la vista in sezione:



Il simbolo circuitale di un MOSFET a canale n (NMOS) è il seguente:

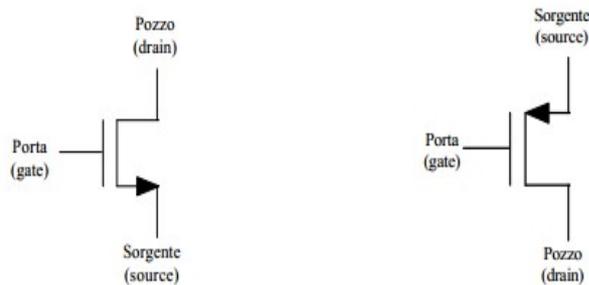


mentre per il simbolo circuitale per un MOSFET a canale p (PMOS) è il seguente:



come si può notare dai due simboli circuitali, la corrente (convenzionale) per l'NMOS fluisce dal drain al source, mentre nel PMOS fluisce dal source al drain. Inoltre, il drain e il source sono invertiti, questo perché in un NMOS il terminale a tensione maggiore è il drain, mentre nel PMOS è il source.

Nella maggior parte delle applicazioni il terminale di bulk viene posto a massa e i simboli circuitali possono essere semplificati come mostrato nella seguente figura:



Le variabili coinvolte nella caratterizzazione del punto di lavoro, e quindi del funzionamento, di un MOSFET sono:

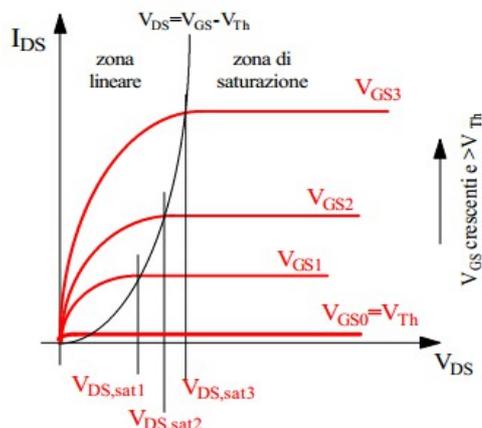
V_{DS} : tensione tra il terminale di drain e quello di source;

V_{GS} : tensione tra il terminale di gate e quello di source;

V_{GD} : tensione tra il terminale di gate e quello di drain;

I_D : corrente di drain;

IL MOSFET può lavorare in zona lineare o in zona di saturazione e nella seguente figura viene mostrata la caratteristica d'uscita:



1.3.3 TRANSISTOR DI POTENZA

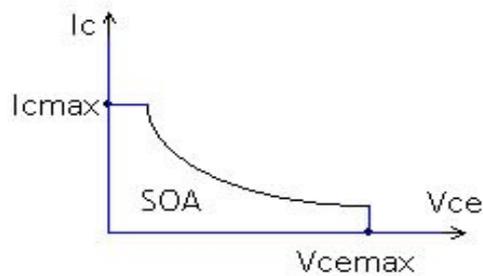
I dispositivi attivi utilizzati negli amplificatori di potenza sono i BJT oppure i MOS di potenza; essi utilizzano tecnologie costruttive diverse da quelle impiegate per i transistor di piccola potenza (di segnale) perchè devono sopportare correnti e tensioni decisamente più elevate; inoltre impiegano contenitori adeguati per smaltire più facilmente il calore prodotto dall'elevata potenza dissipata.

BJT di potenza

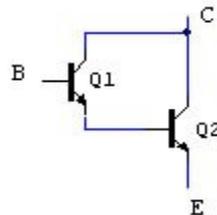
I parametri importanti da prendere in considerazione per una corretta gestione del BJT di potenza sono:

- la tensione $V_{ce0(max)}$, che è la massima tensione che si può applicare tra collettore ed emettitore a base aperta;
- la tensione $V_{cbo(max)}$, che è la massima tensione che si può applicare tra collettore e base ad emettitore aperto;
- la massima corrente di collettore I_{cmax} ;
- la massima potenza dissipabile P_{dmax} , il cui valore viene fornito a $25^{\circ}C$; essa si riduce all'aumentare della temperatura ambiente

Il luogo dei punti di funzionamento, nel piano I_c - V_{ce} , per cui la potenza dissipata è quella massima, è l'iperbole di equazione $I_c * V_{ce} = P_{dmax}$ mostrata in figura:



L' area del piano I_c - V_{ce} effettivamente utilizzabile è quella racchiusa dall'iperbole ed è limitata, in corrente, dalla I_{cmax} e, in tensione, dalla V_{ceomax} ; questa area viene chiamata SOA(safe operating area). I finali di potenza a BJT spesso utilizzano coppie Darlington, costituite da due BJT posti in cascata come mostrato in figura:



I transistor Darlington, quindi richiedono piccole correnti di pilotaggio; la coppia è corredata di resistenze di protezione e di un diodo che salvaguarda il dispositivo dall'erronea inversione della polarizzazione.

MOSFET di potenza

Il MOSFET di potenza è usato nelle applicazioni ad alti valori di tensione e corrente. Rispetto agli altri dispositivi di potenza a semiconduttore i suoi principali vantaggi sono l'elevata velocità di commutazione e la buona efficienza a basse tensioni; possiede un gate isolato che lo rende semplice da pilotare. Questi MOSFET possono, quindi, gestire correnti elevate sino al centinaio di Ampere ed hanno tensioni di rottura che possono arrivare al kV; in questi dispositivi, il canale ha una struttura diversa rispetto ai MOS di piccola potenza; i MOS di potenza più usati sono: i V-Mos e i D-MOS.

1.3.4 IL TRANSISTOR COME AMPLIFICATORE

Il BJT è un ottimo amplificatore quando è polarizzato in regione attiva diretta; invece il MOSFET, o più in generale i transistori ad effetto di campo, devono essere polarizzati in regione di saturazione(o pinch-off) per poter essere utilizzati come amplificatori. Un

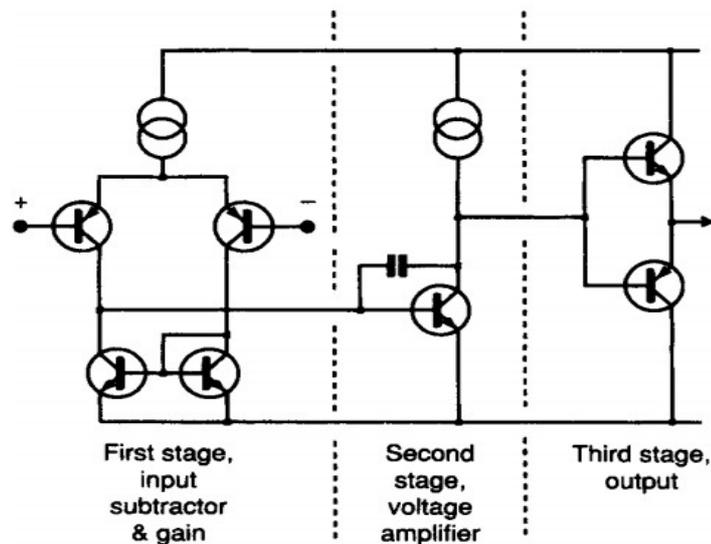
transistor quando è polarizzato per essere utilizzato come amplificatore è in grado di fornire elevati guadagni di tensione, di corrente e di potenza.

Quindi per realizzare un amplificatore bisogna polarizzare il transistor, stabilizzando il punto di lavoro nella regione desiderata delle caratteristiche d'uscita. Solo dopo aver definito il punto di lavoro Q il transistor può funzionare da amplificatore. Dal punto Q dipendono molte caratteristiche dell'amplificatore:

- i parametri per piccoli segnali del transistor;
- il guadagno di tensione e le resistenze di ingresso e di uscita;
- le ampiezze massime dei segnali di ingresso e di uscita;
- la dissipazione di potenza.

1.3.5 STRUTTURA DELL'AMPLIFICATORE

La maggior parte degli amplificatori audio a stato solido oggi sono progettati con una struttura a tre stadi evidenziata dalla seguente figura:



Il primo è uno stadio a transconduttanza, poiché amplifica una differenza di tensione e la porta all'uscita sotto forma di corrente; questo stadio è detto stadio d'ingresso. Il secondo è uno stadio a transimpedenza, il quale riceve il segnale sotto forma di corrente, lo amplifica e lo porta all'uscita sotto forma di tensione, ed è anche chiamato stadio amplificatore di tensione. Il terzo e ultimo è lo stadio finale, o d'uscita, normalmente a simmetria complementare, che di solito ha un guadagno di tensione unitario.

Questa struttura a tre stadi ha molti vantaggi; come ad esempio le interazioni tra gli stadi sono talmente minime che possono essere trascurabili: il segnale che esce dal primo stadio ed entra nel secondo è sotto forma di corrente e la sua escursione in tensione è minima, così non viene a verificarsi l'effetto Early nel primo stadio; il condensatore di compensazione nel secondo stadio fissa il polo dominante dell'intero amplificatore e riduce anche l'impedenza di uscita del secondo stadio, affinché il carico non lineare, causato dall'impedenza d'ingresso del terzo stadio, generi una minore distorsione di quanto ci si sarebbe aspettato.

Il primo stadio ha il dovere fondamentale di sottrarre il segnale di retroazione dall'ingresso per generare il segnale di errore che guida l'uscita. È quasi sempre uno stadio differenziale a transconduttanza; una differenza di tensione all'ingresso si traduce in una corrente che è essenzialmente insensibile alla tensione alla porta di uscita. I fattori critici di questo stadio sono il CMRR (Common Mode Rejection Ratio) ed il PSRR (Power Supply Rejection Ratio), ovvero la reiezione di modo comune e la reiezione dell'ondulazione di alimentazione. Il miglior modo per minimizzare questi due fattori è di utilizzare come carico uno specchio di corrente polarizzando gli emettitori con un generatore di corrente. Oltre a questi fattori, altri parametri molto importanti sono la linearità e la resistenza di ingresso.

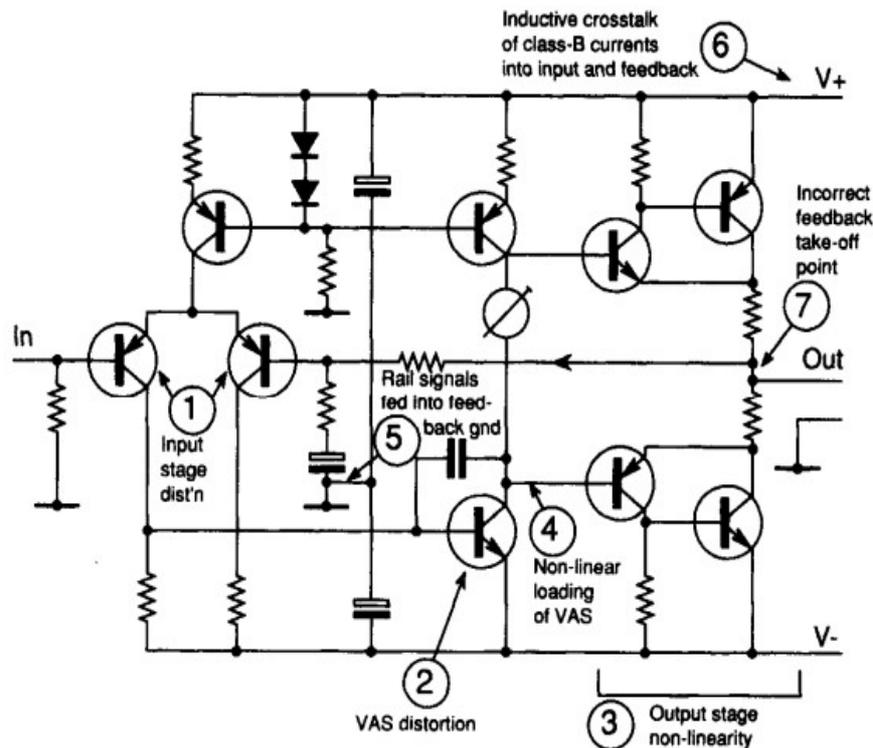
Il secondo stadio detto anche amplificatore di tensione, the Voltage-Amplifier Stage (VAS), è stato spesso considerato come la parte fondamentale di un amplificatore di potenza poiché ha il compito più arduo ed ingrato: è il responsabile dell'intero guadagno di tensione di un amplificatore di potenza. La capacità collegata tra collettore e base fa sì che questo stadio diventi un integratore che fissa la frequenza di taglio ad anello aperto. Questo stadio ha come carico un generatore di corrente e spesso non è collegato direttamente al terzo stadio, si interpone un transistor aggiuntivo che funge da buffer e dalla posizione di questo transistor nella rete si formano diverse configurazioni.

Il terzo stadio, nonché l'ultimo, concettualmente può essere ricondotto ad un buffer di tensione: non ha guadagno in tensione, ma amplifica in corrente.

Gli stadi di uscita si distinguono in base alle classi di funzionamento che in questo elaborato andremo ad analizzare.

1.3.6 DISTORSIONE NEGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA

Nell'architettura a tre stadi di un amplificatore di potenza si possono incontrare diversi fenomeni di distorsione. Le distorsioni più importanti sono 8 e nella seguente figura è mostrato il posto in cui è presente ciascuna di queste distorsioni (manca la distorsione numero 8):



Distorsione 1: stadio di ingresso

Questo fenomeno riguarda la non-linearità dello stadio di ingresso, che si può manifestare quando la coppia differenziale presenta sbilanciamenti tra le due linee di uscita. Generalmente l'effetto è più accentuato alle alte frequenze e coinvolge solitamente la terza armonica.

Distorsione 2: stadio amplificatore di tensione (VAS)

Riguarda la non-linearità nel secondo stadio e che sorprendentemente non figura sempre nella distorsione finale. Nel caso si verificasse questa distorsione, si manifesterebbe

nella seconda armonica del segnale; tuttavia, l'effetto coinvolgerebbe solo le frequenze sopra la soglia stabilita dal polo dominante fissato da C_{dom} , in quanto sotto tale soglia l'effetto benefico della retroazione negativa è sufficiente a mantenere costante la linearità della caratteristica ingresso/uscita dello stadio.

Distorsione 3: stadio di uscita

Questo stadio è quello dei tre che ha una maggiore influenza nella distorsione finale di un amplificatore di potenza a causa dei suoi frequenti fenomeni di non linearità dovuti soprattutto al suo particolare compito di dover pilotare carichi poco stabili e costanti dal punto di vista fisico.

In una configurazione tipica in Classe B, questo effetto è l'insieme dei contributi dovuti a più tipologie di distorsione; esse possono sostanzialmente riassumersi in distorsione ai "grandi segnali", distorsione di crossover e distorsione da switch-off.

Distorsione 4: carico di uscita dello stadio VAS

Questa distorsione è dovuta all'accoppiamento con lo stadio di uscita, nel momento in cui quest'ultimo presenta una scarsa linearità nell'impedenza d'ingresso. Per limitare questi effetti sgraditi, si è frapposto tra lo stadio VAS e lo stadio di uscita un inseguitore di tensione. Questa idea ha portato a ottimi risultati poiché favorisce l'accoppiamento dei due stadi e l'annullamento della ripercussione della distorsione sul transistor preposto all'amplificazione in tensione proprio del secondo stadio.

Distorsione 5: distorsione nel disaccoppiamento della linea di alimentazione

Tale distorsione tiene conto delle non-linearità alle basse frequenze introdotte dall'effetto indesiderato dei condensatori di disaccoppiamento tra le linee di alimentazione e il percorso del segnale, nel momento in cui del rumore parassita generato dalla tensione di alimentazione degli stadi risale attraverso la massa comune e viene sommato al segnale utile. Talvolta è sufficiente ripensare al percorso della massa nella circuiteria interna per riscontrare una sostanziale riduzione della distorsione da disaccoppiamento con un considerevole incremento delle performance complessive dell'apparecchio in fatto di THD.

Distorsione 6: distorsione di induzione

Questo fenomeno di distorsione è causato da correnti parassite generate dall'induzione elettromagnetica che attraversano la massa del segnale oppure l'uscita o, peggio, il percorso di retroazione negativa. Questo effetto è stato definito dagli studi effettuati nel corso degli anni come uno tra i più insidiosi in quanto difficile da individuare e misurare e, di conseguenza, da rimuovere.

Distorsione 7: distorsione nel prelievo della retroazione negativa

Una non-linearità risultante dall'effetto della connessione in un punto errato nel prelievo del segnale di uscita per formare la retroazione negativa da riportare in ingresso. Generalmente si verifica quando si preleva il segnale esattamente nel punto in cui si sommano le correnti elevate in uscita dai transistor finali di potenza.

Distorsione 8: distorsione delle capacità dei condensatori

Si verifica per la natura non-lineare dei condensatori (in particolar modo gli elettrolitici) ed è strettamente dipendente dalla frequenza. Generalmente il fenomeno è riscontrabile in prossimità dei condensatori di disaccoppiamento del segnale d'ingresso o in quelli della rete di feedback.

1.3.7 CARATTERISTICHE FONDAMENTALI PER UN AMPLIFICATORE DI POTENZA

Potenza di uscita

Uno dei fattori primari di un amplificatore è la potenza. La potenza di un amplificatore dipende da molti fattori e soprattutto deve essere adattata al carico d'uscita, ovvero all'impedenza del dispositivo utilizzato per la riproduzione del segnale, come ad esempio un altoparlante.

I transistor dello stadio finale aumentano notevolmente il livello del segnale sonoro, costituito da una corrente che varia nel tempo. Tale corrente quando viene fatta circolare nella bobina di un altoparlante, fa vibrare la membrana dello stesso, traducendo in suono le variazioni di corrente. Maggiore è il valore di tale corrente maggiore sarà

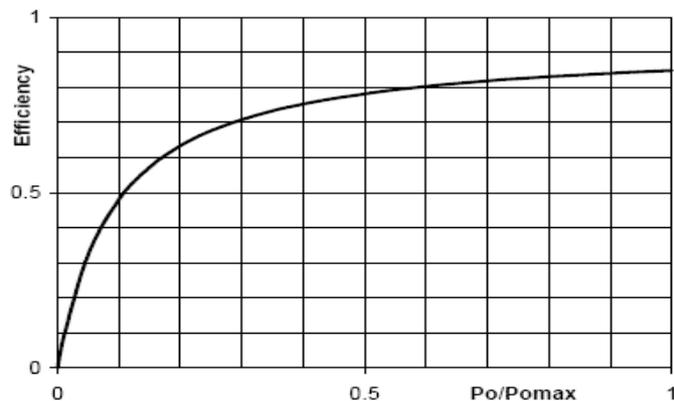
l'emissione sonora.

Efficienza

L'efficienza è uno dei parametri più importanti per un amplificatore di potenza. L'efficienza, η , per un generico sistema è definito come:

$$\eta = \frac{P_O}{P_{AL}} = \frac{P_O}{P_O + P_{DISS}}$$

Dove P_O è la potenza di uscita, P_{DISS} è la potenza dissipata dall'amplificatore, P_{AL} è la potenza totale data dall'alimentazione sia all'amplificatore che al carico. In letteratura, i grafici raffigurano l'efficienza di un amplificatore in funzione della potenza di uscita, come mostrato in figura:



Il problema con questi tipi di grafici è che è difficile vedere quanto dissipa in realtà l'amplificatore. La dissipazione di un amplificatore in relazione alla potenza di uscita, P_O , e l'efficienza, η , è data da

$$P_{DISS} = P_O \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$$

Per limitare la dissipazione di potenza è preferibile avere un'impedenza di uscita dell'amplificatore più piccola possibile, tendente a zero, ma questo livello non è mai quasi raggiunto. Quindi per gli amplificatori di potenza è preferibile una bassa impedenza di uscita così da avere un'efficienza migliore ed un elevato fattore di smorzamento. Il fattore di smorzamento, o damping factor, non è altro che il rapporto

tra l'impedenza di ingresso e l'impedenza di uscita.

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

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. 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.

Distorsione

Solitamente la distorsione viene indicata come THD (Total Harmonic Distortion): è una misura del degrado del segnale in uscita dovuta sia ai limiti fisici dei componenti elettronici, sia alla loro interconnessione. Le distorsioni sono dovute alle non linearità che caratterizzano gli amplificatori e soprattutto nell'analisi degli amplificatori di potenza questa loro non linearità deve essere presa in considerazione. In altre parole, per distorsione debbono intendersi tutti quei fenomeni che impediscono che il segnale di uscita di un amplificatore sia una perfetta « replica » dello stesso segnale applicato all'ingresso. Ci sono diversi tipi di distorsione; qui di seguito ne indicheremo alcune:

La distorsione armonica: definita come rapporto tra il valore efficace di una particolare armonica e il valore efficace della rispettiva frequenza fondamentale.

Distorsione di intermodulazione: è una distorsione non-lineare caratterizzata da componenti presenti all'uscita aventi frequenze uguali alla somma e alla differenza dei multipli interi delle frequenze che compongono il segnale d'ingresso. Solitamente questo tipo di distorsione viene data per la massima potenza di uscita e negli

amplificatori di potenza non può superare il 2%

Distorsione d'incrocio o di crossover. Questa distorsione è probabilmente la più importante e insidiosa tra tutti i meccanismi di distorsione, potendosi definire come l'unico fenomeno impossibile da debellare o addirittura da confinare al di sotto della soglia di rumore trascurabile. La distorsione di crossover è generata dalla natura non perfettamente simmetrica (o coniugata) dei transistor di uscita in prossimità della loro regione di interdizione (o *pinchoff*); essa si verifica attorno allo zero del segnale, nell'area di incrocio tra le due forme d'onda in uscita dalle due linee simmetriche di amplificazione, intaccando qualsiasi tipo di segnale di qualsivoglia ampiezza.

Cifra di merito

Un altro fattore da non dimenticare, che è sempre importante tenere in considerazione quando si analizzano amplificatori di potenza, è la cifra di merito: il rapporto fra la potenza massima fornita al carico e la potenza massima dissipata da ciascun elemento attivo.

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

2. CLASSI PRINCIPALI DEGLI STADI DI USCITA

In questo capitolo andremo ad affrontare diverse classi degli amplificatori di potenza, in particolare: classe A, classe B, classe AB, classe C, classe D, classe E, classe F e classe G.

La classificazione delle classi dalla A alla C è possibile effettuarla in base all'angolo di conduzione del dispositivo attivo (transistor) ossia in base all'angolo del periodo del segnale per il quale i dispositivi sono in conduzione e dissipano potenza. Gli stadi in classe A sono stadi in cui i transistor conducono per l'intero periodo (vale a dire per un angolo di conduzione pari a 2π). Gli stadi in classe B hanno invece i transistor che conducono per mezzo periodo (cioè per un angolo di conduzione pari a π). Lo stadio in classe AB è uno stadio intermedio tra quello in classe A e quello in classe B, in quanto l'angolo di conduzione è in questo caso leggermente maggiore di π . Infine, gli stadi in classe C hanno l'angolo di conduzione compreso tra 0 e π .

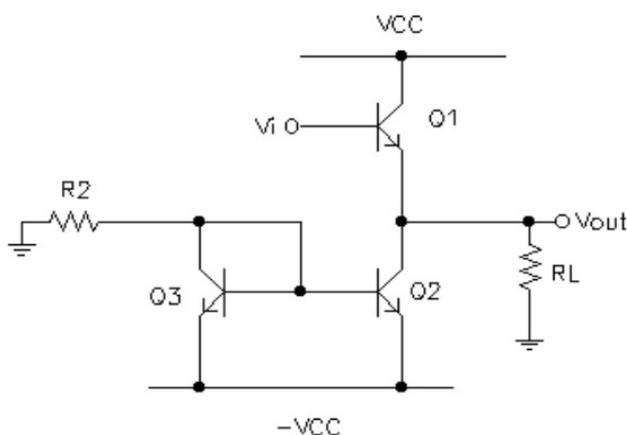
La classificazione continua con gli amplificatori non lineari switching, che nella nostra trattazione comprendono la classe D e la classe E, dove il transistor viene utilizzato come commutatore. Poi ci sono gli amplificatori non lineari che utilizzano il transistor come generatore di corrente e tra questi il più importante è l'amplificatore in classe F. Infine c'è l'amplificatore in classe G che è una variante della classe B o della classe AB.

2.1 CLASSE A

In un amplificatore Classe A i transistor BJT vengono polarizzati in modo che lavorino nella parte centrale della propria regione di linearità, al fine di garantire il massimo comportamento lineare del circuito. Infatti in questo tipo di amplificatore la corrente scorre continuamente in tutti i dispositivi di uscita e ciò permette di evitare le non linearità dovuti all'accensione e allo spegnimento di quest'ultimi. Con questa polarizzazione avremo i transistor sempre in conduzione, anche quando non viene applicato il segnale, e quindi la maggior parte della potenza assorbita dall'alimentazione viene dissipata sui transistor, dando un'efficienza molto minore di 1. Infine, poiché in un amplificatore in classe A il transistor conduce per l'intero periodo del segnale d'ingresso, l'angolo di conduzione è $\theta_c = 360^\circ$ e il rendimento massimo teorico è 25%.

2.1.1 STADIO INSEGUITORE DI TENSIONE

Iniziamo la nostra analisi della classe A esaminando uno stadio a collettore comune, polarizzato con uno specchio di corrente e con un carico R_L connesso al terminale di uscita, come mostrato in figura:

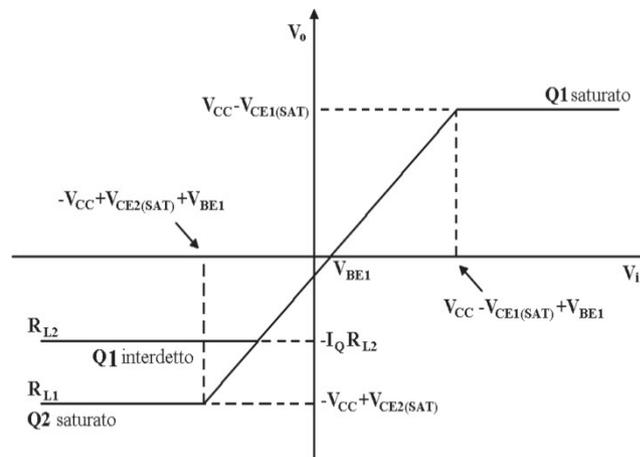


E' molto importante notare che i transistor dello specchio di corrente, al contrario dei normali specchi, sono diversi tra loro poiché hanno funzioni differenti tra loro: infatti il transistor Q3, che si trova nel ramo di riferimento, deve solo dare una tensione di riferimento e quindi si cerca di ridurre la dissipazione di potenza su di esso; mentre il transistor Q2 è un *transistor di potenza* poiché deve fornire al transistor Q1 una

significativa corrente di collettore quando non è applicato il segnale.

Una considerazione molto importante da fare riguarda le alimentazioni, $-V_{CC}$ e V_{CC} , che come si può notare sono duali e questo fa sì, grazie alla simmetria complementare dei transistor Q1 e Q2, che si ottenga un valore nullo della tensione di riposo sul carico così da non avere dissipazione di potenza su di esso in assenza di segnale.

La caratteristica ingresso-uscita ($V_i - V_o$) di questa classe è mostrata nella seguente figura:



Si tratta di una retta di pendenza unitaria passante per il punto $V_i = V_{BE1}$. Questa retta presenta un limite superiore ed uno inferiore. Il limite superiore è dato dalla saturazione di Q1 e vale $V_{CC} - V_{CE1, sat}$: infatti, quando V_i ha un valore grande e positivo, la tensione d'uscita segue V_i fino al valore $V_{CC} - V_{CE1, sat}$ in corrispondenza del quale Q1 passa in zona di saturazione; a questo punto, ulteriori aumenti di V_i provocano piccoli cambiamenti di V_o e quindi la caratteristica diventa orizzontale. Il limite inferiore, invece, è dato dalla saturazione del transistor Q2 e vale $-V_{CC} + V_{CE2, sat}$: quando il valore di V_i è negativo e grande in valore assoluto, la tensione d'uscita segue V_i fino al valore $-V_{CC} + V_{CE2, sat}$ in corrispondenza del quale questa volta è il transistor Q2 a passare in zona di saturazione, lasciando praticamente invariata la V_o al diminuire di V_i .

Come si può notare osservando sempre la figura della caratteristica ingresso-uscita ci sono due casi: il caso appena descritto che si verifica quando il carico ha una resistenza R_L elevata, e il caso in cui R_L è abbastanza piccola.

Nel caso in cui R_L è piccola, per valori positivi di V_i si ha che il limite superiore si raggiunge quando Q1 è in saturazione, come per il caso precedente. Mentre per valori negativi di V_i , può accadere che V_{BE1} raggiunga un valore tale da riuscire a spegnere il transistor Q1 ancor prima che il transistor Q2 raggiunga la saturazione. Questo accade poiché, facendo scendere il valore di V_i , anche la tensione d'uscita V_o incomincia a scendere e la resistenza di carico porta corrente nel collettore di Q2. Se R_L è molto piccola, può succedere che il carico riesca a fornire tutta la corrente di polarizzazione a Q2, prima che lo stesso transistor Q2 vada in saturazione. Se questo accade, Q1 si spegne, poiché la sua corrente di collettore si riduce progressivamente, e la corrente fluisce dunque dal carico verso il collettore di Q2. Pertanto, il limite inferiore ai valori di V_o è quello in corrispondenza del quale il carico fornisce da solo la corrente I_Q (corrente di collettore del transistor Q2); il limite è dunque $-I_Q R_L$. La differenza tra i due casi è dovuta al fatto che nel primo viene trascurata la corrente fornita dal carico, mentre nel secondo non viene trascurata.

2.1.2 POTENZA TRASFERITA SUL CARICO ED EFFICIENZA

Considerando la configurazione dello stadio a collettore comune, polarizzato con uno specchio di corrente, calcoliamo il rendimento dell'amplificatore in classe A. Come prima cosa poniamo in ingresso un segnale sinusoidale la cui ampiezza deve essere tale da mantenere i transistor nella regione lineare (le distorsioni introdotte verranno trascurate).

In presenza di segnali sinusoidali, la potenza dissipata nei vari elementi varia nel tempo. Quindi dobbiamo considerare sia la potenza istantanea dissipata sia la corrispondente potenza media dissipata.

Se prendiamo un segnale d'ingresso sinusoidale del tipo: $V_i(t) = V_{ip} \sin(\omega t)$, in base alle note proprietà dell'inseguitore di tensione avremo una tensione sul carico della forma $V_o(t) = V_{op} \sin(\omega t)$ a cui corrisponderà la corrente:

$$I_o = \frac{V_{om}}{R_L} \sin(\omega t) = I_{op} \sin(\omega t)$$

da queste formule ricaviamo la potenza istantanea trasferita sul carico e la

corrispondente potenza media.

Potenza istantanea: $p_L(t) = V_o I_o = V_{op} I_{op} \sin^2(\omega t)$

il corrispondente valore medio:

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T p_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{op} I_{op} \sin^2(\omega t) dt = \frac{V_{op} I_{op}}{2} = \frac{V_{op}^2}{2R_L}$$

Passando alla potenza erogata dalle alimentazioni, si nota, guardando la figura della configurazione sopra, che la corrente assorbita dall'alimentazione positiva è $I_{C1}(t)$; invece la corrente che viene assorbita dall'alimentazione negativa è costante e vale I_Q . Adesso si può dedurre la potenza istantanea erogata dalle alimentazioni:

$$p_{al}(t) = p_{al}^+ + p_{al}^- = V_{CC} I_{C1} + V_{CC} I_Q$$

Tenendo conto che la corrente di polarizzazione I_Q rappresenta il valor medio della corrente di collettore di Q1, deduciamo che la potenza media erogata dalle alimentazioni vale:

$$P_{al} = 2 V_{CC} I_Q$$

Dopo esserci ricavati sia la potenza scaricata sul carico sia la potenza erogata dalle alimentazioni, possiamo calcolare l'**efficienza** che è definita come: il *rapporto tra la potenza media P_L erogata al carico e la potenza media P_{al} prelevata dall'alimentazione*; sostituendo viene:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{al}} = \frac{\frac{V_{op}^2}{2R_L}}{2V_{CC} I_Q} = \frac{V_{op}^2}{4 R_L V_{CC} I_Q}$$

Come si può osservare dalla formula appena ricavata, l'efficienza dipende fortemente dalle caratteristiche del carico poichè la potenza delle alimentazioni è fissa. Quindi per trovare la migliore η bisogna valutare la resistenza di carico per la quale la potenza trasferita ad esso sia massima.

Considerando R'_L la resistenza del carico per il quale la potenza trasferita al carico sia massima avremo l'*espressione dell'efficienza dello stadio in condizioni di carico ottimali*:

$$\eta = \frac{V_{op}^2}{4 R'_L V_{CC} I_Q} = \frac{V_{op}^2}{4 V_{CC}^2}$$

Nel caso in cui la tensione di uscita raggiunge la tensione di alimentazione (

$V_{op} = V_{CC}$) si avrà il rendimento massimo teorico: $\eta_{MAX} = \frac{1}{4} = 0,25$ cioè il 25% .

A causa di vari fattori, come ad esempio il fatto di non sfruttare tutta la dinamica di uscita, poiché, se la si utilizzasse tutta, la distorsione del segnale diventerebbe eccessiva e il fatto che non si riesce a realizzare uno stadio che veda la resistenza del carico come quella ottimale, il rendimento del 25% non viene praticamente mai raggiunto e al massimo si arriva al 7-8%, il che significa che appena un decimo della potenza erogata viene trasferita al carico.

2.1.3 POTENZA DISSIPATA SUI DISPOSITIVI ATTIVI

Il prossimo obiettivo è quello di ricavare la potenza dissipata sui dispositivi attivi Q1 e Q2.

Prendiamo per primo Q1: la potenza istantanea dissipata in questi transistor è

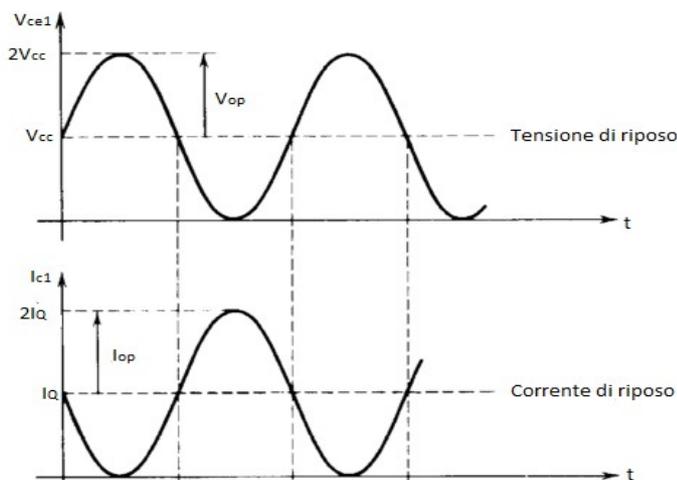
$$p_{Q1} = V_{ce1}(t) I_{c1}(t) .$$

Per quanto riguarda la tensione collettore-emettitore, Q1 ha la tensione del collettore a V_{CC} mentre quella di emettitore è quella di uscita, quindi si ha:

$$V_{ce1} = V_{CC} - V_o = V_{CC} - V_{op} \sin(\omega t)$$

Invece la corrente di collettore è dovuta sia alla componente di I_Q a riposo sia a quella del segnale $I_Q = I_Q \sin(\omega t)$ per cui: $I_{c1} = I_Q + I_Q \sin(\omega t) = I_Q (1 + \sin(\omega t))$

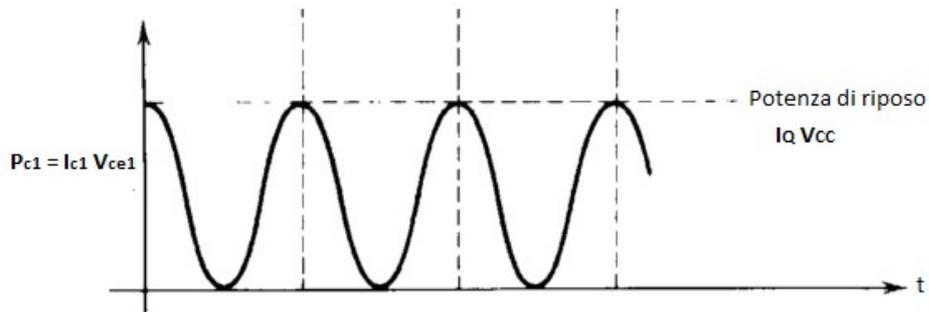
Le forme d'onda sia della corrente che della tensione in Q1 con la massima escursione del segnale e con $R_L = R'_L$ sono riportate in figura:



Quindi facendo il prodotto delle forme d'onda ricavate sopra (con escursione massima del segnale e $R_L = R'_L$), otteniamo la potenza istantanea dissipata sul transistor Q1:

$$p_{Q1} = V_{CC}(1 - \sin(\omega t)) I_Q(1 + \sin(\omega t)) = V_{CC} I_Q (1 - \sin^2(\omega t)) = \frac{V_{CC} I_Q}{2} (1 + \cos(2\omega t))$$

La forma d'onda che ne deriva è la seguente:



Un'osservazione che può essere fatta immediatamente guardando il grafico o la formula è che p_{Q1} varia con frequenza doppia rispetto al segnale. Mentre l'osservazione più importante da sottolineare è il fatto che il transistor Q1 dissipa più potenza quando *il segnale non viene applicato*, ovvero quando Q1 si trova a riposo, infatti nella condizione di riposo la potenza dissipata dal transistor è $V_{CC} I_Q$.

Quindi la potenza media che corrisponde alla potenza istantanea p_{Q1} è:

$$P_{Q1} = \frac{V_{CC} I_Q}{2}$$

Per quanto riguarda il transistor Q2 sappiamo che lavora come uno specchio e quindi la corrente, in prima approssimazione è costante sul valore I_Q .

La potenza istantanea è: $p_{Q2} = V_{ce2} I_{c2} = V_{CC}(1 - \sin(\omega t)) I_Q$

La potenza media corrispondente è: $P_{Q2} = V_{CC} I_Q$

Da queste formule appena ricavate sui transistor Q1 e Q2 e la formula della potenza media erogata dalle alimentazioni $P_{al} = 2 V_{CC} I_Q$ si osserva che il transistor Q2 dissipa la metà di P_{al} mentre l'altra metà viene divisa tra il transistor Q1 e il carico.

2.2 CLASSE B

In un amplificatore classe B viene resa nulla la potenza dissipata in assenza di segnale d'ingresso e la potenza da distribuire al carico proviene da due distinti dispositivi attivi, ognuno dei quali conduce per la metà di un ciclo. Da questo tipo di funzionamento nasce il termine push-pull.

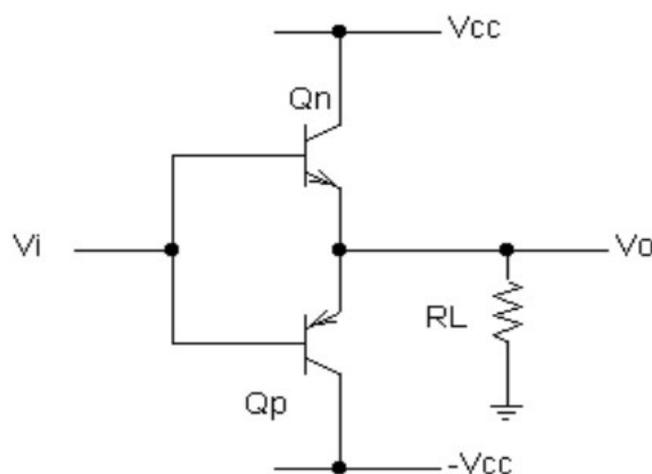
I componenti attivi di un amplificatore di questa classe vengono polarizzati esattamente sulla soglia di interdizione/conduzione in modo tale che ogni componente ricostruisce esattamente una semionda.

L'angolo di conduzione di questa classe è $\theta_c = 180^\circ$ e il rendimento massimo teorico sale a 78,5%.

Gli amplificatori classe B presentano quindi un rendimento migliore rispetto a quelli della classe A, ma anche una maggiore distorsione che è causata principalmente dall'accensione e dallo spegnimento dei dispositivi nella zona di cross-over, ovvero vicino allo zero.

2.2.1 STADIO PUSH-PULL IN CLASSE B

La figura qui sotto mostra una configurazione Push-Pull per uno stadio di uscita in classe B:

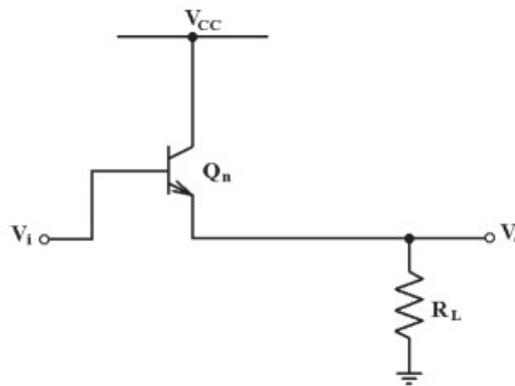


Come si può notare dalla figura, questo circuito è composto da due transistor BJT complementari, un pnp e un npn con gli stessi parametri, in modo che entrambi non

possano condurre nello stesso momento.

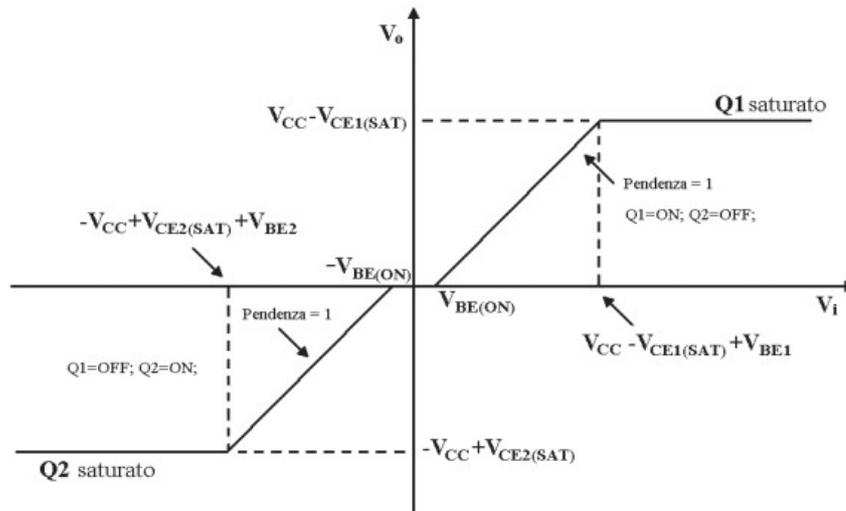
In assenza di segnale ($V_i=0$), essendo la parte superiore del circuito complementare a quella inferiore, il circuito ha l'uscita V_o a massa e quindi le tensioni base-emettitore dei due transistor risultano uguali a zero. Quindi, i due transistor sono spenti in assenza di segnale e presentano il punto operativo nella regione d'interdizione ($V_{CE}=V_{CC}$ e $I_C=0$): essendo nulla la corrente che attraversa i transistor, non si ha alcun assorbimento di potenza dall'alimentazione.

Quando la tensione d'ingresso V_i incomincia ad aumentare e raggiunge il valore $V_y=V_{BE(on)}=0,5$ il transistor Qn si accende, mentre il transistor Qp rimane interdetto. Quindi in queste condizioni possiamo considerare il nostro circuito prendendo in considerazione solo il transistor Qn come in figura:



Il comportamento di questo nuovo circuito è quello di un inseguitore di tensione: riporta all'uscita la tensione d'ingresso a meno di una caduta di tensione $V_{BE(on)}$ sulla giunzione base-emettitore di Qn. Questo vale sempre se il transistor Qn si trova in zona attiva diretta: infatti, all'aumentare di V_i , quindi di V_o , Qn satura quando $V_o=V_{CC}-V_{CE1sat}$, ossia quando $V_i=V_{CC}+V_{BE1}-V_{CE1sat}$ e così la caratteristica diventa come quella di un inseguitore di tensione convenzionale.

Nel caso in cui la tensione d'ingresso scende al di sotto del valore di $-V_y$, allora ci troveremo in una situazione simmetrica a quella precedente, con Qn in interdizione e Qp in conduzione. Il transistor Qp satura al valore della tensione d'ingresso $V_i=-V_{CC}+V_{BE2}+V_{CE2sat}$ e la tensione d'uscita rimane fissa a $V_o=-V_{CC}+V_{CE2sat}$. Tutto quello che è stato appena detto, è stato riportato nella seguente figura:



In conclusione, nell'analisi appena realizzata di questo circuito viene mostrato che non è necessario che i transistor vengano polarizzati nel centro della loro regione lineare, infatti possono essere polarizzati anche nella zona d'interdizione, ad una condizione e cioè: che almeno uno dei due transistor sia sempre ad ogni istante in conduzione.

2.2.2 POTENZA TRASFERITA SUL CARICO ED EFFICIENZA

Come per gli amplificatori di potenza in classe A, per il calcolo della potenza trasferita sul carico e quindi anche per il calcolo dell'efficienza, poniamo in ingresso un segnale sinusoidale $V_i(t) = V_{ip} \sin(\omega t)$, e ci aspetteremo in uscita un'altra sinusoide

$$V_o(t) = V_{op} \sin(\omega t) \quad (\text{trascurando le armoniche di ordine superiore}).$$

Avremo quindi la potenza istantanea trasferita sul carico:

$$p_L(t) = V_o I_o = V_{op} I_{op} \sin^2(\omega t)$$

mentre la corrispondente potenza media è:

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T p_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{op} I_{op} \sin^2(\omega t) dt = \frac{V_{op} I_{op}}{2} = \frac{V_{op}^2}{2R_L}$$

La potenza istantanea erogata dalle alimentazioni è:

$$p_{al}(t) = p_{al}^+(t) + p_{al}^-(t) = V_{CC} I_{c1}(t) + V_{CC} I_{c2}(t) = 2V_{CC} I_c(t)$$

La corrispondente potenza media è:

$$P_{al} = \frac{1}{T} \int_0^T 2V_{CC} I_{c1} dt = \frac{2V_{CC}}{\omega T} \int_0^{2\pi} I_{c1} d\omega t = \frac{2V_{CC}}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{c1} d\omega t$$

Tenendo conto del fatto che i transistor non conducono per l'intero periodo, ma solo per un semiperiodo, per ricavare la potenza media erogata dalle alimentazioni poniamo come estremi integrazioni dell'integrale 0 e π invece di 0 e 2π , quindi avremo:

$$P_{al} = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^{\pi} I_{c1} d\omega t = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_{op}}{R_L} \sin(\omega t) d\omega t = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_{op}}{R_L}$$

Ora possiamo calcolarci l'**efficienza** dello stadio:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{al}} = \frac{\frac{V_{op}^2}{2R_L}}{2 \frac{V_{CC} V_{op}}{\pi R_L}} = \frac{\pi V_{op}}{4V_{CC}}$$

In questa formula si nota subito una differenza molto importante tra la classe A e la classe B: infatti, mentre l'efficienza della classe A dipende da R_L , l'efficienza della classe B non dipende più da R_L ma dall'ampiezza, V_{op} , della tensione in uscita.

L'efficienza massima si ottiene quando si ha l'escursione massima, ovvero $V_{op} = V_{CC}$ (V_{CEsat} viene trascurata): $\eta_{MAX} = \frac{\pi}{4} = 0,785$ cioè il 78,5%.

Come si può osservare, il rendimento teorico degli amplificatori in classe B è molto più alto di quello degli amplificatori in classe A. Questo è dovuto alla particolare polarizzazione dei transistor che non conducono quando il segnale d'ingresso non è applicato, mentre quando esso viene applicato non conducono mai simultaneamente, ma si alternano, riducendo così al minimo le dissipazioni. Questo elevato rendimento va a discapito della qualità e causa della distorsione di cross-over (verrà trattato più avanti).

2.2.3 POTENZA DISSIPATA SUI DISPOSITIVI ATTIVI

Passiamo a considerare la potenza che viene dissipata sui transistor. Dai calcoli finora effettuati si è notato che solo una parte (P_L) della potenza media erogata dall'alimentazione (P_{al}), viene trasferita al carico e poi da esso dissipata. Quindi l'altra parte (P_D) di P_{al} viene dissipata sui dispositivi attivi:

$$P_D = P_{al} - P_L = 2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_{op}}{R_L} - \frac{V_{op}^2}{2R_L}$$

Si osserva immediatamente che la potenza P_D è in funzione di V_{op} . I transistor dissipano quindi $\frac{P_D}{2}$.

Adesso imponiamo la derivata di P_D rispetto a V_{op} così ricaviamo il valore dell'escursione del segnale d'uscita per il quale la dissipazione di potenza è massima. Quindi :

$$\frac{\partial P_D}{\partial V_{op}}=0$$

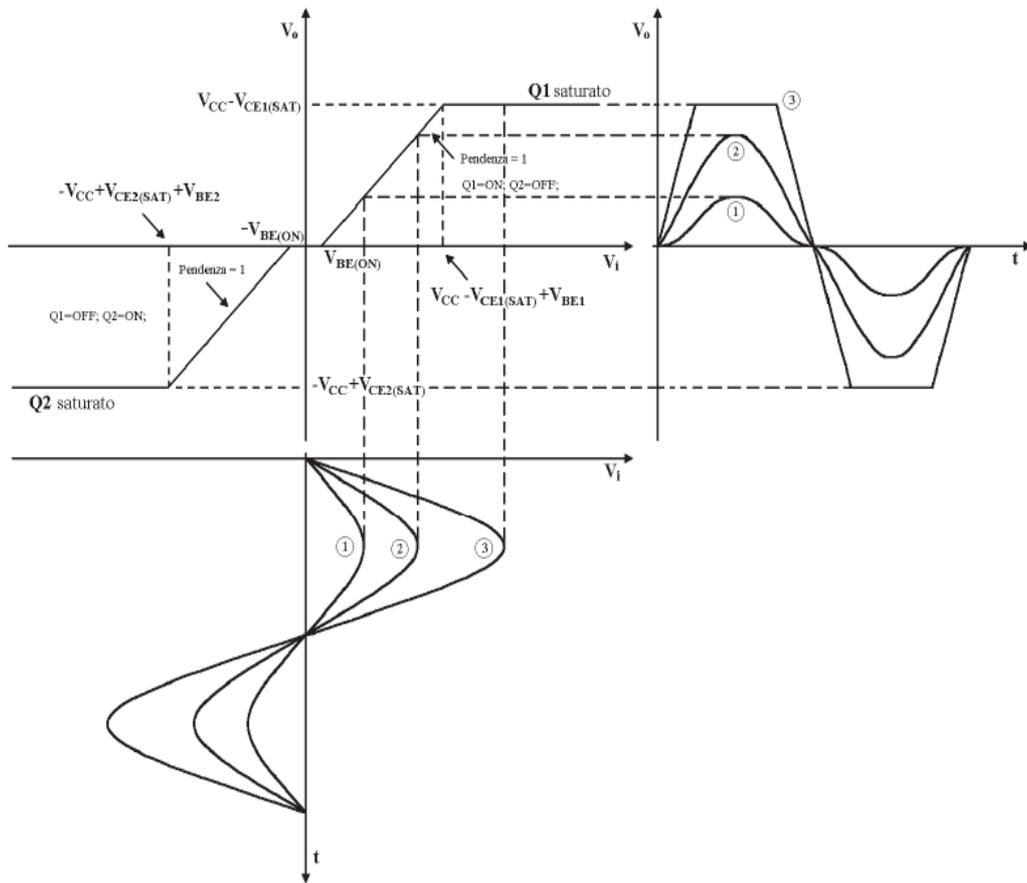
$$2 \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{V_{op}}{R_L} - \frac{V_{op}}{2R_L} = 0 \quad V'_{op} = \frac{2V_{CC}}{\pi} = 0,63 V_{CC}$$

Dunque la massima dissipazione si ottiene quando quando $V_{op} = 0,63 V_{CC}$ e l'efficienza vale:

$$\eta = \frac{\pi V'_{op}}{4V_{CC}} = 0,5$$

In conclusione, in condizioni di massima dissipazione l'efficienza passa dal valore 78,5% al valore 50%.

2.2.4 DISTORSIONE DI CROSSOVER



Nei calcoli svolti finora abbiamo trascurato un fenomeno molto importante e cioè la *distorsione di crossover*.

Osservando la caratteristica $V_o - V_i$ riportata nella figura sopra, si può vedere che essa non è lineare in un intorno dell'origine; ed è proprio questa non linearità che introduce una forte distorsione chiamata *distorsione di crossover*. Questa distorsione viene chiamata in questo modo perchè questo fenomeno avviene quando il segnale d'ingresso attraversa l'origine e quindi i transistor in questa situazione non si trovano nella loro zona attiva diretta e quindi sono interdetti.

Nella figura sopra, oltre alla caratteristica $V_o - V_i$ viene anche riportato la forma d'onda in uscita dal carico in corrispondenza di segnali sinusoidali di differenti ampiezze.

Analizzando attentamente questa figura si nota che per segnali d'ingresso con ampiezza

poco più grande di $V_{BE(on)}$ la distorsione è molto più elevata confronto ai segnali d'ingresso con ampiezza più grande. Quindi possiamo concludere che per avere una distorsione minima in questo stadio bisogna che all'ingresso venga applicato un segnale con un'ampiezza elevata e così il nostro stadio in classe B funziona bene.

Sempre osservando la figura si evidenzia il fatto che la distorsione potrebbe avere un aumento brusco quando il segnale d'ingresso ha un'ampiezza troppo elevata che potrebbe portare i due transistor Q_n e Q_p nella regione di saturazione. Questa distorsione è causata proprio dal taglio mostrato in figura.

Questo comportamento è caratteristico degli stadi di uscita in Classe B e spiega perché vengono forniti spesso valori di distorsione sia per basse che per alte ampiezze di segnale.

2.3 CLASSE AB

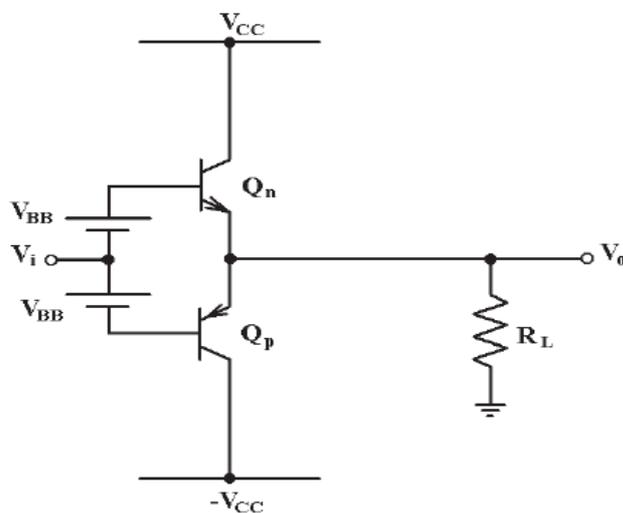
Questa non è una vera e propria classe separata, ma piuttosto una combinazione della classe A e della classe B. Questa combinazione viene fatta per sfruttare al meglio il vantaggio offerto dalla classe B, la quale fornisce un'elevata potenza in uscita cercando di minimizzare al massimo il fenomeno della distorsione di crossover.

Questo obiettivo può essere raggiunto polarizzando i transistor non più in regione d'interdizione (come nel push-pull in classe B), ma in punti della zona attiva diretta molto prossimi alla regione d'interdizione. Per fare questo, basta iniettare nei transistor delle piccole correnti di polarizzazione, le quali introducono una minima dissipazione sui transistor, ma consentono di avere i dispositivi sempre accesi.

Ciascun transistor conduce per più dei 180° dell'amplificatore in Classe-B ma meno dei 360° dell'amplificatore in Classe-A.

2.3.1 STADIO PUSH-PULL IN CLASSE AB

Passiamo ora ad analizzare la configurazione dello stadio push-pull in classe AB; questo stadio è mostrato in figura:



Come si può notare questo circuito assomiglia molto al circuito dello stadio push-pull in classe B e quindi i funzionamenti sono molto simili. L'unica differenza è che questo stadio presenta due generatori di tensioni, V_{BB} , che portano sempre i transistor sulla

soglia di accensione. Grazie a questi due generatori anche in assenza del segnale d'ingresso entrambi i transistor sono in conduzione, ovvero scorre in essi una corrente di polarizzazione I_Q molto bassa. Ovviamente questa variante con i due generatori di tensione porta ad una dissipazione di potenza non più nulla, a causa della corrente I_Q , in assenza del segnale, e di conseguenza ad una diminuzione del rendimento rispetto allo stadio in classe B.

Di seguito valuteremo il valore di V_{BB} che serve per tenere accesi entrambi i transistor quando il segnale d'ingresso non viene applicato. Nella condizione appena descritta abbiamo $V_i=0$ e di conseguenza sarà anche $V_o=0$; applicando la LKT avremo:

$$V_{BB} = V_{BE_n} = V_{BE_p} .$$

Le correnti di collettore dei due BJT sono le seguenti:

$$I_{C_p} = I_S e^{\frac{V_{BE_p}}{V_T}}$$

$$I_{C_n} = I_S e^{\frac{V_{BE_n}}{V_T}}$$

Poiché $V_o=0$ si ha che la corrente sul carico è nulla, per cui $I_{C_n} = I_{C_p} = I_Q$ e siamo così in grado, facendo qualche semplice passaggio algebrico sulle equazioni delle correnti, di trovare il valore V_{BB} per il quale i due transistor sono accesi:

$$V_{BB} = V_T \ln \frac{I_Q}{I_S}$$

Quando viene applicato il segnale d'ingresso, V_i , all'uscita troveremo $V_o = V_i + V_{BB} - V_{BE_n}$, che come appare evidente da questa relazione, una volta fissato un opportuno valore a V_{BB} , il segnale d'ingresso viene portato all'uscita con una approssimazione migliore rispetto a quella fornita dallo stadio in classe B e quindi si avrà meno distorsione di crossover. Questo risultato vale sia per valori positivi sia per valori negativi di V_i .

Inoltre per valori non troppo elevati della tensione d'ingresso, la corrente che scorre sul carico è:

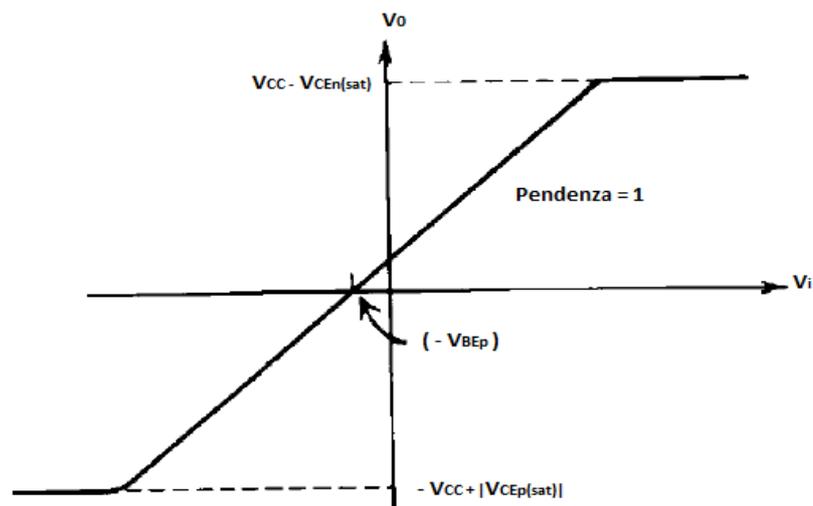
$$I_{C_n} = I_{C_p} + I_L$$

e poiché

$$V_{BE_n} + V_{EB_p} = 2V_{BE} \rightarrow V_T \ln \frac{I_{C_n}}{I_S} + V_T \ln \frac{I_{C_p}}{I_S} = 2V_T \ln \frac{I_Q}{I_S} \rightarrow I_{C_n} I_{C_p} = I_Q^2$$

otteniamo la relazione che lega le correnti di collettore dei due BJT.

La caratteristica ingresso-uscita, $V_i - V_o$, dello stadio push-pull in classe AB analizzato sopra è simile a quella dello stadio push-pull in classe B salvo però la quasi totale eliminazione del tratto a tensione nulla e quindi della distorsione di crossover. Quindi questa caratteristica ha un andamento lineare come mostrato nella seguente figura:



Osservando la figura si vede che la caratteristica non passa per l'origine, ciò avviene solamente se il circuito è perfettamente complementare, ma un circuito così difficilmente si riesce a realizzare nella pratica e quindi questi circuiti presenteranno sempre un piccolo offset, come mostrato nella figura sopra.

2.3.2 POTENZA TRASFERITA SUL CARICO ED EFFICIENZA

Senza rifare tutti i conti, le relazioni sulla potenza nello stadio in classe AB sono praticamente identiche a quelle derivate per lo stadio in classe B. L'unica differenza sostanziale è che, quando il segnale d'ingresso non viene applicato, il circuito dissipa una potenza pari a $V_{CC}I_Q$ per ciascun transistor. Poiché I_Q è generalmente molto più piccola della massima corrente di carico, la dissipazione di potenza a riposo è generalmente piccola. Anche se questa potenza è piccola possiamo sempre prenderla in considerazione nei calcoli: in particolare, possiamo semplicemente aggiungere la dissipazione a riposo di ogni transistor alla massima dissipazione di potenza che si ottiene applicando un segnale di ingresso, per ottenere la potenza complessiva che il transistor deve essere in grado di dissipare per non essere danneggiato.

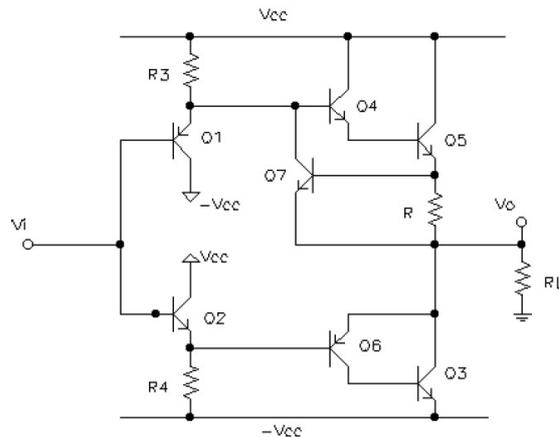
2.3.3 PROTEZIONE CONTRO IL CORTOCIRCUITO

Se l'uscita del circuito viene accidentalmente collegata a massa, il transistor o i transistor del circuito possono essere distrutti a causa dell'elevata corrente e dell'elevata dissipazione di potenza oppure per rottura diretta della giunzione base-emettitore dovuta a sovratensione.

Per questo motivo, si cerca di rendere i circuiti di amplificatori il più robusti possibili: per far ciò viene aggiunto allo stadio di uscita un circuito di protezione contro i cortocircuiti.

Nella prossima figura viene rappresentata una possibilità, però viene applicata la protezione solo al transistor npn, ma si può procedere in modo analogo anche per il transistor pnp.

Il transistor Q7 viene pilotato dalla tensione sul resistore R. Il valore di R è molto piccolo e quindi la caduta su di esso non è normalmente sufficiente per accendere il transistor Q7. Però, se la corrente di collettore aumenta troppo, allora la caduta su R diventa tale da far accendere Q7: se Q7 si accende, il suo collettore sottrae corrente alla base del Darlington, evitando così il passaggio dell'elevata corrente attraverso Q4 e soprattutto Q5.



2.3.4 RESISTENZA DI USCITA

Al contrario delle classi finora analizzate, per questa classe dobbiamo calcolarci la resistenza d'uscita. Mentre per la classe A e la classe B la resistenza d'uscita coincide sempre con quella di un inseguitore di tensione, nella classe AB vengono impiegati due transistor che sono sempre accesi e entrambi funzionano come inseguitori di tensione e quindi avremo una resistenza d'uscita differente, che è data da:

$$R_{out} = \frac{1}{g_{m,n}} \parallel \frac{1}{g_{m,p}} = \frac{V_T}{I_{Cn}} \parallel \frac{V_T}{I_{Cp}} = \frac{V_T}{I_{Cn} + I_{Cp}} .$$

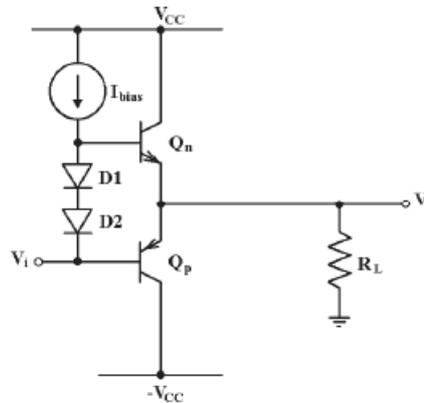
Poichè le due correnti dei transistor, come abbiamo sottolineato sopra, sono tra di loro inversamente proporzionali, la resistenza R_{out} può essere considerata costante per valori di V_i prossimi a zero; invece per valori della tensione d'ingresso lontani da zero uno dei due transistor si spegne e la resistenza d'uscita va a coincidere con quella vista dall'emettitore del transistor rimasto acceso.

2.3.5 POLARIZZAZIONE DELLO STADIO IN CLASSE AB

Nello studio finora eseguito, abbiamo polarizzato il nostro circuito con due generatori di tensione, ma ciò è improponibile nella pratica, per cui ora proponiamo brevemente altre polarizzazioni più efficaci per mantenere i transistor dell'amplificatore in classe AB sempre accesi.

Una di queste è la **polarizzazioni a diodi** e nella seguente figura viene mostrata una

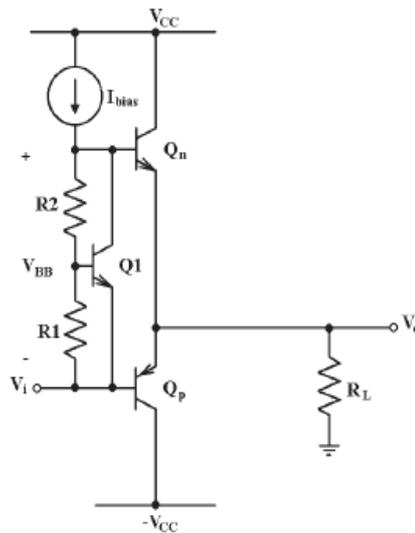
possibile realizzazione:



Nel circuito in figura, la polarizzazione tra le basi dei due transistor viene generata facendo scorrere una corrente I_{bias} attraverso una coppia di diodi oppure una coppia di transistor connessi a diodo.

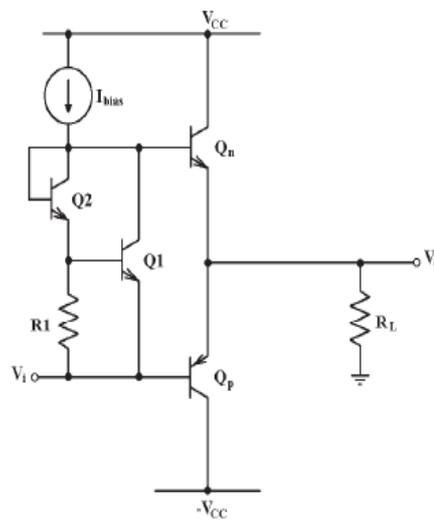
Considerando il fatto che i due diodi devono solo generare una differenza di potenziale, è opportuno che nei diodi fluisca una corrente molto piccola così da evitare un'apprezzabile dissipazione di potenza su di essi.

Un altro tipo è la **polarizzazione con il moltiplicatore di V_{BE}** il circuito è mostrato nella seguente figura:



L'insieme del transistor Q1 e i resistori R1 ed R2 costituisce un circuito che prende il nome di **moltiplicatore di V_{BE}** . Questo circuito consente una maggiore flessibilità poiché permette di fissare una tensione mediante i valori delle resistenze R1 e R2.

Un'altra configurazione di questa polarizzazione è mostrata nella seguente figura, e differisce da quella precedente per il fatto che la resistenza R2 viene sostituita da un altro transistor connesso a diodo, ma il funzionamento rimane lo stesso:



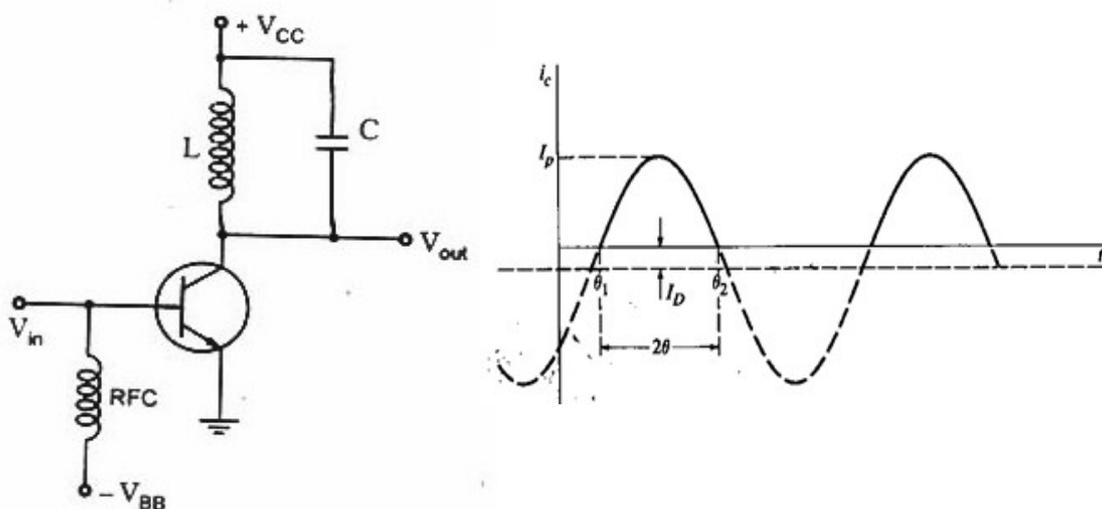
2.4 CLASSE C

In un amplificatore di potenza classe C, nella maggior parte dei casi, si fa utilizzo di un circuito risonante per il carico, per questo tutti gli amplificatori di classe C sono amplificatori sintonizzati.

Nelle configurazioni in classe C la corrente circola nel dispositivo per meno di un semiperiodo del segnale d'ingresso e quindi l'angolo di conduzione è inferiore a 180° . Essendo i dispositivi interdetti per più della metà del loro ciclo di lavoro questa classe di amplificatori dissipa pochissima potenza a riposo e la sua efficienza è molto prossima al 100%. La linearità di questo stadio è fortemente compromessa ed il segnale applicato all'ingresso oltre che essere amplificato, all'uscita presenta anche un'importante distorsione. A causa proprio della presenza di questo fenomeno (la distorsione), che riproduce all'uscita dell'amplificatore un segnale sonoro poco fedele all'onda originale prodotta dalla sorgente, questa classe trova poco spazio negli amplificatori di segnali a basse frequenze, ma viene utilizzata soprattutto nel trasporto di segnali RF, e questa è l'applicazione principale per gli stadi di questa classe.

2.4.1 POTENZA TRASFERITA SUL CARICO ED EFFICIENZA

Nelle figure riportate qua sotto sono mostrate rispettivamente: la configurazione tipica di un amplificatore di potenza in classe C e l'andamento della corrente di collettore:



In accordo con la figura, la corrente di collettore è data da:

$$I_C = \begin{cases} I_P \sin(\omega t) - I_D & \theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

dove la corrente I_D è data da $I_D = I_P \sin \theta_1$.

Il valor medio della corrente di collettore vale: $I_{Cm} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} (I_P \sin(\omega t) - I_D) dt$

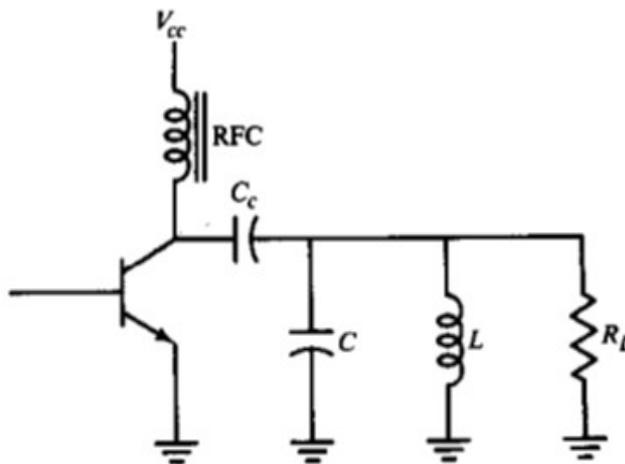
sostituendo $t_1 = \frac{\theta_1}{\omega}$ e $t_2 = \frac{\theta_2}{\omega}$ otteniamo $I_{Cm} = \frac{1}{T} \int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^{\frac{\theta_2}{\omega}} (I_P \sin(\omega t) - I_D) dt$.

Svolgendo i calcoli si trova $I_{Cm} = \frac{2I_P \cos \theta_1 - I_D(\theta_2 - \theta_1)}{2\pi}$.

L'angolo di conduzione è definito o $2\theta = \theta_2 - \theta_1$ oppure $\theta = \frac{\pi}{2} - \theta_1$, quindi la formula di I_{Cm}

può essere ulteriormente semplificata e diventa $I_{Cm} = \frac{I_P}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$.

Il circuito che andremo ad analizzare per uno stadio in classe C è mostrato in figura:



Dopo esserci calcolati la corrente di collettore, siamo in grado di ricavare la potenza fornita in ingresso che vale:

$$P_i = V_{CC} I_{Cm} = \frac{V_{CC}}{\pi} I_P (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

Se l'uscita del circuito RLC è un filtro a banda stretta sintonizzato sulla frequenza fondamentale degli impulsi di corrente, allora la potenza di uscita è:

$$P_o = \frac{I_1^2 R_L}{2}$$

dove I_1 è l'ampiezza della componente di corrente e si ricava dalla serie trigonometrica di Fourier:

$$I_1 = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{\theta}{\omega}} (I_P \cos(\omega t) - I_D) \cos(\omega t) dt = \frac{I_P}{2\pi} (2\theta - \sin 2\theta)$$

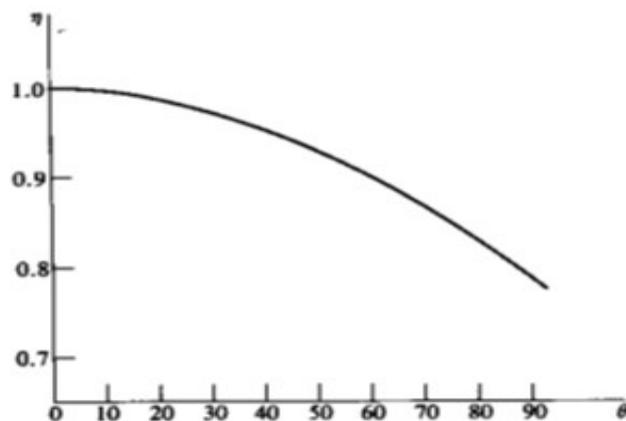
Infine la potenza d'uscita può essere scritta nel modo seguente:

$$P_o = \frac{I_1^2 R_L}{2} = \frac{V_{CC} I_1}{2} = \frac{V_{CC} I_P}{4\pi} (2\theta - \sin 2\theta)$$

Per concludere andiamo a calcolare l'efficienza:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{V_{CC} I_1}{2}}{V_{CC} I_{Cm}} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)}$$

Come si può notare immediatamente, l'efficienza della classe C dipende fortemente dall'angolo di conduzione ed è mostrato anche dalla seguente figura, che riporta η in funzione di θ :



Si osserva dal grafico che l'efficienza è massima quando l'angolo di conduzione tende a 0. Per cui la classe C, avendo un angolo di conduzione inferiore a 180°, presenta un'efficienza migliore rispetto alle classi A, B, AB finora analizzate.

2.4.2 POTENZA DISSIPATA SUL DISPOSITIVO ATTIVO

Per calcolarci la potenza dissipata dai transistor abbiamo bisogno della corrente di collettore massima che è data da:

$$I_{CM} = I_P \sin \frac{\pi}{2} - I_D = I_P - I_P \sin \theta_1 = I_P (1 - \cos \theta)$$

nell'ultima uguaglianza abbiamo sfruttato la relazione $\theta = \frac{\pi}{2} - \theta_1$.

Questa corrente può essere espressa in funzione della corrente d'uscita e diventa:

$$I_{CM} = \frac{2\pi I_1 (1 - \cos \theta)}{2\theta - \sin 2\theta} = \frac{2\pi V_{CC} (1 - \cos \theta)}{R_L (2\theta - \sin 2\theta)}$$

L'ultima uguaglianza è vera perchè la tensione di collettore, V_{CC} , può essere scritta

$$V_{CC} = I_1 R_L$$

Adesso possiamo ricavarci la potenza dissipata dal transistor che è data da:

$$P_T = P_I - P_O = \frac{V_{CC} I_P}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) - \frac{V_{CC} I_1}{2}$$

Infine sostituendo in questa formula $I_P = \frac{I_{CM}}{1 - \cos \theta} = \frac{2\pi I_1}{2\theta - \sin 2\theta}$ otteniamo:

$$P_T = 2V_{CC} I_1 \left(\frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{2\theta - \sin 2\theta} \right) - \frac{V_{CC} I_1}{2} = P_O \left[4 \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{2\theta - \sin 2\theta} - 1 \right]$$

2.5 CLASSE D

Negli amplificatori in Classe D, detti anche amplificatori di commutazione (switching amplifier), tutti i dispositivi di potenza (di solito MOSFET) operano come switch (interruttori) binari. Quindi i dispositivi possono essere sia completamente accesi sia completamente spenti. Idealmente, il tempo speso per la transizione da acceso a spento e viceversa degli interruttori è nullo.

Stadi di uscita, come quelli utilizzati in generatori d'impulsi sono esempi di amplificatori in classe D. Comunque, questa classe si applica principalmente agli amplificatori di potenza destinati a riprodurre segnali con una larghezza di banda molto inferiore alla frequenza di commutazione. Molto spesso, erroneamente, la "D" in classe D viene interpretata come "digitale"; questa interpretazione non è corretta poiché il funzionamento di questa classe si basa su principi analogici. In pratica, la "D" è semplicemente la lettera successiva alla "C", poiché questo tipo di classe è stata ideata dopo le quattro classi sopra analizzate.

L'efficienza di potenza teorica degli amplificatori in classe D è 100%. Vale a dire, tutta la potenza fornita viene portata interamente al carico e nessuna porzione di potenza viene dissipata in calore. Questo avviene perché un interruttore ideale nel suo stato on condurrà tutta la corrente, ma non ha nessuna tensione che lo attraversa e perciò non c'è dissipazione di calore. Invece quando l'interruttore è nello stato off, avrà tutta la tensione di alimentazione che lo attraversa ma non condurrà corrente e quindi anche in questa condizione non c'è dissipazione di potenza in calore.

I MOSFET di potenza reali non sono interruttori ideali e quindi l'efficienza non è del 100% ma nella pratica si riesce a raggiungere valori attorno al 90%.

Gli amplificatori di potenza convenzionali in classe D utilizzano la modulazione di larghezza di impulso (PWM, pulse width modulation) e richiedono la generazione di un segnale d'ingresso perfetto perché ogni non linearità presente nel segnale andrà a provocare la distorsione dell'amplificatore.

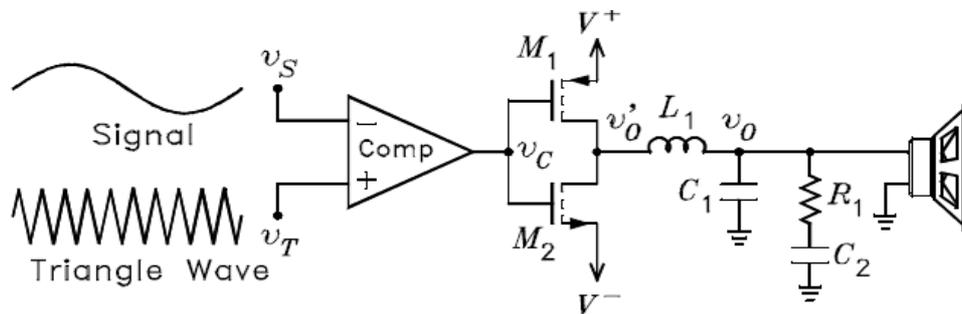
A causa della loro efficienza idealmente perfetta e linearità gli amplificatori della classe D sono diventati negli ultimi anni una soluzione molto attraente per implementare i driver audio con un consumo energetico basso e con requisiti di bassa tensione.

Nonostante gli inconvenienti che si possono incontrare nella realizzazione di

amplificatori audio in classe D, l'efficienza di questa classe supera di netto quelle della tradizionali classe A, classe B, classi AB. Al contrario, la linearità raggiunta dagli amplificatori audio di classe D è peggiore rispetto alle altre classi sopra citate.

Dunque, la sfida principale nella progettazione di amplificatori audio in classe D è quella di mantenere la loro elevata efficienza e nello stesso tempo cercare di migliorare la linearità e di minimizzare il consumo di potenza nello stato quiescente.

Nella figura viene mostrato un circuito di base semplificato di un amplificatore in classe D:



Dalla figura si osserva che: l'amplificatore consiste di un comparatore che pilota due transistor MOSFET, che lavorano come interruttori. Il comparatore ha due ingressi: uno rappresenta un'onda triangolare e l'altro il segnale audio. Due osservazioni molto importanti da fare sono: sia la frequenza sia l'ampiezza dell'onda triangolare devono essere molto più grandi di quelle del segnale d'ingresso audio, in modo tale da rendere praticamente nulle le variazioni di quest'ultimo rispetto alle variazioni dell'onda triangolare.

Passando all'analisi di questo circuito, la tensione d'uscita del comparatore può essere scritta in questo modo:

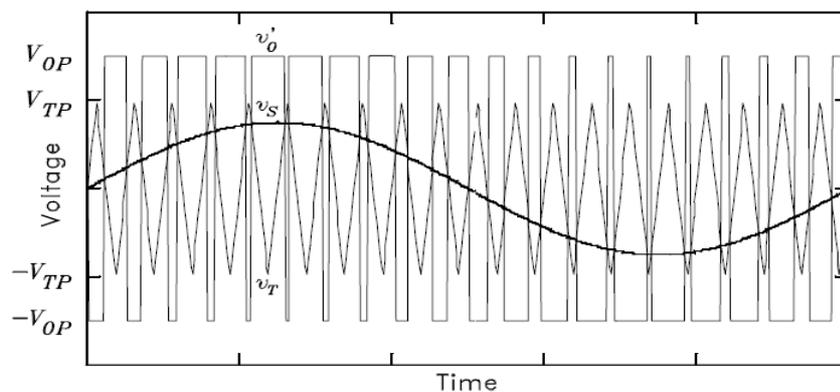
$$\begin{cases} v_C = -V_1 & v_S > v_T \\ v_C = +V_1 & v_S < v_T \end{cases}$$

Questa tensione poi viene applicata all'ingresso di uno stadio d'uscita MOSFET a source comune complementare: per $v_C = -V_1$, M1 è on e M2 è off, nel caso in cui la caduta di tensione fosse trascurabile avremo $v'_O = V^+$; mentre per $v_C = +V_1$, M2 è on, M1

è off e $v'_o = V^-$.

Nel caso in cui $v_s = 0$, v'_o è un'onda quadra simmetrica; il filtro passa-basso costituito da $L_1 C_1$ estrae il valor medio dell'uscita v'_o e la passa all'altoparlante, ma nel nostro caso v'_o è un'onda quadra e il suo valor medio è nullo, così $v_o = 0$ per $v_s = 0$. Infine la rete costituita da $R_1 e C_1$ compensa l'impedenza induttiva della batteria dell'altoparlante in modo che il filtro rileva un carico resistivo alle alte frequenze.

La seguente figura 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:

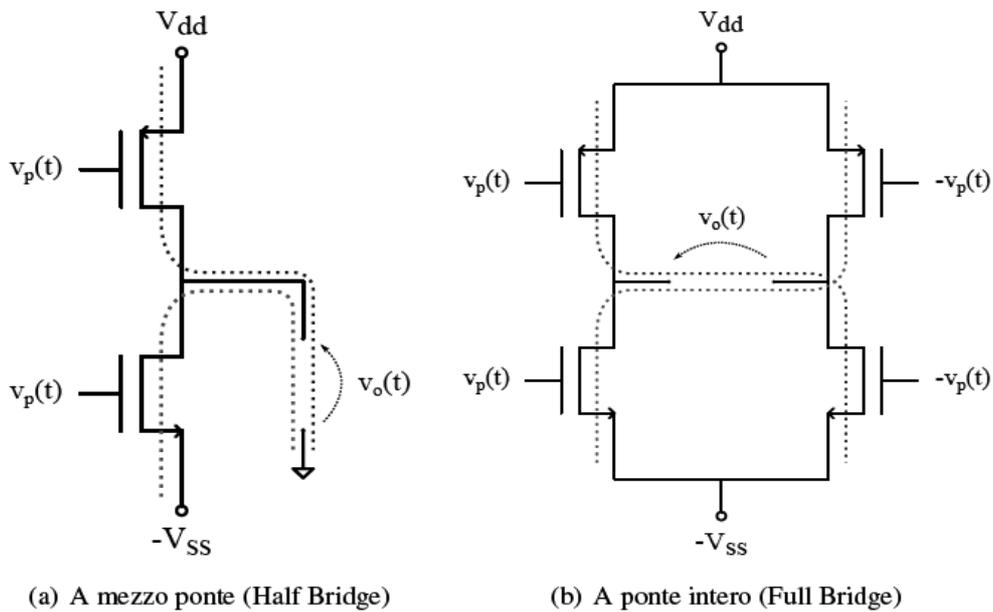


Inoltre in questa figura è rappresentato l'andamento del segnale d'ingresso, d'uscita e dell'onda triangolare per un classe D switching.

2.5.1 POTENZA DISSIPATA DA UNA RETE DI COMMUTAZIONE MOS ED EFFICIENZA

La rete di commutazione è costituita da coppie di transistor MOSFET di potenza (nMOS e pMOS), ovvero coppie di interruttori complementari.

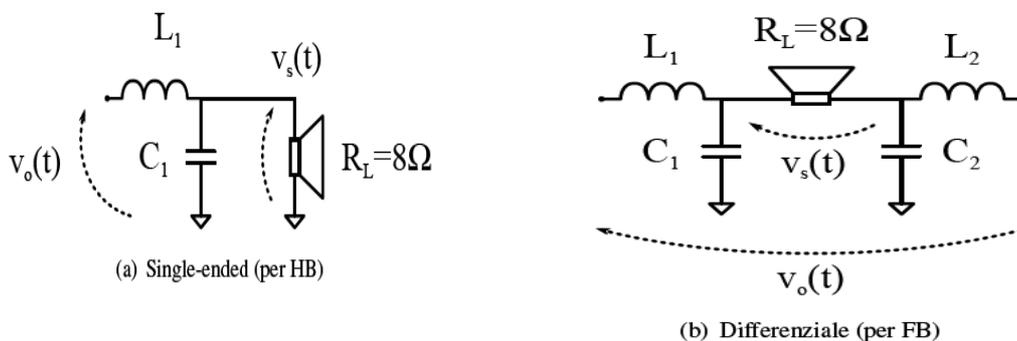
Ci sono due tipi di schemi che possono rappresentare la rete di commutazione: uno è quello a mezzo ponte (Half Bridge, HB) e l'altro a ponte intero (Full Bridge, FB). Entrambi questi schemi sono raffigurati in figura:



I transistor di potenza nMOS e pMOS operano, come mostrato nelle figure qui sopra, tra le tensioni di alimentazioni $(-V_{ss}, V_{dd})$ con la tensione di gate $v_p(t)$.

Per quanto riguarda il segnale d'uscita $v_o(t)$ ha due intervalli di commutazione differenti a seconda di quale schema si utilizza. Se si usa lo schema Half Bridge l'intervallo di commutazione di $v_o(t)$ è (V_{ss}, V_{dd}) , mentre se si usa lo schema Full Bridge l'intervallo di commutazione dell'uscita è $(V_{ss} - V_{dd}, V_{dd} - V_{ss})$.

Le figure seguenti mostrano le reti composte da induttanze e capacità per i due schemi HB e HF:



Per ricavare la potenza dissipata dalla rete di commutazione consideriamo lo schema a

mezzo ponte. La potenza dissipata da uno stadio amplificatore classe D è:

$$P_d = P_{sw} + P_{on} + P_{gd}$$

dove le componenti di questa equazione rappresentano:

- P_{sw} è la potenza dissipata nelle commutazioni:

$$P_{sw} = 2 \frac{1}{2} f_c C_o V_{dd}^2$$

dove C_o è la capacità al nodo di uscita, f_c è la frequenza di commutazione media della rete con i MOS simmetrici, V_{dd} è la tensione di alimentazione;

- P_{on} è la potenza dissipata dai dispositivi in regione di saturazione:

$$P_{on} = \frac{1}{2} R_{ds,on} I_L^2$$

dove I_L è il valore di picco della corrente sul carico ed $R_{ds,on}$ è la resistenza drain-source del transistor MOS in saturazione;

- P_{gd} è la potenza dissipata dai driver che pilotano i gate dei transistor MOS.

$$P_{gd} = 2 \frac{1}{2} f_c Q_g V_{gs}$$

- dove Q_g rappresenta la carica accumulata sul gate, si ha quindi la tensione gate-source V_{gs} e il ciclo di carica avviene a frequenza media f_c .

Da questo, si osserva che P_d è proporzionale a f_c e ci ricaviamo l'efficienza che è data da:

$$\eta_D = \frac{P_o}{P_i + P_s} \simeq \frac{P_o}{P_d(f_c) + P_o} = \frac{1}{kf_c + 1}$$

dove P_o , P_s , P_i sono i valori medi rispettivamente della potenza in uscita al carico, della potenza del segnale di controllo (i.e. il contenuto informativo) e della potenza fornita dalla sorgente di alimentazione. P_d Invece è data da

$$P_d = P_i + P_s - P_o \simeq P_i - P_o \quad \text{con } P_s \ll P_o, P_i .$$

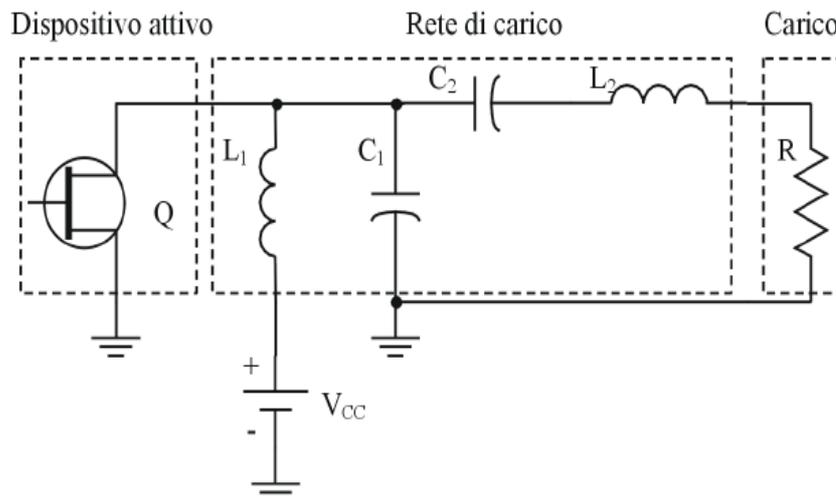
Dalla formula dell'efficienza si nota che una riduzione della frequenza di commutazione aumenterà l'efficienza stessa e dualmente peggiorerà il fattore di distorsione armonica.

2.6 ALTRE CLASSI

2.6.1 CLASSE E

Gli amplificatori di potenza in classe E furono introdotti per la prima volta nel 1975 da Sokal. L'utilizzo di questa classe di amplificatori è limitata a bande ad altissime frequenze (VHF: Very High Frequency). A questa gamma di frequenze altissime, l'amplificatore in classe E ha dimostrato di poter raggiungere un rendimento massimo del 96%. Questa classe è non lineare.

La prossima figura mostra lo schema con cui vengono realizzati gli amplificatori in classe E:



Questo schema mostra che c'è un solo dispositivo attivo; questo transistor, nel nostro caso un MOSFET, funziona da interruttore che è acceso per metà del periodo e per l'altra metà è spento. Inoltre c'è una particolare rete di uscita che permette di minimizzare le dissipazioni di potenza dovute alla non idealità del transistor.

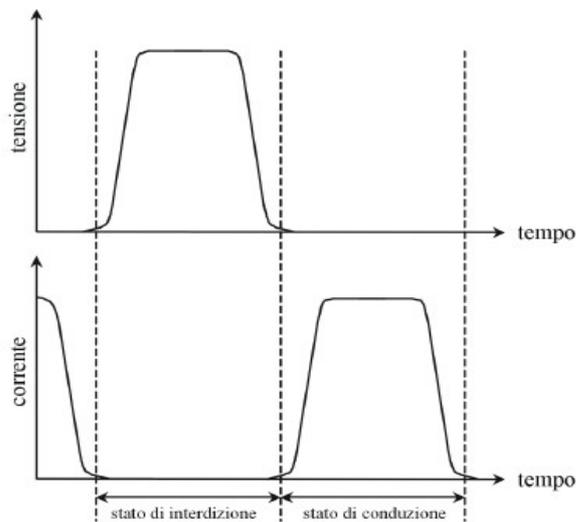
Affinchè questo schema abbia un funzionamento ottimo, sono richieste alcune condizioni:

- la tensione ai capi del dispositivo attivo sia praticamente nulla quando questi è in funzionamento e quindi la corrente è al valore massimo (stato ON); la corrente che scorre nel circuito di uscita del transistor sia praticamente nulla quando il

dispositivo attivo è interdetto e quindi la tensione è al suo valore massimo (stato OFF);

- la transizione della tensione dal valore nullo al suo valore massimo sia ritardata fino a che la corrente non si è ridotta a zero; la tensione ritorni al valore minimo (zero) prima che la corrente inizi la transizione verso il valore massimo;
- il tempo di transizione sia il più breve possibile; la pendenza della forma d'onda di tensione nell'istante di transizione OFF-ON sia nulla.

Nelle prossime figure vengono riportate le forme d'onda che vengono prodotte se tutte le condizioni sopra elencate vengono rispettate:



Gli amplificatori in classe E, che permettono un'efficienza massima teorica del 100%, hanno un range di frequenze di applicazione non troppo elevato. Il valore limite è rappresentato dal valore di frequenza per cui l'intervallo di transizione dallo stato ON allo stato OFF (in genere più lungo rispetto alla transizione opposta) è all'incirca il 17% del periodo totale. Praticamente si possono trovare realizzazioni fino ad un massimo di 5GHz con 300mW di potenza d'uscita e 59% di efficienza di conversione.

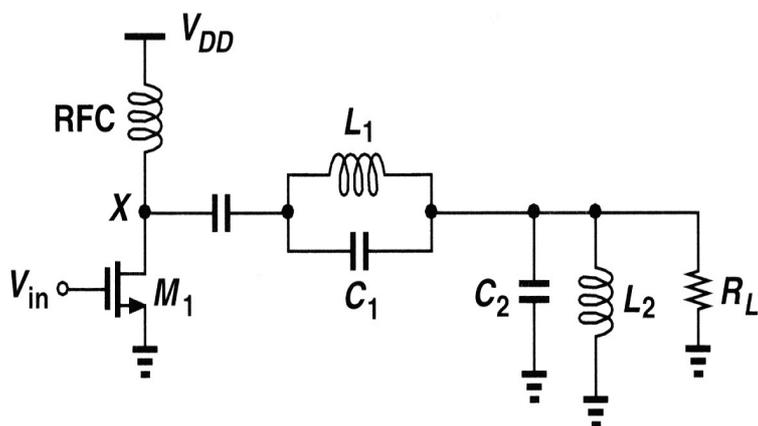
L'amplificatore in classe E, per il principio fisico a cui si basa, ovvero al comportamento di un interruttore, è intrinsecamente limitato in frequenza: infatti all'aumentare della frequenza è sempre più improbabile che il transistor si comporti come un interruttore ideale. Poiché in questa classe il dispositivo attivo viene fatto operare come un interruttore, invece di avere di fronte un amplificatore, abbiamo un

convertitore dc/rf con conseguenti problemi di stress fisico del transistor.

Sottolineamo anche che non esiste un evidente legame tra l'ingresso e l'uscita: ma assumiamo solo che il segnale di ingresso sia sufficientemente grande da pilotare il dispositivo attivo nei due stati ON/OFF secondo i requisiti precedentemente esposti. Risulta allora impossibile definire a priori un guadagno, che può essere solo valutato come risultato del progetto e non può essere controllato a priori. Per concludere, l'amplificatore in classe E ha però il vantaggio notevole che il progetto risulta semplificato in quanto la topologia circuitale è fissa ed i valori dei componenti sono esprimibili in forma chiusa e relazionata ai parametri del dispositivo fisico stesso.

2.6.2 CLASSE F

Gli amplificatori in classe F sono utilizzati soprattutto in amplificatori ad alta frequenza. Nella seguente figura è mostrato una topologia molto frequente di questo amplificatore:



Come si può notare dalla figura, la topologia di un amplificatore in classe F è molto simile alla topologia di un amplificatore in classe C, ma c'è una sostanziale differenza: nella classe F nel circuito d'uscita vengono utilizzati risonatori multipli per controllare il contenuto armonico delle forme d'onda della tensione e/o corrente di drain.

L'appiattimento delle forme d'onda, che avviene appunto grazie alla presenza di due o più circuiti di carico, permette alla corrente di drain di fluire maggiormente quando la tensione di drain è bassa, in modo da minimizzare la dissipazione di potenza del dispositivo attivo, massimizzando l'efficienza.

L'amplificatore in classe F, quindi, è caratterizzato da una rete di carico costituita da risonatori a una o più armoniche, piuttosto che alla fondamentale. E' uno dei metodi più semplici per incrementare l'efficienza dell'amplificatore.

Osserviamo ancora la figura: il risonatore in parallelo al carico è accordato alla fondamentale, mentre quello in serie è accordato sulla terza armonica. Quando il transistor è eccitato con un segnale sinusoidale, esso è approssimativamente acceso per metà periodo ed è spento nell'altra metà. La forma d'onda della corrente d'uscita è riconvertita in una sinusoide dal risonatore costituito da L2 e C2. Il risonatore L1-C1, non è completamente trasparente alla fondamentale, ma blocca la terza armonica non permettendo di raggiungere il carico. La tensione di drain, o di collettore, varierà da

zero a due volte la tensione di alimentazione, con valore medio pari a V_{DD} . La tensione di terza armonica sul drain o sul collettore, se presenta l'appropriato valore di fase e ampiezza, tenderà a squadrare la tensione ai capi del dispositivo. Ciò fa lavorare meglio il dispositivo come interruttore, permettendo di ottenere un'alta efficienza. Si dimostra che la massima squadratura si ottiene se la tensione di terza armonica ha ampiezza pari ad $1/9$ della fondamentale, ottenendo la massima efficienza di drain (collettore) $\eta=88.4\%$.

Infine, per avere un'onda quadra di tensione ai capi del transistor, il carico deve essere un cortocircuito alle armoniche pari e un aperto per le armoniche dispari. In genere, si determina solo l'impedenza alla fondamentale, alla seconda e terza armonica; il risonatore L2-C2 è accordato alla frequenza d'uscita f_0 , mentre il risonatore L1-C1 risona a $3f_0$. Inoltre, il condensatore che si trova tra il nodo X e il risonatore L1-C1, oltre a svolgere la semplice funzione di blocco per la continua, è usato per cortocircuitare a massa la seconda armonica $2f_0$.

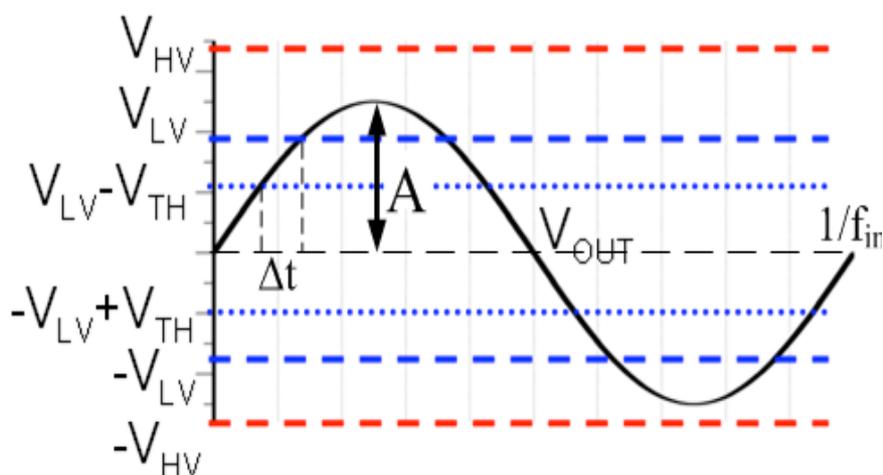
L'amplificatore in classe F, realizzato con risonatori a componenti discreti, trova ampio impiego per applicazioni in trasmissione ad alta potenza di segnali A.M. per frequenze nel campo che va dalle LF (Low Frequencies, basse frequenze) alle HF (High Frequencies, alte frequenze). A frequenze più alte, l'uso di risonatori a componenti discreti presenta svariati inconvenienti, cosicché alle VHF (Very High Frequencies) si utilizza una configurazione in cui la rete di uscita è costituita da una linea di trasmissione a $\lambda/4$ che, idealmente, permette il controllo di tutte le armoniche. Con questo accorgimento, il classe F può essere utilizzato per trasmissioni F.M. in VHF.

Sommando più armoniche dispari, la forma della tensione di drain (collettore) diviene via via più squadrata. Un numero infinito di risonatori alle armoniche dispari si può realizzare con l'ausilio di una linea di trasmissione a $\lambda/4$ alla fondamentale che riadatta il risonatore sulla terza armonica. Questa soluzione viene adottata prevalentemente alle microonde dove la lunghezza della linea di trasmissione non è eccessiva.

2.6.3 CLASSE G

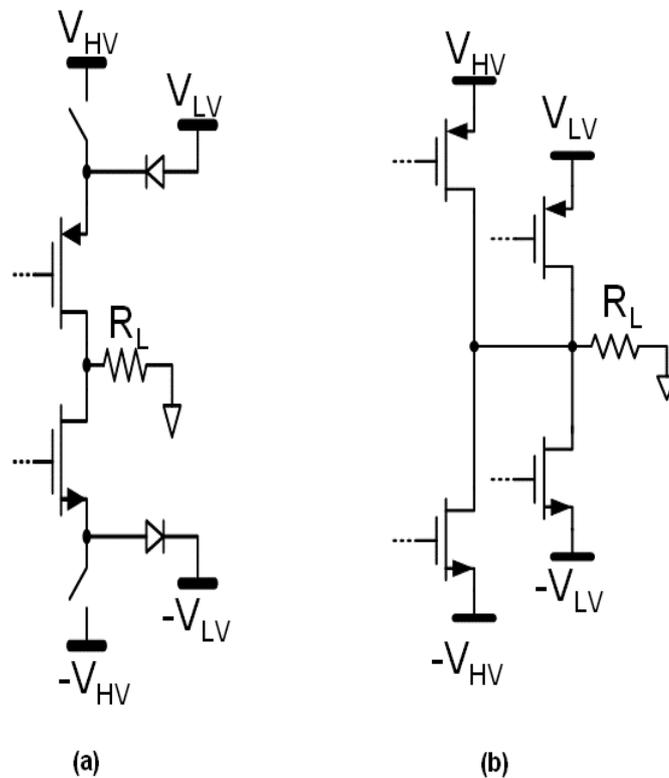
L'amplificatore in classe G ha una topologia molto simile a quella di un amplificatore in classe B o anche in classe AB, ma modificata rispetto a quest'ultime per migliorare la dissipazione di potenza e l'efficienza. L'Amplificatore in classe G richiede l'uso di due o più alimentatori, che operano attraverso una linea di alimentazione che fornisce un'ottima combinazione di headroom e dissipazione di potenza. Headroom è un termine anglosassone che individua il *range* di potenza prodotta dallo stadio finale (di potenza) di un amplificatore tale che il segnale originale (solitamente proveniente da uno stadio di preamplificazione), una volta amplificato, venga inviato alle casse o ai monitor di studio non distorto. In pratica la classe G migliora l'efficienza dell'amplificatore ottimizzando l'alimentazione. Un dispositivo in classe G utilizza un minimo di due differenti linee di alimentazione.

Il nucleo di un amplificatore in classe G è la circuiteria di commutazione, che dovrebbe consentire un adeguato passaggio delle consegne della guida del carico tra la tensione di alimentazione più bassa e quella più alta. Il punto di commutazione è definito come il livello della tensione di uscita in cui l'amplificatore commuta da una linea di alimentazione all'altra. Definiamo due punti di commutazione chiamati $V_{LV}-V_{TH}$ e $-V_{LV}+V_{TH}$, dove V_{LV} è il valore dell'alimentazione a bassa tensione e V_{TH} è la tensione di soglia. Vedi la seguente figura:



Nel caso in cui il dispositivo utilizza due linee di alimentazione e quindi con due dispositivi attivi, se il segnale d'ingresso si trova al di sotto di un determinato livello di soglia viene utilizzato il ramo connesso all'alimentazione più bassa; se invece il segnale d'ingresso supera un determinato valore di soglia viene utilizzato l'altro ramo connesso all'alimentazione più alta.

Ci sono due modi principali per realizzare un amplificatore in classe G: l'implementazione “in serie” e l'implementazione “in parallelo”, entrambe le implementazioni sono rappresentate dalla seguente figura e sono rispettivamente **(a)** e **(b)**:



L'implementazione più comune è quella “in serie” grazie al suo semplice circuito di commutazione: esso utilizza un unico stadio di uscita collegato sia all'alimentazione a bassa tensione sia a quella ad alta tensione rispettivamente tramite diodi e interruttori. Quando la tensione di uscita è inferiore al punto di commutazione $V_{LV}-V_{TH}$ gli

interruttori sono aperti e l'amplificatore è collegato solo all'alimentazione a bassa tensione attraverso i diodi. Invece, quando la tensione d'uscita supera il punto di commutazione, gli interruttori sono chiusi e lo stadio di uscita push pull è collegato all'alimentazione ad alta tensione. I diodi hanno un ruolo fondamentale in questo circuito e servono per prevenire che qualsiasi corrente fluisca contemporaneamente tra le linee di alimentazione di alta e bassa tensione.

La limitazione principale della topologia “in serie” è dovuta dai diodi in serie con l'alimentazione a bassa tensione, che rende questa applicazione inadatta alle applicazioni a basse tensioni. Infatti, la tensione di attivazione del diodo mette una forte limitazione sia sul valore minimo di V_{LV} che sulla distanza tra il punto di commutazione e V_{LV} . D'altra parte, nella topologia “in parallelo” ci sono due stadi di uscita che lavorano in parallelo e non c'è niente tra i transistor e le alimentazioni.

Questo fatto non pone vincoli sul valore minimo di V_{LV} e consente di posizionare il punto di commutazione molto vicino a V_{LV} , dando una maggiore efficienza.

L'efficienza della classe G dipende molto dalla sorgente e dalle caratteristiche del segnale. Se l'ampiezza di uscita del segnale rimane ad un livello in cui il dispositivo in classe G opera con l'alimentazione a bassa tensione, allora la dissipazione di potenza diminuisce rispetto alle altre architetture, ad esempio la classe B e la classe AB che operano solo con tensioni di alimentazione alte.

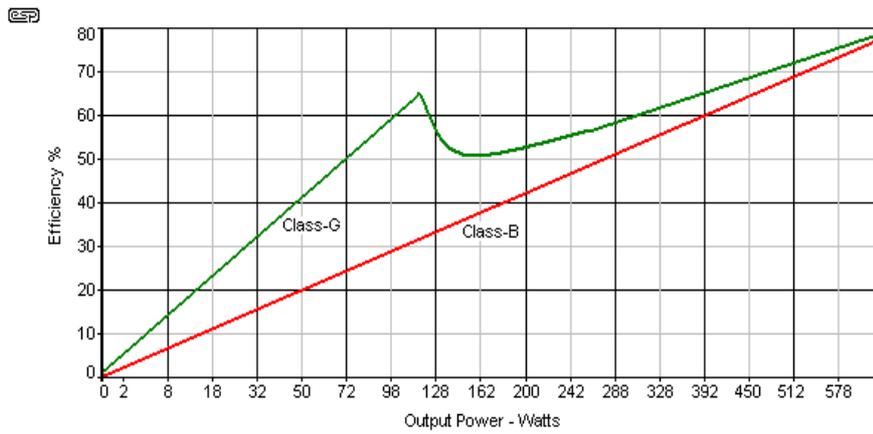
Per gli amplificatori reali in classe G, la massima efficienza si verifica quando operano con le linee di alimentazione più basse.

L'efficienza di un amplificatore in classe G si calcola così:

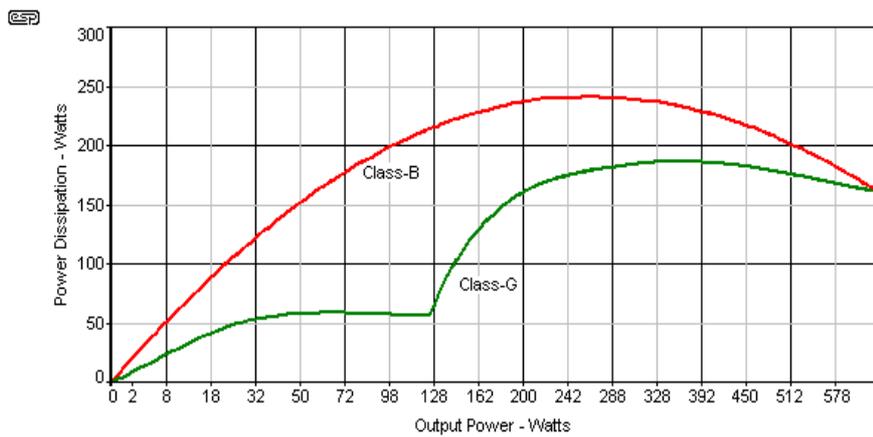
$$\eta = \frac{\pi \sqrt{2P_o R_L}}{4V_{LV}(1 - \cos(\beta)) + 4V_{HV} \cos(\beta)}$$

Dove P_o è la potenza di uscita.

La prossima figura mette a confronto l'efficienza rispetto alla potenza d'uscita tra la classe B e la classe G:



Invece in questa figura c'è il confronto sempre di queste due classi, ma della potenza dissipata sempre rispetto alla potenza di uscita:



2.7 OSSERVAZIONI FINALI SULLE CLASSI

Passiamo ora a fare qualche osservazione e qualche confronto tra le classi appena studiate.

Per quanto riguarda gli amplificatori in classe A abbiamo visto che è l'amplificatore più semplice da realizzare e che il segnale di uscita è la replica perfetta di quello d'ingresso, ma purtroppo i dispositivi attivi (transistor, valvole) sono polarizzati in modo tale che essi conducano sempre, anche in assenza di segnale. Conduzione = Consumo = dissipazione di calore = pagamento dell'Enel. Quando si costruisce un dispositivo con un amplificatore di potenza in classe A e viene richiesta un erogazione di potenza da parte di questo amplificatore molto consistente, la dissipazione di potenza diventa un fattore molto importante da tenere in considerazione, poiché l'amplificatore deve essere raffreddato a dovere con ventilatori e dissipatori. In pratica un amplificatore in classe A non ha alcun problema a riprodurre fedelmente il segnale d'ingresso grazie alla sua semplicità, ma è altamente antieconomico energeticamente parlando. Grazie alla sua facilità di realizzazione questa classe di amplificatori è utilizzata soprattutto per costruire preamplificatori in quanto non viene richiesta potenza e quindi il consumo di corrente non è significativo.

Nonostante la classe A non permette di ottenere in uscita da uno stadio finale delle potenze elevate, gli audiofili la preferiscono ugualmente per la sua bassissima distorsione.

Per ovviare allo scarso rendimento della classe A, che come sappiamo si aggira attorno al 20-25%, è stata ideata la classe B per gli amplificatori.

I vantaggi che si notano nel funzionamento in classe B, mettendolo a confronto 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.

La classe B presenta un rendimento di gran lunga migliore degli amplificatori in classe A che si aggira attorno al 75-80%, per essere più precisi dai calcoli fatti precedentemente avrà un rendimento massimo del 78,5%. il che vuol dire che il 75-80% dell'energia che viene utilizzata è convertita ad esempio in energia audio.

Un problema molto importante degli amplificatori in classe B è la presenza di elevati

valori di distorsione quando il livello del segnale è basso, si parla di distorsione di crossover di cui ne abbiamo già parlato in precedenza. Per questo motivo, nonostante la classe B abbia un elevato rendimento, questi amplificatori vengono utilizzati quando si vuole progettare dispositivi a basso prezzo e di bassa qualità. Infatti inizialmente gli amplificatori in classe B, prima dell'avvento degli amplificatori IC, erano comuni nei circuiti radio sveglia, radio a transistor tascabili o in qualsiasi altro dispositivo in cui non era importante la qualità del suono.

Per rimediare sia ai difetti di un amplificatore in classe A sia a quelli in classe B è stata creata la classe AB. Questa classe unisce la fedeltà di riproduzione della classe A con il rendimento della classe B. In pratica il finale interessato all'amplificazione di una semionda, è polarizzato in modo tale che la sua conduzione permane per un certo periodo anche per la semionda successiva, lavorando contemporaneamente all'altro finale, che sta elaborando l'altra semionda. Questo modo di lavorare toglie l'inconveniente della distorsione di crossover definitivamente. Dalla classe AB, sono derivate poi le classi AB1 ed AB2, la cui differenza è esclusivamente sul modo di polarizzare i due finali per ottenere lo stesso effetto. In pratica si tratta di piccole migliorie nel modo di polarizzare i finali, che non influiscono sul segnale in modo assoluto. La classe AB è probabilmente la classe più comune tra gli amplificatori home stereo e simili (non di livello professionale). L'amplificatore in classe AB si usa inoltre nei trasmettitori televisivi analogici e forse verranno adottati anche in quelli digitali di discreta potenza.

Il funzionamento in classe C non è lineare, come già evidenziato nella sua analisi. Un segnale applicato all'ingresso di un amplificatore in classe C viene enormemente amplificato indipendentemente dalla distorsione raggiunta in questa fase. Anzi: è enormemente distorto. Il segnale di uscita è molto distorto, così da rendere la classe C inutilizzabile in audio. Questo amplificatore ha un'efficienza del 90% ed è usato in radio frequenza, per amplificare segnali che vanno poi trasmessi da un'antenna.

L'amplificatore di potenza in classe D offre una grande potenza in uscita e una contenuta dissipazione di calore e un rendimento veramente elevato, prossimo al 98-100% .

Come abbiamo già potuto osservare, il circuito in classe D è totalmente differente dallo schema in classe B ed AB. Il segnale di ingresso, va a modulare la larghezza degli

impulsi ad onda quadra di un generatore. La frequenza di questi impulsi ad onda quadra, è tipicamente 10-20 volte la massima frequenza applicata in ingresso. Un filtro passivo posto in uscita, riconverte questi impulsi nel segnale che interessa applicato all'altoparlante. Ha inoltre il vantaggio di poter essere controllato sia da circuiti analogici in ingresso, che digitali. In pratica, l'amplificatore in classe D è altamente versatile, leggero, rende tanto, e consuma il giusto.

In passato però questo tipo di amplificatore aveva un valore di distorsione piuttosto elevato rispetto alle classi A, B, ed AB, pertanto non aveva convinto nè il pubblico normale nè tanto meno quello esoterico. L'evolversi della tecnologia e della tecnica, ha permesso costruzioni notevoli di questi amplificatori, come ad esempio la Bang & Olufsen, che ha realizzato il sistema ICEPower (amplificatori IC), che è in classe D.

Tali amplificatori sono comunemente usati nei subwoofer car audio, più in generale sono utilizzati per esempio nei sistemi mobili, ed anche in qualche sistema HI-FI.

Un aspetto negativo degli amplificatori in classe D è il fattore di smorzamento quando viene utilizzato per pilotare dei subwoofers. Questo fattore che è tanto migliore quanto più è alto, nei sistemi in classe D, non risulta così elevato per la presenza del filtro passa basso in uscita.

I subwoofers sono spesso usati in automobili dove la fedeltà di riproduzione può subire degni in percentuale più elevata che non in sistemi casalinghi; quindi il fatto che la classe D abbia un fattore di smorzamento poco elevato può essere trascurato.

Una classe di amplificatori considerata equivalente alla classe D è la classe S che in questo lavoro non è stata trattata.

Gli amplificatori in classe E ed F sono amplificatori switching ad alta efficienza per impieghi in radio frequenza. Ha un'efficienza maggiore dell'amplificatore in classe C per cui dissipa di meno. Le differenze tra classe E e classe F sono minimali e grosso modo consistono per lo più nel modo in cui il transistor commutatore lavora con la rete RLC.

La classe G è una variante della classe AB. Nella classe G, quando il segnale amplificato è vicino al clipping (taglio della forma d'onda), la tensione di alimentazione dei finali aumenta in modo da allontanare il clipping ed incrementare l'headroom (il range di potenza prodotto dallo stadio finale) dinamica. La commutazione avviene tra due livelli di tensione di alimentazione dei finali. Nel funzionamento normale, la

tensione rimane ad un valore costante. Quando si raggiunge una certa tensione di soglia, da parte del segnale amplificato, questa tensione viene commutata ad un secondo valore che è più alto del primo. In questo modo il clipping si allontana a tutto guadagno della dinamica. Il rendimento teorico di un amplificatore in classe G è dell'85.9%. Il che significa che l'85.9% di quello che si paga all'ENEL per ascoltare la musica, viene effettivamente convertito in musica, il resto viene disperso in calore.

CONCLUSIONI

In questo elaborato si è affrontato un argomento importante dell'elettronica: l'amplificatore di potenza.

L'amplificatore di potenza ha svariate applicazioni in diversi campi dell'elettronica e non solo; quindi con questo lavoro si è voluto approfondire vari aspetti delle diverse classi di amplificazione, poiché sono proprio queste classi che caratterizzano il funzionamento degli stadi di uscita di un amplificatore di potenza. Infatti a seconda della classe che viene utilizzata si avrà una qualità diversa del segnale all'uscita dell'amplificatore e quindi una diversa applicazione.

Per cui per capire qual è la classe migliore da poter utilizzare su un dispositivo, si è cercato di studiare ogni classe definendone le modalità di funzionamento e le caratteristiche fondamentali, sottolineando i vantaggi, gli svantaggi e soprattutto il loro utilizzo.

Infine, effettuando un confronto tra le classi trattate, si può concludere che le classi A e AB sono quelle che garantiscono un'elevata fedeltà e sono quindi quelle che vengono utilizzate di più nel campo della riproduzione audio. Tra queste due classi quella che riproduce più fedelmente il segnale in uscita è la classe A, che praticamente riproduce il segnale identico a quello d'ingresso, e quindi è la classe privilegiata da coloro che vogliono la riproduzione perfetta del suono anche se è la più antieconomica. Poi seguono le classi B e C che hanno un rendimento ottimo ma purtroppo hanno anche una elevata distorsione quindi difficilmente vengono utilizzate nei sistemi audio, specialmente la classe C. La classe C insieme alle classi E ed F hanno un largo impiego nelle radio frequenze. Poi abbiamo studiato la classe D che in futuro potrebbe sostituire le altre classi grazie al suo rendimento che si avvicina al 100% ma che è ancora un po' inferiore a quello della classe A e anche grazie al suo particolare funzionamento a switching mode. Infine la classe G che è una variante della classe AB.

Oltre alle classi trattate in questo studio ce ne sono altre che non abbiamo trattato poiché sono delle varianti di queste classi e che quindi non presentano novità eclatanti sia sulle strutture che nelle prestazioni.

In conclusione, in questo elaborato è stato svolto un lavoro di analisi sulle principali classi degli stadi di uscita, in modo tale che questo lavoro possa essere usato come base per uno studio più approfondito sugli amplificatori di potenza.

Bibliografia

- R.C. Jaeger – T.N. Blalock: *Microelettronica*. McGraw – Hill, 3° edizione, 2009.
- D. Self: *Audio Power Amplifier Design Handbook*. Newnews, 3rd edition, June 2002.
- Colantonio, P., *Elettronica delle Microonde*,
<<http://www.uniroma2.it>>, 2003
- Marchi, V., *Studio e realizzazione di amplificatore per audiofrequenze*,
<<http://www.cab.unipd.it>>, 2011
- Petrizzelli, S., *Appunti di elettronica, capitolo 12: Stadi di uscita*,
<<http://users.libero.it/sandry/download/Elettronicadownload>>
- Cambareri, V., *Caratterizzazione e generazione di segnali PWM per amplificatori in classe D ad alta efficienza*, <<http://amslaurea.unibo.it>>, 2011
- Filotto, A., *Amplificatori di potenza ad alta fedeltà*,
<<http://www.cab.unipd.it>>, 2012
- W. Marshall Leach, Jr. (2001) *Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design*, 2° edizione, Kendall/Hunt.
- S. El-Hamamsy, “Design of high-efficiency rf class-d power amplifier,” *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 9, no. 3, pp. 297–308, 1994.
- Sánchez Moreno, Sergio, *Class D Audio Amplifiers - Theory and Design* -
Contains material on the theory and design of Class-D amplifiers.
- Nathan O. Sokal, Alan D. Sokal, *Class E – A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers*, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-10, no. 3, pp. 168-176, June 1975.
- Saad Al-Shahrani, *Design of Class-E Radio Frequency Power Amplifier*,
<<http://scholar.lib.vt.edu>>, 2001.
- Frederick H. Raab, *Class F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 11, pp. 2007-2012, November 1997.
- National Semiconductor, *PowerWise Class G versus Class AB Headphone Amplifiers*,

http://www.national.com/vcm/national3/en_US/resources/signal_path_designer/national_sp_designer118.pdf, (accesso Settembre 2013)

oppure

<http://www.ti.com/lit/an/snaa128/snaa128.pdf>, (accesso Settembre 2013)

- Elliot sound products website, Effects of source impedance on loudspeakers, <http://sound.westhost.com/index2.html> (accesso Agosto, 2013)