

UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

 DEI
DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA

**Studio e realizzazione di un amplificatore per
audiofrequenze da 200 Watt R.M.S. su
carico induttivo di 8 ohm attraverso
l'utilizzo di un circuito integrato
analogico con transistori
a giunzione bipolare**

Laureando:
Marchi Vanni

Relatore:
Prof. Meneghesso Gaudenzio

Correlatore:
Prof. Bellucco Gualtiero

ANNO ACCADEMICO 2010/2011



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

 DEI
DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA

**Studio e realizzazione di un amplificatore per
audiofrequenze da 200 Watt R.M.S. su
carico induttivo di 8 ohm attraverso
l'utilizzo di un circuito integrato
analogico con transistori
a giunzione bipolare**

Laureando:
Marchi Vanni

Relatore:
Prof. Meneghesso Gaudenzio

Correlatore:
Prof. Bellucco Gualtiero

ANNO ACCADEMICO 2010/2011

Indice

Introduzione	1
Capitolo 1: Richiami dei concetti fondamentali	3
1.1 <i>Introduzione all'uso e alla polarizzazione di un transistor</i>	3
1.2 <i>Amplificatori a singolo stadio con BJT e loro configurazioni tipiche</i>	6
1.3 <i>Introduzione agli Amplificatori multistadio per applicazioni di alta fedeltà.</i>	7
1.4 <i>Parametri fondamentali per la caratterizzazione degli amplificatori</i>	8
Capitolo 2: Architettura degli amplificatori audio	11
2.1 <i>Architettura di un amplificatore per audiofrequenze e classi di funzionamento</i>	11
2.2 <i>Controreazione negli amplificatori di potenza</i>	16
2.3 <i>Principi generali di funzionamento di un amplificatore a tre stadi (topologia di Lin)</i>	18
2.4 <i>Distorsione negli amplificatori di potenza</i>	20
2.5 <i>Presentazione del circuito integrato STK4050</i>	24
Capitolo 3: Primo stadio - lo stadio di ingresso	29
3.1 <i>Principi di funzionamento dello stadio di ingresso</i>	29
3.2 <i>L'amplificatore differenziale e sue evoluzioni</i>	31
3.3 <i>Lo specchio di corrente applicato al differenziale d'ingresso</i>	35
3.5 <i>Il generatore di corrente costante</i>	36
3.5 <i>La rete di controreazione</i>	38
3.6 <i>Lo stadio di ingresso del circuito integrato STK4050</i>	42

Capitolo 4: Secondo stadio – l'amplificatore di tensione	45
<i>4.1 Principi di funzionamento dello stadio amplificatore di tensione</i>	45
<i>4.2 Configurazioni tipiche del VAS</i>	46
<i>4.3 La compensazione di Miller</i>	50
<i>4.4 Lo stadio amplificatore di tensione del circuito integrato STK4050</i>	52
Capitolo 5: Terzo stadio – stadio di uscita	53
<i>5.1 Principi di funzionamento dello stadio di uscita</i>	53
<i>5.2 Funzionamento in Classe A, AB e B</i>	54
<i>5.3 Configurazione degli stadi di uscita in Classe B a BJT</i>	56
<i>5.4 Riassunto delle caratteristiche degli stadi di uscita in Classe B</i>	67
<i>5.5 Lo stadio di uscita del circuito integrato STK4050</i>	68
Capitolo 6: Stabilità, distorsione e prestazioni	71
<i>6.1 Generatore della tensione di polarizzazione V_{bias}</i>	72
<i>6.2 Ritardi termici</i>	74
<i>6.3 Stabilità dello stadio di uscita</i>	75
<i>6.4 Distorsione</i>	80
<i>6.5 Slew Rate</i>	85
Capitolo 7: Amplificatore audio di potenza con IC STK4050	87
<i>7.1 Schema elettrico e descrizione dell'amplificatore</i>	88
<i>7.2 Realizzazione pratica dello stadio amplificatore</i>	91
<i>7.3 Stadio di alimentazione</i>	96
<i>7.4 Dispositivi supplementari</i>	100
<i>7.5 Valutazione delle prestazioni, misurazioni e prove</i>	101
Capitolo 8: Conclusioni	107
<i>8.1 Considerazioni finali</i>	107
<i>8.2 Problemi di studio e realizzazione</i>	109
<i>8.3 Problemi aperti</i>	110
Bibliografia selezionata	115

Introduzione

Che cos'è l'amplificazione audio e che importanza riveste l'applicazione di questo campo a livello sociale ed economico al giorno d'oggi? Probabilmente ogni individuo interagisce quotidianamente per gran parte della sua giornata con qualche dispositivo provvisto di un amplificatore. Il mondo dei suoni e dell'elettronica è talmente radicato nella vita e nelle relazioni di ogni persona che ormai si è persa la consapevolezza della rivoluzione apportata dall'introduzione delle tecniche di amplificazione (molti decenni orsono) in fatto di miglioramento della qualità della vita dal punto di vista delle relazioni sociali e della globalizzazione.

E' molto difficile immaginare come sarebbe il mondo senza l'amplificazione audio: ogni radio, televisione, telefono, sistema hi-fi contiene uno o più amplificatori al proprio interno. Senza un amplificatore, i Led Zeppelin o i Pink Floyd non avrebbero potuto diffondere la loro arte e qualità musicale se non ad un ristretto pubblico di spettatori e per giunta utilizzando meramente il loro personale range vocale. Il rock non sarebbe nemmeno potuto esistere in quanto tutti gli strumenti avrebbero dovuto essere acustici. Ancora di più, non esisterebbe nemmeno una minima tecnica di registrazione per poter "catturare" e quindi riprodurre un qualsiasi brano musicale.

Da queste poche righe si evince subito quanto possa essere importante e straordinariamente attuale lo studio e la trattazione di tale settore; ragioni che, unitamente al particolare interesse, hanno indotto allo sviluppo del presente elaborato

In particolare, l'introduzione dell'uso dei transistor nei sistemi di amplificazione sonora, databile all'inizio degli anni '60, ha segnato un'importante svolta nella diffusione massiva di tutti gli apparecchi per registrare e riprodurre il suono. L'invenzione di questo particolare componente, oltre al progressivo abbandono dei famosi tubi a vuoto (valvole), ha infatti favorito lo sviluppo di dispositivi dalle dimensioni sempre più contenute e dalla qualità via via più accurata ad un

prezzo accessibile per ogni comune ascoltatore.

Visto il considerevole intervallo di tempo trascorso tra il periodo dell'introduzione dei primi transistor negli apparecchi elettronici del tempo e i giorni in cui è steso il presente manoscritto, sembrerebbe quanto mai superato l'oggetto di studio dello stesso, ma ciò non è più distante dal vero: la continua evoluzione ed il crescente livello di integrazione dei componenti elettronici rendono questo campo in continua espansione, suggerendo quanta possibilità di sperimentazione possa ancora essere condotta per sviluppare e migliorare ulteriormente i principi base, qui contenuti, riconosciuti ed accettati da quasi mezzo secolo.

Nel settore dell'alta fedeltà, dunque, l'unica certezza è che non vi è nulla di certo e scontato. Il soggettivismo è la principale caratteristica riscontrabile in questo mondo. Non esiste infatti l'amplificatore ottimo e quello scadente, ma infinite vie di mezzo risultanti da innumerevoli compromessi tra i due. Allo stesso modo, è altrettanto arduo cercare di definire attraverso qualche standard il termine "alta qualità" per un qualsiasi amplificatore: quel che è certo è sicuramente che "qualità", in audio, non è necessariamente sinonimo di "prezzo". Un buon amplificatore si valuterà dunque in termini di prestazioni, di bassa distorsione (non è ancora possibile, in natura, azzerare il rumore sviluppato dai più moderni e sofisticati amplificatori per audiofili), di affidabilità, il tutto in rapporto all'utilizzo prima che al suo costo.

Questo piccolo elaborato vuole perciò essere un modesto viaggio attraverso i principi base che costituiscono le fondamenta necessarie allo sviluppo e all'implementazione di un qualsivoglia sistema per l'amplificazione sonora, offrendo una visione chiara e semplice delle tecnologie attualmente utilizzate dai principali costruttori di apparecchi audio e supportata dalla valutazione dei principali vantaggi e svantaggi derivanti dalle scelte effettuate per la realizzazione dei medesimi. Tutto ciò sarà inoltre calato nella particolare implementazione di un semplice amplificatore di potenza, che rispecchia tuttavia ogni peculiarità trattata qui fin dai primi capitoli. Il percorso di indagine si articolerà dunque secondo una cronologia evolutiva di tipo top-down, partendo dalla presentazione delle tecniche generali che coinvolgono l'amplificazione audio mediante l'utilizzo di dispositivi a stato solido (quali i transistori bipolari o ad effetto di campo), proseguendo poi per lo studio di un particolare circuito al quale le summenzionate tecniche sono applicate, per concludere infine con l'analisi delle prestazioni e dei principali parametri che caratterizzano i comuni sistemi di alta fedeltà quale il progetto precedentemente realizzato.

Sarà cura dello scrivente cercare di presentare gli argomenti trattati in una sequenza di facile comprensibilità, seguendo un approccio, per quanto possibile, di tipo modulare grazie anche alla suddivisione dei vari stadi proposti mediante una trattazione separata ed esauriente per ciascuno di essi, senza però perdere di omogeneità dal punto di vista generale dello studio. Oltre a ciò si cercherà di corredare il testo con opportune illustrazioni che ne facilitino la comprensione e supportino le informazioni dal medesimo sostenute.

Il redattore

Capitolo 1

Richiami dei concetti fondamentali

1.1 Introduzione all'uso e alla polarizzazione di un transistor bipolare

L'applicazione delle scoperte effettuate dalla microelettronica circa i principi fisici della giunzione P-N hanno favorito l'innovazione esponenziale di tutti gli apparati elettronici che coinvolgevano il trasporto e la riproduzione dei segnali.

Il transistor, inventato nel 1947 dai ricercatori Bardeen, Brattain e Shockley, è diventato in poco tempo il componente simbolo dell'elettronica moderna. Esso, oltre a proporsi come valido sostituto delle valvole nel campo dell'amplificazione dei segnali analogici, è rapidamente diventato parte essenziale di qualsiasi progetto elettronico trovando largo impiego nelle più svariate applicazioni. Allo stesso tempo, grazie alla sempre crescente e sofisticata tecnologia impiegata nella produzione di semiconduttori con dimensioni sempre più piccole, e conseguentemente alla loro integrazione in chip dalle straordinarie prestazioni, il transistor può essere considerato come l'elemento fondamentale per i circuiti integrati che oggi sono presenti in qualsiasi dispositivo elettronico elementare.

La scala di integrazione di detti circuiti integrati si misura infatti in termini di quantità di transistor stampati sul "wafer" che costituisce il chip stesso.

D'altra parte, il campo di applicazione dei transistor va dai circuiti in corrente continua e a bassa frequenza agli oscillatori ad alta tensione, passando attraverso l'intera banda di frequenze conosciute. Il loro impiego si espande sempre più anche nel campo dell'elettronica digitale, in cui svolgono le funzioni di circuiti di commutazione per i segnali di controllo e per il funzionamento di porte logiche.

L'origine della parola "transistor" viene attribuita alla fusione dei due termini inglesi Transfer e Resistor, ovvero componente a resistenza variabile. L'aggettivo "bipolare" invece definisce i transistor in cui la conduzione elettrica avviene tramite i due tipi fondamentali di portatori di carica: gli elettroni e le lacune. I transistor in cui la conduzione avviene tramite migrazione di

solli elettroni o sole lacune sono invece detti ad effetto di campo. Entrambi i dispositivi, tuttavia, manifestano le proprietà di resistenza variabile sopracitate.

Per comprendere a fondo il principio fisico di funzionamento del transistor (a giunzione bipolare), si rimanda ai testi specifici sulla teoria dei semiconduttori al silicio e sulla fisica dei dispositivi elettronici che utilizzano la ben nota giunzione P-N; alla trattazione di questo testo basta conoscere che vi sono due tipi di transistor a giunzione bipolare in relazione ai blocchi di materiale P ed N e alla loro disposizione. Alla luce di ciò, si troveranno transistor NPN, costituiti da una giunzione P-N (tipo diodo) alla quale si aggiunge un ulteriore blocco di tipo N, in modo tale che la zona P risulti al centro tra le due zone N; se, al contrario, si aggiunge un ulteriore blocco P ad una giunzione P-N in modo che la zona N sia al centro delle zone P, si parlerà di transistor PNP. Ogni blocco sarà dotato di terminali per il collegamento verso l'esterno e, in entrambi i tipi, si formeranno tre morsetti: la **base** (blocco centrale), il **collettore** (un blocco laterale) e l'**emettitore** (l'opposto blocco laterale).

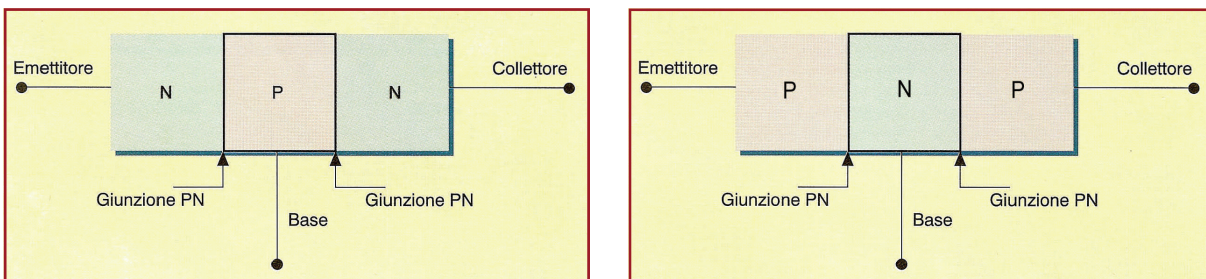


Fig. 1.1 - I due diversi tipi di transistor: NPN e PNP

L'applicazione di tensioni tra le zone P ed N di un transistor che ne determinano il particolare funzionamento, si chiama polarizzazione. A seconda di come sono configurate le polarizzazioni applicate alle giunzioni, ovvero a seconda delle correnti e tensioni di ingresso e di uscita del dispositivo, è possibile distinguere quattro regioni di funzionamento del medesimo:

1. **Regione Attiva Diretta:** ottenuta polarizzando direttamente la giunzione base-emettitore (ossia fornendo tensione positiva nel caso del transistor NPN, oppure negativa nel caso del corrispondente PNP) e inversamente quella collettore-base. Il funzionamento in regione attiva diretta è il più frequente nelle applicazioni di elettronica che coinvolgono segnali analogici in quanto il transistor PN è stato esplicitamente progettato per operare in questa configurazione, caratterizzandosi appunto per le buone proprietà lineari.
2. **Regione Attiva Inversa:** quando la giunzione base-emettitore è polarizzata inversamente e la giunzione base-collettore direttamente. Il transistor non viene mai utilizzato in questo modo.
3. **Zona di Saturazione:** quando la tensione applicata tra collettore ed emettitore controlla di fatto la corrente di collettore, e dunque la base risulta fuori servizio come organo di pilotaggio. L'utilizzo di un transistor in saturazione avviene nell'elaborazione dei segnali digitali in qualità di commutatore.
4. **Zona di Interdizione:** quando la tensione tra base ed emettitore non supera la soglia necessaria alla polarizzazione della rispettiva giunzione, ed in questo caso la corrente di collettore viene azzerata. (Tutte le giunzioni P-N, analogamente al diodo, necessitano di una determinata tensione di soglia – tipicamente tra 0,6 e 0,7 Volt – per passare in conduzione, in quanto occorre vincere il campo inverso che si crea entro un certo spessore intorno alla giunzione – noto come regione di *carica spaziale*).

Dopo aver accennato i principi base di funzionamento di un transistor bipolare (d'ora in avanti BJT – Bipolar Junction Transistor, acronimo inglese per indicare transistor a giunzione bipolare), è opportuno analizzare brevemente come quest'ultimo si comporta nell'amplificazione della tensione e della corrente all'interno di un circuito.

Dopo aver polarizzato i vari terminali del transistor, si studieranno le varie relazioni che legano tra di loro tensioni e correnti analizzandone il comportamento in corrente continua (regime statico) e in corrente alternata (regime dinamico).

Innanzitutto è necessario premettere che sul comportamento statico e dinamico di un transistor influiscono tutti i componenti esterni ad esso collegati, i quali lo “forzano” ad operare in determinate condizioni (prestabilite) fissandone il cosiddetto “punto di lavoro”, dal quale dipende essenzialmente la regione di funzionamento nonché le prestazioni del dispositivo.

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

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

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

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

I_b : corrente attraverso il terminale di base;

I_e : corrente attraverso il terminale di emettitore;

I_c : corrente attraverso il terminale di collettore.

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

Un esempio di curve caratteristiche di un transistor è mostrato in figura 1.2 in cui

è riportato l'andamento della corrente di collettore in funzione della tensione tra collettore ed emettitore. La curva tratteggiata, indicata come curva di potenza, delimita la regione di funzionamento del transistor.

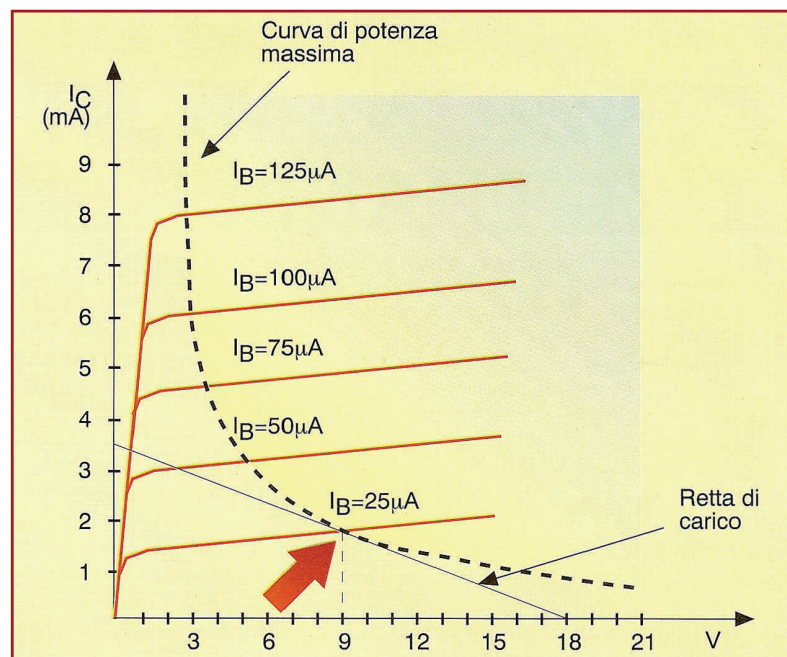


Fig. 1.2 - Curve caratteristiche del transistor. Andamento della corrente di collettore in funzione della tensione tra collettore ed emettitore. Da notare la curva di potenza massima che delimita la zona di funzionamento del transistor.

1.2 Amplificatori a singolo stadio con BJT e loro configurazioni tipiche

Quando si ha a che fare con segnali alternati (di cui il segnale audio ne è esempio tipico), invece, è necessario tener conto che la zona di funzionamento interessata non è più costituita da un unico punto di lavoro, in quanto quest'ultimo si sposta attorno al punto di equilibrio (o di riposo) in proporzione al segnale alternato applicato esternamente (nella maggior parte dei casi al terminale di base del transistor). Pertanto, in fase di progettazione del circuito, sarà opportuno fare in modo che il dispositivo operi all'interno della sua zona di sicurezza anche nelle condizioni più sfavorevoli ed in presenza della tensione istantanea più critica. Fatto salvo ciò, il segnale di uscita risulterà la copia esatta, ingrandita secondo una determinata proporzione, di quello applicato all'ingresso, viceversa sarà contaminato da una certa distorsione.

Nell'analisi ai piccoli segnali (ovvero in regime dinamico), il transistor può funzionare secondo tre tipi di configurazione, in relazione a come vengono collegati i suoi terminali rispetto ai terminali d'ingresso e di uscita del segnale (analogico). Ognuna di queste configurazioni presenta particolari caratteristiche, favorevoli e sfavorevoli, a seconda dell'uso a cui sono destinate e che saranno tenute in considerazione in fase di progettazione della particolare applicazione.

In questo contesto è necessario specificare che ogni circuito possiede quattro ulteriori parametri fondamentali: l'impedenza d'ingresso e di uscita, il guadagno di tensione, il guadagno di corrente, il guadagno di potenza. L'impedenza d'ingresso viene definita come il rapporto tra la tensione e la corrente d'ingresso e, allo stesso modo, l'impedenza di uscita è il rapporto tra la tensione e la corrente di uscita. Questi due parametri sono molto importanti nell'interfacciamento tra i vari stadi di un circuito (solitamente un dispositivo elettronico non è costituito da un unico transistor bensì da una cascata di questi, opportunamente collegati, da cui il termine di *multistadio*) in quanto il trasferimento del segnale da uno stadio al successivo risulta massimo quando l'impedenza d'uscita dello stadio precedente e quella d'ingresso del successivo si equivalgono; più la differenza tra le due impedenze aumenta, più si "perde segnale" durante il trasferimento.

I guadagni di tensione, corrente e potenza, invece, vengono definiti dal rapporto tra i valori delle rispettive variabili prelevate all'uscita e le stesse fornite all'ingresso.

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

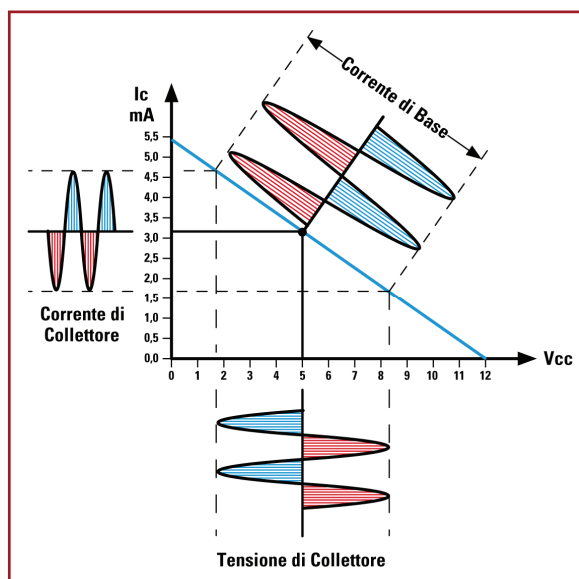


Fig. 1.3 - Grafico dell'amplificazione di segnale

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

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

Schemi elettrici delle tre configurazioni summenzionate sono riportati nella figura sottostante.

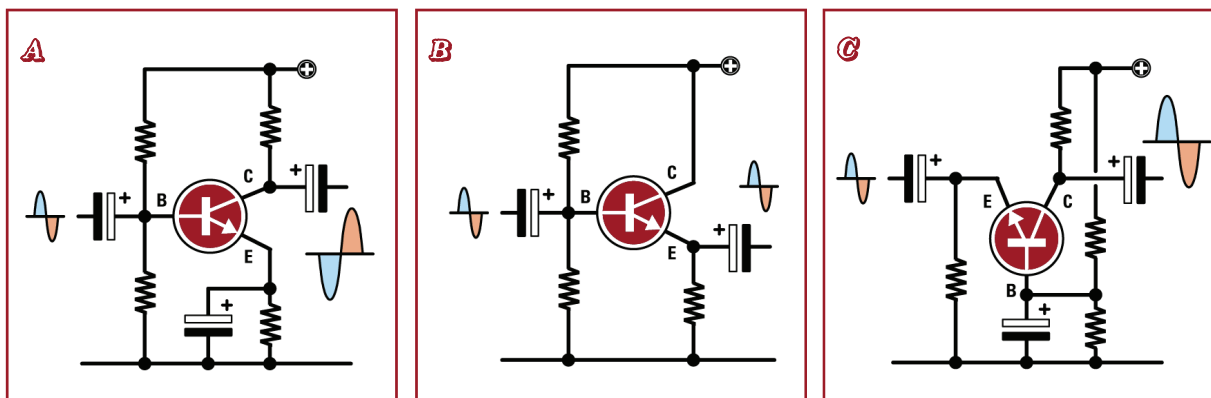


Fig. 1.4 - Schemi elettrici delle tre configurazioni tipiche di un transistor operante in regime dinamico. A) configurazione ad emettitore comune; B) configurazione a collettore comune; C) configurazione a base comune.

1.3 Introduzione agli amplificatori multistadio per applicazioni di alta fedeltà.

La progettazione di amplificatori per audiofrequenze che coinvolge l'utilizzo dei semiconduttori è rimasta essenzialmente invariata nel corso di quasi 50 anni, epoca in cui è stato introdotto il transistor nell'amplificazione di segnali analogici; apparentemente sembra dunque che tutto sia già stato inventato e che tutta la conoscenza possibile circa questo campo sia già stata raggiunta ed acquisita nella pienezza dei suoi limiti. Ciò invece è un grave errore: lo studio e la progettazione di un amplificatore infatti è il risultato dell'unione tra scienza e soggettivismo, oltre a coinvolgere una grande quantità di variabili poco predicibili e misurabili nella realtà, pur avendone la piena consapevolezza dal punto di vista fisico e teorico.

Alla luce di ciò, risultano a tutt'oggi in fase di studio, ad esempio, le varie migliorie che si possono apportare allo stadio di ingresso per migliorare la distorsione armonica generata dai problemi di bilanciamento nello stadio differenziale; oppure la necessità di aumentare le

performance dello stadio di amplificazione di tensione in fatto di stabilità e linearità mediante l'utilizzo di transistor ad elevato guadagno di corrente ("beta"); o ancora le varie configurazioni possibili degli stadi finali (o di uscita) per favorire la diminuzione della distorsione armonica (il cui azzeramento in natura è ancora impossibile), del fenomeno della distorsione di crossover, di quella dovuta allo switch-on e off dei transistor finali, e delle auto oscillazioni prodotte da accoppiamenti errati dei vari stadi.

Oltre a questi problemi di natura tecnica, vi sono ancora discussioni aperte da decenni sulle prestazioni dei vari dispositivi utilizzati per l'amplificazione di segnale: un esempio tipico è la famosa diatriba sulla migliore qualità dei trasformatori ad effetto di campo piuttosto che gli "obsoleti" (a torto) transistori a giunzione bipolare; o ancora la convinzione da parte di molti "esoterici" che il suono emesso dalle storiche valvole a vuoto sia assolutamente irraggiungibile da ogni tipo di componente a stato solido.

La maggior parte di queste accese dispute non ha ancora trovato un punto comune di accordo e forse non lo raggiungerà mai in quanto ogni dispositivo e configurazione presenta innumerevoli vantaggi e svantaggi tanto da rendere necessarie delle scelte obbligate di compromesso, anche in relazione all'utilizzo dell'apparecchio progettato.

Appare dunque evidente che un amplificatore di alta fedeltà riservato ad uso domestico, sarà sicuramente caratterizzato da una circuiteria ben diversa rispetto ad una unità di potenza per applicazioni "public address".

1.4 Parametri fondamentali per la caratterizzazione degli amplificatori

Per fissare qualche indice di prestazione condiviso all'interno di un campo così variabile quale l'amplificazione di segnale, si dà di seguito una breve panoramica delle principali caratteristiche che stabiliscono i requisiti degli amplificatori audio di potenza:

Sicurezza: date le elevate tensioni e correnti in gioco all'interno di un dispositivo per l'amplificazione acustica, è necessario rispettare tutte le normative di progetto circa la sicurezza nell'uso dell'apparecchio e, nel caso, della sua rottura. (Sembra un parametro alquanto futile e scontato, ma è opportuno tenere conto che l'utilizzatore finale non sempre è adeguatamente esperto nell'adottare tutte le precauzioni necessarie alla messa in esercizio di apparati elettronici).

Affidabilità: Un amplificatore di potenza deve presentare una grande affidabilità nel corso della sua vita, offrendo un tempo medio di rottura non inferiore a molte ore di esercizio a pieno regime.

Potenza di uscita: un dato che solitamente genera molte confusioni perché dipendente da diversi fattori (che ovviamente le case produttrici spesso nascondono allo scopo di attirare i clienti verso un prodotto quasi sempre scadente). La potenza di un amplificatore va innanzitutto commisurata al carico di uscita, ovvero all'impedenza dell'altoparlante utilizzato per la riproduzione del segnale. Fissata questa variabile (che solitamente spazia dagli 8Ω ai 2Ω , anche se ciò non costituisce una regola precisa), è opportuno ricordare che esiste una notevole differenza tra la potenza p/p (picco picco), la potenza musicale e la potenza RMS. Solitamente, per il calcolo della potenza p/p si utilizza il valore di tensione all'uscita dell'amplificatore misurato come differenza tra le due creste dell'onda di segnale positiva e negativa; per il calcolo

della potenza musicale ci si riferisce al valore massimo di tensione raggiunto da una sola semionda del segnale prelevato al terminale di uscita; mentre per il valore RMS (root mean square) si utilizza il valore efficace di tensione del segnale di uscita.

Ecco che sulla base di queste semplici considerazioni è possibile notare che il valore di potenza RMS corrisponde, a parità di carico (si supponga 8Ω ad esempio), a $1/8$ della potenza p/p dello stesso amplificatore; allo stesso modo, il valore della potenza musicale corrisponde ad $1/4$ della potenza p/p dichiarata.

Una semplice osservazione: Se allo stesso prezzo venissero proposti tre diversi amplificatori con queste potenze: **20 watt RMS, 40 watt musicali, 160 watt picco/picco** l'acquirente più sprovveduto sceglierebbe senza dubbio quello da **160 watt p/p ritenendolo molto più potente** degli altri due e non immaginando che in realtà **tutti e tre erogano un'identica potenza**. L'abitudine di indicare la potenza in watt in maniera così poco trasparente spesso abbaglia gli acquirenti meno esperti.

Risposta in frequenza: altro parametro fondamentale per stimare la qualità di un buon amplificatore audio. Anche in questo caso vi sono alcuni fattori che influenzano la banda delle frequenze riprodotte da un amplificatore. Per prima cosa è necessario sottolineare che non vi è una misura standard dello spettro di frequenze riprodotte da un dispositivo poiché queste vanno commisurate al livello di attenuazione che immancabilmente si presenta allorquando lo stesso si trova ad operare nell'intorno dei propri limiti d'intervallo. Per fare un semplice esempio pratico, considerando che l'orecchio umano medio è in grado di percepire frequenze sonore che variano tra i 35 Hz e i 18.000 Hz, non è detto che un amplificatore audio la cui risposta in frequenza dichiarata sia 20 – 20.000 Hz sia di alta qualità (perché in grado di riprodurre frequenze al di fuori dell'udibile). La risposta in frequenza deve dunque considerare lo spettro di frequenze realmente riproducibili senza attenuazione da parte del dispositivo. Se infatti l'amplificatore in questione iniziasse a dimezzare la potenza di uscita (che corrisponde ad una attenuazione di -3dB nella scala dei logaritmi) già a 40 Hz, nel suo estremo inferiore, e a 15.000 Hz in quello superiore, il segnale che ne risulterebbe sarebbe piuttosto scadente, considerando che già a questi livelli l'orecchio umano sarebbe in grado di rilevarne il degradamento. Se, al contrario, l'amplificatore fosse in grado di riprodurre fedelmente senza alcuna attenuazione la gamma di frequenze precedentemente dichiarate, e solo al di fuori di questa iniziare a presentare attenuazioni, allora l'acquirente (o il progettista) potrebbe essere certo di disporre di un valido prodotto. (Si noti che, dall'altro lato, apparecchi in grado di riprodurre frequenze oltre l'intervallo 10 – 40.000 Hz sono del tutto inutili, anche in relazione al fatto che non esistono sistemi di casse acustiche in grado di riprodurre suoni al di fuori di questi limiti, per la verità piuttosto grossolani).

Rumore: tutto ciò che non è suono, è rumore. Questa definizione volutamente provocatoria 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; basti pensare che 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: usualmente indicata nei fogli delle specifiche tecniche come THD (Total

Harmonic Distortion), è una misura della degradazione del segnale dovuta sia ai limiti fisici dei componenti elettronici, sia alla loro interconnessione. La regola generale è: mantenerla al valore più basso possibile senza perdere tuttavia altre peculiarità che comprometterebbero la qualità dell'amplificatore. Questo parametro sarà ampiamente discusso in seguito e si riporta ora solo una definizione semplificata per una maggiore completezza e comprensione.

Damping Factor: in linea teorica, un amplificatore di potenza è un generatore ideale di tensione e vorrebbe trasmettere tutta questa energia ad un carico che sia prossimo a zero (per evitare perdite dovute a dissipazione); nella vita reale però l'impedenza di un altoparlante è ben distante dall'essere trascurabile e tanto meno costante sul valore indicato dalla casa costruttrice. Quest'ultima infatti è variabile in funzione della frequenza riprodotta, e ve n'è una (detta frequenza di risonanza) in cui l'impedenza subisce un balzo notevole dai 4 - 8Ω standard fino a circa 50Ω. Oltre a questo, l'amplificatore vede alla sua uscita sia fattori resistivi, sia induttivi, sia capacitivi e dovrebbe essere in grado di adattarsi a qualunque circostanza sfavorevole dovuta a questi fenomeni parassiti in modo da favorire in ogni caso il movimento meccanico del cono nella maniera più lineare possibile. Il fattore di smorzamento dunque è una misura della capacità dell'amplificatore di adattarsi ai movimenti anomali del cono dell'altoparlante in prossimità della sua frequenza di risonanza (dove cioè l'impedenza caratteristica è ben distante dalle condizioni ottimali o desiderabili dallo stadio di uscita dell'amplificatore). Il calcolo di questo coefficiente è relativamente semplice: $DF = R_{load} / R_{out}$, in cui il numeratore rappresenta l'impedenza caratteristica dell'altoparlante e il denominatore l'impedenza di uscita dell'amplificatore. Più alto sarà il Damping Factor, maggiore risulterà il controllo dell'amplificatore sull'altoparlante (tipicamente un valore di DF per un buon amplificatore si aggira attorno a 100).

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 audio di rispondere ai transitori ad alto livello di tensione costituiti dalle escursioni del segnale musicale attorno allo zero. Esso si esprime in volt per microsecondo ed è dipendente dalla frequenza del segnale a cui è misurato. Per l'analisi più accurata di questo parametro si rimanda al capitolo 6.

Capitolo 2

Architettura degli amplificatori audio

2.1 - Architettura di un amplificatore per audiofrequenze e classi di funzionamento

La figura sottostante mostra la tipica struttura di un amplificatore audio di potenza. La maggior parte degli amplificatori a transistor, fin dai primi anni '60, presenta la tipica struttura a tre stadi evidenziata sotto, sebbene ognuno di essi possa poi variare nel dettaglio di ciascuno stadio. Nel corso degli anni sono state presentate anche configurazioni a due soli stadi (in realtà si tratta solo di unificare il secondo e terzo stadio), abbandonate in quanto le performance sono risultate piuttosto scadenti, e a quattro o più stadi (anche questi tipi di configurazione presentano delle problematiche relativamente complesse, quale la maggior difficoltà di accoppiamento e di

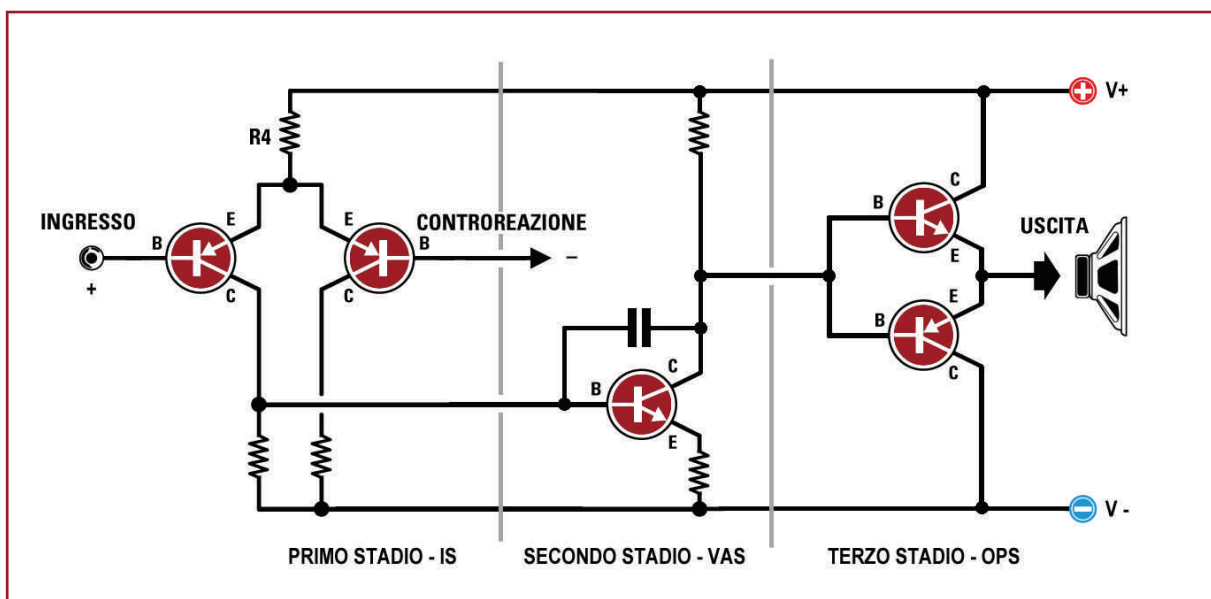


Fig. 2.1 - Schema semplificato di un amplificatore di potenza a tre stadi

compensazione tra gli stadi, la debole stabilità alle alte frequenze, gli errori dovuti allo sfasamento maggiore del segnale che deve attraversare un numero maggiore di componenti, oltre all'ovvio incremento della quantità e complessità della circuiteria interna).

A fronte di queste considerazioni (dopo svariati studi nel corso degli anni), l'impiego dell'architettura a tre stadi si è imposto con decisione nella varietà più ampia degli amplificatori audio ad uso comune, offrendo, oltre alla riconosciuta ed indiscutibile praticità di implementazione, una migliore adattabilità alle esigenze di ogni progettista e un'ottima qualità tecnica che si manifesta soprattutto nell'estrema facilità di controllo (con semplici accorgimenti) dei fenomeni degenerativi del segnale dovuti alle più disparate cause, che saranno analizzati in dettaglio nei capitoli successivi.

Analizzando più in dettaglio le caratteristiche dei singoli stadi si può evidenziare come il primo sia uno stadio a transconduttanza con un amplificatore differenziale utilizzato per avere un primo guadagno in corrente mediante pilotaggio in tensione. La topologia e le varianti saranno discusse più in dettaglio nel capitolo successivo, al momento è sufficiente inquadrare l'architettura fondamentale di un amplificatore audio dal punto di vista generale.

Il secondo invece è uno stadio a transimpedenza, detto anche Voltage Amplifier Stage (o semplicemente VAS): configurazione che prevede l'ingresso di un certo segnale già amplificato in corrente e che fornisce un guadagno piuttosto elevato di tensione in uscita.

Il terzo stadio (quello di uscita o comunemente detto "finale") è un tipico Emitter Follower (già discusso in precedenza) a guadagno di tensione unitario la cui funzione è fornire un elevato guadagno finale in corrente e adattare l'impedenza di ingresso proveniente dal VAS alla bassa impedenza del carico di uscita (l'altoparlante).

Una siffatta architettura presenta innumerevoli vantaggi dal punto di vista pratico: primo fra tutti, disponendo di stadi separati, ciascuno con un compito ben preciso, è estremamente semplice intervenire con modifiche e correzioni per rendere trascurabili gli effetti parassiti dovuti all'accoppiamento tra di essi.

Nei successivi capitoli saranno presentate alcune tra le soluzioni più elementari, ma non per questo meno raffinate ed eleganti, per tenere sotto controllo la retroazione globale tra stadi, oppure quella locale all'interno dello stesso stadio, le varie tecniche di compensazione delle impedenze e delle variazioni di fase. L'utilizzo di queste tecniche applicate ad una architettura così semplice favorirà inoltre il controllo delle varie distorsioni che possono presentarsi a vari livelli durante il trasferimento di segnale dalla sorgente all'altoparlante attraverso l'amplificatore.

A seconda del tipo di configurazione dei transistor utilizzata per lo stadio di uscita, è possibile suddividere l'intero mondo degli amplificatori audio in classi distinte. Esse prendono il nome dalle prime lettere dell'alfabeto e si parlerà dunque di un amplificatore che "lavora in classe A" oppure B, C, e così via.

Di seguito si riporta ora una breve descrizione delle varie classi di funzionamento di un amplificatore.

Classe A: si dice che un amplificatore opera in classe A quando la corrente scorre continuamente in tutti i dispositivi di uscita all'interno del relativo stadio, evitando in questo caso che ognuno di loro si possa spegnere alternativamente in qualche modo per effetto di una inversione di tensione dovuta alla forma d'onda del segnale da amplificare. La figura 2.2

chiarisce meglio il principio su cui si basa questo funzionamento: la sinusoide rappresenta la variazione di un tipico segnale musicale.

In linea di principio, per far sì che ciò avvenga, è necessario polarizzare i transistor di uscita in modo che il loro punto di lavoro si trovi esattamente alla metà della tensione di alimentazione; in tal modo si favoriranno le escursioni di segnale sia in positivo che in negativo. La classe A viene normalmente utilizzata per amplificare un segnale con una bassissima distorsione, con lo svantaggio però di avere uno o più transistor che assorbono sempre la medesima corrente sia in assenza di segnale che alla sua massima potenza, con una conseguente notevole dissipazione di calore, circostanza che ne fissa il rendimento effettivo attorno al 25 – 30%. Per questo motivo la classe A non permette di ottenere in uscita da uno stadio finale delle potenze elevate, ma gli audiofili la preferiscono ugualmente per la sua bassissima distorsione.

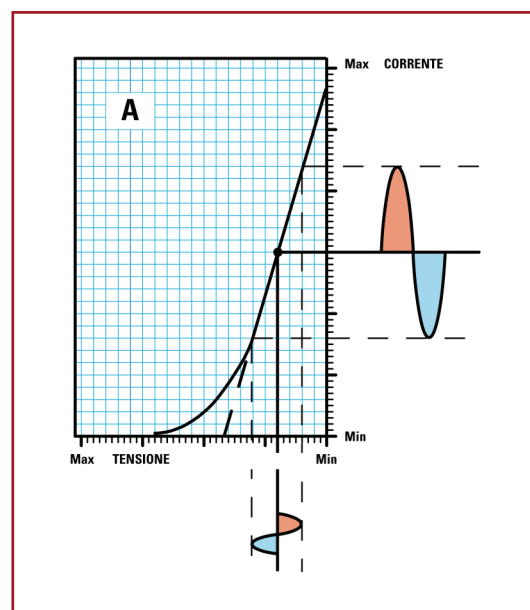


Fig. 2.2 - Diagramma di funzionamento in Classe A

Classe B: per far lavorare un transistor in classe B occorre polarizzare la base in modo che il punto di lavoro si trovi sul suo limite inferiore. Pilotando dunque un transistor NPN, questo riuscirà a portarsi in conduzione solo in presenza delle semionde positive e non delle semionde negative, che pertanto non verranno mai amplificate; mentre pilotando un transistor PNP questo riuscirà a portarsi in conduzione solo in presenza delle semionde negative e non delle semionde positive, che pertanto non verranno mai amplificate.

Poiché in classe B un transistor NPN è in grado di amplificare le sole semionde positive e un transistor PNP le sole semionde negative, per poter ricostruire il segnale completo è necessario utilizzare due transistor uno NPN e uno PNP collegati in serie, prelevandone il segnale dai due rispettivi emettitori (nella pratica quasi sempre di polarità complementare).

Il funzionamento in classe B presenta il vantaggio di fornire in uscita potenze elevate, anche se con una notevole distorsione: infatti, prima che la semionda positiva riesca a portare in conduzione il transistor NPN e la semionda negativa a portare in conduzione un transistor PNP, i due segnali devono superare il livello di soglia (circa 0,65 Volt). Quindi quando il segnale passa dalla semionda positiva alla semionda negativa o viceversa, si ha un tempo di pausa nel corso del quale nessuno dei

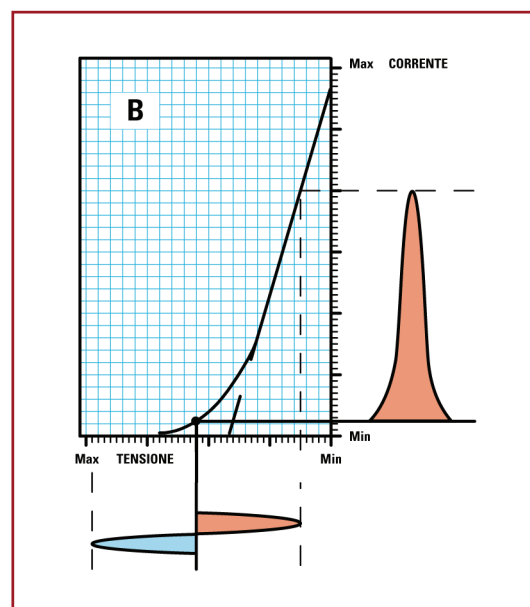


Fig. 2.3 - Diagramma di funzionamento in Classe B per il transistor NPN, con amplificazione delle sole semionde positive.

due transistor risulta in conduzione generando la nota distorsione di crossover (principale inconveniente del funzionamento in classe B).

Classe AB: per unire i vantaggi offerti dalla classe B in fatto di elevata potenza in uscita senza incappare nel fenomeno della distorsione di crossover (caratteristica offerta dalla classe A), si uniscono le peculiarità delle due precedenti classi formando la classe AB.

Sapendo che un transistor inizia a condurre quando sulla sua base è presente una tensione di 0,65 Volt, possiamo applicare quest'ultima inserendo due diodi al silicio alimentati da due resistenze collegate alla linea di alimentazione.

Quando sulla Base del transistor NPN giunge un segnale, questo provvede ad amplificare le semionde positive complete perché già si trova in conduzione, ma non è in grado di amplificare le opposte semionde negative.

Viceversa, quando sulla base del transistor PNP giunge un segnale, questo provvede ad amplificare le semionde negative complete perché già si trova in conduzione, ma non è in grado di amplificare le opposte semionde positive.

Prelevando il segnale amplificato dagli emettitori dei transistor complementari otteniamo l'onda sinusoidale completa.

Il segnale risultante è dunque privo di distorsione, perché non esiste più la pausa tra la semionda positiva e la semionda negativa presente nella classe B.

Il principale vantaggio offerto dalla classe AB è quello di riuscire a prelevare in uscita una elevata potenza facendo assorbire ai collettori dei transistor una corrente irrisoria in assenza di segnale.

Assorbendo a riposo una minima corrente, i transistor dissipano molto meno calore rispetto ad uno stadio finale in classe A.

Classe C: per far funzionare un amplificatore in questa classe è necessario polarizzare i transistor di uscita in modo che essi conducano per meno del 50% dell'onda completa del segnale d'ingresso. Per tali ragioni, essi (essendo costituiti da componenti interdetti per più della metà del loro ciclo di lavoro) dissipano poca potenza a riposo potendo in tal modo raggiungere livelli di efficienza prossimi al 100%; tuttavia, data la loro scarsa fedeltà di riproduzione dell'onda sonora originale proveniente dalla sorgente, sono poco utilizzati come amplificatori di segnali a bassa frequenza BF (tipo segnali musicali) per trovare invece applicazione nel trasporto di segnali RF (ad es. radio).

Classe D: questo tipo di amplificatori sviluppa un'idea piuttosto innovativa ed ingegnosa, ovvero modulano il segnale originale a bassa frequenza portandolo nel campo degli ultrasuoni attraverso una commutazione continua tra le linee di alimentazione. Sono anch'essi amplificatori di alta potenza la cui efficienza sfiora il 100% ma, nel campo di applicazione delle audio frequenze, manifestano un livello di distorsione piuttosto elevato potendo disporre di una scarsa retroazione negativa data la banda di frequenze in cui operano (attorno ai 200 KHz). Si vedrà in seguito che l'applicazione di una eccessiva retroazione porta una certa instabilità alle alte frequenze piuttosto difficile da controllare.

Classe E: non ha alcuna applicazione nel campo audio e sarà perciò omessa.

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

Classe H: è di fatto una tecnica di miglioramento apportata all'efficienza della classe B sfruttando le intuizioni proposte dalla precedente classe G in merito alla linea di alimentazione (in questo caso singola anziché duale, come avviene nella maggior parte dei casi). L'idea è di evitare la commutazione tra due linee fisse di alimentazione per attivare alternativamente i due stadi di potenza, disponendo di una taratura dinamica che si adatti alla crescente richiesta di potenza quando il segnale raggiunge i livelli più alti. In linea di principio, si è proposta una soluzione per accrescere la tensione di alimentazione nel momento in cui è necessaria una più elevata potenza di uscita.

Classe S: è lo sviluppo di amplificatori che incorporano una configurazione in classe A dello stadio di uscita per pilotare un carico al quale è stato anteposto uno stadio in classe B. In tal modo la caratteristica dello stadio in classe B fa apparire il carico allo stadio di classe A (molto meno efficiente dal punto di vista del rendimento) con una maggiore impedenza, il che favorisce il pilotaggio da parte di uno stadio di tipo A secondo le sue caratteristiche operative.

Ovviamente quello che è stato appena fornito è solo un elenco riduttivo e semplificato delle principali caratteristiche delle varie classi che sono state sviluppate nel corso degli anni, allo scopo di dare una visione generale delle tipologie proposte nel campo dell'amplificazione audio. Molte variazioni sono state infatti apportate alle idee base fino a qui descritte e diversi studi sono tuttora in corso per accrescere le performance degli amplificatori moderni.

Un'altra importante distinzione che coinvolge la totalità degli amplificatori è il tipo di alimentazione grazie al quale operano tutti i dispositivi al loro interno. Per essere più chiari, tutti gli amplificatori possono essere suddivisi in: stadi accoppiati in AC oppure stadi accoppiati in

DC. Nel primo caso l'alimentazione è costituita da una singola linea riferita a massa, con lo stadio di uscita che lavora alla metà di questa tensione di linea; mentre nel secondo caso essi sono dotati di due linee simmetriche, una positiva e l'altra negativa (duali), con l'uscita polarizzata per oscillare il più possibile attorno ai 0 V.

Ciascuna di queste architetture presenta, naturalmente, vantaggi e svantaggi poco trascurabili.

2.2 Controreazione negli amplificatori di potenza

Il concetto di retroazione nei sistemi dinamici è un argomento assai vasto che potrebbe riempire pagine e pagine in numerosi trattati specifici. Esso deriva direttamente dalla teoria dei controlli automatici, alla quale si rimanda per una trattazione più specifica. Anche l'amplificatore, in quanto sistema che preleva un segnale da una sorgente e lo trasforma verso la sua uscita per essere in qualche modo riprodotto, utilizza questa tecnica molto importante per il miglioramento della linearità; essa tuttavia presenta ancora diverse convinzioni in qualche modo contraddittorie.

La controreazione (traduzione del più comune termine inglese Negative Feedback o NFB) è un processo che migliora la maggior parte dei parametri di prestazione di un amplificatore con la semplice idea di prendere parte del segnale di uscita e re-introdurlo all'ingresso (mediante opportuni adattamenti ed accorgimenti).

La ragione fondamentale per cui è stato introdotto l'uso del feedback negli amplificatori è la necessità della riduzione della distorsione armonica, dell'impedenza di uscita e della sensibilità alle variazioni della tensione di alimentazione (e quindi della polarizzazione dei transistor). Anche in questo caso non è possibile stabilire a priori il fatto che tanto più elevata sarà la retroazione applicata allo stadio di ingresso, tanto maggiore si guadagnerà in stabilità dell'intero dispositivo; l'eccesso di controreazione infatti porta alla circostanza opposta risultando in una forte instabilità inducendo l'intero apparato all'auto-oscillazione.

I principi fondamentali della teoria della retroazione per i sistemi lineari sono mostrati nella figura seguente.

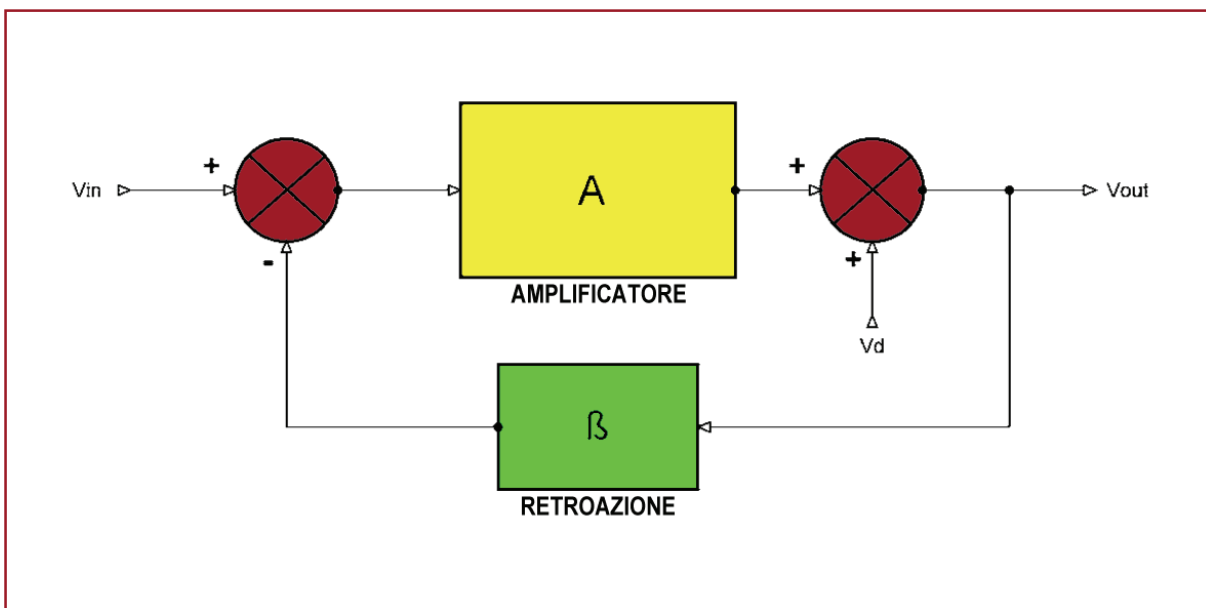


Fig. 2.4 - Schema a blocchi di un tipico sistema retroazionato con i rispettivi guadagni

In essa è mostrata la schematizzazione di un amplificatore che presenta un certo guadagno diretto (o in catena aperta) A tra l'ingresso e l'uscita, la retroazione negativa (si noti il segno $-$ nel simbolo del sommatore di segnale rappresentato dal cerchio con la croce al suo interno) con il rispettivo guadagno β (solitamente molto minore di A per avere effetti benefici sull'intero sistema) e l'introduzione del rumore (che per comodità è posta in un unico punto del sistema – in questo caso in prossimità dell'uscita) qui rappresentato come una certa tensione parassita V_d che si somma al segnale utile; con il termine “rumore” si indica per brevità ogni fenomeno di degenerazione del segnale dovuta ai più svariati fattori esterni ed interni quali la distorsione armonica citata poc'anzi, un offset indesiderato in corrente continua (DC) all'uscita, uno sfasamento eccessivo del segnale amplificato, ecc.

Scrivendo la relazione ingresso/uscita dell'intero sistema si può ricavare la seguente equazione:

$$V_{out} = A \cdot (V_{in} - \beta \cdot V_{out}) + V_d$$

che ri-arrangiata diventa:

$$V_{out} \cdot (1 + A \cdot \beta) = A \cdot V_{in} + V_d$$

Come è noto, di un sistema è utile conoscere la relazione che lega l'uscita del segnale all'ingresso dello stesso da cui ha preso origine, e dunque:

$$(V_{out} / V_{in}) = A / (1 + A \cdot \beta) + V_d / (1 + A \cdot \beta)$$

Dal primo addendo al secondo membro si raccoglie A al numeratore e si definisce il restante termine $1 / (1 + A \cdot \beta)$ come “fattore di NFB” e si può subito notare che quest'ultimo gioca un ruolo fondamentale nella stabilizzazione del guadagno; poiché infatti nella pratica il valore di guadagno in catena diretta A è relativamente alto, l'1 del denominatore diventa trascurabile e il guadagno dell'anello, chiuso dalla retroazione, si riduce proprio al reciproco del valore β del blocco di feedback, senza appunto dipendere dall'ampiezza del guadagno in catena aperta A .

Oltre a questa considerazione, raccogliendo il termine V_d dal secondo addendo, si ricava $V_d \cdot (1 / (1 + A \cdot \beta))$, ovvero ($V_d \cdot$ “fattore di NFB”), notando che il termine rappresentativo del rumore viene di fatto ridotto dal guadagno di anello introdotto dall'utilizzo della controreazione. Unendo dunque le due caratteristiche appena dimostrate si può concludere che il guadagno totale diretto dell'intero amplificatore non viene assolutamente intaccato dalla retroazione; mentre, solo grazie a quest'ultima, più alto sarà il guadagno in catena chiusa del sistema maggiore sarà il controllo della distorsione introdotta dagli effetti parassiti notando anche che il raddoppio del guadagno diretto A dimezza la distorsione V_d .

Concludendo questa panoramica sugli effetti della teoria della retroazione si può dunque affermare che l'utilizzo dell'NFB nei sistemi di amplificazione non solo è benefico in termini di controllo della distorsione ma anzi si rivela, come sarà discusso nei prossimi capitoli, indispensabile nel mantenimento della stabilità totale del dispositivo prevenendolo da indesiderate auto-oscillazioni. Nel controllo di quest'ultimo fenomeno, sarà opportuno aggiustare con molta precisione il valore del guadagno della rete di feedback β , poiché la controreazione determinata dal prelievo all'uscita di un segnale musicale che coinvolge uno

spettro piuttosto ampio, per poi ricondurlo allo stadio di ingresso, è molto sensibile alle variazioni di fase che fisicamente avvengono nell'attraversamento dei vari stadi oltre che sostanzialmente dipendente dalle frequenze a cui si applica l'NFB. Questi fattori sono molto spesso dimenticati con il risultato di spiacevoli inconvenienti in fatto di stabilità.

Un'ultima considerazione sul feedback riguarda la modalità con cui lo stesso può essere realizzato; la figura seguente mostra che la retroazione negativa può avvenire a livello locale (coinvolgendo perciò uno stadio singolarmente) oppure globale (ossia chiudendo ad anello l'intero amplificatore). La letteratura in materia riporta la conclusione ormai riconosciuta che l'NFB globale, sotto opportune regole di compensazione, è largamente più efficiente nella riduzione della distorsione piuttosto che la stessa quantità distribuita invece nei singoli stadi sotto forma di NFB locale.

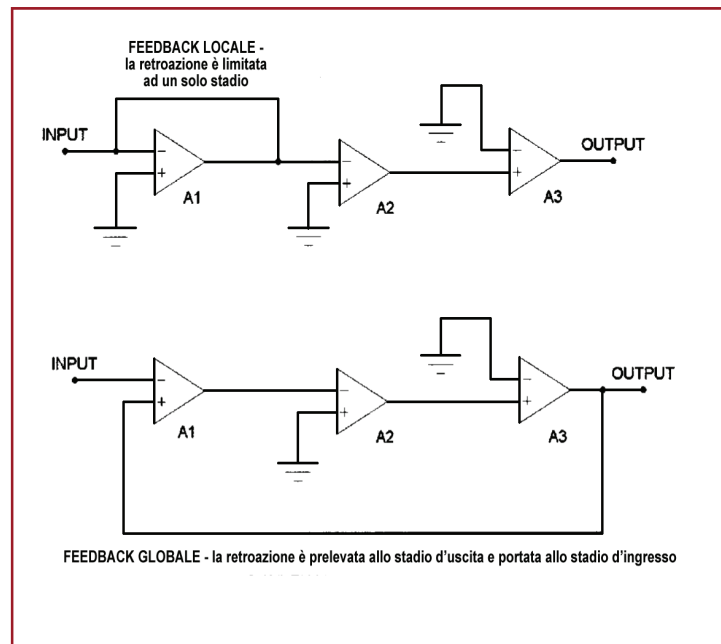


Fig. 2.5 - Schemi di retroazione negativa locale (sopra) e globale (sotto)

2.3 Principi generali di funzionamento di un amplificatore a tre stadi (topologia di Lin)

Ritornando all'analisi della topologia di un amplificatore, la figura 2.6 mostra il tipico schema a tre stadi sviluppato agli inizi degli anni '60 dal Dr. Lin, ricercatore dei laboratori RCA. Essa illustra il diagramma semplificato di un'architettura elegante e straordinariamente attuale nonostante l'età dalla sua prima ideazione. Uno dei principali vantaggi di questo tipo di progettazione, che ha riscosso un così grande successo tanto da essere ancora riconosciuta come la migliore filosofia di realizzazione di un amplificatore audio, è la capacità, grazie a stadi ben distinti ed accoppiati tra loro, di isolare la singola funzione di ciascuno stadio e perciò di riuscire a controllare le prestazioni di una larga parte di parametri che caratterizzano l'intero dispositivo. La topologia a tre stadi di Lin copre ancora oggi più del 90% di tutti gli amplificatori a semiconduttori realizzati e commercializzati, e tale percentuale non sembra destinata a diminuire con l'innovazione e il progresso apportati dalla diffusione massiva della microelettronica.

Il primo stadio rappresenta un amplificatore a transconduttanza (ovvero predisposto ad amplificare la corrente mediante il pilotaggio in tensione). Esso riceve il segnale dalla sorgente e ne crea una replica la cui corrente di uscita risulta proporzionale a quella d'ingresso per poi inviarla all'ingresso del secondo stadio. Il tipico schema dello stadio di ingresso (Input Stage o semplicemente IS) mostra l'utilizzo dell'amplificatore differenziale, ossia due transistor per piccoli segnali a medio guadagno accoppiati simmetricamente. Come si vedrà in seguito il differenziale rappresenta una delle migliori forme di riduzione della distorsione che può essere

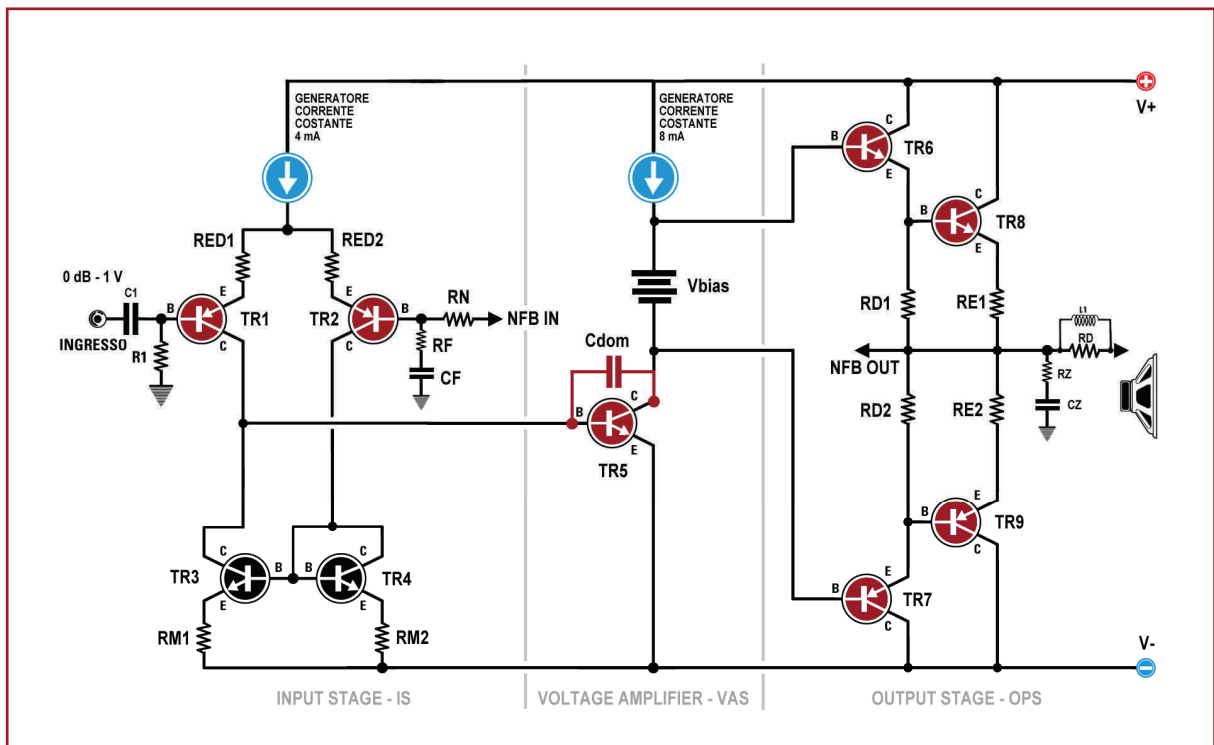


Fig 2.6 - Schema semplificato di un amplificatore audio di potenza secondo la topologia a tre stadi separati di Lin

realizzata mediante l'uso di pochi componenti discreti e che non abbisogna di particolari tarature per funzionare nel modo ottimale. Oltre alla considerevole funzione di mantenere pressoché stabile il segnale in uscita da inviare all'ingresso del secondo stadio, questa configurazione offre l'importante vantaggio di avere un secondo ingresso utile per applicare l'ormai nota retroazione negativa di cui si è già discusso nella precedente sezione. Il percorso dei segnali avviene sostanzialmente nel modo seguente: la sorgente invia il segnale da amplificare al terminale di base del primo transistor, che sarà poi prelevato dal collettore dello stesso per essere successivamente inviato al secondo stadio; nel frattempo, la base del suo complementare accetta in ingresso la controreazione data dall'uscita dell'amplificatore e contribuisce con questa all'amplificazione del segnale risultante oltre che al controllo della linearità dell'intero stadio.

Il secondo stadio, detto amplificatore di tensione (dall'inglese Voltage Amplifier Stage o d'ora in avanti VAS, per brevità) rappresenta un amplificatore a transimpedenza, ovvero un amplificatore di tensione pilotato dal segnale in corrente (quello effettivamente prelevato dal differenziale dello stadio d'ingresso). Esso riceve dunque il segnale già amplificato in corrente e lo trasforma in un segnale ad alto livello di tensione. In questo stadio la scelta del tipo di transistor, e conseguentemente delle sue caratteristiche di guadagno, è molto importante per il controllo della stabilità. Il controllo di quest'ultimo fattore, per la verità piuttosto critico in questo stadio, è operato dal condensatore di compensazione C_{dom} , detto compensatore di Miller, dal nome dell'ingegnere che ne studiò l'effetto. Nel primo caso, si è visto che la linearità di trasferimento è stata raggiunta dall'introduzione del differenziale come stabilizzatore di segnale; nel caso del VAS invece, alle basse frequenze è sufficiente la retroazione del segnale d'uscita, mentre alle alte frequenze il condensatore C_{dom} agisce come cortocircuito evitando che le componenti ad ultrasuoni vengano amplificate notevolmente dal secondo stadio (bypassando quindi il transistor di amplificazione TR5) inducendo in tal modo a pericolose auto-oscillazioni

dell'intero sistema. In poche parole, le basse frequenze non sono influenzate dal condensatore di compensazione e potranno dunque passare tranquillamente attraverso l'amplificatore di tensione, mentre le alte frequenze (si vedrà in seguito il modo di discriminare la frequenza di taglio a cui avverrà la transizione dei due effetti) saranno dominate dal condensatore visto come cortocircuito virtuale rispetto alla maggiore resistenza opposta dal transistor ai capi del quale quest'ultimo si trova e passeranno verso l'uscita senza incremento di guadagno evitando in tal modo la perdita di stabilità da parte dell'intero stadio.

Mentre il VAS è, come si vede in figura, un semplice amplificatore di tensione composto da un unico transistor in configurazione ad emettitore comune, il terzo stadio, detto stadio di uscita (oppure Output Stage – OPS), è un amplificatore di corrente a guadagno di tensione pressoché unitario (in realtà è poco meno dell'unità). Esso riceve semplicemente il segnale già amplificato in tensione dal VAS e lo conduce fino all'uscita dell'amplificatore alla quale è connesso il carico dovuto all'altoparlante. In breve, il terzo stadio non è altro che un amplificatore a collettore comune (bidirezionale) che può essere configurato in svariati modi (trattati successivamente nel relativo capitolo concernente lo stadio di uscita). La funzione basilare dell'OPS è dunque, come intuibile, non tanto quella di fornire guadagni elevati di tensione, ma piuttosto di adattare l'uscita ad alta impedenza del VAS alla bassa impedenza del carico dovuto all'altoparlante, per poterlo pilotare adeguatamente. Apparentemente il terzo stadio è quello preposto a svolgere il lavoro minore e più semplice dell'intero amplificatore, ma ciò è fondamentalmente falso; nello stadio di uscita infatti sono concentrati la maggior parte dei meccanismi di distorsione del segnale che saranno analizzati tra breve e saranno necessari molteplici interventi di compromesso per ridurre la distorsione generata dai transistor che lo compongono. Come si vedrà più avanti, le distorsioni provocate dal primo e secondo stadio saranno del tutto ininfluenti in raffronto a quelle presentate dallo stadio di uscita.

2.4 Distorsione negli amplificatori di potenza

Nella letteratura inerente all'amplificazione audio sono stati rilevati diversi tipi di distorsione legati alla tipica architettura degli amplificatori appartenenti alla Classe B.

Una credenza tipica circa la distorsione armonica totale (o THD, dalla traduzione del termine inglese Total Harmonic Distortion) è sempre stata quella di ritenere la natura dello stadio di uscita in se stesso come la principale responsabile del manifestarsi del fenomeno di degenerazione del segnale; ciò veniva supportato dal fatto che la misura della retroazione negativa (tecnica impiegata, come si è già visto, per accrescere la linearità dell'amplificatore di potenza) doveva necessariamente decrescere all'aumentare della frequenza, pena il verificarsi del fenomeno dell'auto-oscillazione, dannoso sia a livello di degradazione del segnale risultante sia a livello fisico dei componenti preposti all'amplificazione, che in breve tempo rischiano la distruzione. Ciò è in parte vero, a patto che, tuttavia, siano già state eliminate tutte le altre cause di distorsione. Appare evidente quindi che nella realtà della maggior parte degli amplificatori prodotti, il problema del controllo della (o meglio, delle) distorsione sia ben più complesso di questo riduttivo punto di vista.

Si vedrà tra poco che anche lo stadio d'ingresso può essere coinvolto nel fenomeno della distorsione pur operando ancora con “piccoli segnali”, e che in qualche caso (alle alte frequenze,

ad esempio) tale fenomeno potrebbe facilmente sovrastare le imperfezioni imputabili allo stadio di uscita.

Per stilare una lista completa dei meccanismi di distorsione presentati dalla topologia degli amplificatori audio, si assumeranno ininfluenti i fenomeni dovuti ad agenti esterni (che pur contribuiscono alla degenerazione del segnale sonoro amplificato), per la verità molto più facili da controllare ed isolare. Un esempio di detti fattori esterni potrebbe essere costituito dall'utilizzo di componenti errati o con tolleranze grossolane ed inaccettabili, oppure dalla insufficiente alimentazione dei componenti interni, o ancora da carichi di uscita non bilanciati con le specifiche richieste dal dispositivo in fase di analisi.

La figura che segue mostra nuovamente la tipica topologia a tre stadi di Lin con evidenziati i vari punti in cui è possibile riscontrare fenomeni di distorsione. Di seguito, invece, si darà una panoramica delle principali cause di queste distorsioni seguendo l'ordine dato dalla numerazione offerta dallo schema per maggior comprensibilità.

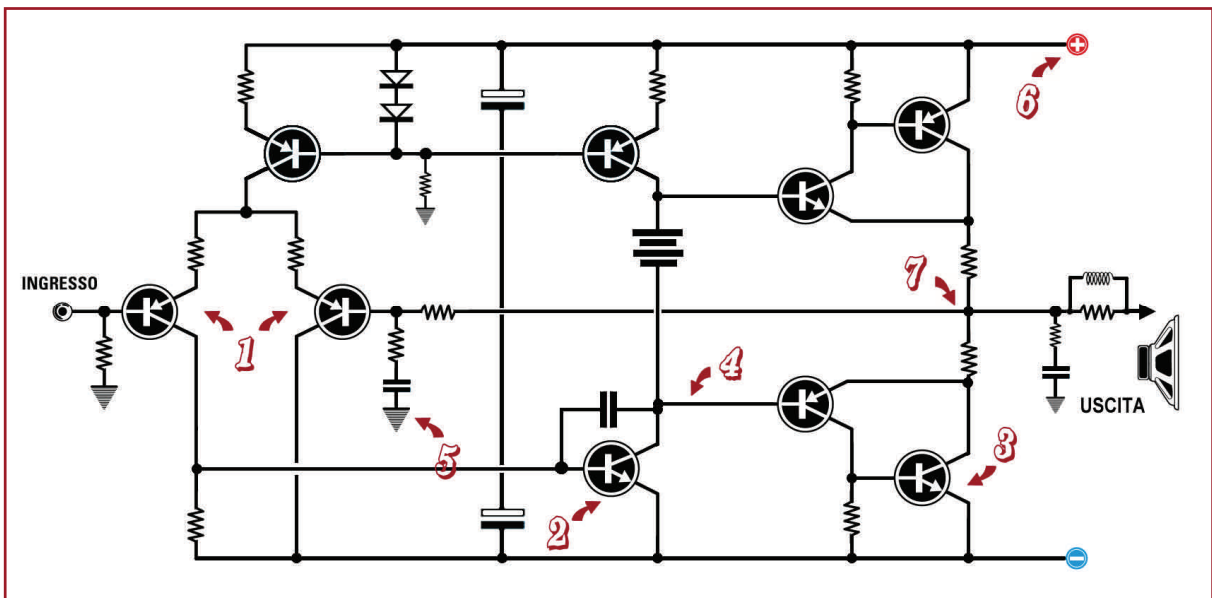


Fig. 2.7 - Localizzazione dei punti in cui avvengono i 7 principali fenomeni di distorsione all'interno della topologia a tre stadi di Lin (la distorsione 8 che riguarda gli effetti capacitivi è omessa per maggior chiarezza)

I primi quattro fenomeni di distorsione riguardano una qualsiasi architettura a tre stadi separati e possono verificarsi indipendentemente dalla configurazione dello stadio di uscita e del tipo di classe a cui l'amplificatore appartiene (in contrapposizione con altri effetti tipici del funzionamento in Classe B).

Distorsione 1: Stadio di ingresso (IS)

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. Con opportune modifiche allo stadio di ingresso, trattate nel prossimo capitolo, la causa della prima distorsione sarà annullata.

Distorsione 2: Stadio amplificatore di tensione (VAS)

Riguarda la non-linearità del secondo stadio, ma solitamente è resa trascurabile dalla topologia intrinseca del circuito che prevede l'utilizzo della compensazione di Miller. 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 (OPS)

L'output stage è solitamente causa di frequenti e ben noti fenomeni di non-linearità dovuti al suo particolare compito di dover pilotare carichi ben 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. Ciascuna causa sarà analizzata in dettaglio nel capitolo dedicato allo stadio di uscita, al momento ci si limita ad elencarne l'esistenza.

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 (specie con architetture in Classe B).

Per limitarne gli effetti è stato introdotto l'utilizzo, con buoni risultati, di un inseguitore di tensione frapposto ai due stadi VAS e OPS con lo scopo di favorirne l'accoppiamento e di annullare la ripercussione della distorsione sul transistor preposto all'amplificazione in tensione proprio del secondo stadio.

I successivi tre meccanismi di distorsione non appartengono alla particolare architettura dell'amplificatore ma piuttosto possono ritenersi intrinseci nella topologia del circuito, ossia dipendono unicamente dal modo in cui sono disposti fisicamente i componenti elettronici o dal cablaggio per le loro interconnessioni.

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 da Induzione elettromagnetica

Fenomeno che potrebbe manifestarsi quando correnti parassite generate per induzione elettromagnetica (generalmente nello stadio di alimentazione) 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: Prelievo errato 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.

Le prossime due distorsioni riguardano fenomeni fisici dovuti alla non-linearità dei componenti elettronici reali, che manifestano livelli di tolleranza ben distanti dall'idealità.

Distorsione 8: Capacità dei condensatori

Si verifica per la natura non-ideale 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.

Distorsione 9: Fenomeni magnetici

Effetti dovuti al passaggio del segnale amplificato d'uscita attraverso conduttori ferromagnetici, la cui generazione degrada considerevolmente il segnale totale. Un tipico esempio di distorsione da magnetismo è quello dovuto ai relè di protezione delle casse acustiche utilizzati nello stadio di uscita, o ai terminali di connessione delle casse stesse.

Le ultime due distorsioni presentate sono invece correlate ai segnali di ingresso e uscita.

Distorsione 10: Distorsione causata dal segnale d'ingresso

Questa distorsione è causata quando l'ingresso di un amplificatore di potenza è pilotato da una sorgente di segnale non perfettamente accoppiata con la propria impedenza caratteristica. Se l'impedenza di uscita della sorgente è troppo elevata, si verifica un'eccessiva caduta di tensione all'ingresso dell'amplificatore che introduce distorsione poiché la corrente che entra in questo è non-lineare.

Distorsione 11: Distorsione nella rete di protezione da sovraccarico

Molti amplificatori sono dotati al loro interno da circuiti di protezione da sovraccarico (meglio definito con il termine inglese *overload*). Tali reti sono generalmente limitatori di corrente che tagliano i livelli di segnale oltrepassanti una certa soglia prefissata. I transistori d'intervento e disattivazione di questi dispositivi di protezione introducono distorsione al segnale globale in uscita dallo stadio di potenza.

L'elenco appena descritto fornisce una panoramica globale sui principali meccanismi di distorsione che coinvolgono gli amplificatori audio di potenza. Ciò non copre assolutamente tutti i fenomeni di degenerazione del segnale che possono verificarsi nella reale natura di un amplificatore a semiconduttori. E pur vero, tuttavia, che le cause di disturbo enumerate poc'anzi costituiscono i principali fondamenti delle cause di rumore su cui intervenire per poter migliorare le prestazioni del dispositivo in fase di studio o di progettazione, basandosi su effetti che influiscono notevolmente sulla qualità sonora di ascolto e tali per cui è opportuna un'attenta misurazione e correzione. Gli altri fenomeni di distorsione, che pur esistono in natura, risultano con buona approssimazione del tutto trascurabili sia per l'assoluta irrilevanza dal punto di vista dell'udibilità dell'orecchio umano sia perché, qualora presenti in associazione con qualcuna delle distorsioni suesposte, risulterebbero del tutto sovrastati dalle medesime (più consistenti).

Alla luce di quanto visto sinora, è facile comprendere come non possa mai essere progettato nella vita pratica un "amplificatore ottimo", ma che in numerosi anni di studio si siano via via raffinate delle tecniche molto efficaci per rilevare, correggere e contenere gran parte degli effetti parassiti che possano influenzare la qualità del segnale amplificato. Si vedrà tra breve quali semplici ed eleganti accorgimenti potranno essere adottati nella riduzione delle varie distorsioni applicando dei collaudati perfezionamenti a livello di ciascuno stadio analizzato in dettaglio.

2.5 Presentazione del circuito integrato STK4050

Il processo di perfezionamento dei circuiti integrati e l'aumento esponenziale del livello di integrazione dei componenti elettronici in un singolo chip sta segnando al giorno d'oggi traguardi sempre più importanti nello sviluppo di apparecchiature ad alta tecnologia, basti pensare alle straordinarie prestazioni offerte dai personal computer commercializzati al momento della stesura di questo testo, inimmaginabili fino a qualche decina di anni fa. Nondimeno, le sofisticate tecniche di produzione dei semiconduttori hanno contribuito ad un enorme abbattimento delle dimensioni delle apparecchiature elettroniche oltre ad una sostanziale riduzione dei costi di realizzazione e di acquisto, permettendone al contempo la diffusione massiva all'interno della società moderna.

Anche il mondo dell'amplificazione audio è stato segnato da questo processo di avanzamento tecnologico circa la progettazione di dispositivi di alta qualità dalle dimensioni fisiche sempre più contenute. Non deve dunque sorprendere il fatto che la maggior parte degli amplificatori di media fascia commercializzati in questi anni siano quasi esclusivamente realizzati mediante particolari circuiti integrati progettati per funzionare come veri e propri amplificatori di potenza. Essi sono infatti in grado di implementare all'interno di un singolo chip tutta la complessità di un amplificatore audio a stadi multipli, offrendo caratteristiche di tutto rispetto circa la qualità sonora, i livelli di distorsione e il rapporto segnale/rumore in uscita.

Come si vedrà a breve, esistono a tutt'oggi numerosi circuiti integrati, fabbricati dalle più grandi aziende produttrici di semiconduttori (come ad esempio la ben nota National Semiconductor, oppure Fairchild, Motorola o ancora ST Microelectronics, per citare qualche nome), che abbisognano di uno sparuto numero di componenti discreti di contorno per realizzare amplificatori audio in grado di offrire potenze in uscita anche fino a 200W RMS con livelli di fedeltà assolutamente paragonabili ai più costosi apparecchi hi-end sia per uso domestico che

professionale. Anche se è cura dello scrivente precisare che, ad onor del vero, la maggior parte degli audiofili è ancora orientata a sistemi di amplificazione costituiti da componenti discreti, lo scopo di questo breve trattato è proprio quello di analizzare e testare le potenzialità offerte da uno di questi chip in relazione ai principi fondamentali su cui è solidamente radicata la teoria dell'amplificazione sonora sviluppata fin dai primi anni '60. Si inizierà quindi da questo paragrafo con la presentazione del circuito integrato scelto come esempio di analisi e si cercherà di offrire al lettore una visione quanto più possibile completa di come tutta la teoria degli amplificatori audio sia esattamente riscontrabile all'interno di un singolo chip elettronico. In ogni capitolo, infatti, si è scelto di presentare dapprima una completa trattazione teorica dei principi cardine coinvolti in un qualsivoglia amplificatore di potenza, per concludere poi la conoscenza via via acquisita calando quanto discusso sull'esempio pratico offerto da questo circuito integrato.

Allo scopo, la scelta dell'IC che integra un completo amplificatore audio a tre stadi secondo la topologia di Lin descritta in precedenza è ricaduta su una particolare serie di chip prodotta dalla Sanyo Electric ed utilizzata a vari livelli nella realizzazione di sistemi hi-fi compatti da parte delle più famose case costruttrici di apparecchiature per home-entertainment. La serie analizzata è costituita dai circuiti integrati STK a 18 pin, ed in particolare è stato individuato il tipo a potenza di uscita più elevato, mod. 4050.

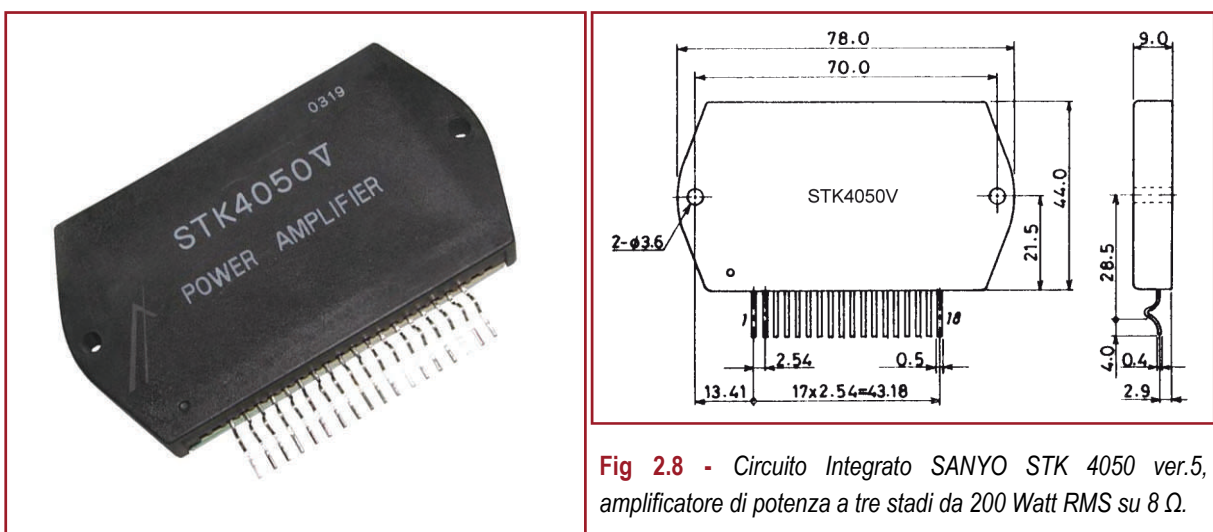


Fig 2.8 - Circuito Integrato SANYO STK 4050 ver.5, amplificatore di potenza a tre stadi da 200 Watt RMS su 8 Ω .

Secondo le specifiche fornite dalla casa produttrice, l'STK4050, giunto alla 5° versione (STK4050V, appunto), è un amplificatore di potenza in Classe B a simmetria quasi complementare di modeste dimensioni appositamente studiato per permetterne l'integrazione in apparecchi compatti, ma in grado di offrire potenze di uscita che si aggirano attorno ai 200 W RMS (per un solo canale) su carico induttivo di 8 Ω . Esso opera con una tensione duale di alimentazione mediamente fissata a ± 66 V, che potrebbe essere elevata fino ad un massimo di 95 V in valore assoluto. La tabella dei dati tecnici è riportata nella figura sottostante.

Parameter	Symbol	Condition	Rating	Unit
Maximum supply voltage	V_{CC} max		± 95	V
Thermal resistance	θ_{j-c}		0.95	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Junction temperature	T_j		150	$^{\circ}\text{C}$
Operating substrate temperature	T_c		125	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}		-30 to +125	$^{\circ}\text{C}$

Specifiche di funzionamento

misurate alla tensione di ± 66 V, su carico resistivo di 8Ω , alla temperatura ambiente di 25°

Parameter	Symbol	Condition	Rating			Unit
			min	typ	max	
Quiescent current	I_{CCO}	$V_{CC} = \pm 80$ V	15		120	mA
Output power	P_O	THD = 0.08 %, $f = 20$ Hz to 20 kHz	200			W
Total harmonic distortion	THD	$P_O = 1.0$ W, $f = 1$ kHz			0.08	%
Frequency response	f_L, f_H	$P_O = 1.0$ W, $+0$ dB -3 dB		20 to 50k		Hz
Input resistance	r_i	$P_O = 1.0$ W, $f = 1$ kHz		55		k Ω
Output noise voltage	V_{NO}	$V_{CC} = \pm 80$ V, $R_g = 10$ k Ω			1.2	mVrms
Neutral voltage	V_N	$V_{CC} = \pm 80$ V	-70	0	+70	mV

L'amplificatore è contenuto in un package di modeste dimensioni e dalla sagoma piuttosto regolare con un'ampia superficie metallica sul lato posteriore tale da facilitare la dispersione termica attraverso le tipologie tipiche di dissipatori adatti al design di sistemi audio compatti.

La versione 5, rispetto alle precedenti, include il circuito a specchio di corrente all'interno dello stadio di ingresso (nel capitolo successivo si chiarirà ampiamente la funzionalità e la notevole importanza di questo miglioramento) con una riduzione della distorsione armonica totale (THD) da 0,3 % a 0,08 % misurata a 1 kHz. La risposta in frequenza in uscita si aggira attorno a valori variabili nell'intervallo di 20 – 50.000 Hz, e l'impedenza di ingresso è pari a 55 k Ω .

All'interno sono presenti generatori di corrente costante (anche questa specifica sarà discussa nel capitolo successivo) per la riduzione delle distorsioni prodotte dalla variazione della tensione di alimentazione, in particolar modo all'atto dell'accensione/spegnimento del dispositivo.

L'integrato è infine predisposto per il supporto di circuiti elettronici aggiuntivi per la protezione da cortocircuiti, per lo spegnimento in caso di surriscaldamento e per l'esclusione dell'altoparlante nell'istante di accensione dell'amplificatore (anti-bump).

La figura sottostante mostra il circuito equivalente dei componenti integrati all'interno dell'STK4050V, con evidenziati tutti i 18 pin di connessione.

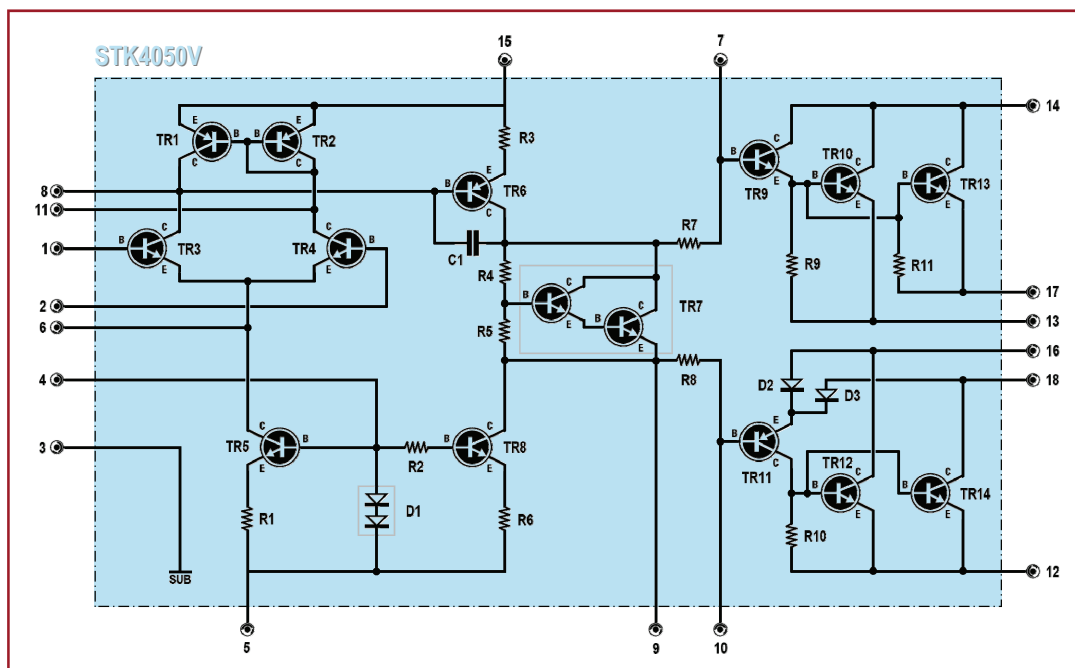


Fig. 2.9 - Schema elettrico dei componenti integrati all'interno dell'IC STK4050 ver. 5 e della piedinatura per l'interconnessione all'esterno.

E' facile notare, pur non avendo ancora analizzato in dettaglio il funzionamento e le configurazioni dei singoli stadi, che anche l'IC della Sanyo rispecchia fedelmente la topologia a tre stadi separati di Lin, con l'individuazione molto semplice dello stadio di ingresso (in cui si possono notare il differenziale con i due ingressi non invertente e invertente – pin 1 e 2, il transistor generatore di corrente costante TR5 e lo specchio di corrente formato da TR1 e TR2), dell'amplificatore di tensione (con generatore di corrente costante, amplificatore in configurazione a emettitore comune e condensatore di compensazione C1) e dello stadio di uscita (con i driver e finali disposti a simmetria quasi complementare).

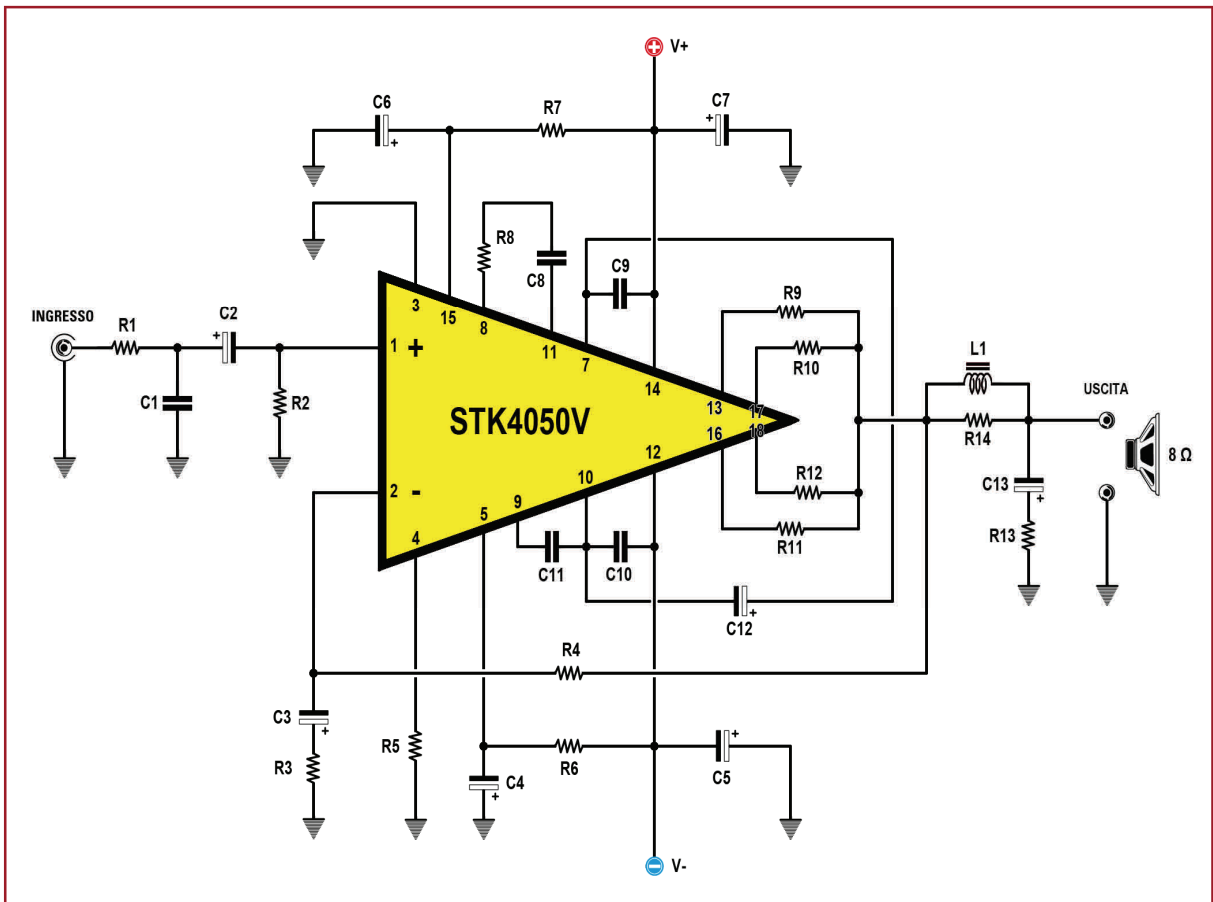


Fig. 2.10 - Schema elettrico del circuito applicativo per l'impiego dell'IC STK4050 come amplificatore audio di potenza

La figura 2.10 mostra invece lo schema elettrico della rete di contorno necessaria alla realizzazione di un amplificatore audio completo da 200 W per la riproduzione di segnali musicali. In esso si può notare il tipico simbolico circuitale per un IC a piedinatura multipla, l'ingresso non invertente del segnale audio sul pin 1, la retroazione negativa prelevata all'uscita e riportata all'ingresso invertente costituito dal pin 2, i pin di alimentazione duale (12 e 14) e di massa (3), i vari pin di uscita e il carico finale RL rappresentato dall'altoparlante.

Con meno di 30 componenti dal costo irrisorio, dunque, e un STK4050V del valore di qualche decina di euro (mediamente 20 €) si è in grado di disporre di un canale di un amplificatore di potenza di tutto rispetto utile alle più comuni applicazioni domestiche e professionali (di modesta entità).

Nei capitoli successivi sarà analizzato più in dettaglio lo schema elettrico sia dell'IC che di tutto l'amplificatore, con la suddivisione nei tre stadi tipici appena elencati. A conclusione di questo trattato, si descriverà inoltre la realizzazione, i perfezionamenti e i test del sistema con la breve presentazione di alcuni dispositivi supplementari utili al funzionamento del progetto realizzato (stadio di alimentazione, preamplificatore, indicatore del livello di segnale, controllo dei toni).

Capitolo 3

Primo stadio: lo stadio di ingresso

Lo stadio di ingresso è il primo stadio che coinvolge il cammino di segnale attraverso un amplificatore audio di potenza. La sua funzione primaria è di convertire il segnale di uscita della sorgente (tipicamente al livello di riferimento di 0 dB, che corrispondono ad un valore medio di tensione attorno a 1 V rms), in una sua replica amplificata in corrente, che sarà poi inviata allo stadio successivo costituito da un amplificatore di tensione.

Oltre a tale funzione primaria, ossia da amplificatore a transconduttanza (cioè la conversione da un segnale in tensione ad uno pilotato in corrente), lo stadio di ingresso, attraverso la sua topologia, deve sviluppare meccanismi di controllo delle performance in diverse aree d'applicazione (un breve accenno è già stato fornito nella sezione concernente i fenomeni di distorsione): esso infatti deve creare una replica del segnale d'origine quanto più fedele possibile, mostrarsi pressoché immune da variazioni indesiderate nelle linee di alimentazione (effetto definito come PSRR – Power Supply Rejection Ratio), generare il più basso rumore possibile (poiché l'intero rapporto segnale/rumore dell'amplificatore dipende in larga misura da quello del solo stadio d'ingresso) e, da ultimo ma non per questo meno importante, esibire un alto livello di linearità.

Per realizzare tutte queste peculiarità, nel corso degli anni sono stati messi a punto diversi meccanismi di perfezionamento del primo stadio, tecniche che ancora oggi costituiscono le fondamenta della teoria del trasporto e dell'amplificazione del segnale coinvolte nel funzionamento dell'IS stesso.

3.1 Principi di funzionamento dello stadio di ingresso

L'accurata comprensione di come funziona uno stadio di ingresso ideale richiede necessariamente la consapevolezza del suo operato relativamente ai rimanenti due stadi della topologia di Lin. Risulta dunque estremamente ardua la descrizione delle caratteristiche di un

buon stadio d'ingresso senza riferirsi al suo interfacciamento col resto dell'amplificatore. Come già accennato, la funzione primaria dell'IS è di prelevare il segnale in tensione di riferimento dalla sorgente e convertirlo in un segnale amplificato in corrente. Ci sono svariate buone ragioni per ritenere utile di non operare con l'amplificazione in tensione subito al primo stadio; ma al momento, per facilitarne la comprensione, si consideri solo il concetto più semplice della maggior facilità di controllo delle caratteristiche e delle prestazioni dell'intero amplificatore.

Di seguito è riproposto lo schema semplificato di un generico amplificatore a tre stadi separati; sulla base della figura si può notare che il segnale d'ingresso viene processato da una configurazione tipica per gli amplificatori di potenza denominata amplificatore differenziale, consistente in una coppia di transistor (dello stesso tipo e caratteristiche, ad esempio entrambi NPN o PNP) e da una circuiteria ad essi associata. Il segnale in uscita dall'IS sarà poi prelevato dal collettore del primo transistor ed applicato direttamente alla base del transistor costituente il VAS.

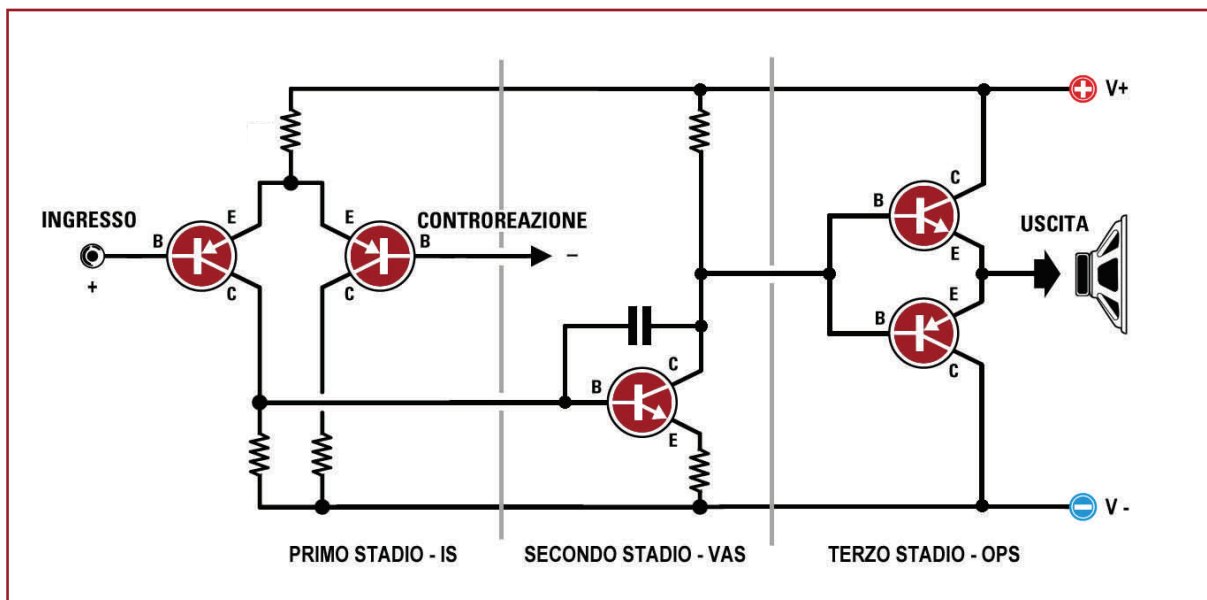


Fig. 3.1 - Schema semplificato di un amplificatore di potenza a tre stadi

La configurazione del transistor del secondo stadio, l'amplificatore di tensione, è la comunemente detta ad emettitore comune; in questo caso trattandosi di un amplificatore a transimpedenza (ovvero che accetta l'ingresso di un segnale in corrente e lo processa in un segnale amplificato in tensione), è desiderabile che l'impedenza d'ingresso del secondo stadio (e dunque quella di uscita del primo, per il miglior accoppiamento dei due) sia molto bassa, costituendo la cosiddetta massa virtuale di segnale.

Da queste prime considerazioni, appare dunque evidente che praticamente tutto il guadagno in tensione dell'intero amplificatore di potenza non avviene, come erroneamente ritenuto dai più ingenui, nei transistori finali d'uscita ma piuttosto nel secondo stadio, quello appunto del VAS. Premesso ciò, è intuibile che l'ultimo stadio, l'OPS – Output Stage, consiste in un amplificatore a guadagno sostanzialmente unitario, perciò il segnale amplificato in tensione prelevato dal collettore del transistor del VAS è all'incirca della stessa ampiezza di quello che sarà visto all'uscita verso il carico finale dato dall'altoparlante (sottratto di una leggera caduta di tensione

ad opera delle giunzioni dei transistor finali dell'OPS).

Dopo aver descritto il percorso del segnale diretto, dalla sorgente all'altoparlante attraverso l'amplificatore, torniamo indietro allo stadio d'ingresso notando che la coppia differenziale citata al principio è tecnicamente dotata di due connessioni per l'entrata di segnale utile (di fatto, le due basi dei transistor accoppiati). La straordinaria eleganza di questa configurazione, dunque, ben si presta alla diretta applicazione della teoria dei controlli in merito alla necessità di utilizzare la retroazione negativa per controllare la stabilità di ogni sistema preposto alla trasformazione dei segnali, quale si rivela essere un amplificatore audio. Il feedback globale è dunque applicato al dispositivo, prelevando una porzione di segnale d'uscita e re-introducendola allo stadio d'ingresso attraverso l'entrata (detta invertente) dell'amplificatore differenziale costituita dalla base del secondo transistor. La somma algebrica dei due segnali operata dall'amplificatore differenziale risulta in un nuovo segnale (amplificato in corrente e prelevato dal collettore del primo transistor) in opposizione di fase rispetto all'originale prodotto dalla sorgente. A seguito della trasformazione ad opera del VAS, il segnale viene invertito nuovamente, riportandolo alla condizione originaria di segnale "in fase" ed inviato all'OPS; quest'ultimo, essendo un amplificatore non invertente, produce una uscita che è nuovamente in fase rispetto alla sorgente, di conseguenza il feedback prelevato dallo stadio di uscita risulta essere anch'esso in fase e scalato di un certo fattore al momento dell'applicazione all'ingresso invertente dell'amplificatore differenziale dell'IS.

Nota: Nella realtà, i due segnali presenti alle rispettive basi del differenziale d'ingresso, non sono esattamente in fase tra loro; vi è infatti un piccolo spostamento di fase nella controreazione attribuibile agli effetti dei componenti reattivi, quali ad esempio il condensatore di compensazione di Miller, di cui si discuterà in seguito. In ogni caso, queste piccole variazioni di fase, essendo inferiori a 90° , non compromettono la stabilità ed il funzionamento dell'amplificatore differenziale e posso essere trascurate.

3.2 L'amplificatore differenziale e le sue evoluzioni

Prima di procedere con la valutazione delle prestazioni e la presentazione di alcuni perfezionamenti riguardanti lo stadio di ingresso, sembra utile a questo punto fare una digressione sull'evoluzione delle varie tipologie di schemi che hanno portato la configurazione differenziale ad imporsi sulle altre, oltre che su alcune metodologie affermate per il miglioramento delle caratteristiche di uscita del medesimo.

La configurazione a differenziale risulta di gran lunga la più utilizzata negli stadi d'ingresso di molti amplificatori hi-fi poiché presenta numerosi vantaggi. Innanzitutto è molto "silenziosa", oltre a presentare un bassissimo livello di distorsione e ad offrire il vantaggio di poter essere collegata allo stadio successivo senza la necessità di opportuni condensatori di disaccoppiamento, in quanto intrinsecamente poco incline agli spostamenti in continua (comunemente definiti DC-offset). Il vantaggio di non dover applicare alcun condensatore di disaccoppiamento tra l'uscita del differenziale e l'ingresso dell'amplificatore di tensione del secondo stadio, evita l'attenuazione alle basse frequenze dovuta alla tipica natura reattiva dell'effetto capacitivo del condensatore e, circostanza ancora più importante, annulla il rischio di sfasamento del segnale risultante. L'utilizzo del differenziale consente inoltre di aumentare o

ridurre il guadagno di tutto l'amplificatore agendo unicamente sul valore di pochissimi componenti.

Esistono diverse configurazioni di stadi differenziali; saranno di seguito passate in rassegna le più utilizzate negli amplificatori di potenza più comuni analizzandone vantaggi, svantaggi e opportune raffinzioni successive.

La figura sottostante riporta uno schema estremamente semplificato di un amplificatore differenziale elementare; si notano a colpo d'occhio i 2 ingressi e l'uscita. L'ingresso contrassegnato dal segno "+" viene chiamato **non invertente**, perché il segnale applicato a questo terminale si può riscontrare al terminale di uscita con la stessa fase del segnale sorgente originale; mentre il terminale d'ingresso contrassegnato dal segno "-" si definisce **invertente**, essendo il segnale applicato qui in opposizione di fase rispetto al segnale d'uscita.

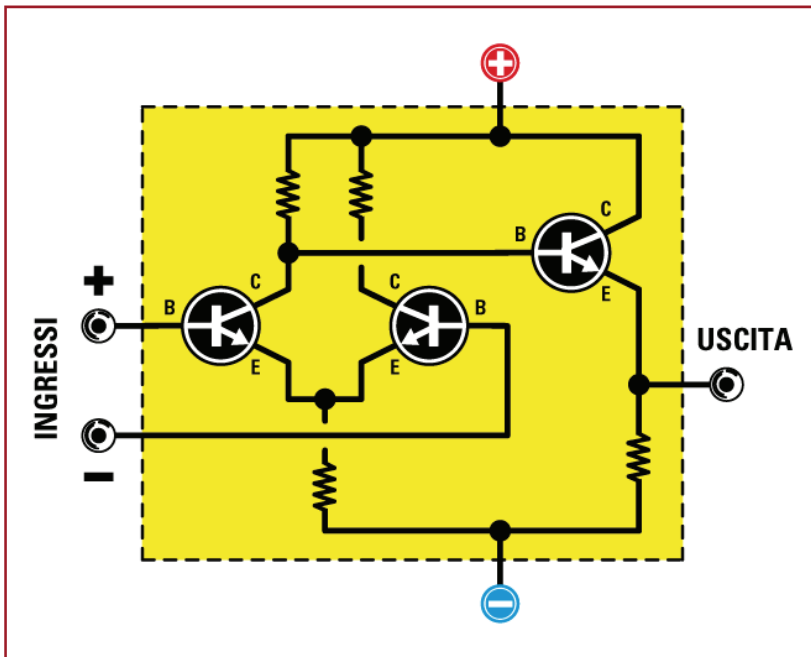


Fig. 3.2 - Schema elettrico semplificato di un amplificatore differenziale

Confrontando lo schema raffigurante il differenziale di uno stadio di ingresso di un qualsiasi amplificatore con la tipica rappresentazione dell'amplificatore operazionale è possibile notare la straordinaria analogia di base oltre all'identica piedinatura circa gli ingressi +/- e l'uscita.

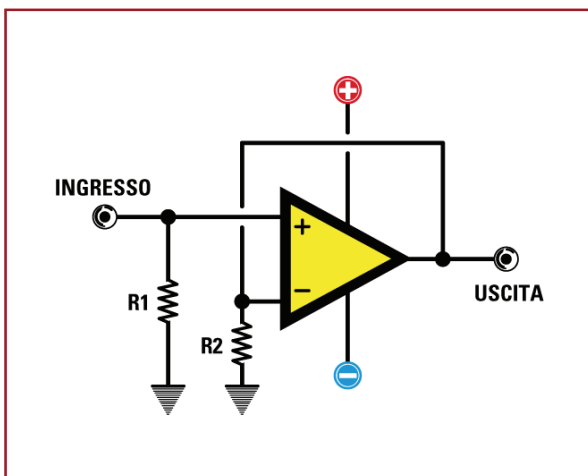


Fig. 3.3 - Rappresentazione circuitale tipica di un amplificatore operazionale

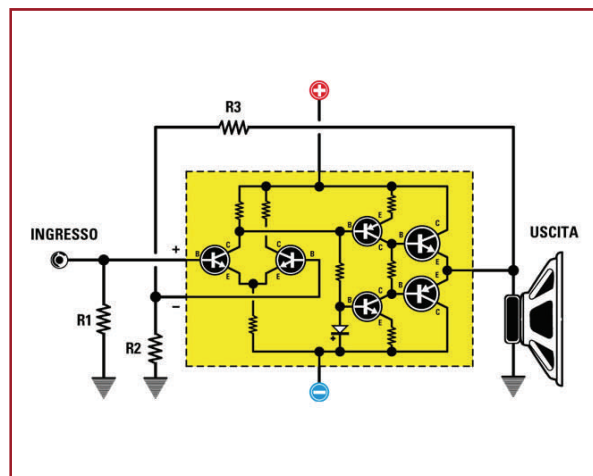


Fig. 3.4 - Analogia di configurazione di un amplificatore multistadio con la teoria degli amplificatori operazionali

La stessa tecnica utilizzata per gli amplificatori operazionali vale tuttora con i segnali sinusoidali applicati agli ingressi del differenziale. Il valore dei resistori formanti il partitore determinano dunque, secondo le regole ben note dell'operazionale, il guadagno complessivo dell'amplificatore con la formula:

$$A = 1 + (R3 / R2) .$$

Se su entrambi gli ingressi del differenziale venisse applicato lo stesso segnale senza l'opportuno sfasamento, l'uscita non dovrebbe teoricamente presentare nessun segnale, essendo le due tensioni d'ingresso amplificate in opposizione di fase e dunque annullandosi reciprocamente. Poiché uno stadio di amplificazione viene solitamente alimentato da due linee simmetriche di tensione (comunemente chiamate duali), misurando l'uscita del differenziale nel caso dell'applicazione dello stesso segnale ai due ingressi dovrebbe trovarsi una tensione continua di 0V. In realtà questa condizione non sarà mai verificata previa l'adozione di alcuni accorgimenti, poiché nella natura fisica dei componenti elettronici sono sempre riscontrabili delle dissimmetrie causate dalle tolleranze dei resistori, dai diversi guadagni dei transistor, dalle capacità parassite, ecc... Un residuo di tensione continua sia in positivo che in negativo misurabile all'uscita del differenziale rispetto a massa aumenta il fenomeno della distorsione (si ricordi la distorsione 1 del precedente capitolo) oltre al rischio di poter essere amplificata dagli stadi successivi fino a raggiungere l'altoparlante danneggiandolo. Se all'uscita fossero presenti 0 V, il segnale amplificato potrebbe raggiungere la sua massima escursione (ampiezza in tensione) senza presentare distorsioni; se invece si riscontrassero alcuni volt positivi, il segnale risultante sarebbe "tosato" nei picchi delle semionde positive; se al contrario si misurassero pochi volt negativi, verrebbero "tosati" i picchi delle semionde negative.

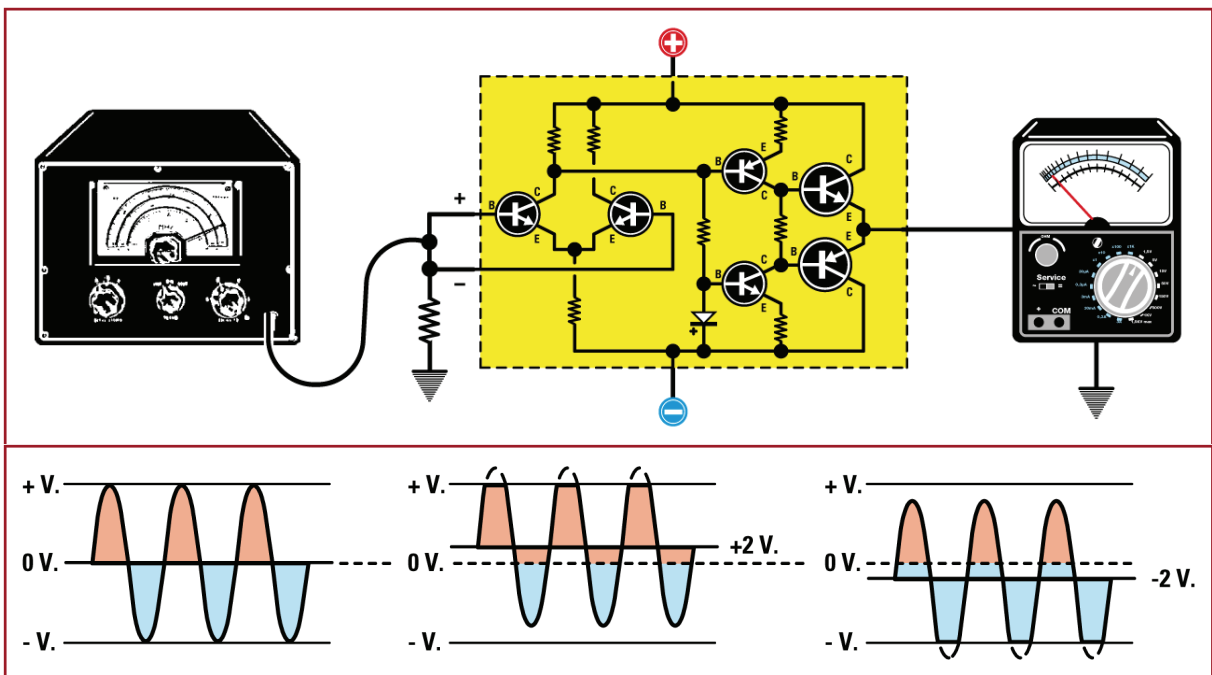


Fig. 3.5 - Effetti dei residui di tensione continua (DC offset) all'interno delle linee di segnale. A) Assenza di tensione continua; B) residuo positivo di tensione; C) residuo negativo di tensione.

Il residuo di tensione indesiderato all'uscita è definito dal *rapporto di reiezione di modo comune* (meglio descritto con l'acronimo inglese CMRR – Common Mode Rejection Ratio) e si misura applicando uno stesso segnale sinusoidale costante di circa 10 V p/p su entrambi gli ingressi e controllando con un oscilloscopio eventuali residui di segnale parassiti. I migliori amplificatori presentano un CMRR che si aggira sui 70 dB, ma non sono da disdegnare anche quelli con un rapporto di 60 o più decibel. Per ridurre la tensione residua sull'uscita di un amplificatore si potranno apportare alcuni perfezionamenti al differenziale semplice in modo da renderlo immune alle variazioni delle tensioni di alimentazione o di temperatura, incrementandone conseguentemente la stabilità.

Entrando nel dettaglio della configurazione dell'amplificatore differenziale, di seguito si riportano tre schemi in ordine di perfezionamento con l'analisi dei vantaggi e degli svantaggi nell'utilizzo per le applicazioni di alta fedeltà.

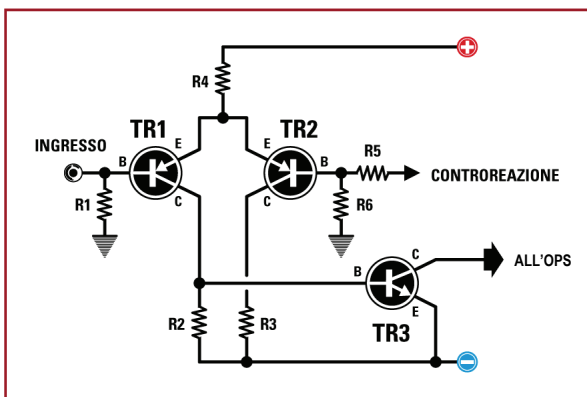


Fig. 3.6 - Configurazione elementare di un differenziale accoppiato all'amplificatore di tensione VAS (TR3)

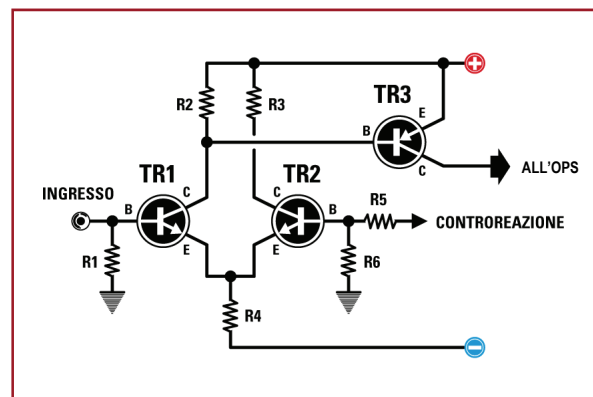


Fig. 3.7 - Stessa configurazione della figura precedente ma utilizzando transistor di polarità opposte

Nelle due figure 3.6 e 3.7 è schematizzato l'amplificatore differenziale più semplice; esso contiene tutta la teoria vista fin qui circa la trasformazione di un segnale analogico, tuttavia è bene precisare subito che una simile topologia non sarà mai utilizzata in un amplificatore hi-fi reale in quanto presenta alcuni difetti poco trascurabili che ne pregiudicano le prestazioni. L'analisi del differenziale elementare è però utile dal punto di vista didattico per capire i concetti base dell'ingegnosa di questo schema tali per cui, con una serie di piccoli accorgimenti che saranno visti a breve, a tutt'oggi è considerato il miglior elemento per lo stadio di ingresso di un amplificatore di buona qualità.

Il funzionamento è molto semplice: il segnale da amplificare si applica sulla base del transistor TR1, mentre quello prelevato dall'uscita per l'altoparlante (indicato nello schema, non a caso, come controreazione) è inviato alla base del secondo transistor TR2 tramite la resistenza R5.

Secondo la teoria vista precedentemente, il guadagno totale dello stadio amplificatore è determinato dal partitore formato dalle resistenze R5 ed R6 e si calcola facilmente con la formula:

$$A = 1 + (R5 / R6) .$$

Si ricorda inoltre che i due transistor accoppiati lavorano in opposizione di fase tra loro nel processare il rispettivo contributo all'amplificazione che sarà poi prelevato all'uscita (ovvero dal collettore di TR1).

La corrente che circola sugli emettitori dei due transistor TR1 e TR2, stabilita da una caduta di tensione su R4 direttamente collegata alla linea di alimentazione, è fortemente dipendente dalle ampiezze dei segnali applicati ai loro ingressi oltre che dalle immancabili fluttuazioni delle due linee di alimentazione e dalle tolleranze delle resistenze a queste frapposte: a motivo di ciò, questa configurazione viene sempre scartata.

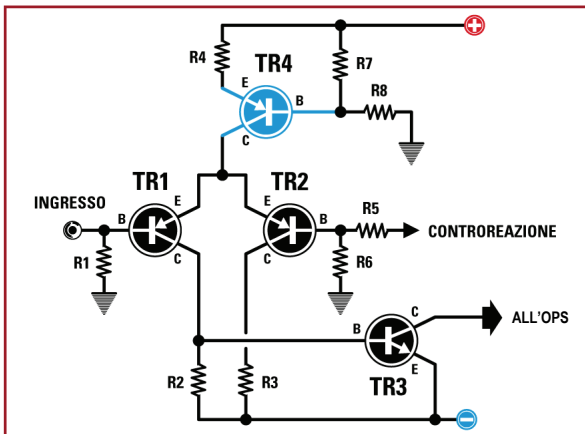


Fig. 3.8 - Configurazione ottimizzata di un differenziale con generatore di corrente costante evidenziato (TR4)

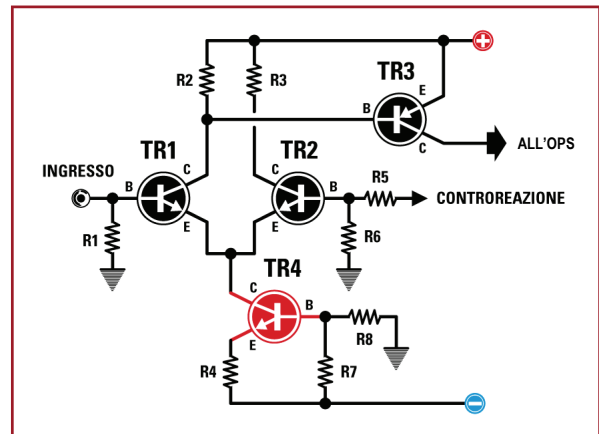


Fig. 3.9 - Stessa configurazione della figura precedente ma utilizzando transistor di polarità opposte

Per ovviare alle dissimmetrie innate in questo schema, per niente trascurabili allorché ci si trova a lavorare con “piccoli segnali” quali sono quelli musicali, appare necessario rendere il differenziale perfettamente simmetrico e poco sensibile alle variazioni di temperatura. A questo scopo è stato studiato il beneficio di applicare agli emettitori in comune dei due transistor accoppiati un supplementare transistor (TR4, nelle due figura sopra) che fornirà al differenziale una corrente costante: l'amplificatore differenziale risulterà ora controllato da un generatore di corrente costante.

La semplice aggiunta di un transistor opportunamente polarizzato dalla rete resistiva di contorno, incrementa considerevolmente la stabilità di corrente attraverso i due emettitori del differenziale e il guadagno prefissato (la cui determinazione rimane del tutto invariata rispetto al caso precedente e si calcola nuovamente con la formula $A = 1 + (R5 / R6)$) non subisce alcuna influenza al variare della tensione di alimentazione di linea e nemmeno della temperatura. Oltre a questo vantaggio, si beneficia anche di una sostanziale riduzione del rumore di fondo e della distorsione, mentre aumenta notevolmente il valore del CMRR precedentemente descritto. L'unico accorgimento per far funzionare in modo ottimale la nuova configurazione è la giusta polarizzazione del transistor aggiuntivo, per renderlo quanto più possibile simile ad un generatore ideale di corrente costante, pena l'effetto di avere un minimo di tensione continua residua che sposta involontariamente l'offset in uscita: circostanza assolutamente controllabile.

3.3 Lo specchio di corrente applicato al differenziale d'ingresso

Come rendere ancora più simmetrico un differenziale, in modo da aumentare ulteriormente il valore del CMRR ed annullare sull'uscita anche il più piccolo offset in corrente continua? Si introduce alla configurazione appena descritta anche uno specchio di corrente (Current Mirror), risultando in uno schema del tipo di quello raffigurato nell'illustrazione alla pagina seguente.

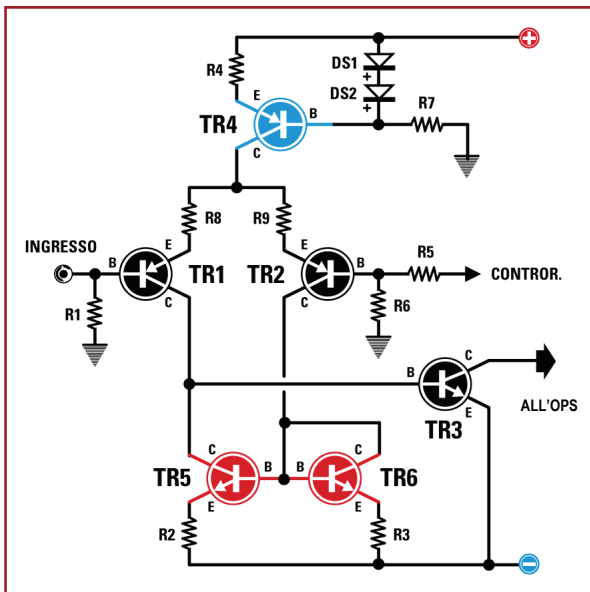


Fig 3.10 - Stadio d'ingresso con amplificatore differenziale, generatore di corrente costante e specchio di corrente

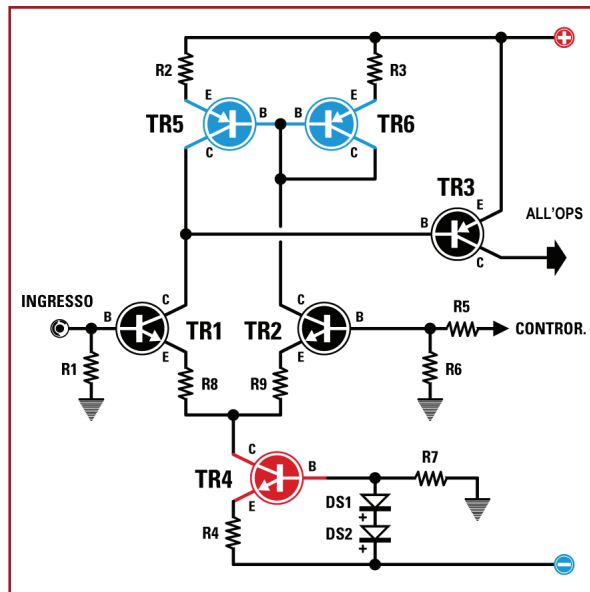


Fig. 3.11 - Stessa configurazione della figura precedente ma utilizzando transistor di polarità opposte

Il ruolo dello specchio di corrente è di mantenere perfettamente bilanciato il valore della corrente generata dal generatore TR4 e che circola attraverso i due rami del differenziale.

Nota: Usualmente i transistor utilizzati per lo specchio di corrente sono sempre di polarità opposta rispetto a quelli impiegati per il differenziale ed il generatore di tensione.

Dal punto di vista pratico, il guadagno rimane inalterato e calcolabile con la ben nota relazione $A = 1 + (R5 / R6)$ e si può prefissare variando opportunamente i valori del partitore costituito dalle due resistenze R5 ed R6.

In uno specchio di corrente si potranno altresì impiegare anche transistor non accoppiati (ossia identici, dalle stesse caratteristiche) o resistenze con elevate tolleranze, poiché non influiranno in nessun caso sulla simmetria dell'amplificatore; nemmeno elevate variazioni di temperatura in prossimità dello stadio di ingresso saranno sufficienti a sbilanciare il differenziale.

Con questa configurazione è stata misurata una distorsione inferiore ai limiti dell'udibilità umana ed un incremento delle prestazioni in fatto di CMRR che si attesta attorno a valori sull'ordine di 80 – 90 dB (eccellenti dal punto di vista della qualità totale di un amplificatore audio di potenza). Talvolta si potrebbe verificare l'unico inconveniente dell'auto-oscillazione dei due transistor TR1 e TR2 in funzione del segnale applicato in retroazione, inconveniente brillantemente risolto con l'applicazione del condensatore di compensazione di Miller (descritto nel capitolo successivo, durante la trattazione del secondo stadio) nel transistor del VAS, e tutt'al più di un ulteriore condensatore da 100 pF tra i due collettori dello specchio di corrente.

3.4 Il generatore di corrente costante

Sembra opportuno a questo punto spendere alcune parole anche sul generatore di corrente costante: non è infatti scontato che il primo stadio sia ottimo solo perché è presente un dispositivo aggiuntivo di questo genere; se il transistor utilizzato per tale funzione non è opportunamente polarizzato, le prestazioni dell'intero amplificatore anziché migliorare, peggiorano.

Per ottenere un generatore di corrente costante occorre polarizzare la base del transistor dedicato a questa funzione con un valore di tensione idoneo a far scorrere una corrente tra emettitore e collettore che può essere tarata variando solo la tensione sulla base.

In molti generatori di corrente costante si polarizza la base del transistor solamente con l'uso di due resistenze, come si può vedere dalla figura 3.12. Nelle applicazioni audio, tuttavia, poiché la tensione di alimentazione non risulta mai stabile, in quanto varia al variare dell'ampiezza del segnale, le fluttuazioni di tensione andranno a modificare anche la tensione di polarizzazione della base di TR3, variando di conseguenza anche la corrente che scorre sul differenziale. Le oscillazioni di corrente sul differenziale risultano in una distorsione complessiva nel segnale in uscita.

Per ovviare a questi inconvenienti e mantenere stabile la tensione di polarizzazione sono stati messi a punto alcuni meccanismi: il primo di questi suggerisce di inserire un diodo zener sulla base del transistor come si può vedere nella figura successiva. In questo modo si riesce a stabilizzare la tensione sulla base, ma quando un diodo zener entra in conduzione genera un fruscio che coinvolge una gamma di frequenze piuttosto ampia, tra i 100 e i 50.000 Hz.

L'unica soluzione semplice ed elegante ideata per stabilizzare la tensione di polarizzazione del transistor è dunque quella di inserire tra la base e l'emettitore dei semplici diodi al silicio (attualmente sono molto utilizzati i diodi di segnale del tipo 1N4148, indicati come molto rapidi nella continua commutazione tra conduzione e interdizione). Poiché un diodo al silicio in conduzione genera una caduta di tensione di circa 0,7 V, per ottenere la giusta tensione di

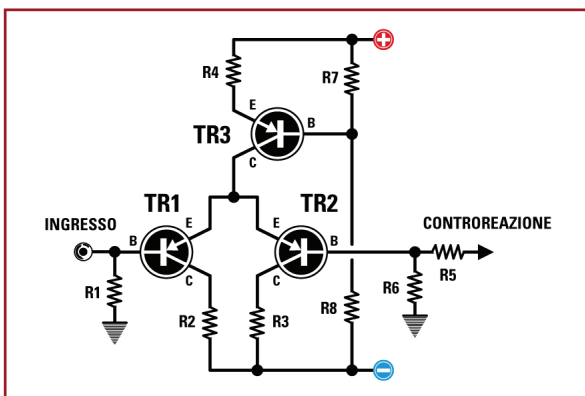


Fig 3.12 - Generatore di corrente costante polarizzato in base con un semplice partitore resistivo

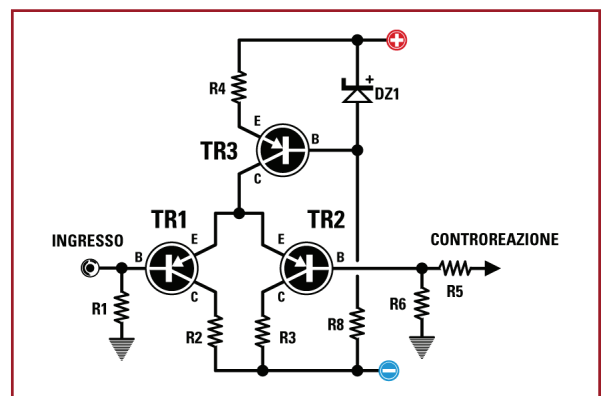


Fig. 3.13 - Generatore di corrente costante con diodo zener per mantenere stabile la tensione del transistor

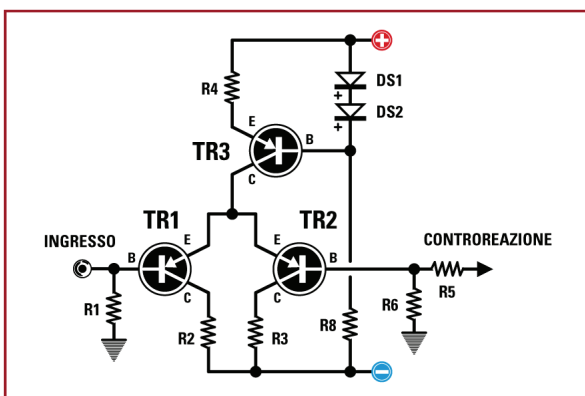


Fig 3.14 - Generatore di corrente costante con diodi al silicio in sostituzione dello zener "rumoroso"

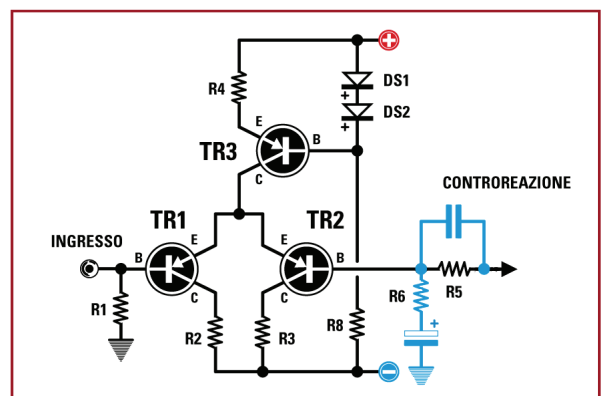


Fig. 3.15 - Rete RC ottimizzata per l'applicazione della controreazione all'amplificatore differenziale d'ingresso

polarizzazione di base sarà opportuno collegare due o tre diodi in serie in relazione al tipo di transistor scelto.

La tensione di riferimento ottenuta da un diodo al silicio, oltre a risultare più stabile di un diodo zener, non genera alcun fruscio.

Per calcolare la corrente erogata dal generatore di corrente costante, basterà trovare la caduta di tensione sul resistore di emettitore R4 e dividerla per il valore di resistenza di R4, ovvero

$$I_c \text{ (mA)} = (V_b - 0,6) / R4 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

dove V_b è la caduta di tensione data dai diodi e 0,6 è il coefficiente che tiene conto della caduta di tensione del transistor. Valori tipici di corrente che escono dal generatore non superano i 10 mA, ciò è assolutamente ragionevole considerando che il differenziale lavora a tensioni piuttosto elevate (ad esempio se l'amplificatore viene alimentato con una tensione duale di 50 V, valore molto frequente, agli estremi del differenziale sarà presente una tensione all'incirca di 100 V).

3.5 La rete di controreazione

Resta ora da analizzare brevemente, prima di procedere con la valutazione dei moderni stadi d'ingresso e la presentazione del primo stadio del circuito STK4050, la rete di feedback che sta alla base del principio di funzionamento dell'amplificatore differenziale.

Questo argomento è, assieme alla rete di compensazione (alla quale, tra l'altro, è strettamente correlato), di gran lunga il più complesso e sul quale si sono formulate numerose ipotesi di perfezionamento non essendo possibile trovare una soluzione ottima che migliori ogni aspetto delle problematiche in esso coinvolte.

Inoltre la trattazione accurata dei fenomeni che si manifestano attorno alla retroazione riguardano l'interazione di tutti i tre stadi della topologia di Lin; non è dunque possibile effettuare un'analisi approfondita degli effetti da essa provocati attenendosi ai soli meccanismi visibili allo stadio di ingresso. In questo caso, è necessariamente opportuno considerare l'accoppiamento di tutti gli stadi e comprendere il rispettivo contributo che gli stessi apportano nella realizzazione della fondamentale teoria della retroazione negativa.

Ritornando alla figura recante lo schema della tipica topologia a tre stadi di un amplificatore audio e riproposta a pagina seguente per maggior chiarezza, si provi ad immaginare per un attimo di rimuovere il condensatore di compensazione C_{dom} e di non applicare all'ingresso invertente del differenziale (la base di TR2) il segnale di controreazione (per brevità indicato anche con l'acronimo inglese NFB – Negative Feedback). Sotto queste condizioni di semplificazione, il guadagno totale dell'amplificatore (che in questo caso si riduce al guadagno in catena aperta, essendo stato privato di quello dovuto alla retroazione) diventa semplicemente il prodotto della transconduttanza dell'IS per la transimpedenza del VAS (si ricorda che nell'OPS non è presente alcun guadagno in tensione, trattandosi di uno stadio a guadagno prossimo all'unità). Stando così le cose, è facile intuire che ci si troverebbe dinnanzi a un guadagno molto elevato, in relazione alle caratteristiche dei transistor scelti per la realizzazione dell'amplificatore; ciononostante un tale guadagno risulta piuttosto imprevedibile a causa della forte dipendenza dai valori del coefficiente β dei transistor impiegati (in particolar modo del transistor del secondo stadio). Un tale guadagno tuttavia, per quanto elevato, risulta del tutto insignificante all'atto

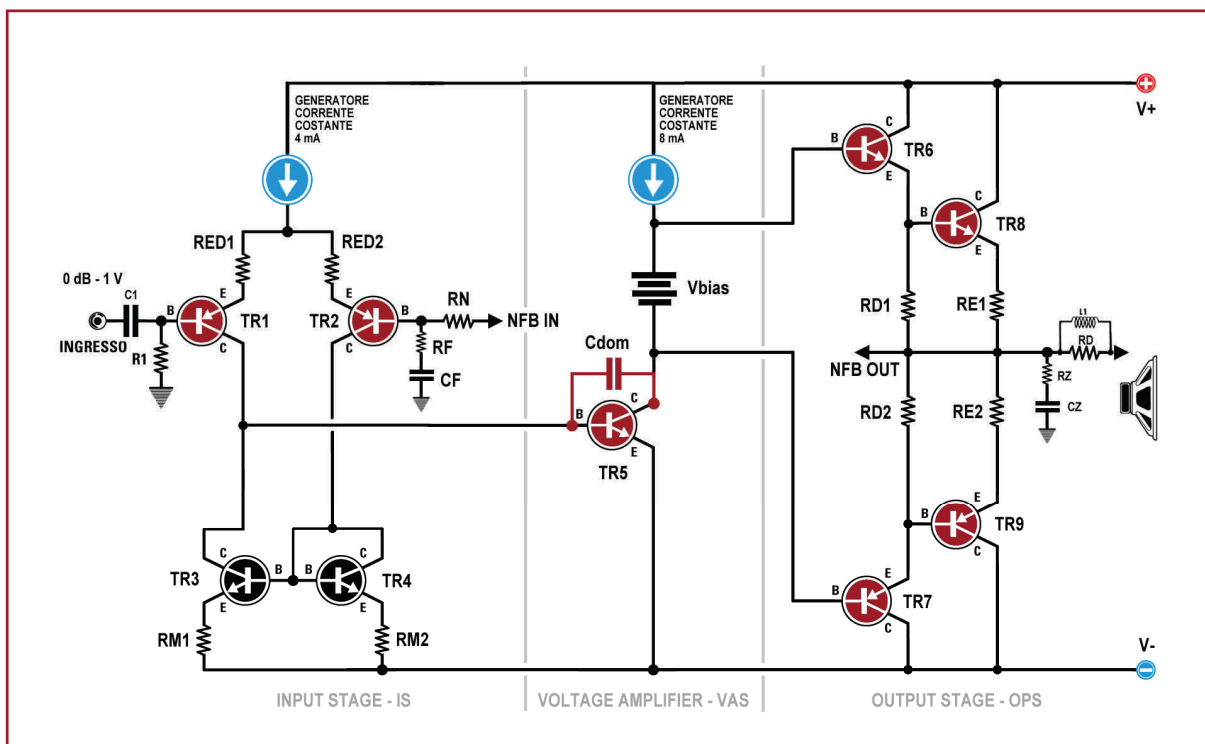


Fig 3.16 - Schema semplificato di un amplificatore audio di potenza secondo la topologia a tre stadi separati di Lin

pratico, poiché se esistesse la sola catena diretta con un guadagno globale che coinvolge uno spettro di frequenze molto elevato (tipicamente dai 20 ai 50.000 Hz), l'amplificatore cadrebbe fin dai primi attimi del suo funzionamento in una pericolosa auto-oscillazione incontrollabile.

Alla luce di quanto detto, è doveroso premettere che in ogni amplificatore il guadagno in tensione globale varia in modo strettamente dipendente dalla frequenza a cui esso avviene; si può dunque affermare con molta generalità che un comune amplificatore di potenza per audiofrequenze lavora in due regioni distinte: una regione di bassa-frequenza, in cui il guadagno a catena aperta rimane praticamente costante per tutta la sua banda; ed una regione di alta-frequenza in cui lo stesso guadagno decresce approssimativamente (fenomeno desiderabile) di 20 dB/decade (che equivale a 6 dB per ottava). La frequenza di soglia in cui avviene la transizione tra una regione e l'altra è definita come frequenza del polo dominante (tipicamente abbreviata nella letteratura specifica con P1).

Le domande che un attento lettore potrebbe dunque porsi a questo punto sono: quali sono le frequenze caratteristiche di queste due regioni (che al momento sembrano piuttosto indefinite)? E a che punto avviene la transizione? Il fattore fondamentale che controlla la frequenza del polo dominante P1 è data dalla capacità del condensatore C_{dom} di compensazione di Miller, che è il principale responsabile dell'accoppiamento tra lo stadio di ingresso e il VAS.

Come si è potuto notare, in poche righe abbiamo già coinvolto tutti gli stadi della topologia di Lin: in modo molto grossolano infatti si può sostenere che la retroazione si preleva dall'uscita (OPS), viene opportunamente introdotta nel differenziale d'ingresso (IP) secondo un parametro controllato dall'accoppiamento di quest'ultimo con l'amplificatore di tensione (VAS).

Senza il supporto di C_{dom} , ovvero l'effetto della compensazione di Miller alle alte frequenze sul guadagno di tensione, non appena viene applicata una certa quantità di NFB globale l'amplificatore produrrebbe un guadagno e uno spostamento di fase sufficienti a causare una

auto-oscillazione incontrollabile. L'oscillazione prodotta dall'eccessivo sfasamento in una catena di retroazione è comunemente definita *oscillazione di Nyquist* e la correzione dei problemi di sfasamento per il raggiungimento della stabilità del sistema è altresì detta *stabilità di Nyquist*. La funzione primaria della rete di compensazione di Miller sarà dunque quella di abbassare la frequenza di P1 cosicché il guadagno in tensione di tutta la catena diretta cada sotto l'unità prima che sia prodotto uno sfasamento di segnale sufficiente a indurre il sistema all'auto-oscillazione; e conseguentemente sarà raggiunta la stabilità ottimale del dispositivo. Tale meccanismo di compensazione è definito come *compensazione al polo dominante di Miller*.

Vi sono alcune semplici relazioni utili a definire il comportamento dell'amplificatore nelle due distinte regioni di funzionamento; assumendo che lo stadio di uscita sia a guadagno unitario (il che avviene realmente), è possibile definire il guadagno alle basse frequenze come:

$$LF_{gain} = gm \cdot \beta \cdot R_c$$

dove gm rappresenta la transconduttanza dello stadio di ingresso definita come la variazione della corrente di collettore I_c in funzione di un dato cambiamento della tensione V_{be} secondo la relazione $(\Delta I_c / \Delta V_{be})$, β il guadagno in corrente del transistor (o dei transistor, dipende dalla configurazione) del VAS e R_c l'impedenza di uscita del secondo stadio.

E' facile notare che in questa gamma di frequenze il guadagno dipende esclusivamente da fattori costanti, tuttavia almeno uno di questi (il guadagno in corrente β) non è controllabile dal progettista e introduce un certo livello di aleatorietà nel comportamento di uscita del sistema. Fortunatamente questo fatto non costituisce un grosso problema, poiché tipicamente il fattore β di un transistor è sufficientemente alto da poter produrre un buon livello di NFB, utile a ridurre fino alla trascurabilità la distorsione alle basse frequenze.

La seconda relazione importante è quella che definisce la controparte della precedente appena discussa, ossia il guadagno alle alte frequenze:

$$HF_{gain} = gm / (\omega \cdot C_{dom})$$

in cui $\omega = 2\pi f$, e C_{dom} è la capacità del compensatore di Miller.

In questo caso si può vedere come il guadagno risultante sia strettamente collegato alla frequenza e alla capacità della rete di compensazione; in particolare è evidente che per frequenze crescenti, il guadagno alle alte frequenze diminuisce.

La frequenza del polo dominante a cui avviene la transizione tra le due regioni di funzionamento è data dalla seguente equazione:

$$P1 = 1 / (C_{dom} \cdot \beta \cdot R_c)$$

Mentre nello spettro di frequenze fino a P1 il funzionamento dell'amplificatore è pressoché lineare, avendo un guadagno di tensione costante e sufficientemente elevato, che produce di conseguenza un quantitativo consistente di NFB utile a mantenere la stabilità dell'intero sistema, al di sopra di P1 i fenomeni cambiano radicalmente; appena si inizia ad oltrepassare la soglia del polo dominante stabilito a priori, con l'aumentare della frequenza il guadagno decresce in proporzione di 20 dB/decade, poiché anche la reattanza capacitiva di C_{dom} diminuisce. La perdita del guadagno in tensione risulta in una proporzionale caduta di NFB e conseguentemente in una sostanziale perdita di linearità all'uscita, ma per fortuna le cose

evolvono in maniera più favorevole e il sistema resterà comunque in una soglia di stabilità di sicurezza grazie a semplici accorgimenti. Osservando il collegamento del compensatore di Miller si può notare che non appena la reattanza capacitiva di C_{dom} inizia a decrescere a causa dell'aumento di frequenza, inizia ad intervenire un proporzionale aumento di feedback locale tra il collettore del transistor a cui è applicata la compensazione e la sua base. L'incremento dell'NFB locale che avviene all'interno dello stadio VAS riesce dunque a controbilanciare la perdita dell'NFB globale e di conseguenza della linearizzazione dovuta allo stesso.

L'effetto prodotto è dunque di straordinaria eleganza nell'offrire una transizione stabile da NFB globale a NFB locale appena la frequenza si approssima verso le più alte frequenze della banda di funzionamento dell'amplificatore.

Naturalmente le cose non sono tutte così positive come possono apparire a prima vista: il fatto di dover introdurre una compensazione nel funzionamento di tutto il sistema retroazionato introduce anche alcuni fenomeni indesiderati e svantaggiosi. Si è già accennato al fatto che l'utilizzo del feedback aiuta l'amplificatore nel controllo del meccanismo della distorsione da crossover (di cui si darà ampia descrizione nel capitolo dedicato allo stadio di uscita); ebbene la perdita di guadagno e dunque di NFB globale, si traduce direttamente in una perdita di controllo di tale distorsione. Fortunatamente, l'elevato livello di retroazione offerto nella regione lineare delle frequenze più basse è sufficiente a mantenere la distorsione di crossover entro limiti accettabili; vero è però che la caduta di NFB sopra il polo dominante influisce negativamente nel controllo di tale effetto: ciò costituisce anche la ragione principale per cui la distorsione armonica totale di un tipico amplificatore audio mostrata da un qualsiasi grafico rimane bassa e costante fino ad un determinato spettro di frequenze, mentre inizia ad aumentare con pendenza regolare nella gamma di frequenze più elevate.

Un altro fenomeno di cui è necessario tenere conto è l'impedenza di ingresso ed uscita del VAS. Si è visto che nel passaggio tra regione a bassa frequenza e regione ad alta frequenza, l'impedenza del condensatore di compensazione C_{dom} decresce in modo sostanziale; ciò produce di riflesso anche un abbassamento dell'impedenza totale di ingresso e di uscita del VAS. Le variazioni di impedenza d'ingresso del VAS sono viste all'uscita dell'IS, a cui è accoppiato; mentre le variazioni riscontrabili all'uscita sono propagate all'ingresso dell'OPS.

Alle prime variazioni sopperisce con buona efficacia la scelta della configurazione dello stadio di ingresso: la topologia ad amplificatore differenziale con generatore di corrente costante e carico bilanciato con specchio di corrente offre le migliori performance in fatto di accoppiamento e di immunità a fenomeni esterni di sbilanciamento.

La caduta di impedenza in uscita, invece, è vista positivamente dal terzo stadio in quanto lo scopo del medesimo è appunto quello di adattare un'elevata impedenza dovuta all'amplificatore di tensione del VAS con la bassa impedenza offerta dall'altoparlante. Talvolta, quando le variazioni di impedenza viste dall'OPS sono tali da richiedere un opportuno bilanciamento, nell'accoppiamento tra i due stadi viene inserito un transistor configurato come inseguitore (buffer).

Per concludere questo viaggio all'interno dei fenomeni che riguardano lo stadio di ingresso, alla luce di tutti i meccanismi fin qui descritti preme sottolineare l'importanza dell'utilizzo di una topologia a tre stadi separati e l'applicazione di un amplificatore a transconduttanza come stadio

di ingresso. Per prima cosa è indispensabile riconoscere che un IS configurato con amplificatore differenziale offre caratteristiche dipendenti esclusivamente dal funzionamento intrinseco e ben prevedibile della topologia implementata in termini di accuratezza del bilanciamento tra le due linee del differenziale stesso e della corrente del generatore costante piuttosto che da parametri alquanto indefiniti come il tipo di BJT scelto per la realizzazione dello stadio o ancor più il loro guadagno in corrente β . In secondo luogo una simile configurazione ben si presta all'incorporamento di tutte le tecniche più efficaci nella riduzione delle distorsioni e nel miglioramento della stabilità globale dell'intero sistema (una tra tutte, l'utilizzo della controreazione). Oltre a ciò la linearità di un amplificatore a transconduttanza rimane pressoché stabile e immune anche in presenza di sostanziali variazioni di impedenza di carico all'uscita. Infine la separazione dello stadio VAS da quello di ingresso facilita il controllo della linearità dell'amplificatore in quanto confina i problemi e gli effetti della compensazione ad una singola porzione dell'apparecchio rendendo trasparenti le rimanenti due sezioni al controllo da essi implicato.

3.6 Lo stadio di ingresso del circuito integrato STK4050

Continuando l'analisi dell'IC STK4050 della Sanyo, scelto come esempio tipico di un amplificatore audio integrato in un solo chip, verrà presentata in questo capitolo la sezione riguardante lo stadio di ingresso del componente elettronico di riferimento, sottolineando in particolar modo l'implementazione pratica di tutti gli aspetti teorici trattati fin qui nello studio dei fenomeni implicati dall'amplificazione di segnale musicale.

La figura 3.17 mostra la sezione interna dell'IC dedicata all'ingresso del segnale da una sorgente esterna e a quello della controreazione prelevato dall'uscita.

A colpo d'occhio è facile riscontrare quanto siano stati fedelmente rispettati tutti i principi fondamentali di progettazione di un buon stadio di ingresso; si può infatti notare che l'ingresso del circuito integrato è costituito dal differenziale composto dai due transistor TR3 e TR4 alle cui basi sono applicati rispettivamente i segnali di ingresso e di retroazione negativa e che l'uscita verso il VAS è prelevata dal collettore di TR3. La rete che fornisce la corrente di conduzione necessaria al funzionamento del differenziale è stata realizzata con l'utilizzo del generatore di corrente costante rappresentato da TR5, polarizzato dalla serie dei due diodi D1 (in accordo a quanto discusso al paragrafo 3.4) e con resistenza di emettitore R1 per il miglioramento della linearità.

Nel circuito STK4050 versione 5, inoltre, è stato introdotto lo specchio di corrente formato dai due transistor TR1 e TR2, mancante nelle precedenti serie, con il considerevole miglioramento della distorsione armonica totale poiché, come ampiamente discusso al

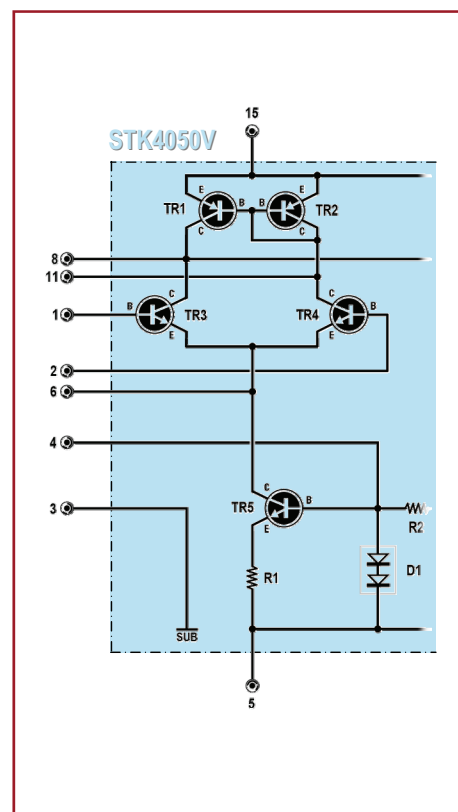


Fig 3.17 - Stadio d'ingresso dell'IC STK4050V

paragrafo 3.3, l'utilizzo di tale configurazione favorisce notevolmente il bilanciamento delle due linee del differenziale, riducendo conseguentemente a livelli insignificanti i possibili spostamenti di offset dovuti a componenti continue iniettate nel segnale musicale AC (principalmente dalla rete di retroazione) e aumentandone altresì il fattore CMRR che li descrive.

Nel circuito applicativo che realizza di fatto l'amplificatore di potenza in fig. 3.18, è possibile rilevare la piccola rete d'ingresso disaccoppiata in DC dal condensatore C2 e connessa al differenziale dell'IC attraverso il pin 1. Essa fissa l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore al valore di 56 k Ω (R2, sullo schema elettrico totale).

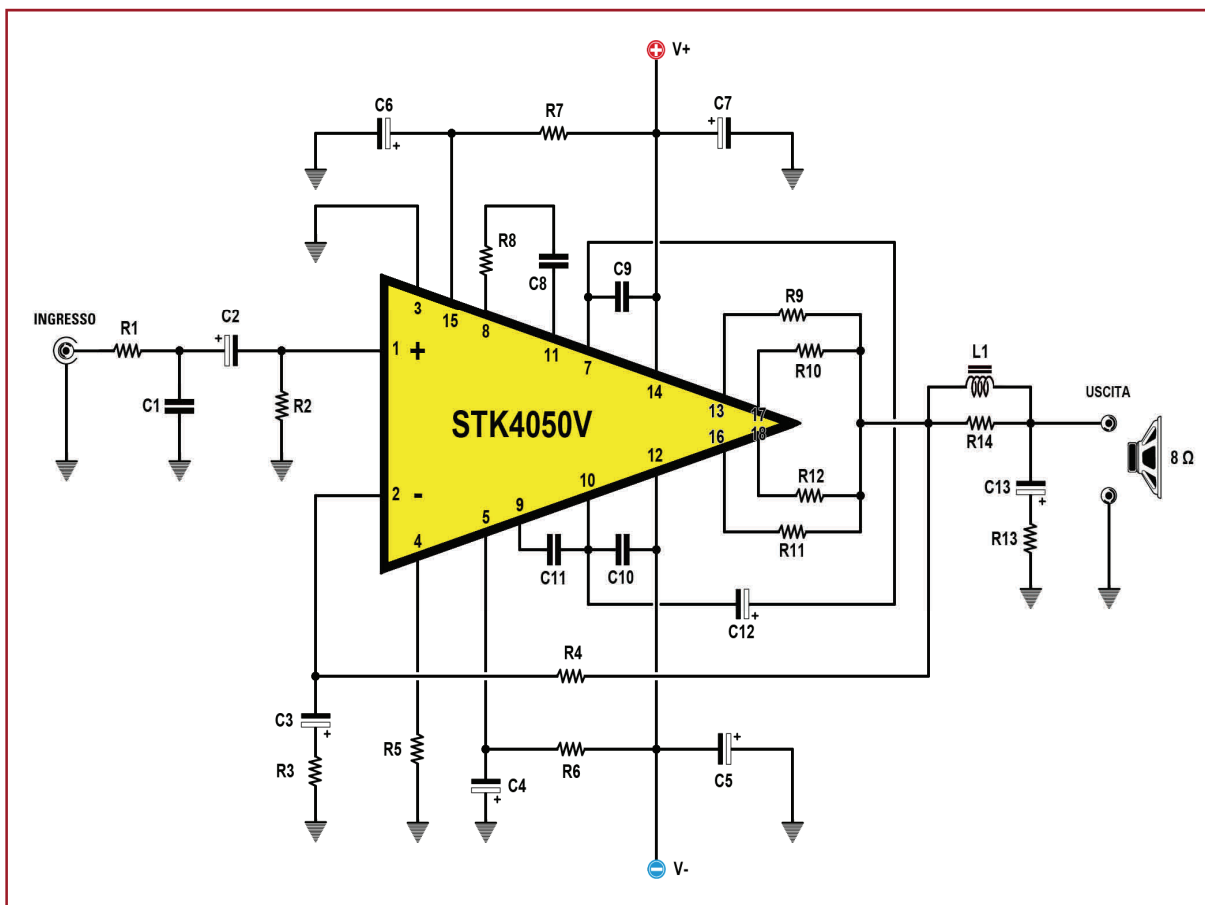


Fig. 3.18 - Schema elettrico del circuito applicativo per l'impiego dell'IC STK4050 come amplificatore audio di potenza

Il pin 2, invece, costituisce l'ingresso invertente del differenziale, preposto al collegamento della rete di retroazione formata da R3, R4 e C3. Si noti come il valore dell'impedenza di ingresso (R2) e della resistenza di retroazione (R4) siano perfettamente accoppiati, condizione necessaria affinché nelle due basi del differenziale entrino gli stessi livelli di corrente mantenendo in tal modo le linee perfettamente bilanciate. Dal partitore di tensione della rete di feedback è inoltre possibile stabilire il guadagno totale dell'amplificatore in accordo a quanto espresso al paragrafo 3.2 secondo la relazione:

$$A = 1 + (R4 / R3)$$

che fornisce, sostituendo i valori dello schema elettrico, un valore totale di guadagno pari a 101.

Il condensatore C3 filtra le possibili componenti continue di segnale evitando che le stesse vengano iniettate nel differenziale con conseguenti fenomeni di distorsione.

Tra i pin 8 e 11, inoltre, è stata inserita una rete capacitiva utile ad annullare i rischi di una possibile auto-oscillazione ponendo di fatto una reattanza tra i collettori dello specchio di corrente e quindi del differenziale (da cui è prelevata l'uscita verso il secondo stadio – pin 8).

Un'ultima osservazione sullo stadio di ingresso dell'STK4050 porta a considerare le polarità dei transistor scelti per l'implementazione della configurazione: secondo i principi teorici di un tipico IS è infatti richiesto che i transistor dello specchio di corrente siano generalmente complementari rispetto a quelli utilizzati per l'amplificatore differenziale (e per l'amplificatore di tensione del VAS); nel caso del componente della Sanyo è dunque immediato notare che per il differenziale e il generatore di corrente sono stati impiegati transistor NPN, mentre per lo specchio di corrente dispositivi di tipo PNP.

Capitolo 4

Secondo stadio: l'amplificatore di tensione

4.1 Principi di funzionamento dello stadio amplificatore di tensione

Come implica il suo nome, il secondo stadio, detto anche amplificatore di tensione (o VAS, dall'acronimo inglese Voltage Amplifier Stage), è il responsabile dell'intero guadagno di tensione di un tipico amplificatore di potenza per applicazioni audio. Il VA infatti riceve una replica amplificata in corrente del segnale all'uscita dello stadio di ingresso e la trasforma in un segnale amplificato in tensione (chiamato large-signal – si vedrà più avanti che esiste un fenomeno di distorsione legato a detti segnali) per inviarlo poi allo stadio di uscita. Si è già visto che per frequenze crescenti al di sopra del polo dominante P1 sia l'impedenza d'ingresso che quella di uscita del VAS iniziano a decrescere in relazione alla diminuzione della reattanza capacitiva del condensatore di compensazione di Miller. Questa variazione di impedenza, in relazione ai due stadi accoppiati al VAS, ha l'effetto benefico di minimizzare gli effetti capacitivi prodotti all'interno degli stadi di ingresso e di uscita poiché il condensatore che fissa la frequenza del polo dominante diventa il primario effetto capacitivo dell'intero amplificatore. Sulla base di ciò è dunque evidente che gli unici parametri da controllare nella rete di compensazione per raggiungere la stabilità di Nyquist e una linearizzazione ottimale del dispositivo si riducono alla combinazione degli effetti della transconduttanza di ingresso, del guadagno di tensione del VAS e del valore di un condensatore C_{dom} .

Nel capitolo precedente si è visto che le prestazioni dello stadio di ingresso sono influenzate dal bilanciamento della coppia differenziale (ottimizzato con l'introduzione dello specchio di corrente), dalla corrente che scorre nelle due linee del differenziale (fissata dal generatore di corrente costante), dagli effetti delle resistenze di emettitore e del carico rappresentato dallo specchio di corrente all'uscita del differenziale per migliorare la linearità del sistema. Di queste variabili in pratica è possibile intervenire direttamente sulle resistenze di degenerazione e sulla corrente del generatore, mentre il resto del comportamento dello stadio è offerto

automaticamente dalla topologia del circuito.

Assumendo di aver bilanciato tutti i parametri coinvolti nello stadio di ingresso mediante un progetto “ottimo” e di aver quindi azzerato tutte le possibili cause di instabilità e di distorsione all'interno di esso, per quanto concerne lo stadio del VAS non rimane che da aggiustare la linearità e la compensazione intervenendo unicamente su due variabili piuttosto semplici: il guadagno di tensione e il valore del condensatore di compensazione. Il guadagno di tensione del VAS deve essere scelto più elevato possibile senza tuttavia introdurre eccessivi livelli di NFB globale tali da destabilizzare l'intero circuito. Il valore ottimo della capacità di compensazione è invece da perfezionare fino al raggiungimento di una buona stabilità del sistema per avere il massimo utilizzo degli effetti della retroazione globale.

Il giusto compromesso di queste due componenti favorisce la transizione uniforme da NFB globale a locale all'interno del secondo stadio, permettendo all'amplificatore di mantenere una buona stabilità senza il rischio di cadere in fenomeni di pericolose auto-oscillazioni.

Da quanto emerso in questa prima analisi dei fenomeni implicati nel funzionamento del secondo stadio, sembra ragionevole pensare che il compito più arduo ed ingrato in un amplificatore di potenza sia da imputare al VAS. Avendo a che fare con amplificatori (tuttora commercializzati) che manifestano problemi di linearità e distorsione, leggendo queste poche righe si potrebbe essere erroneamente indotti alla volontà di intervenire a capofitto sui parametri propri del secondo stadio per valutare la possibilità di migliorare le performance del dispositivo. Ciò non è affatto un buon metodo. E' importante osservare che, per quanto semplici, le due variabili coinvolte nella messa a punto del VAS offrono comportamenti ben definiti e prevedibili. Più in dettaglio: nella regione delle basse frequenze (sotto il polo dominante P1) il secondo stadio risulta linearizzato dagli effetti dell'NFB globale; sopra P1 invece, la linearità è preservata dagli effetti benefici dell'NFB locale attraverso il condensatore di compensazione. Al contrario, lo stadio di ingresso e di uscita dipendono esclusivamente dalla retroazione globale nel mantenimento della linearità; l'unico modo di poterla ottimizzare, non disponendo di altri meccanismi quali la compensazione offerta dal VAS, si esplicita dunque nel regolare il livello della controeazione alla soglia più elevata possibile senza che questa possa però in qualche modo destabilizzare il dispositivo. Fortunatamente lo stadio di ingresso offre una certa immunità ai problemi di linearità anche a bassi livelli di NFB globale, grazie ai benefici introdotti dai resistori di degenerazione nelle due linee del differenziale).

4.2 Configurazioni tipiche del VAS

Di seguito viene fornita una breve descrizione delle varie topologie di Voltage Amplifier proposte nella letteratura specifica, basandosi sulle caratteristiche di ottimo appena discusse. Poiché non esiste il miglior VAS in assoluto, ma solo un giusto compromesso tra caratteristiche diverse, al momento della progettazione è doveroso considerare la topologia maggiormente confacente agli standard desiderati e che meglio si adatta all'accoppiamento con gli altri due stadi progettati. Infine, come frequente nel campo dell'amplificazione sonora, non è assolutamente vero che la topologia più complessa offre certamente prestazioni migliori in confronto con le altre; talvolta è riscontrabile infatti l'esatto contrario.

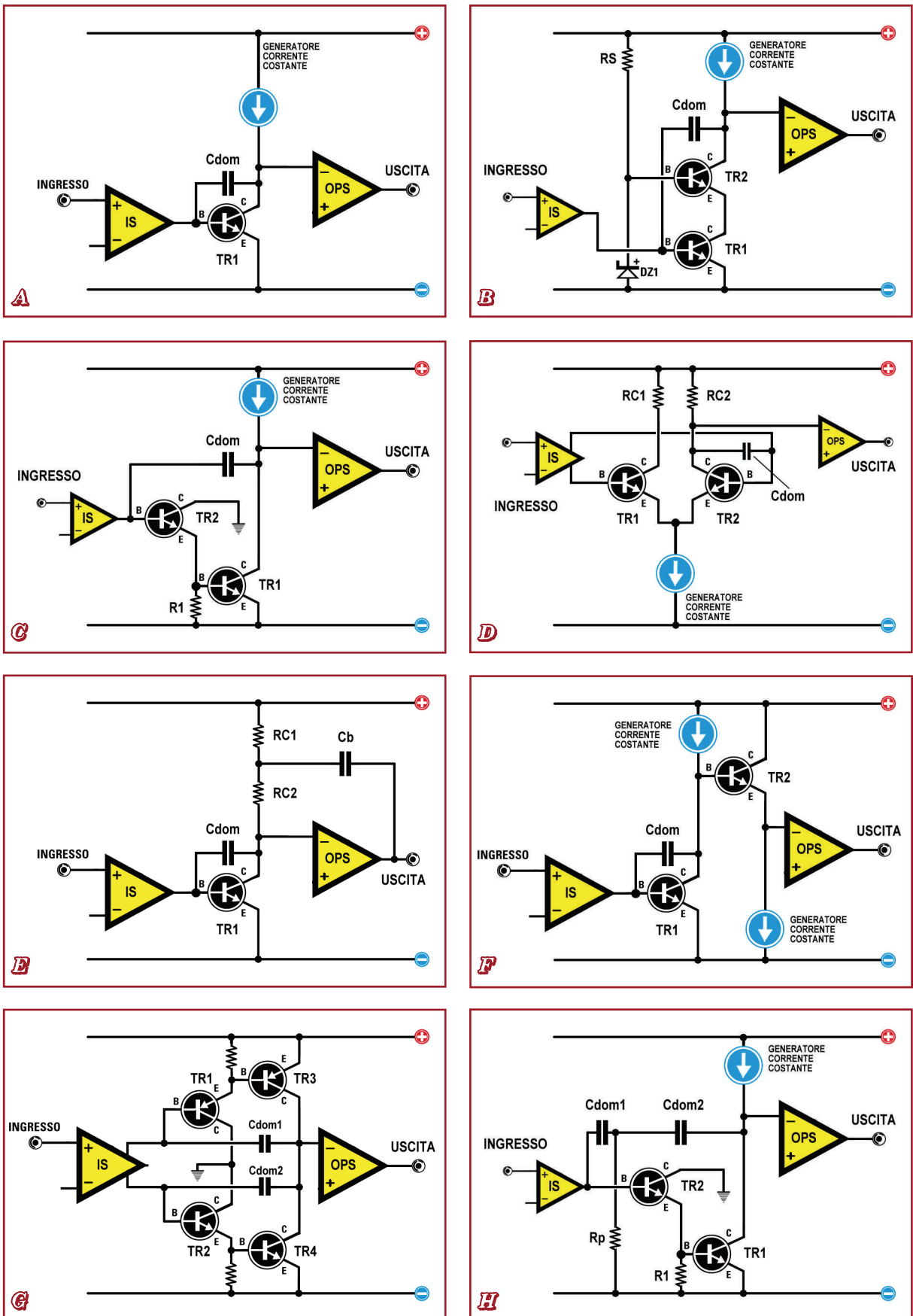


Fig. 4.1 - Schemi illustrativi di varie topologie di VAS nelle loro configurazioni base. A) VAS con generatore di corrente costante; B) VAS in Cascode; C) VAS in configurazione Darlington; D) VAS differenziale; E) VAS Bootstrapped; F) Buffered VAS; G) VAS in Push-Pull; H) VAS con rete di compensazione a due poli.

(4.1A) - Amplificatore di tensione con generatore di corrente costante: questo circuito rappresenta di gran lunga la configurazione più comune e più semplice per i VAS del secondo stadio. E' una tipica connessione a emettitore comune di un singolo transistor e si può notare il miglioramento apportato, come nel differenziale dell'IS, dal generatore di corrente costante in luogo di una semplice rete passiva di resistori. Il generatore agisce come resistore attivo e favorisce il massimo utilizzo del guadagno del transistor (β) fornendone la più elevata corrente di pilotaggio. La taratura del valore ottimale della corrente è utile anche per governare lo stadio di uscita in modo da sfruttare la massima ampiezza di segnale possibile in relazione alla massima tensione della linea di alimentazione. Lo svantaggio di questa configurazione è dovuto al tipo di transistor che funge da amplificatore di tensione: esso infatti deve essere ad alta tensione (ossia capace di sopportare differenze di tensione pari almeno alla somma delle linee di alimentazione duale, che tipicamente si aggira intorno a valori di circa 100 V). Con singoli transistor operanti a livelli di tensione talmente elevata si assiste anche ad una consistente generazione di calore, per questo motivo l'amplificatore di tensione del VAS è spesso dotato di idoneo dissipatore metallico.

(4.1B) - VAS in configurazione "Cascode": uno stadio a transistor in configurazione Cascode costituisce un'ulteriore tecnica di carico attivo per l'amplificatore di tensione. Esso serve per incrementare maggiormente l'impedenza di collettore del Voltage Amplifier oltre che per accrescerne il guadagno. Il principale vantaggio dell'aggiunta di un transistor al VAS consiste nell'isolare l'amplificatore di tensione da una delle due linee di alimentazione (generalmente la positiva) permettendo di scegliere un tipo di transistor a minor voltaggio ma a più alto valore di guadagno β . L'aumento dell'impedenza di uscita dovuta all'utilizzo di più semiconduttori è però sconsigliabile all'accoppiamento con stadi di uscita a BJT, poiché l'alta impedenza all'uscita del cascode e la scarsa linearità alle basse impedenze dell'OPS risultano in un peggioramento delle prestazioni dell'amplificatore.

(4.1C) - VAS in configurazione "Darlington": Lo stadio di amplificazione di tensione con transistor in collegamento Darlington rappresenta il modo più semplice ed elegante per risolvere la maggior parte dei problemi legati al VAS. Il fattore di guadagno in corrente determinato dal prodotto dei singoli β dei due transistor accresce e migliora significativamente il feedback locale attraverso il condensatore C_{dom} , senza l'aumento dell'impedenza di uscita legata alla configurazione Cascode vista in precedenza. Oltre a ciò, l'amplificatore di tensione è in grado di generare più corrente per pilotare lo stadio di uscita piuttosto che il collegamento a Cascode, potendo in ogni caso essere costituito da tipi di transistor ad alta tensione e basso guadagno, in quanto il prodotto dei parametri β dei due transistor sarà sufficiente a governare tutte le varie tipologie di stadi di uscita di un amplificatore di potenza.

(4.1D) - VAS Differenziale: contrariamente a quanto si potrebbe credere, dopo aver decantato i considerevoli benefici nell'utilizzo del differenziale per lo stadio di ingresso, la configurazione differenziale applicata al VAS introduce ben pochi vantaggi. A differenza dell'IS, in cui il differenziale ben si presta alla realizzazione di un amplificatore a transconduttanza, in questo caso, oltre alla crescente complessità del circuito e ai consueti problemi legati al bilanciamento delle due linee, una simile topologia è ben distante dal comportamento come amplificatore a

transimpedenza (come è richiesto dalle peculiarità di un buon VAS). Alla luce di queste considerazioni si può dunque affermare che un VAS differenziale non migliora certamente le prestazioni della configurazione Darlington precedentemente discussa.

(4.1E) - Bootstrapped VAS: la tecnica del bootstrapping è un altro metodo di introdurre un carico attivo al collettore di uscita del VAS, comparabile all'utilizzo del generatore di corrente costante nella configurazione standard. E' una tecnica meno costosa ma ben più difficile da governare. Il bootstrapping richiede infatti la retroazione in tensione dallo stadio di uscita e conseguentemente è altamente influenzata dalle variazioni di quest'ultimo. A fronte di un lieve risparmio nella scelta dei componenti, è tuttavia preferibile il generatore di corrente costante perché offre un comportamento più stabile e prevedibile.

(4.1F) - Buffered VAS: quando le non-linearità dell'impedenza di uno stadio di uscita a BJT introducono distorsione al VAS, potrebbe essere utile inserire nell'accoppiamento tra i due stadi un inseguitore (buffer) atto ad eliminarne il fenomeno. Sarà dunque il buffer, in questo caso, che assorbirà tutti i problemi di adattamento tra l'elevata impedenza di uscita mostrata dal VAS e le basse impedenze di ingresso (variabili, per giunta) tipiche di un OPS a BJT.

(4.1G) - VAS in Push-Pull: forse questa topologia potrebbe anche essere definita come "Darlington complementare", trattandosi infatti di due coppie di transistor scelti in modo complementare (NPN e PNP) disposte di fatto entrambe in configurazione Darlington. Generalmente è utilizzata in abbinamento alla topologia a specchio dello stadio di ingresso, consistente nell'utilizzo di due differenziali simmetrici, due generatori di corrente disposti su ciascuna linea di alimentazione e due specchi di corrente costituenti il carico sulle linee di ciascun differenziale. Quando accoppiata in congiunzione ad una topologia di questo tipo, la configurazione Push-Pull ottimizza le prestazioni di slew rate, simmetria, PSRR e stabilità.

(4.1H) - VAS con compensazione a due poli: Come discusso in precedenza, il valore del condensatore che fissa il polo dominante deve essere scelto in modo tale che il guadagno in catena chiusa dell'amplificatore scenda al di sotto dell'unità prima che uno sfasamento sufficiente del segnale in uscita produca un incremento di retroazione positiva (si ricorda che è voluta la negativa) nella rete di feedback globale, risultando in una auto-oscillazione del sistema. Si è anche visto che l'utilizzo di un singolo condensatore di compensazione provoca una caduta di guadagno in catena aperta pressoché costante di 20 dB/decade quando la frequenza del segnale cresce sopra il polo dominante P1. Una compensazione a due poli invece introduce il beneficio di poter disporre di un decremento di 40 dB/decade sulla porzione di banda interessata. Poiché questo decadimento è più rapido del caso precedente, e conseguentemente la regione di frequenze in cui il guadagno induce all'auto-oscillazione del sistema è raggiunta più velocemente in relazione alla maggior pendenza della curva, risulta tecnicamente utile spostare in avanti il valore di P1 disponendo così di tutti i benefici offerti da un guadagno in catena diretta non attenuato e praticamente costante nell'intera banda audio. Di fatto, l'utilizzo di due condensatori permette di spostare in avanti l'inizio dell'attenuazione e di accentuarne al contempo il livello di decadimento.

Nonostante esistano in letteratura diverse altre varianti nella progettazione del VAS, quelle indicate sin qui forniscono un buon campione per illustrare i principi fondamentali e i vari perfezionamenti coinvolti nel funzionamento del secondo stadio. Secondo quanto appena discusso è immediato intuire che il più fine VAS dovrebbe essere costituito dalla topologia formata dal Push-Pull di due coppie di amplificatori di tensione in configurazione Darlington e che incorpora una rete di compensazione a due poli; ciò è in parte vero, poiché un simile schema assimila tutte le migliori tecniche di performance applicabili al funzionamento di un tipico VAS. E' da sottolineare tuttavia che non sempre la configurazione "ottima" della linea teorica si traduce in apprezzabili migliorie al dispositivo reale; anche tale schema presenta infatti alcune problematiche, come ad esempio la maggior difficoltà di controllo della stabilità avendo a che fare con due poli di compensazione. La scelta del più appropriato VAS, per concludere, andrà dunque studiata in relazione alle caratteristiche e ai problemi degli altri due stadi a cui esso è collegato, oltre alla considerazione se l'incremento dei costi per la realizzazione di una circuiteria più complessa si traduce effettivamente in un miglioramento apprezzabile dal punto di vista della qualità di ascolto (vero parametro che, alla fine di ogni valutazione tecnica, è di unico interesse per l'utilizzatore finale).

4.3 La compensazione di Miller

Come discusso in precedenza, l'ottimizzazione dello stadio di ingresso è questione piuttosto rigida; le variabili su cui intervenire si riducono infatti alla corrente generata dal generatore e ai resistori di degenerazione sulle linee del differenziale. E' consigliabile utilizzare una degenerazione strettamente necessaria per non incorrere nel contro-effetto di ridurre il fattore di guadagno in catena aperta per l'eccessiva resistenza applicata agli emettitori del differenziale. In questo tipo di messa a punto non esiste molto spazio per l'inventiva del progettista. Per quanto concerne la corrente in uscita dal generatore di corrente costante è invece necessario considerare dapprima il fenomeno della compensazione dovuto al condensatore di Miller, poiché questo influenzerà sia il guadagno del VAS che la retroazione negativa da applicare al differenziale di ingresso.

Poiché l'impedenza d'ingresso del VAS inizia a decrescere con l'incremento della frequenza sopra il polo dominante P1 (fatto ormai noto), anche la corrente assorbita dallo stadio di ingresso inizierà a crescere in proporzione per contrastare la carica del condensatore C_{dom} alle alte frequenze.

L'equazione che lega la corrente di picco necessaria alla carica del condensatore di compensazione alla frequenza a cui la stessa avviene è la seguente:

$$i_{C_{dom}} = 2\pi \cdot f \cdot C_{dom} \cdot V_{pp}$$

in cui C_{dom} è il valore in farad del condensatore di compensazione e V_{pp} è il valore di tensione di picco del VAS.

Per fare un esempio pratico di calcolo, con valori reali, utile a comprendere l'importanza delle variabili coinvolte in questa relazione, si supponga di voler determinare il valore di picco della corrente richiesta allo stadio di ingresso per la carica di un condensatore di compensazione di 100 pF, alla frequenza di 50 KHz, di un amplificatore che pilota un altoparlante il cui carico è di

8 Ω ed eroga una potenza utile di 200 W RMS. Il valore di V_{pp} può essere assunto come la tensione di picco all'uscita del VAS necessaria a pilotare un carico di 8 Ω a 200 W RMS, ricordando che l'OPS può essere considerato con buona approssimazione come stadio a guadagno di tensione unitario e quindi trascurabile ai fini del calcolo. Dalla comune legge di Ohm segue che la tensione di picco all'uscita del VAS è pari a circa 57 V (ottenuti da $V = \sqrt{P \cdot R}$ moltiplicando il risultato per 1,41 per ottenere il valore di picco da quello RMS). Sostituendo dunque tutti i valori si ottiene una corrente di carica di picco pari a 1,79 mA, richiesta per la carica di un condensatore da 100 pF a 50 KHz.

Una regola pratica, sulla base di questo calcolo, per ricavare il valore della corrente che il generatore deve fornire allo stadio differenziale a BJT è di moltiplicare tale risultato per il fattore 4, che in questo caso porta a tarare il generatore di corrente affinché possa fornire una corrente di 7,16 mA. Il valore di resistenza da inserire nel generatore allo scopo di fornire il valore più prossimo a quello calcolato è di 91 Ω , che porta ad una corrente di uscita di 7,3 mA.

In quanto appena visto è opportuno specificare alcune considerazioni. Innanzitutto il valore della corrente generata nello stadio di ingresso non è critico e non deve necessariamente essere aggiustato al valore esatto risultante dai calcoli. Una certa tolleranza è infatti dettata dall'uso di componenti reali e può essere ugualmente accettata (purché in accordo con alcuni accorgimenti di senso pratico che saranno descritti a breve). In questo semplice calcolo si è visto che non è stato determinato il valore ottimo di C_{dom} , partendo dalle altre variabili già fissate a priori; piuttosto si è scelto un valore arbitrario (ma ragionevole) per il condensatore di compensazione e si è determinata la corrente applicando il procedimento a ritroso. Valutando che il valore ottenuto sia poi contenuto entro limiti ragionevoli, si è accettato il risultato e si è adattato lo schema del generatore ai valori di componenti reali. Se non fosse stato così, si sarebbe scelto un diverso valore di C_{dom} e si sarebbe proceduto al ricalcolo della nuova corrente. In alternativa si sarebbe potuto adottare un metodo più rigoroso per il settaggio di queste variabili: sarebbe stato necessario il calcolo della transconduttanza e della transimpedenza dello stadio di ingresso e del VAS rispettivamente, determinare poi da queste il guadagno in catena aperta, indi il valore della frequenza ottima del polo dominante P1 ed infine il richiesto valore di C_{dom} per ottenere il valore di P1 desiderato. Operando in tal modo però si ha lo svantaggio di dover conoscere il valore di alcune variabili non note (ad esempio il valore piuttosto indefinito del β di un VAS in configurazione Darlington). Sapendo che il senso pratico impone l'utilizzo di capacità di compensazione variabili tra i 10 e i 300 pF, e che la corrente uscente dal generatore può aggirarsi mediamente attorno ai 10 mA, la regola empirica fornita in precedenza conduce a risultati in pieno accordo (e con buona approssimazione) a quelli ottenibili in via teorica con metodologie di calcolo più rigorose.

Ciò che è importante capire in tutta questa trattazione è la teoria alla base dell'accoppiamento tra corrente uscente dal generatore nello stadio di ingresso e valore di compensazione nel VAS. Poiché il valore dell'intero guadagno in catena diretta per un amplificatore a tre stadi è dato dal prodotto della transconduttanza del primo stadio per la transimpedenza del secondo, è doveroso ricordare che la corrente attraverso il differenziale influisce profondamente sul primo di tali fattori. Tarando dunque al valore ottimo la corrente che esce dal generatore di corrente (unica variabile su cui si può intervenire), in accordo alla richiesta di corrente per la carica di C_{dom} , si sta in pratica settando il valore dell'intero guadagno in catena diretta dell'amplificatore,

cosicché il valore del polo dominante P1, e conseguentemente dell'attenuazione di guadagno sopra questo, possa effettivamente cadere dove è desiderabile che sia.

4.4 Lo stadio amplificatore di tensione del circuito integrato STK4050

Il secondo stadio all'interno del circuito integrato STK4050 è stato implementato scegliendo la forma canonica e più semplice per un amplificatore di tensione, ossia (come è possibile notare nella figura sottostante) mediante un unico transistor di tipo PNP (in opposizione di polarità rispetto al differenziale di ingresso, come detta la regola generale di progettazione dei primi due stadi di un amplificatore audio) in configurazione ad emettitore comune, che dai richiami teorici del primo capitolo si è precisato essere la connessione più adatta a fornire elevati guadagni di tensione, pilotato da un generatore di corrente costante del tipo di quello utilizzato per il differenziale dell'IS.

Come espresso nei paragrafi precedenti di questo capitolo, il VAS è il principale responsabile dell'amplificazione del segnale ricevuto dallo stadio di ingresso attraverso il collettore del differenziale connesso direttamente alla base dell'amplificatore di tensione TR6, che (nonostante non specificato dalla casa produttrice) dovrà necessariamente essere di tipo ad alta tensione di uscita e ad elevato guadagno β , dovendo fornire all'OPS tensioni di segnale che oscillano fino a valori di poco inferiori alla tensione duale di alimentazione (nel caso specifico si parla di una alimentazione a ± 66 V, dunque la tensione del segnale musicale in uscita dal collettore del VAS potrebbe raggiungere picchi fino a quasi 130 V).

Da notare sullo schema elettrico dell'IC il componente fondamentale proprio del secondo stadio di un amplificatore: il condensatore di compensazione C1 per filtrare le frequenze di segnale al di sopra del polo dominante che porterebbero, se amplificate e poste in retroazione, all'auto-oscillazione e conseguentemente all'instabilità del sistema. Il valore di capacità misurato sui pin dell'STK4050V corrisponde a circa 220 pF, quantità esattamente in accordo con quanto discusso al paragrafo precedente circa la compensazione di Miller. Ipotizzando correnti di collettore che variano ragionevolmente tra i 7 e i 10 mA, per il dato valore di capacità, in presenza di un segnale alla massima potenza di 200 W su carico da 8 Ω (che equivale ad una tensione di picco pari a circa 57 V), applicando la relazione del paragrafo 4.3, si ricava una frequenza del polo dominante P1 variabile tra gli 80 e i 120 kHz. Al di sopra di questa soglia, il guadagno in tensione del VAS scende sotto l'unità (con pendenza di 20 dB/decade) tramutando il feedback negativo globale introdotto all'ingresso invertente del differenziale in NFB locale nell'anello formato dal condensatore e dal transistor del VAS.

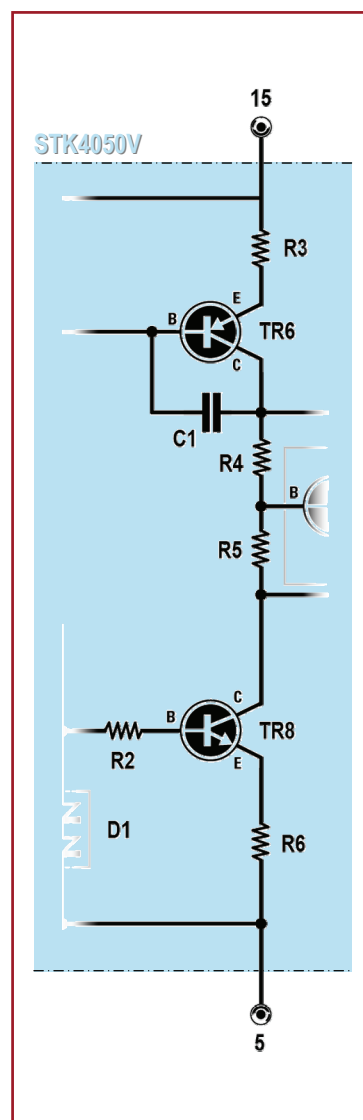


Fig 4.2 - VAS dell'IC STK4050V

Capitolo 5

Terzo stadio: lo stadio di uscita

Non c'è ombra di dubbio sul fatto che lo stadio di uscita (OPS) dell'architettura a tre stadi separati di Lin di un amplificatore audio presenti il più grande ostacolo al raggiungimento della perfezione sonora. Nello scegliere la topologia ottimale infatti ci si trova davanti a scelte di progettazione della configurazione, di tipologie di classe a cui deve appartenere l'amplificatore, di meccanismi di distorsione da controllare e minimizzare. Ciascun argomento potrebbe essere trattato separatamente in un libro intero a questo dedicato. Di seguito si darà una breve ma completa panoramica dei fondamenti su cui si basa il funzionamento di un OPS nelle sue varianti principali, presentando una visione globale sulle varie configurazioni integrate anche dall'analisi critica dei vantaggi e degli svantaggi offerti da ognuna di esse in fatto di fenomeni di distorsione da queste implicati.

5.1 Principi di funzionamento dello stadio di uscita

Il compito di uno stadio di uscita è di ricevere il segnale ad alto livello di tensione in uscita dal VAS e di interfacciarlo con un carico reattivo ad impedenza molto bassa costituito da un sistema di altoparlanti. Come già sottolineato, l'OPS è tipicamente un amplificatore di corrente a guadagno di tensione unitario.

Per la cronaca, in letteratura sono stati analizzati anche stadi di uscita che presentano un discreto guadagno in tensione. Una tale soluzione è stata proposta allo scopo di ridurre il livello di NFB globale e di incrementare il guadagno in catena diretta, con l'intento di offrire maggior linearità al sistema oltre che provare a ridurre i fenomeni di distorsione armonica beneficiando di un ridotto livello di retroazione nell'errata convinzione che l'NFB globale sia il principale responsabile della degenerazione di segnale. Anche se risultava doveroso accennare a questa strategia, rimane in ogni caso fuori discussione il modello comunemente accettato dai maggiori esperti nel campo dell'amplificazione audio consistente nella classica topologia in cui il guadagno

in tensione è addirittura leggermente inferiore all'unità (ciò per i fenomeni di dispersione all'interno dei transistor oltre che alle reti di degenerazione utilizzate per il collegamento e la polarizzazione dei finali). A supporto di ciò, infatti, non vi è motivo di voler ottenere a tutti i costi ulteriore guadagno di tensione all'interno dell'OPS quando è ormai assodato che il VAS è in grado di fornire tutta l'amplificazione di tensione, per giunta senza distorsione, necessaria al pilotaggio dello stadio di uscita riuscendo quasi a raggiungere, nella sua oscillazione di segnale, i limiti delle due linee di alimentazione.

Richiamando i meccanismi di distorsione inerenti allo stadio di uscita, si possono notare tre categorie primarie: 1) la distorsione di incrocio (crossover distortion), 2) la distorsione da commutazione di segnale (switching distortion), 3) la distorsione da decadimento del guadagno in corrente β dei transistor (beta droop). Questi meccanismi saranno analizzati a breve in termini di prestazioni durante la presentazione delle varie configurazioni di stadi di uscita (principalmente in classe B). In aggiunta a queste tre grandi categorie di fenomeni degenerativi, si devono anche sommare le complicazioni dovute ad instabilità termica del dispositivo (operando nel terzo stadio a livelli di tensione e corrente ormai alquanto elevati). Anche gli OPS più efficienti e sofisticati durante il loro funzionamento raggiungono temperature elevate; quando un BJT produce una notevole dissipazione di calore durante il suo normale funzionamento, è necessario considerare il fatto che le sue correnti interne di perdita cresceranno in proporzione alla diminuzione della tensione base-emettitore V_{be} . Per queste ragioni, è opportuno mantenere i dispositivi a semiconduttore costituenti lo stadio di uscita entro limiti di operatività termica tali da garantire sufficiente margine di sicurezza contro fenomeni di distruzione e massima affidabilità di funzionamento. Per fare ciò, non esiste transistor di uscita che possa eccedere i limiti dei parametri di temperatura interna indicati dalla casa produttrice e che, di conseguenza, non sia dotato di idoneo dissipatore che assicuri un'adeguata conduttività termica e un'appropriata dispersione di calore.

Oltre a ciò, sono altresì frequenti ulteriori complicazioni implicate dal tipo di classe in cui opera lo stadio di uscita. Ad esempio, un'OPS in Classe B presenterà sempre un certo livello di distorsione da crossover, risultante dallo scarso accoppiamento delle caratteristiche della tensione V_{be} dei transistor di uscita complementari (ovvero con identiche specifiche ma di polarità opposta, NPN e PNP). In realtà non esiste una classe di funzionamento ottimale che non presenti forme di distorsione: ogni configurazione manifesta fenomeni di degradazione propri della topologia con cui essa è realizzata; esistono comunque delle tecniche ormai consolidate per governare e correggere tutti gli effetti di tali distorsioni fino al loro confinamento (non essendone possibile l'azzeramento totale) entro soglie del tutto trasparenti all'orecchio umano e che assicurano anche all'utilizzatore più raffinato ottimi livelli di qualità sonora.

5.2 Funzionamento in Classe A, AB e B

Ai fini della trattazione specifica di questo elaborato, risulta di particolare utilità focalizzare l'attenzione agli amplificatori audio il cui funzionamento appartiene alle classi A, AB e B. Per non perdere di generalità, una panoramica sui rimanenti tipi di classi è già stata fornita al capitolo 2; d'ora in poi ci si concentrerà unicamente sulle tre principali classi elencate sopra

perché maggiormente inerenti agli argomenti discussi in questo studio.

I transistor di uscita configurati in Push-Pull di un amplificatore di potenza operante in classe A rimangono in conduzione attraverso l'intero ciclo del segnale audio e contribuiscono sempre alla transconduttanza dello stadio di uscita attraverso il cammino del segnale verso il carico finale dell'altoparlante. Per contro, i transistor dell'OPS configurato in classe B rimangono attivi solo per metà del ciclo di segnale: quando lo stadio di uscita genera corrente verso il carico, i transistor della linea superiore sono in conduzione; mentre quando lo stadio di uscita preleva corrente dal carico, significa che sono attivi i transistor inferiori. Appare evidente che durante il tempo di ciclo in cui i transistor della linea superiore sono attivi, i complementari inferiori sono in interdizione e viceversa. C'è dunque una brusca transizione di commutazione on-off dei transistor superiori e inferiori quando la corrente di uscita si trova in prossimità dello zero.

Pensando il ciclo di segnale nella sua escursione tra semionde positive e semionde negative, è dunque possibile dare anche una definizione formale al funzionamento in classe A o B in termini di *angolo di conduzione*. Da quanto espresso sopra, l'angolo di conduzione di un amplificatore in classe A è di 360° (poiché tutti i transistor rimangono attivi per l'intera durata di ciclo del segnale); mentre quello di un dispositivo in classe B è di 180° (poiché la conduzione avviene alternativamente per metà del ciclo). Più precisamente, la definizione delle classi di funzionamento dovrebbe essere espressa come l'angolo attraverso il quale il transistor contribuisce alla transconduttanza dello stadio di uscita e dunque alla corrente del segnale verso il carico.

E' facile notare che i problemi legati alla commutazione sono circoscrivibili alla zona prossima allo zero, e proprio in questi intervalli sarà concentrata tutta l'analisi e la correzione dei fenomeni di distorsione: la porzione di segnale interessata da tali eventi viene chiamata regione di crossover (o di incrocio).

Molti amplificatori sono progettati in modo da offrire una certa dose di sovrapposizione per quanto concerne la conduzione dei transistor superiori ed inferiori per appianare la regione di crossover quando le correnti di uscita oscillano attorno allo zero. Per segnali in corrente sufficientemente piccoli, i transistor di uscita sono tutti in conduzione nella zona di sovrapposizione e dunque l'OPS lavora di fatto in Classe A. Questo tipo di funzionamento è chiamato Classe AB, poiché gli amplificatori operanti in tal modo possiedono le peculiarità e i vantaggi propri sia della Classe A che della Classe B. Per tali ragioni ha senso affermare che gli stadi di uscita in Classe AB mostrano un angolo di conduzione leggermente maggiore di 180° .

Per la sua natura di funzionamento, un amplificatore in Classe AB deve possedere un'ottima taratura della corrente di quiescenza, uno dei parametri fondamentali per uno stadio di uscita. Essa rappresenta il valore di corrente che scorre all'interno dello stadio in assenza di segnale tra le due linee di alimentazione. Tale corrente, di quiescenza appunto, è strettamente collegata alla tensione di polarizzazione V_{bias} applicata ai capi delle varie giunzioni base-emettitore dei transistor finali e dei loro rispettivi piloti (si vedrà tra breve il significato di questi termini durante l'analisi delle varie configurazioni di un tipico OPS) necessaria a mantenere in conduzione i transistor di uscita. Il valore della corrente quiescente necessaria per il funzionamento in Classe A attorno alla regione di crossover deve pertanto essere piuttosto consistente per transistor complementari con bassa resistenza di emettitore; ciò implica anche un dispendio di energia dissipata in calore per niente trascurabile con un abbassamento di

efficienza globale dell'amplificatore tipico di uno stadio in cui tutti i transistor funzionano per l'intera durata del ciclo di segnale audio.

A questo punto si darà una descrizione più profonda delle varie topologie in cui uno stadio di uscita può essere progettato. Si analizzeranno i vari vantaggi e svantaggi delle configurazioni più comuni (Emitter-Follower Stage, Complementary-Feedback Pair Stage e Quasi-complementary Output Stage) e si inizierà a presentare anche i tipici meccanismi di distorsione propri di un OPS in Classe B.

Nota: Poiché i nomi e i rispettivi acronimi delle configurazioni presentate di seguito sono largamente accettati ed utilizzati in tutto il mondo, si eviterà di perdere la loro immediatezza esplicita offerta dalla lingua inglese in favore della forzata traduzione in italiano, per quanto essa sia assolutamente possibile; fatta eccezione per le prime righe, dunque, sarà dato per scontato l'utilizzo della nomenclatura statunitense e le rispettive abbreviazioni per maggior facilità di comprensione.

5.3 Configurazioni degli stadi di uscita in classe B a BJT

5.3.1 Stadio di uscita in configurazione Emitter-Follower

La configurazione *Emitter-Follower* a transistor complementari (d'ora in avanti EF per brevità) è di gran lunga la più utilizzata nella maggior parte degli amplificatori audio di potenza che incorporano i BJT nello stadio di uscita. La figura 5.1 mostra una versione semplificata di uno stadio di uscita di tipo EF con i transistor finali e i rispettivi piloti formanti una topologia Darlington. Da notare che alla sinistra dei driver è indicata la tensione di polarizzazione V_{bias} , indispensabile per la taratura del corretto funzionamento di tutti i transistor dell'OPS. Generalmente la tensione V_{bias} è direttamente governata dall'uscita del VAS.

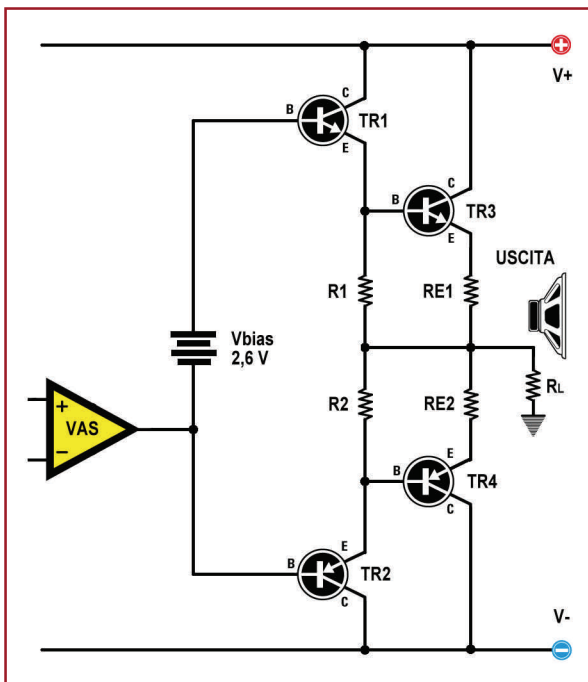


Fig. 5.1 - Schema della configurazione Emitter-Follower più semplice

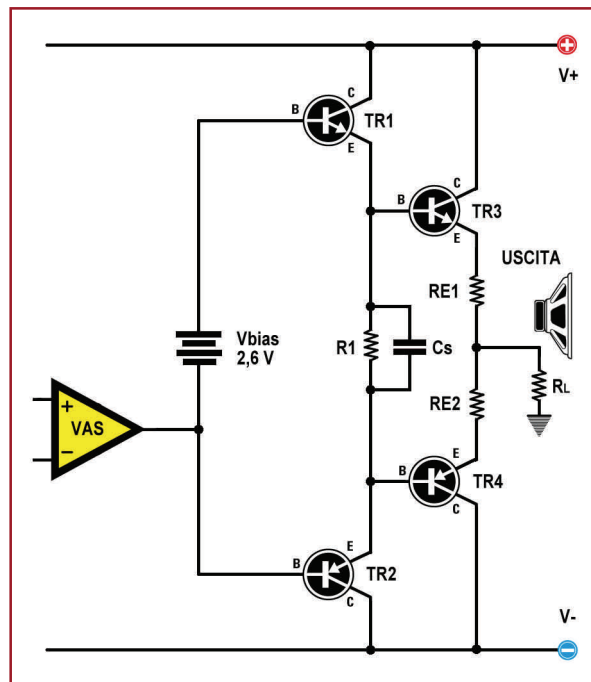


Fig. 5.2 - Schema della configurazione Emitter-Follower ottimizzata con condensatore di switch-off

Le resistenze di emettitore poste sui driver, fissano la corrente di quiescenza attraverso gli stessi, mentre le resistenze di emettitore sui transistor finali controllano la stabilità termica del normale funzionamento di quest'ultimi e soprattutto concorrono al controllo della distorsione da crossover dell'OPS. Come già visto, lo stadio di uscita fornisce un guadagno in tensione leggermente inferiore all'unità, e il suo scopo principale è di replicare il segnale in uscita dal VAS amplificandolo con un notevole guadagno in corrente. Se per esempio il beta (β) del driver fosse pari a 100 e quello del transistor finale di uscita 50, il guadagno complessivo di corrente dello stadio di uscita risulterebbe 5000 ($\beta_{TOT} = \beta_1 \cdot \beta_2$). Osservando la figura è facile rendersi conto che la coppia pilota/finale formata dai due transistor TR1 e TR3 conduce per metà del ciclo di segnale (semionde positive) fornendo corrente al carico di uscita; mentre l'altra coppia formata da TR2 e TR4 è attiva per la metà complementare del ciclo di segnale (semionde negative) prelevando corrente dal carico. In assenza di segnale, sussisterà una piccola corrente di quiescenza (di solito si aggira attorno ai 100 – 200 mA) che scorre tra le due linee di alimentazione duale dal collettore superiore del transistor finale NPN verso il collettore inferiore del suo complementare PNP. Da notare che il segnale uscente dal VAS percorre cammini diversi attraverso lo stadio di uscita a seconda che si manifesti la metà positiva o negativa del ciclo. Data la notevole simmetria del circuito, è intuibile che se si verificano differenze tra il guadagno in tensione o in corrente di una delle due linee di transistor, superiore o inferiore, dell'OPS, il segnale amplificato in uscita risulterà affetto da distorsione. Per giunta, il punto di congiunzione in cui il segnale amplificato in corrente passa attorno allo zero e nel quale avviene la transizione da un percorso al suo complementare è solitamente non-lineare e conduce al fenomeno della distorsione d'incrocio.

Le migliori prestazioni per questo tipo di OPS sono dunque raggiunte attraverso il giusto bilanciamento delle due sezioni di transistor, che si traduce nella precisa taratura della tensione di polarizzazione di ciascun semiconduttore. Osservando lo schema dell'EF, si può notare che le quattro giunzioni base-emettitore dei rispettivi transistor (sia driver che finali) formano una specie di maglia. Assumendo che la tensione V_{be} di conduzione di tale giunzione valga idealmente per ciascun transistor 0,65 V mediamente, per poter polarizzare correttamente quattro transistor in modo che siano tutti in conduzione e pronti ad accogliere la porzione di segnale da amplificare occorrerà fissare la tensione V_{bias} a 2,7 V. Il settaggio ideale di V_{bias} a questo valore rappresenta in linea teorica la tensione di soglia necessaria ad ogni transistor di uscita per trovarsi in conduzione per esattamente 180° di un segnale applicato. In poche parole, TR3 dovrebbe spegnersi nel preciso istante in cui si accende TR4, e viceversa. Sfortunatamente non c'è modo di tarare in modo esatto la tensione di V_{bias} , date le piccole variazioni nelle caratteristiche tecniche dei componenti reali. La miglior soluzione, anche in questo caso, è il giusto compromesso nel cercare di avvicinarsi il più possibile ad un angolo di conduzione prossimo ai 180° per ogni coppia complementare di transistor. Gli scostamenti (anche lievi) sia in positivo che in negativo dal valore ottimo di V_{bias} risultano in una distorsione da crossover nel segnale di uscita. Nel primo caso, ossia con una maggiore tensione di polarizzazione (fenomeno dell'*over-biasing*) si porteranno i dispositivi a condurre per più di 180°, producendo una lieve amplificazione di porzioni d'onda indesiderate e risultando in una sovrapposizione di conduzione (*gm doubling*) dovuta al fatto che nel passaggio di semionda, un transistor entra in conduzione mentre il complementare non è ancora interdetto. Nel secondo caso (*under-biasing*),

al contrario, i due transistor complementari conducono per un angolo inferiore a 180° , fenomeno che si concretizza nell'effetto indesiderato di porzioni d'onda del segnale in ingresso, prossime allo zero, non amplificate da nessun transistor delle due sezioni.

Lo stadio di uscita in configurazione *Emitter-Follower* possiede l'unico vantaggio rispetto alle topologie descritte tra breve di una miglior risposta alla distorsione di crossover a bassi livelli di uscita. In effetti l'intervallo di variazione della tensione nell'intorno del punto di incrocio è piuttosto ampio se confrontato con gli stadi di uscita di tipo Complementare o Quasi-Complementare: esso potrebbe estendersi fino all'estremo di 6 V dal valore quiescente riscontrabile in uscita. A bassi livelli di tensione di uscita, la pendenza della curva rappresentante l'uscita nella regione di crossover aumenta fortemente verso l'asse orizzontale, causando l'abbassamento in frequenza degli artefatti alle armoniche superiori dovuti alla distorsione d'incrocio. Ciò non significa che si abbassa il livello di distorsione, ma che quest'ultima è spostata nelle zone delle basse frequenze dove il feedback negativo globale è effettivamente in grado di ridurla. Il risultato finale è che un amplificatore audio ben progettato con OPS configurata a EF può essere considerato libero da fenomeni di distorsione d'incrocio a livelli di potenza molto bassi (non più di 2 W, tanto per fornire un stima).

Anche la configurazione *Complementary-Feedback* presenta la capacità di riduzione della distorsione da crossover a bassi livelli di uscita, ma sfortunatamente il confronto tra i due livelli di distorsione a parità di segnale d'uscita indica un notevole svantaggio di circa 6 volte peggiore per quest'ultima configurazione rispetto alla *Emitter-Follower*.

Ritornando allo schema dell'EF, come accennato in precedenza i due transistor TR1 e TR2 sono di polarità opposte e vengono comunemente chiamati driver o piloti, infatti la loro funzione tipica è di inseguitori (buffer) per ridurre gli effetti di impedenza di uscita del VAS piuttosto elevata in accoppiamento con l'impedenza di ingresso agli stadi finali di uscita che è significativamente bassa. Considerando la stessa cosa ma da un punto di vista differente invece, i driver funzionano da "*beta enhancers*" (letteralmente "accrescitori di guadagno β ") poiché il loro interfacciamento con i transistor finali è a tutti gli effetti di topologia Darlington.

Una prima analisi funzionale dell'EF rivela anche alcune difficoltà nell'ottenimento della perfezione sonora. L'uscita del VAS, che è lineare e ad impedenza decrescente in funzione dell'aumento della frequenza, è connessa all'ingresso dell'OPS, che può ritenersi scarsamente lineare, stante il fatto che per ogni metà ciclo dell'oscillazione in tensione il suono deve attraversare due giunzioni base-emettitore di dispositivi del tutto diversi. A complicare ulteriormente le cose è inoltre doveroso ricordare la sensibile variazione delle condizioni del carico dovuto all'impedenza dell'altoparlante che è ben lungi dal manifestare un comportamento lineare (basti pensare al brusco incremento di impedenza alla frequenza di risonanza caratteristica del cono). A tali effetti, si aggiunga inoltre l'inconveniente che la maggior parte dei transistor piloti sono costretti a dissipare una notevole quantità di calore e sono solitamente montati su piccoli dissipatori individuali, dunque non collegati termicamente al grande dispersore di calore metallico in cui sono installati i transistor finali del dispositivo di uscita. Per questo motivo ci si trova a dover settare la tensione V_{bias} (che poi andrà a polarizzare i vari transistor) ad un valore di compromesso, dovendo far funzionare dispositivi che si trovano a temperature differenti; in tal senso è facile rendersi conto che la taratura del V_{bias} potrà essere fissata per compensare termicamente solo una delle due giunzioni (o quella dei piloti o l'altra dei

finali), ma non entrambe contemporaneamente.

Il controllo termico (*thermal tracking*) che avviene nello stadio di uscita è un meccanismo fondamentale per il buon funzionamento dell'amplificatore oltre che per il mantenimento della distorsione entro livelli minimi; esso consiste nell'aggiustamento automatico della tensione di polarizzazione V_{bias} in funzione della temperatura dei semiconduttori all'interno dell'OPS. In uno stadio di uscita a BJT, V_{bias} deve decrescere proporzionalmente all'aumento della temperatura dei transistor in modo da poter compensare l'incremento delle correnti di perdita risultanti dal coefficiente di temperatura intrinseco di ogni semiconduttore a giunzione bipolare. Se il fenomeno non è opportunamente controllato, i dispositivi di uscita potrebbero surriscaldare a tal punto da andare in auto-distruzione (effetto noto in letteratura con il nome di *thermal runaway*). L'effetto appena descritto suggerisce la necessità di proteggere i transistor dal surriscaldamento chiedendo che V_{bias} possa essere accuratamente ridotto all'aumentare della temperatura e allo stesso tempo, fattore ben più difficile da ottenere, mantenere la taratura ottimale per non incorrere in fenomeni di *under-biasing* o *over-biasing*; un altro dei tanti compromessi coinvolti nella progettazione di un buon amplificatore di potenza. Se per ipotesi V_{bias} non dovesse seguire accuratamente le variazioni di temperatura di uno stadio di uscita, l'effetto risultante sarebbe un considerevole incremento in distorsione: questa non è una considerazione da poco, stante il fatto che la distorsione in uscita aumenta significativamente anche con piccoli scostamenti dal punto ottimale del settaggio di V_{bias} .

Alla luce di quanto appena discusso, è facile rendersi conto che l'accuratezza del controllo termico è uno dei principali punti deboli della topologia *Emitter-Follower*. Il transistor preposto all'aggiustamento di V_{bias} deve seguire le variazioni di temperatura dei transistor di uscita attraverso il calore che può rilevare sul dissipatore metallico. Teoricamente il controllo della temperatura dei transistor finali implica indirettamente anche quello dei rispettivi piloti (attraverso l'effetto della corrente di quiescenza) ma di fatto la compensazione termica basata sulla temperatura attuale riscontrabile sulla superficie di quest'ultimi è totalmente mancante, essendo generalmente montati su zone diverse del circuito in dissipatori individuali. L'unico modo di migliorare il controllo termico di tutti i dispositivi a semiconduttore in una configurazione EF è dunque la sola scelta da parte del progettista dell'effettivo piazzamento fisico dei driver all'interno del circuito.

Un ulteriore svantaggio della topologia EF è la dissipazione di potenza quiescente durante il periodo di inattività dell'amplificatore (*idle condition*): questa condizione definisce lo stato di attività di un amplificatore audio alimentato dalla tensione di rete, ma in assenza di segnale in ingresso da processare. L'accoppiamento degli effetti prodotti dalla necessità di mantenere alto il settaggio di V_{bias} in modo da poter polarizzare tutte le giunzioni base-emettitore di driver e finali (quattro o più, solitamente) uniti alla mancanza di un controllo effettivo dello stadio dei piloti causano una scarsa efficienza di un OPS in *Emitter-Follower* a confronto con la topologia *Complementary-Feedback*, di cui si discuterà nella prossima sezione, per quanto concerne la dissipazione di potenza in regime di inattività dell'amplificatore. Per dare qualche cifra a titolo di esempio, in funzione della tensione di alimentazione dell'amplificatore, uno stadio di uscita a EF genera circa 10 – 15 W di potenza in condizione *idle*, a confronto con la configurazione CF che dissipa solo 1 o 2 W.

A questo punto si ritiene utile presentare un piccolo perfezionamento alla topologia EF, che servirà poi come spunto per introdurre i fenomeni legati al secondo meccanismo di distorsione fondamentale per lo stadio di uscita: la distorsione switching. Si inizia ora, innanzitutto, con la presentazione del problema.

I transistor di uscita per alte potenze devono essere in grado di sopportare la circolazione di correnti molto elevate e dunque di poter dissipare perdite di potenza relativamente alte. Il solo modo per incorporare assieme queste caratteristiche all'interno di un transistor è quello di creare un componente le cui dimensioni dei semiconduttori interni siano adeguatamente grandi. Sfortunatamente, questa soluzione manifesta anche un aumento proporzionale delle capacità interne di giunzione, fattore che spiega le tipiche perdite di fedeltà associate a transistor di alta-potenza. Nel modo di funzionamento in Classe A di un amplificatore, le capacità interne dei transistor dell'OPS sono del tutto trascurabili in confronto alla stabilità dell'intero sistema; in uno stadio in Classe B, invece, i transistor di uscita devono essere in grado di spegnersi il più rapidamente possibile allorché il loro rispettivo periodo di conduzione cessa, altrimenti si cade nella condizione alquanto indesiderabile in cui entrambi i transistor (di polarità opposte) sono simultaneamente in attività. Questa condizione di conduzione simultanea è tipicamente denominata *cross-conduction*. Nella migliore delle ipotesi, tale incrocio di funzionamento di entrambi i transistor si tramuta direttamente in un aumento della distorsione armonica totale dell'amplificatore, mentre nella circostanza più sfortunata questo fenomeno degenera nel surriscaldamento e nella successiva distruzione dei dispositivi di uscita. L'aumento della distorsione risultante da effetti di cross-conduzione prende il nome di distorsione switching (o di commutazione, o ancora *switching distortion*), e costituisce una delle tre aree fondamentali nelle problematiche legate alle performance di un buon stadio di uscita.

Uno schema perfezionato della topologia *Emitter-Follower* che tenta di correggere i fenomeni di distorsione appena introdotti è mostrato in figura 5.2, in cui si può notare l'aggiunta della resistenza e del condensatore (*speed-up capacitor*) tra i due emettitori dei driver. In funzione del tipo di circuito progettato e dai dispositivi di uscita utilizzati, le semplici modifiche apportate dalla rete di switchoff raffigurata, possono tramutarsi in un drastico incremento delle prestazioni dell'amplificatore. I residui di distorsione risultanti dalla cross-conduzione sono molto simili a quelli dovuti alla distorsione di crossover, e nel tempo sono sorti diversi problemi di identificazione e catalogazione, ma è necessario tenere presente che i due meccanismi derivano da effetti molto diversi tra loro. Non deve sorprendere infatti che studiando un amplificatore con grossi problemi di distorsione all'uscita, molti ingegneri abbiano tentato ostinatamente di controllare e ridurre la distorsione d'incrocio quando invece il problema stava nella distorsione switching. Tipicamente, la cross-conduzione non è riscontrabile a frequenze inferiori a 10 kHz, mentre la distorsione di incrocio potrebbe teoricamente riguardare l'intera banda di frequenze a cui opera l'amplificatore. Inoltre la prima è conseguenza diretta degli effetti parassiti provocati dalle capacità di giunzione, le quali rendono "lento" (per il tempo necessario alla scarica di dette capacità) nello spegnimento il transistor coinvolto, mentre le altre sono direttamente influenzate dalla corretta taratura della polarizzazione tramite la tensione V_{bias} di cui si è ampiamente discusso in precedenza.

5.3.2 Stadio di uscita di tipo Complementary-Feedback

La figura 5.3 mostra lo schema tipico di uno stadio di uscita in Classe B in configurazione *Complementary-Feedback* (CF), ovvero a simmetria complementare. Si evidenzia subito che la tensione di polarizzazione V_{bias} è al più pari alla metà del valore richiesto per lo stadio EF; ciò perché esistono di fatto solo due cadute di tensione dovute alle giunzioni base-emettitore dei transistor di uscita da polarizzare nell'anello virtuale controllato da V_{bias} (le V_{be} dei transistor TR1 e TR2) in contrapposizione alle quattro cadute di tensione V_{be} della topologia EF discussa nella precedente sezione.

La configurazione di uscita a simmetria complementare mostra tre principali differenze operative in raffronto ad uno stadio EF, che possono essere attribuite al fatto che tutti transistor (driver e finali) sono racchiusi in un anello di retroazione locale (si veda la figura relativa allo schema circuitale). Considerando la nuova topologia, per prima cosa si può vedere che dal punto di vista termico è necessario governare la variazione di temperatura dei transistor che fungono da piloti, in quanto ogni cambiamento termico verificantesi nei transistor di uscita sarà automaticamente compensato dall'NFB locale dell'anello. Per questo motivo, la stabilità e la precisione della taratura della tensione di polarizzazione V_{bias} saranno largamente superiori e più semplici rispetto alla topologia

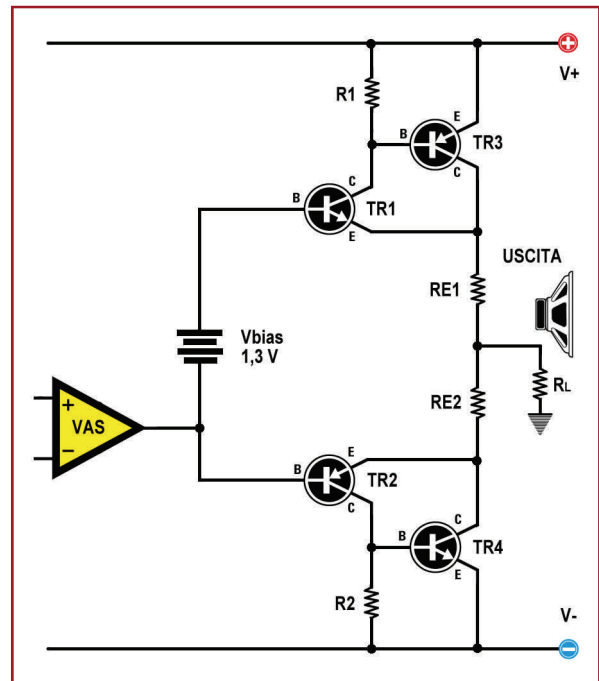


Fig. 5.3 - Schema della configurazione a simmetria complementare

EF. Oltre a tale indubbio vantaggio, anche l'efficienza dal punto di vista della minor dispersione di potenza durante il ciclo *idle* di inattività risulterà notevolmente incrementato rispetto al precedente EF. Secondo, gli stadi in configurazione CF possono fornire guadagni sia di corrente che di tensione: i rari amplificatori in cui è utilizzata la tecnica dell'incorporamento di ulteriore guadagno in tensione all'uscita presentano certamente un OPS a simmetria complementare. Terzo, l'anello in cui è applicata la retroazione locale fornisce un perfezionamento in termini di linearità dello stadio di uscita già prima di chiudere la rete di feedback globale verso lo stadio di ingresso in un rapporto approssimativamente di 2:1. Conseguentemente, gli stadi di tipo CF dimostrano intrinsecamente più linearità ancor prima dell'adozione di tutte le tecniche utili al miglioramento di quest'ultima; questo fatto è particolarmente importante per la riduzione degli effetti provocati dal terzo tipo di distorsione, il decadimento del guadagno di corrente β (il *beta droop*) con l'aumento della corrente di collettore in presenza di larghi segnali.

A questo punto è interessante analizzare il funzionamento dell'NFB locale all'interno di una coppia complementare di transistor di uno stadio di uscita in topologia CF. Ritornando allo schema della configurazione CF, si noti che il segnale all'uscita del VAS è applicato allo stesso modo dell'*Emitter-Follower*; tuttavia si vede a colpo d'occhio che l'orientamento della polarità dei transistor finali è invertito rispetto al precedente, utilizzando un transistor PNP come finale in

congiunzione ad un transistor di tipo NPN come driver, e viceversa. Il segnale processato è dunque prelevato dal collettore dei transistor piloti (durante il rispettivo mezzo ciclo) invece che dall'emettitore, e i transistor finali risultano collegati in senso inverso in modo che il carico dell'altoparlante sia pilotato dai collettori dei dispositivi di uscita anziché dai loro rispettivi emettitori.

Più in dettaglio, il segnale applicato alla base del transistor TR1 risulta in opposizione di fase all'uscita del collettore dello stesso, da cui viene poi trasferito alla base di TR3. Il finale è configurato come un amplificatore a emettitore comune con RE1 e la bobina dell'altoparlante agenti come carico al suo collettore. Da questa configurazione segue che il segnale prelevato all'uscita di TR3 risulta ancora una volta invertito rispetto all'ingresso, cosicché il segnale attraverso l'altoparlante è in fase rispetto al segnale originale in uscita dallo stadio VAS. Il collettore di TR3 è anche direttamente connesso all'emettitore di TR1, fornendo in tal modo il 100% di feedback negativo (locale) utile al mantenimento del guadagno di tensione dell'OPS attorno all'unità (tecnicamente, utilizzando i comuni resistori di emettitore RE1 ed RE2 di valore pari a $0,22 \Omega$, il guadagno dell'OPS è approssimativamente 0,97 a causa della perdita di tensione a questi dovuta, oltre che alla piccola caduta lungo la resistenza interna di ogni transistor). La stessa cosa accade in modo complementare alla coppia di transistor TR2 e TR4 del lato simmetrico del CF.

A prima vista potrebbe sembrare che la configurazione a simmetria complementare fosse di gran lunga superiore alla topologia *Emitter-Follower*, a causa della migliore linearità intrinseca, delle caratteristiche più accurate dal punto di vista del controllo della stabilità termica e della maggior flessibilità riguardo al guadagno di tensione (ciò non sempre comporta un reale beneficio; bisogna infatti valutare sempre con molta cautela l'opportunità di inserire guadagni in tensione all'interno di un OPS). Sfortunatamente, non è tutto così vantaggioso come sembra: la topologia CF infatti presenta anche due grossi difetti, ed è doveroso tenerne conto qui in un'intera ed oggettiva valutazione.

Per prima cosa, la configurazione CF non favorisce l'utilizzo di semplici metodi di riduzione della distorsione da cross-conduzione: possono essere inserite esternamente delle reti di switchoff, ma queste richiedono un insieme aggiuntivo di linee di alimentazione ad alte tensioni; l'incremento dei costi e della complessità di uno stadio aggiuntivo di alimentazione potrebbe costituire un grosso prezzo da pagare per ottenere delle prestazioni simili a quanto avviene in uno stadio EF con la semplice aggiunta di un condensatore e di una resistenza. Talvolta gli effetti del ritardo di commutazione possono essere leggermente migliorati riducendo il valore delle resistenze di collettore dei driver ma si verificano problemi aggiuntivi di maggior dispersione di potenza sui transistor oltre che il fenomeno del *beta droop* dovuto al conseguente aumento della corrente circolante all'interno di essi. Per ovviare a tali inconvenienti, alcuni progettisti consigliano di utilizzare transistor di uscita a bassa capacità intrinseca. Anche in questo caso, come si intuisce, tutto quanto appena descritto si traduce in obbligate scelte di compromesso.

Il secondo problema riguarda la stabilità dell'intero stadio di uscita in configurazione a simmetria complementare. Ritornando alla figura, si provi a pensare agli effetti prodotti dalle capacità parassite di giunzione dei dispositivi, in particolare a quelle tra le rispettive basi-collettori (ossia tra ingresso e uscita del segnale di ogni stadio). Questo effetto altro non è che la

capacità di Miller già discussa a proposito del VAS, che è dipendente sia dalle cadute di tensione, sia dai fattori di guadagno, sia dalle capacità intrinseche delle giunzioni. Quando aumenta la frequenza del segnale in transito su una delle giunzioni summenzionate, gli effetti della compensazione di Miller iniziano ad influenzare il comportamento del circuito, causando perdite di guadagno, abbassamenti di impedenza, sbalzi di tensione all'uscita e soprattutto sfasamenti di segnale. Quest'ultimo inconveniente è la somma dei due sfasamenti prodotta durante il passaggio dapprima nel transistor pilota e successivamente in quello finale: il risultato sarà di uno sfasamento totale tra l'ingresso dell'OPS e l'uscita verso l'altoparlante che si traduce in fenomeni di instabilità e non linearità dell'amplificatore.

Da quanto emerso sin qui, è comprensibile che i problemi legati alla significativa instabilità della topologia CF sono strettamente collegati al tipo di dispositivi scelti per implementarla. Nella scelta dei transistor da utilizzare per uno stadio *Complementary-Feedback* è dunque importante tenere conto delle specifiche tecniche fornite dal costruttore in fatto di guadagno di corrente β e suoi relativi decadimenti in relazione alla corrente di collettore circolante, valori massimi di tensione e corrente supportati dal dispositivo, capacità statiche di giunzione e potenza massima supportata. L'importanza delle caratteristiche dei transistor scelti in funzione di questi parametri accrescerà notevolmente le prestazioni di uno stadio CF ben progettato.

5.3.3 Stadio di uscita a Simmetria Quasi-Complementare

La configurazione Quasi-Complementare di uno stadio di uscita in Classe B risale all'epoca dei primi amplificatori audio a transistor; nei primi anni 60, infatti, la mancanza di dispositivi PNP di alta qualità e ad elevate potenze per l'utilizzo nel campo dell'amplificazione sonora e soprattutto la difficoltà nella produzione di coppie complementari di transistor dalle medesime caratteristiche ma di polarità opposte, costituirono una scelta obbligata rispetto alle altre topologie. Quando i vari produttori di dispositivi a semiconduttore perfezionarono le tecniche di fabbricazione dei transistor complementari di alta qualità (disponibili a tutt'oggi), la configurazione QC perse notevolmente la sua importanza e, forse, predominanza nel campo della progettazione degli stadi di uscita a BJT. Al giorno d'oggi, l'utilizzo di OPS a simmetria quasi-complementare è sostanzialmente confinato agli apparecchi per *Public Address* in cui non è richiesta una elevata purezza di suono ma piuttosto grandi potenze e durevolezza nel tempo in condizioni estreme di funzionamento.

Tuttavia, non è per questo affatto scontato che gli stadi di tipo QC siano destinati a scomparire nel corso degli anni, anzi, grazie ad una soluzione piuttosto elegante ed ingegnosa ideata da Peter Baxandall, questa topologia riesce, con il solo costo di qualche comune diodo 1N4007, ad ottenere prestazioni del tutto identiche allo stadio in configurazione EF. Oltre a queste considerazioni, è opportuno ricordare che i transistor NPN, dal punto di vista esclusivamente della fabbricazione, tendono ad essere molto meno costosi dei loro complementari PNP; per dare qualche cifra indicativa il rapporto è di 1:4 in favore dei primi.

La figura 5.4, relativa al tipico schema della simmetria quasi complementare, rivela che lo stadio QC è l'unione delle caratteristiche offerte dalle topologie EF e CF: infatti i primi due transistor TR1 e TR2 (driver) formano una configurazione *Emitter-Follower*, mentre i due finali TR3 e TR4 uno stadio *Complementary-Feedback*; l'unica differenza consiste nel fatto che i transistor piloti sono di polarità opposte, mentre quelli di uscita ad alta potenza sono entrambi dispositivi NPN.

I primi stadi QC erano affetti da due grandi problemi che riguardavano la linearità. Il primo, e più importante, inconveniente era costituito dal fatto che il segnale in uscita dal VAS vedeva il carico formato da due giunzioni base-emettitore durante il ciclo positivo di escursione del segnale (cfr. i transistor TR1 e TR3), ma solo quello di un'unica giunzione base-emettitore durante l'inverso ciclo di quest'ultimo (dovuta esclusivamente a TR2). Tale circostanza non mostra solo una asimmetria di carico dal punto di vista del secondo stadio, ma produce anche un fattore leggermente sbilanciato di guadagno delle due linee di amplificazione (per le semionde positive e per quelle negative) relativamente al punto di crossover.

La soluzione di Baxandall di incorporare un diodo (di fatto una giunzione PN come se fosse un transistor), detto per tale ragione *diodo di Baxandall* in onore dell'ideatore, riduce notevolmente gli inconvenienti appena descritti, bilanciando il guadagno e mantenendo la simmetria del carico in condizioni del tutto approssimabili ad una giunzione base-emettitore di un transistor PNP.

Il secondo maggiore problema riguarda invece le caratteristiche dissimili di carico operato dall'emettitore (nel caso della linea preposta all'amplificazione del ciclo positivo di segnale) contro quelle del collettore (per quanto concerne il transistor della linea negativa), ciò soprattutto nella regione di crossover. La non-linearità della tensione di emettitore in prossimità della zona di switch-off è significativamente differente da quella di collettore nelle vicinanze del punto di interdizione. Conseguentemente diventa piuttosto difficoltoso il settaggio della polarizzazione dei transistor di uscita per riscontrare meno artefatti possibile dovuti all'incrocio tra le due linee. Fortunatamente, come già anticipato, le tecniche di progettazione messe a punto nel corso degli anni hanno dimostrato che un piccolo incremento di NFB globale in uno stadio di ingresso adeguato, offrono prestazioni da parte di uno stadio d'uscita QC del tutto comparabili con una tipica topologia EF.

L'ultima considerazione circa gli stadi quasi complementari evidenzia il fatto che gli stessi sono molto più inclini a fenomeni di instabilità rispetto agli *Emitter-Follower*, ma non tanto quanto le topologie *Complementary-Feedback*. Ritornando alla figura dello stadio QC, si è visto che i fenomeni di instabilità hanno origine nella asimmetria manifestata dalle due giunzioni inferiori (TR2 e TR4), e ciò non dovrebbe sorprendere alla luce di quanto visto poc'anzi. La taratura al valore ottimale di V_{bias} , comunque, rende questo effetto quasi trascurabile. Esistono tuttavia molteplici varianti alla configurazione QC ed è impossibile fornire qui una ricetta generale per rendere ognuno di questi perfettamente stabile.

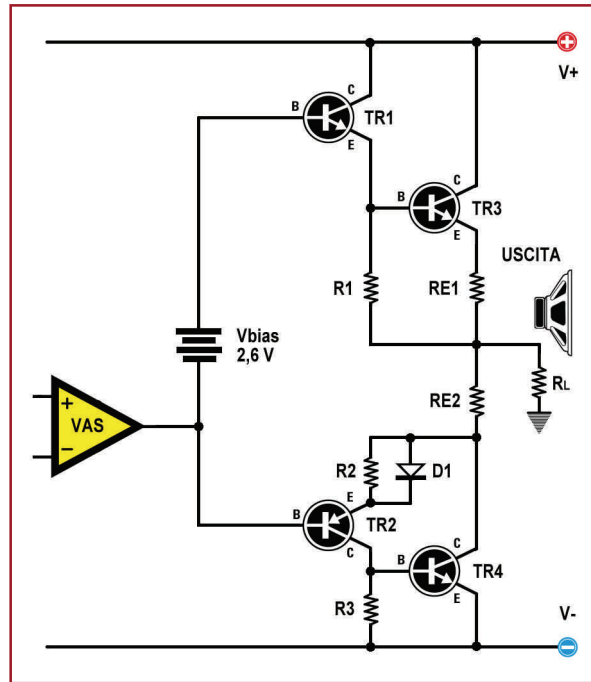


Fig. 5.4 - Schema della configurazione a simmetria quasi complementare con diodo di Baxandall

L'analisi delle varie configurazioni di uno stadio di uscita si conclude ora con un breve accenno a due tecniche molto comuni per perfezionare le topologie appena discusse nell'intento di accrescere significativamente la potenza di uscita degli amplificatori audio. La prima metodologia consiste nell'utilizzare *triple di transistor* per le linee di uscita, mentre la seconda propone *accoppiamenti in parallelo* dei transistor finali.

5.3.4 Triple di uscita

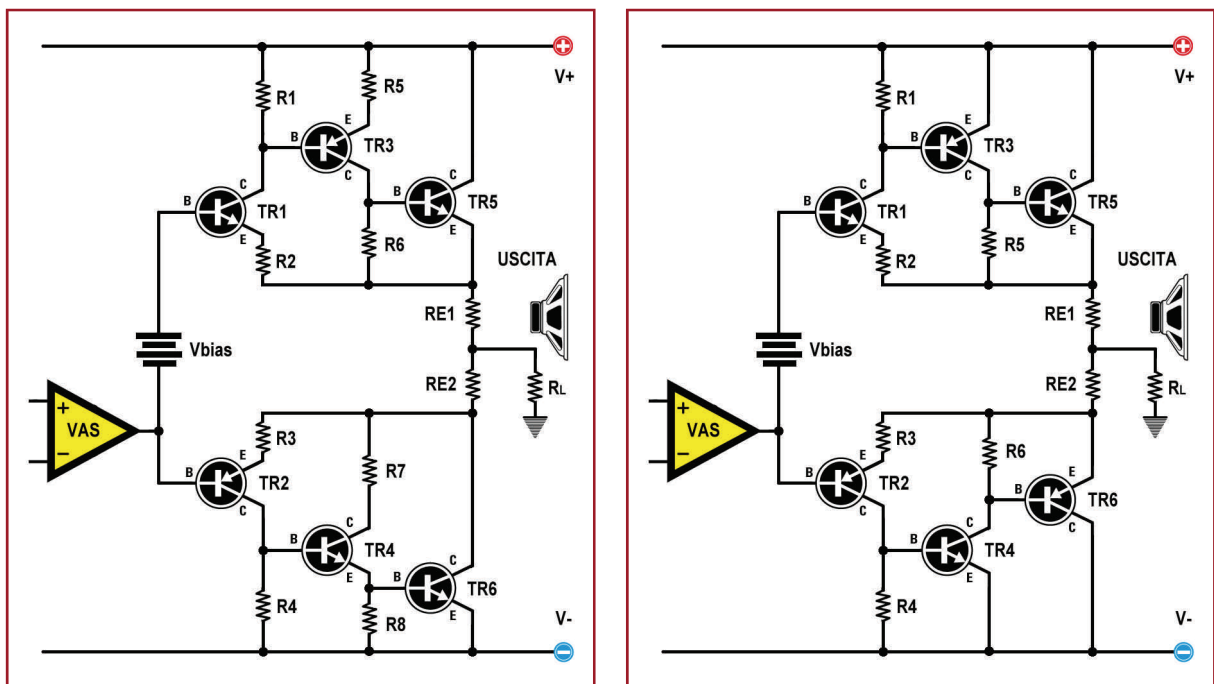


Fig. 5.5 - Esempi di collegamento in triple per uno stadio di uscita

In figura 5.5 sono mostrati due metodi di collegamento di sei transistor per formare uno stadio di uscita in Classe B. Poiché ciascuna linea di amplificazione è ora formata da tre dispositivi, la configurazione raffigurata è denominata comunemente a *triple di uscita*. Si ricorda sin d'ora di non confondere gli OPS costituiti da triple di transistor con gli stadi utilizzando collegamenti in parallelo dei dispositivi di uscita, di cui si parlerà nella sezione successiva; si noti infatti che nessuno dei transistor schematizzati nella figura precedente è disposto in parallelo ad altri. Oltre a ciò, è anche possibile constatare che nessuna coppia di transistor nei due schemi presentati può essere pensata come in collegamento Darlington, poiché solitamente le “coppie darlington” devono essere considerate come se fossero un unico dispositivo ad alto guadagno con un terminale di base, uno di emettitore e uno di collettore.

Le moderne tecnologie di fabbricazione di semiconduttori ad alto guadagno e di elevata qualità in un unico involucro hanno leggermente soppiantato questi schemi di collegamento, con alcune eccezioni in apparati di nicchia, di cui però non è dimostrabile l'assoluta utilità o performance.

Tornando alla figura precedente, è possibile notare che entrambe le triple presentate iniziano con uno stadio di topologia CF (formato dai transistor TR1, TR2, TR3 e TR4), con l'unica differenza sostanziale dell'utilizzo di un collegamento a simmetria Quasi-Complementare per l'uscita del primo schema, e di uno a Simmetria Complementare per l'uscita del secondo schema.

Gli OPS con triple di transistor possiedono alcuni vantaggi in confronto agli schemi analizzati in precedenza costituiti da due coppie di semiconduttori soltanto. Poiché ora sono presenti due stadi piloti, entrambi a configurazione CF, la tensione di polarizzazione V_{bias} può essere controllata dal punto di vista termico solo in riferimento al primo stadio di driver (TR1 e TR2). Grazie ad una progettazione adeguata, i driver potranno rimanere in questo modo ad un livello di stabilità termica eccezionalmente buono, offrendo per giunta una minima dissipazione di potenza durante lo stato di inattività.

Un ulteriore vantaggio mostrato dalle triple di uscita è il miglioramento delle caratteristiche di linearità ai grandi segnali. Essendo lo stadio di uscita dotato di un inseguitore di tensione (buffer) aggiuntivo, che peraltro fornisce ulteriore guadagno in corrente, sarà riscontrata minor distorsione derivante dal decadimento di β (*beta droop*) riuscendo a distribuire il guadagno totale in corrente richiesto all'OPS su una coppia di transistor in più rispetto alle configurazioni precedentemente analizzate. Grazie a questo fatto, lo stadio di uscita potrà essere realizzato scegliendo dispositivi ad alta tensione ma con beta più contenuto, incrementando in tal modo anche le performance di stabilità dell'intero sistema.

5.3.5 Configurazione in parallelo

Il modo più ovvio e migliore per aumentare la potenza di uscita di ogni amplificatore audio è di utilizzare più coppie di transistor finali collegati in parallelo tra loro. Due varianti di questa tecnica piuttosto diffusa sono schematizzate nella figura sottostante.

In termini più generali, vi sono alcuni principi base da rispettare nel collegare in parallelo più BJT di uscita. Il più importante deriva dal fatto che non potendo accoppiare tra loro dispositivi reali le cui caratteristiche siano esattamente identiche, sarà necessario incorporare nell'OPS alcune resistenze di degenerazione, poste sugli emettitori dei finali di potenza, in modo da controbilanciare le correnti di uscita circolanti su ogni dispositivo. Queste resistenze (R_E , nella figura) variano tipicamente da 0,1 a 1 Ω e la tecnica di inserire tali componenti per favorire la

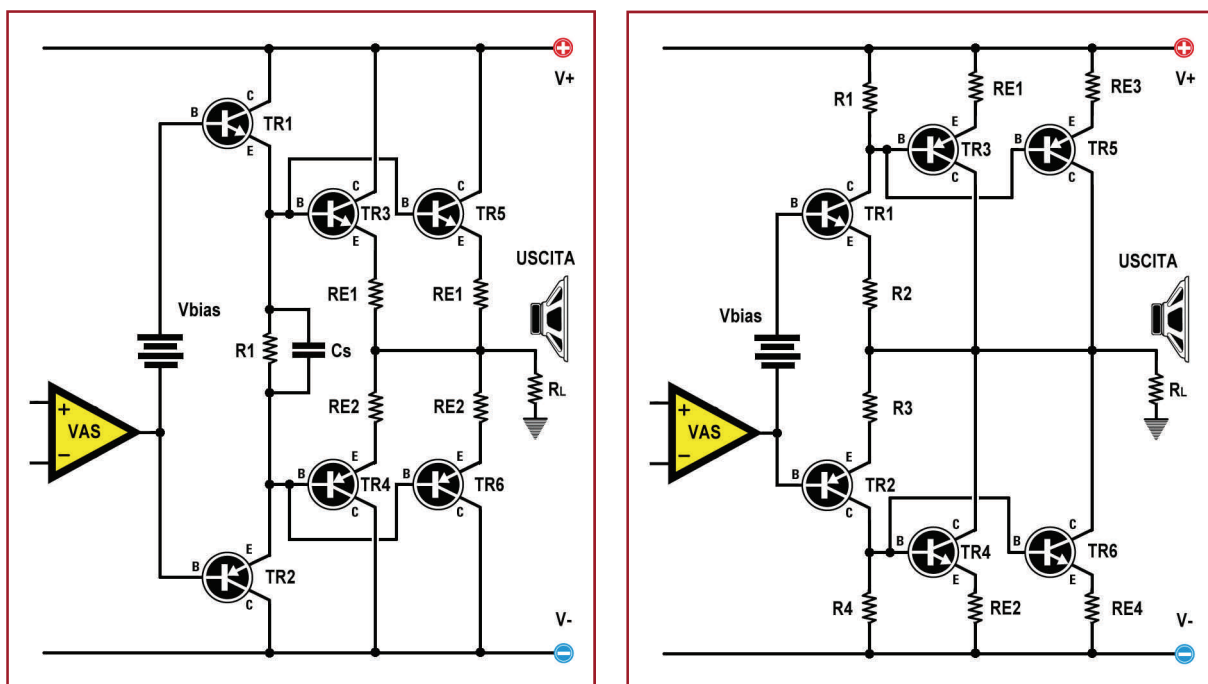


Fig. 5.6 - Esempi di OPS in configurazione parallela: A) Emitter-Follower; B) Complementary-Feedback

condivisione di correnti eguali all'interno dei transistor è spesso definita *ballasting* (bilanciamento).

I resistori di degenerazione RE sono inoltre molto utili nel fornire una certa forma di compensazione termica per i transistor di uscita a cui sono applicati; anche in questo caso essi fungono da bilanciatori nel caso uno dei transistor paralleli inizi a scaldare più dell'altro assorbendo la corrente maggiore e dissipandola sotto forma di calore.

Nota: circa le funzioni dei resistori RE, ci sono diversi equivoci che è bene commentare; innanzitutto il loro valore non ha alcuna influenza sulla distorsione di crossover, come largamente ritenuto. La distorsione di incrocio è una costante negli stadi di uscita ed è provocata dalla natura non perfettamente coniugata delle giunzioni dei semiconduttori nelle vicinanze del punto di cut-off. Gli effetti della distorsione di crossover infatti sono strettamente influenzati dalla taratura corretta della tensione di polarizzazione V_{bias} e dal livello di segnale applicato all'uscita (si ricordi che la distorsione di crossover diminuisce in funzione della ampiezza del segnale di uscita). Incrementando dunque il valore di RE, non si diminuiscono gli artefatti provocati dall'interferenza di incrocio attorno allo zero. In secondo luogo, una rete di degenerazione non è affatto uno strumento per migliorare la linearità dell'OPS. La linearità di un amplificatore, si è già visto ampiamente, è ottenuta applicando quanto più NFB globale possibile piuttosto che dissipando in calore alcune percentuali di corrente destinate ai finali.

5.4 Riassunto delle caratteristiche degli stadi di uscita in Classe B

Poiché la sezione riguardante lo stadio di uscita ha introdotto una varietà piuttosto ampia di schemi e di concetti rispetto ai precedenti stadi, sembra opportuno a questo punto riassumere in breve le principali caratteristiche delle configurazioni analizzate fin qui per avere una visione globale delle più importanti tecniche impiegate nella progettazione di amplificatori audio.

Finora si sono analizzate le configurazioni EF, CF, QC e i loro vari perfezionamenti offerti dalla connessione di più dispositivi di uscita organizzati a triple oppure in parallelo.

I principali vantaggi della topologia *Emitter-Follower* sono:

1. Ottima stabilità
2. Buone prestazioni in termini di distorsione armonica totale
3. Bassi livelli di distorsione di crossover a bassi livelli di potenza di uscita
4. Può incorporare tecniche di riduzione della distorsione switching

Gli svantaggi legati a questa topologia sono invece:

1. Scarso controllo di stabilità da parte di V_{bias} , in presenza di variazioni dinamiche della temperatura
2. Alto livello di dissipazione di potenza durante l'inattività dell'amplificatore (*idle condition*)
3. Elevata suscettibilità alla non-linearità causata dal decadimento del guadagno (*beta droop*).

I vantaggi della topologia *Complementary-Feedback* invece possono riassumersi in:

1. Miglior linearità di ogni altra configurazione di OPS
2. Buon controllo di stabilità termica da parte di V_{bias}

3. Miglior linearità ai grandi segnali (insensibilità al *beta droop*)
4. Bassa dissipazione di potenza in ciclo idle

Gli svantaggi possono invece essere confinati a:

1. Leggera instabilità alle alte frequenze a causa degli effetti capacitivi alle giunzioni dei transistor
2. Nessuna possibilità di controllo nella topologia della distorsione switching

Infine, il vantaggio della configurazione a simmetria **Quasi-Complementare** è da ascrivere al minor costo dei dispositivi tipici di una simmetria complementare, a fronte però di un leggero incremento della distorsione di crossover e della non-linearità dello stadio in confronto alle precedenti topologie.

L'utilizzo di **triple di transistor** facilitano il miglioramento del controllo termico e riducono la dipendenza dal *beta droop* dei vari transistor utilizzati, ma presentano forti problemi di instabilità tali da renderne sconsigliabile l'implementazione.

Gli stadi di uscita in **collegamento parallelo** sono attribuibili più a esigenze di potenze elevate che al perfezionamento di una particolare topologia. Generalmente, disponendo di BJT, una regola pratica per realizzare stadi di uscita ottimali indica di installare una coppia complementare di transistor ogni 80 W di potenza RMS desiderata all'altoparlante. In funzione di ciò è possibile scegliere dapprima quale delle tre topologie principali utilizzare (EF, CF o QC) per l'OPS e successivamente collegare coppie multiple di transistor in parallelo secondo necessità.

5.5 Lo stadio di uscita del circuito integrato STK4050

Anche il circuito integrato STK4050, come la maggior parte degli amplificatori audio realizzati tra gli anni '60 e '70, implementa il tipo più comune e storico di stadio d'uscita in Classe B, ovvero la configurazione a simmetria quasi complementare.

La figura 5.7 rappresenta lo schema circuitale interno dell'OPS del componente prodotto dalla Sanyo.

La coppia complementare di driver è a tutti gli effetti in configurazione *Emitter-Follower*, mentre le due coppie parallele di finali sono collegate rispettivamente a collettore comune e ad emettitore comune (data la stessa polarità) tra la linea di alimentazione duale (pin 14 per la tensione positiva e pin 12 per quella negativa) e l'uscita (pin 13, 16 17 e 18). A ciascuna uscita di segnale è stato dedicato un pin separato di collegamento per facilitare l'inserzione delle resistenze di uscita (R9, R10, R11, R12, visibili

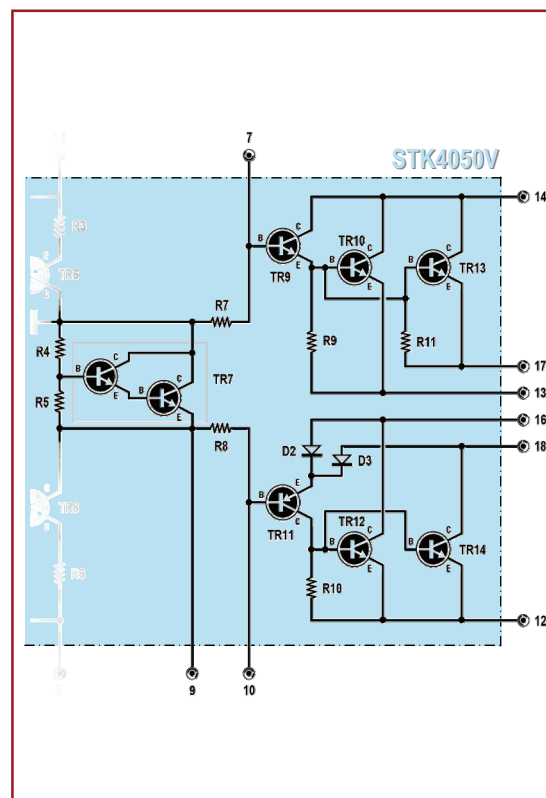


Fig. 5.7 - Lo stadio di uscita dell'IC STK4050

nella figura 5.8, relativa allo schema elettrico generale dell'amplificatore), le cui dimensioni sono consistenti a causa della dissipazione di potenza che devono sopportare (resistori da 5 W) e tali da non poter essere incorporate all'interno del chip stesso.

Come discusso al paragrafo 5.3.3, disponendo di una configurazione non esattamente simmetrica, che porterebbe all'ovvio sbilanciamento delle tensioni di polarizzazione per i dispositivi di uscita nelle due linee di amplificazione, avendo un numero dispari di giunzioni base-emettitore nell'anello virtuale tra il generatore di bias e i transistor di uscita, sono stati inseriti in parallelo tra loro ed in serie alla maglia fittizia i due diodi di Baxandall a simulazione delle due giunzioni mancanti. Come noto, l'inserzione dei diodi bilancia le V_{be} dei transistor rendendo più lineare il guadagno delle due linee di amplificazione e migliorando di conseguenza gli effetti della distorsione nei pressi del punto d'incrocio tra le semionde (attorno allo zero di segnale).

Il generatore di polarizzazione V_{bias} è caratterizzato da due transistor in collegamento Darlington (TR7). Questa configurazione permette di migliorare l'errore introdotto dalla corrente di base del polarizzatore convenzionale. In tal modo la corrente di base del primo transistor, polarizzato dal partitore, può essere ridotta di un fattore 9. La corrente sul secondo transistor è dunque incrementata dalla connessione Darlington, e disponendo inoltre di due V_{be} , la tensione di polarizzazione totale è in grado di raggiungere valori di circa 6 V. Solitamente uno solo dei due transistor (il secondo) è montato sul dissipatore assieme ai finali.

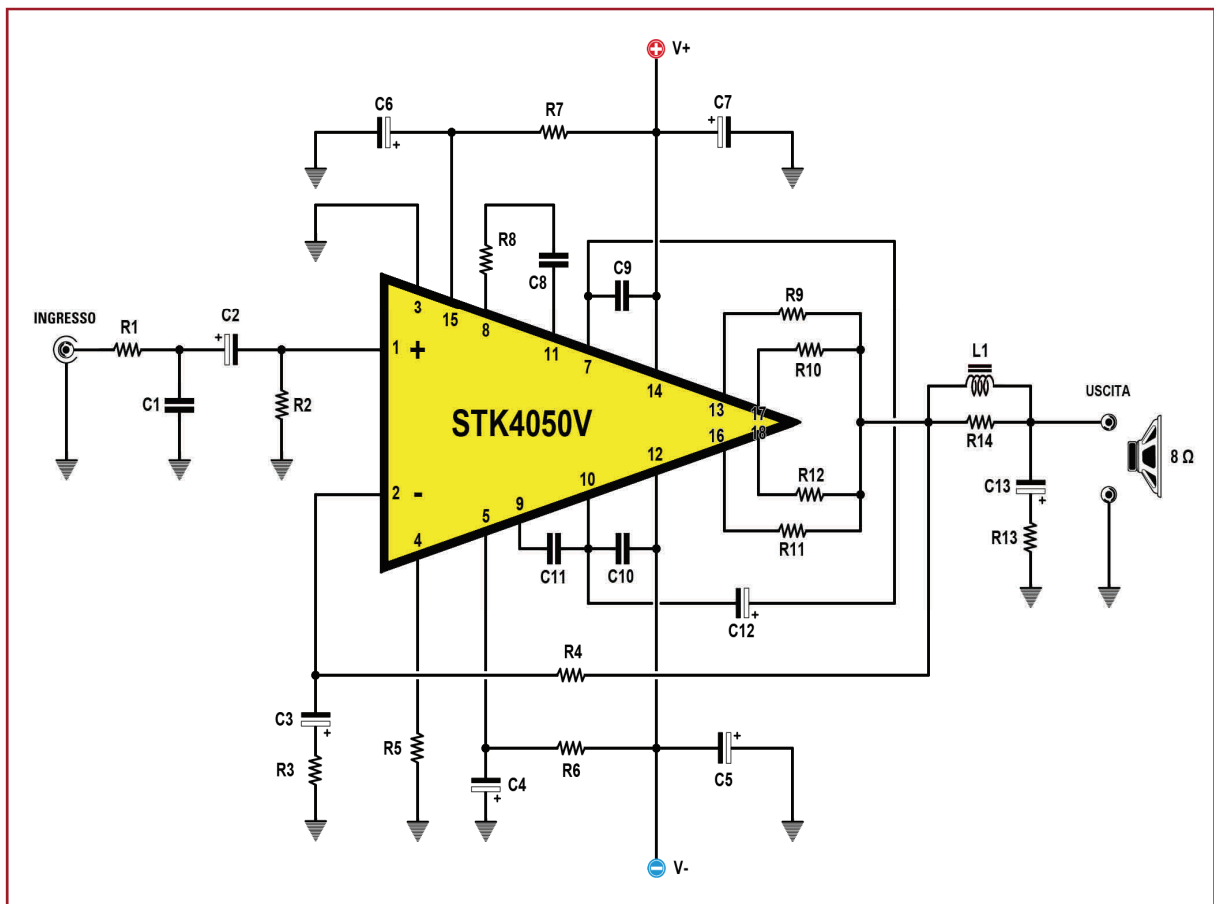


Fig. 5.8 - Schema elettrico del circuito applicativo per l'impiego dell'IC STK4050 come amplificatore audio di potenza

Da notare inoltre che l'integrato prevede anche due pin intermedi verso l'esterno (pin 7 e 10) prelevati immediatamente prima dei driver dell'OPS. Grazie a questi morsetti è possibile dotare l'amplificatore di svariati circuiti di protezione come *V/I limiters*, protezioni *single slope*, *dual slope* o *multislope*, circuiti di *clamping* o protezioni da extracorrente. Nello schema generale del circuito applicativo, tra i due pin è inserito un condensatore elettrolitico per assorbire le piccole variazioni di tensione che potrebbero manifestarsi tra le linee di alimentazione rendendo più stabile e precisa la tensione di polarizzazione dei dispositivi di uscita (tecnica meglio discussa al paragrafo 6.1).

Capitolo 6

Stabilità, distorsione e prestazioni

Da quanto si è potuto capire nell'analisi del funzionamento di un amplificatore audio condotta fino a questo punto, pare che la progettazione e la costruzione di un apparecchio ad alta fedeltà sonora sia solo un miraggio; in questo campo dell'elettronica analogica vi sono infatti numerose contraddizioni di fondo tra le idee di progetto e l'effettiva implementazione. Per fare un esempio, l'obiettivo finale di un ingegnere che lavora nel campo dell'amplificazione sonora è quello di realizzare un circuito quanto più possibile lineare e virtualmente immune da qualsiasi tipo di distorsione tale da intaccare la fedeltà del segnale musicale da riprodurre. Per fare ciò, egli tenterà di realizzare un sistema elettronico capace di processare un livello di segnale che presenta oscillazioni nella sua escursione anche di 100 dB, con margini molto elevati di adattabilità in fatto di variazioni di impedenza di carico (che riguardano tutti gli accoppiamenti dei tre stadi nella topologia di Lin), insensibilità agli effetti capacitivi all'interno dei dispositivi, e controllo della stabilità termica su escursioni di temperatura assai ampie. Postulando tutto questo, il sistema deve inoltre lavorare a correnti molto elevate e attraverso una gamma di frequenze che coinvolgono ben 9 ottave.

Tra tutti questi problemi, forse il più serio è quello della stabilità (in mancanza di essa, l'amplificatore non è infatti assolutamente in grado di realizzare la funzione per cui è stato progettato). Tecnicamente tutti gli altri fenomeni possono essere individuati e corretti, ma l'instabilità è spesso molto insidiosa e difficile da individuare; si può manifestare sotto varie forme e non sempre è circoscrivibile a stadi precisi dell'intero circuito. Senza il controllo della stabilità, l'amplificatore è soggetto in ogni istante ad entrare in auto-oscillazione alle alte frequenze e di conseguenza a raggiungere la distruzione fisica entro pochi secondi. Il raggiungimento della stabilità all'interno di un amplificatore può essere analizzato a più livelli: esiste infatti la stabilità raggiunta mediante l'opportuna taratura della tensione di polarizzazione V_{bias} (in relazione alle variazioni di temperatura dei dispositivi), quella che riguarda la variazione

delle caratteristiche intrinseche dei vari componenti e quella propria di ogni singolo stadio prima della chiusura della catena di retroazione globale (da cui poi deriva la stabilità globale del sistema). Appare dunque evidente che stabilità, meccanismi di distorsione e prestazioni sono strettamente correlati tra loro, e di seguito si cercherà di analizzare con maggior dettaglio i punti critici di un amplificatore per capire le possibilità di intervento e di perfezionamento utili alla progettazione di un sistema di alta qualità.

6.1 Generatore della tensione di polarizzazione V_{bias}

Il generatore della tensione di polarizzazione (*bias generator*) è quel circuito che mantiene la tensione V_{bias} al valore ottimale negli amplificatori in Classe B. Nel capitolo precedente si è vista l'importanza di questa tensione e si è assunto in modo piuttosto teorico che tale circuito esista all'interno dell'OPS, che sia aggiustabile, accurato e per quanto possibile stabile.

Nei primi amplificatori a semiconduttori in Classe B, il generatore di polarizzazione consisteva in due o più diodi collegati in serie opportunamente progettati per creare approssimativamente la stessa caduta di tensione di quanto richiesto per compensare le varie tensioni di giunzione base-emettitore V_{be} incontrate nella maglia virtuale formata dai transistor dello stadio di uscita (cfr. capitolo precedente). Questi diodi erano solitamente installati sul dissipatore dell'OPS in modo che la loro temperatura fosse uguale

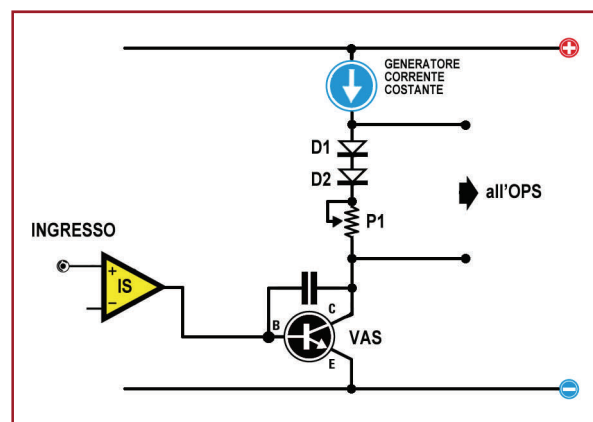


Fig 6.1 - Primo esempio di polarizzatore a diodi

a quella dei transistor di uscita (una forma primitiva di *thermal tracking*). Appena la temperatura del dissipatore aumentava di valore a causa del surriscaldamento dei finali, si sperava che la caduta di tensione dei diodi di polarizzazione potesse decrescere in proporzione della stessa caduta di tensione di cui abbisognavano i transistor per operare sempre nel punto di lavoro ottimale, fornendo in questo modo una sorta di compensazione più o meno accurata della temperatura all'interno dell'OPS. Il sistema sembrava funzionare abbastanza bene, per lo meno evitava che i transistor potessero raggiungere livelli di surriscaldamento tali da incorrere nell'auto-distruzione, ma vi erano diversi inconvenienti in questo tipo di controllo. E' opportuno sottolineare infatti che le caratteristiche di temperatura dei diodi non rispecchiano fedelmente quelle di una tipica giunzione base-emettitore di un transistor. Per migliorare l'accuratezza del controllo appena descritto sono stati introdotti ed analizzati diversi dispositivi tipo termistori, NTC, combinazioni di resistenze e diodi, diodi di diverso materiale (al silicio, al germanio,...) ma nessuna di queste tecniche conduceva a risultati soddisfacenti per un accurato controllo termico. Poiché il fenomeno è attribuibile al comportamento non-lineare della giunzione di un transistor bipolare con la variazione della temperatura, l'unica soluzione plausibile per simulare il comportamento non-lineare di un transistor era quello di utilizzare un altro transistor: da qui il generatore di polarizzazione.

La figura 6.2 rappresenta due tipologie di circuito utilizzanti il polarizzatore a transistor appena descritto. Il primo schema costituisce la forma più semplice di circuito di polarizzazione

(comunemente denominato V_{be} multiplier). Come si può notare, il generatore di bias di un amplificatore in Classe B è solitamente posto all'uscita del VAS, con il transistor fisicamente montato sul dissipatore dei dispositivi (driver o finali) di cui si desidera disporre di un controllo termico; esso è inoltre collegato in serie con il generatore di corrente costante del secondo stadio, che costituisce il carico attivo del transistor VAS. La corrente quiescente fornita dal generatore del VAS crea una caduta di tensione sul potenziometro di regolazione in parallelo al transistor di polarizzazione, in modo da aggiustare la polarizzazione di quest'ultimo. Tarando il potenziometro da un estremo all'altro, l'impedenza tra collettore ed emettitore del transistor varierà in proporzione al grado di tensione che riceve. Poiché la giunzione collettore-emettitore del *bias generator* è ad impedenza molto più bassa della resistenza del potenziometro in parallelo, domina la caduta di tensione sul ramo. Questo schema offre una tensione di polarizzazione per lo stadio di uscita molto stabile e aggiustabile piuttosto accuratamente oltre a poter variare in funzione della temperatura in accordo alla tensione V_{be} del transistor di polarizzazione, simulando con una buona approssimazione il comportamento tipicamente non-lineare della stessa durante l'incremento di calore all'interno del transistor.

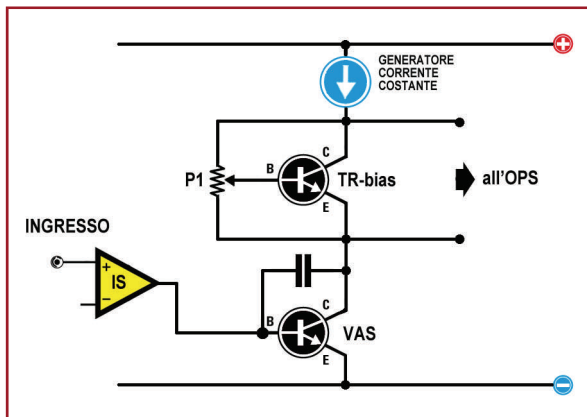


Fig 6.2 - Bias Generator a transistor

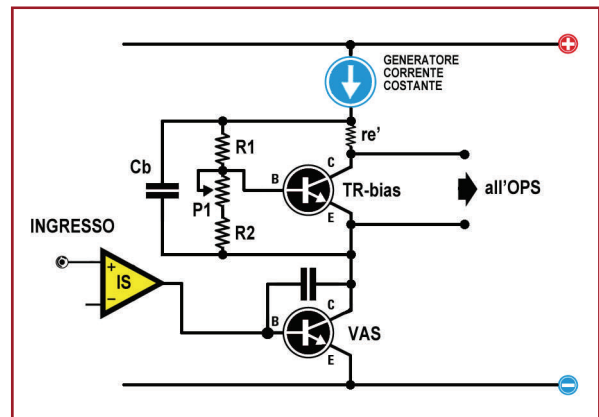


Fig 6.3 - Versione ottimizzata del Bias Generator

Allo schema appena descritto sono state apportate alcune migliorie che tengono conto degli effetti collaterali manifestati dal generatore di polarizzazione accoppiato allo stadio di uscita.

La seconda figura mostra infatti come poter sopperire alle piccole variazioni di corrente che possono occorrere alle linee di alimentazione influenzando la polarizzazione del transistor di bias, semplicemente collegando un condensatore in parallelo al circuito di polarizzazione. Oltre a questo vantaggio, l'effetto capacitivo migliorerà anche le distorsioni provocate dagli artefatti di crossover filtrando le alte frequenze che passano all'interno del circuito. Anche il collegamento del potenziometro è stato leggermente perfezionato costituendo ora un semplice reostato tra la base e l'emettitore del *bias generator*. Questa configurazione ha il vantaggio di operare anche come protezione oltre che semplice taratura. Considerando che col tempo i contatti in carbonio perdono di conduttività a causa di polvere o fenomeni di corrosione, se nel primo schema si verificasse un'anomalia al potenziometro di setting (risultando di fatto in un circuito aperto attraverso questo), il transistor di polarizzazione si potrebbe spegnere, col conseguente incremento della tensione di polarizzazione inviata all'OPS. In tale condizione, in mancanza di protezioni termiche, i dispositivi di uscita inizierebbero rapidamente a surriscaldare fino alla distruzione. Nel secondo schema, invece, un malfunzionamento al potenziometro di taratura,

abbasserebbe la tensione di polarizzazione, provocando al limite una forte distorsione da crossover. Si noti anche che le due resistenze in serie al potenziometro servono esclusivamente per migliorare la sensibilità di aggiustamento operata da quest'ultimo confinando la taratura nell'intervallo di maggior controllo del potenziometro stesso.

Un'ulteriore considerazione circa lo scostamento dei semiconduttori reali dall'idealità può essere condotta osservando che tutti i transistor bipolari possiedono un'impedenza interna di emettitore che influisce sulla corrente circolante in essi. Tale impedenza è definita come r_e' (lett. "re primo") e si può determinare con la relazione:

$$r_e' = V_T / I_c$$

dove V_T è la tensione termica pari a 25 mV a temperatura ambiente, e I_c la corrente di collettore espressa in mA.

L'impedenza interna r_e' manifesta i suoi effetti sotto forma di piccole variazioni di V_{bias} provocate dalle inevitabili oscillazioni delle tensioni di alimentazione e dalle piccole variazioni di corrente attraverso il transistor di polarizzazione influenzate dalla temperatura del medesimo. Questi effetti, tuttavia, non sono in accordo con la simulazione desiderabile dei cambiamenti di V_{be} con la temperatura e per tali motivi dovrebbero essere annullati.

Per azzerare gli inconvenienti di r_e' è sufficiente inserire un resistore, opportunamente dimensionato al valore di 5 volte l'impedenza di emettitore precedentemente calcolata, all'uscita del collettore del *bias generator*, in tal modo, la piccola caduta di tensione attraverso questo resistore provocherà un aumento di tensione sul potenziometro di regolazione che, a sua volta, aumenterà leggermente il V_{be} del transistor, neutralizzando di fatto la perdita causata dall'impedenza interna.

Un commento finale sul transistor di polarizzazione riguarda la sua disposizione fisica: si è visto come la sua installazione all'interno del circuito debba necessariamente essere disposta sulla superficie del dissipatore di cui è opportuno il controllo termico. Talvolta, in relazione al disegno del circuito stampato, capita che la circuiteria relativa al *bias generator* si trovi ad una certa distanza dal dissipatore e che, per tali ragioni, sia opportuno collegarla al rispettivo transistor montato sulla lamina metallica attraverso fili isolati. Questa situazione dovrebbe essere quanto più possibile evitata per il rischio di incorrere nella possibilità di oscillazioni a causa degli effetti capacitivi dei cavi di collegamento. Se non fosse possibile sfuggire all'uso di fili di collegamento punto-punto, è almeno consigliabile mantenere bassa la loro lunghezza distanziandoli adeguatamente dalle linee ad alte correnti e dal trasformatore di alimentazione.

6.2 Ritardi termici

Si è discusso nella precedente sezione sull'importanza di simulare i comportamenti dei transistor di un OPS in funzione della variazione termica attraverso l'installazione di un transistor di controllo sul dissipatore in cui sono montati i finali o i driver, il quale provveda alla regolazione della loro tensione di polarizzazione in modo da compensare ogni cambiamento delle condizioni di operatività dei dispositivi più critici dello stadio di uscita. Nonostante questa tecnica raggiunga gli obiettivi prefissati, esiste sfortunatamente un reale ritardo con cui essi sono conseguiti.

E' stato anche evidenziato che la variabile interessata alla compensazione in caso di aumento di temperatura è la giunzione base-emettitore dei transistor finali o piloti (a seconda della

configurazione dell'OPS). In queste considerazioni è doveroso precisare una circostanza piuttosto sfavorevole che occorre puntualmente negli amplificatori di potenza reali: la temperatura presente alle giunzioni dei transistor deve essere trasportata verso l'involucro dei rispettivi dispositivi, successivamente l'involucro deve cedere calore al dissipatore metallico ed infine il dissipatore, su cui è montato anche il *bias generator*, fornisce l'accoppiamento termico al transistor di polarizzazione che provvede all'adeguata compensazione. Ognuno dei tre passaggi elencati sopra implica un ritardo temporale nella manifestazione dei suoi effetti all'evento successivo. In particolar modo è facile intuire che debba trascorrere un certo intervallo di tempo prima che l'involucro di un transistor raggiunga la stessa temperatura presente alle sue giunzioni interne, e a maggior ragione prima che il calore generato da un componente arrivi a scaldare un intero dissipatore. Appare evidente perciò che la temperatura istantanea alla giunzione interna di un finale di potenza, ad esempio, sia ben lontana da quella rilevabile dal transistor di polarizzazione dedicato a compensarne le sue variazioni. In alcuni amplificatori, questo ritardo potrebbe sussistere addirittura per diversi minuti.

Non c'è dubbio che anche i ritardi termici appena discussi contribuiscano alla distorsione di crossover (poiché la V_{be} dei dispositivi di uscita non risulta adeguatamente tarata), almeno fino a che non si sia raggiunta una certa stabilità di temperatura tra tutti i vari componenti coinvolti. E' doveroso ricordare, tuttavia, che questi inconvenienti non costituiscono affatto la principale causa di distorsione in un amplificatore audio. Analizzando il caso peggiore infatti, il più grande errore termico che si possa verificare avviene nell'ipotesi in cui si accendesse a freddo un amplificatore di potenza e lo si forzasse ad operare attorno ai livelli massimi di uscita. In tal modo le giunzioni dei transistor dell'OPS inizierebbero a scaldare rapidamente mentre il generatore di polarizzazione si troverebbe a temperatura ambiente, non essendo ancora stato raggiunto l'equilibrio termico tra dissipatore e transistor ad esso applicati. Questa condizione produce ovviamente la massima distorsione di crossover ma raramente può essere percepita dall'orecchio umano, specialmente a livelli di volume così elevati (si ricorda che il funzionamento dell'amplificatore era stato precedentemente ipotizzato attorno ai massimi livelli di potenza in uscita). Al contrario, se un amplificatore freddo viene posto in funzione a bassi livelli di volume, si favorisce sia l'accoppiamento termico tra i vari dispositivi sia la riduzione della distorsione di incrocio (perlomeno limitatamente agli effetti da ritardo termico) al di sotto dei livelli percepibili dall'ascoltatore.

6.3 Stabilità dello stadio di uscita

La stabilità globale di un OPS può essere considerata sotto due distinte prospettive fondamentali: la stabilità interna e quella esterna. La prima descrive le caratteristiche intrinseche di uno stadio di uscita sotto forma di abilità nel rimanere stabile il più possibile in presenza di variazioni di polarizzazione e di carico. Per contro, la seconda definisce quanto un OPS riesca ad adattarsi a tutte le condizioni esterne sfavorevoli. Si analizzeranno ora in breve i vari meccanismi coinvolti nei due punti di vista in riferimento a condizioni reali di funzionamento di un amplificatore di potenza.

Stabilità interna – La stabilità interna costituisce una misura delle caratteristiche intrinseche di uno stadio di uscita intese come immunità alle oscillazioni parassite, ai fenomeni di risonanza e al

sovraccarico. Essa rappresenta indubbiamente un punto di arrivo fondamentale come diretta conseguenza della scelta del tipo di configurazione per l'implementazione dell'OPS nonché dei componenti da utilizzare per la sua realizzazione fisica.

La tecnica più immediata per analizzare la stabilità interna di uno stadio di uscita consiste nell'applicare un'onda quadra (il peggior caso di segnale musicale possibile) all'ingresso dell'amplificatore e studiare la forma della curva di uscita mediante l'utilizzo di un oscilloscopio.

Le due figure (6.4 e 6.5) che seguono mostrano rispettivamente un diagramma di uscita esemplare di un amplificatore con ottime caratteristiche di stabilità interna e uno relativo ad un apparecchio con evidenti problemi di oscillazioni e risonanze.

Si può notare infatti come nel secondo caso sia riscontrabile la presenza di picchi di tensione anche superiori a 10 V alle estremità dell'onda quadra seguite da oscillazioni smorzate prima della stabilizzazione dell'onda di prova. I principali fattori scatenanti di questi effetti parassiti coinvolti nella degradazione del segnale in uscita sono sostanzialmente ascrivibili alle capacità interne presenti alle giunzioni di un transistor. La combinazione dei fenomeni legati sia alla capacità intrinseca tra base e collettore che a quella tra base ed emettitore è la principale responsabile dei picchi di risonanza raffigurati nel secondo diagramma, mentre le varie oscillazioni di assestamento presenti immediatamente dopo la commutazione di segnale (da livello alto a basso e viceversa) sono attribuibili all'effetto predominante delle capacità parassite della giunzione base-emettitore.

Anche un tipico diagramma in AC costituito da modulo e fase della tensione in uscita supporta i risultati appena descritti, mostrando nelle alte frequenze consistenti variazioni di fase oltre a scostamenti dal valore unitario desiderabile del guadagno di uscita.

La metodologia più efficace per tenere sotto controllo la stabilità interna di un OPS risulta essere perciò quella che porta alla scelta oculata dei transistor di uscita in relazione alle loro

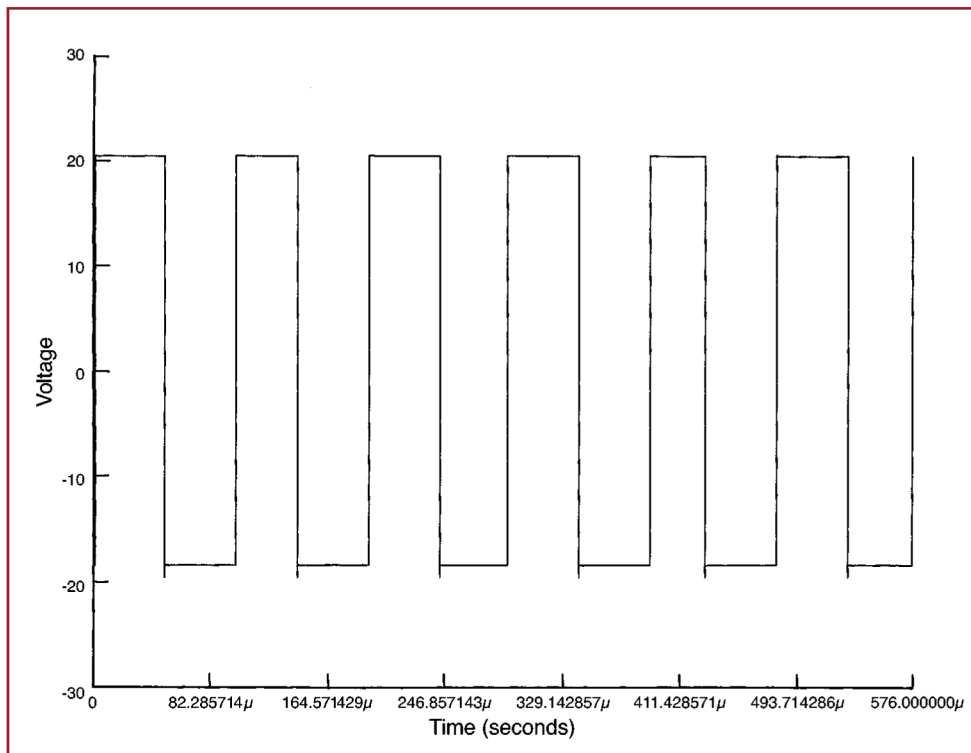


Fig 6.4 - Diagramma esemplare per un amplificatore con ottima stabilità interna

caratteristiche fisiche di trasporto del segnale. L'utilizzo di componenti che offrono caratteristiche di bassa capacità parassita alle giunzioni sono infatti in grado di eliminare i fenomeni ondulatori nel tratto costante di segnale e di ridurre del 50% anche i picchi di tensione in risposta ai transistori di commutazione del segnale di ingresso.

Stabilità esterna – La stabilità interna, come si è visto, è un obiettivo abbastanza semplice da raggiungere, essendo per gran parte assicurata dalla scelta della topologia EF oppure adottando semplici accorgimenti nella scelta dei driver in una configurazione di tipo CF. Al contrario, la stabilità esterna è influenzata da fattori al di fuori della topologia interna dell'OPS, primo fra tutti il carico di uscita definito dall'altoparlante. L'unica certezza offerta dalle condizioni di carico di un altoparlante è che non vi è nulla di certo nel comportamento di un tale dispositivo nell'accoppiamento con un amplificatore di potenza.

Generalmente, un amplificatore appena realizzato viene testato e tarato con un carico resistivo fittizio (ad esempio di $8\ \Omega$) formato di sole resistenze. Grazie a questo semplice sistema è possibile fornire una prima stima piuttosto precisa delle prestazioni del sistema prodotto e intervenire sulle varie variabili di controllo coinvolte in ogni stadio apportando le prime correzioni di base prima di collegare l'uscita ad un carico reale. Naturalmente sarebbe preferibile valutare fin da subito un amplificatore simulando le reali condizioni di carico presentate da un altoparlante, ma fisicamente esistono numerose possibili combinazioni di effetti resistivi e reattivi all'interno di un dispositivo di uscita reale che non è possibile costruire un carico *ad hoc* in modo da tenere conto di tutti gli effetti che potrebbero verificarsi all'uscita dell'amplificatore in ogni condizione di funzionamento. Il miglior modo di procedere, dunque, è quello di testare gli amplificatori mediante un carico resistivo ideale e adottare tutti quegli accorgimenti necessari a mantenere un alto margine di tolleranza per avere la certezza che il buon funzionamento sia garantito anche applicando un carico resistivo reale, con tutte le sue intrinseche non-linearità.

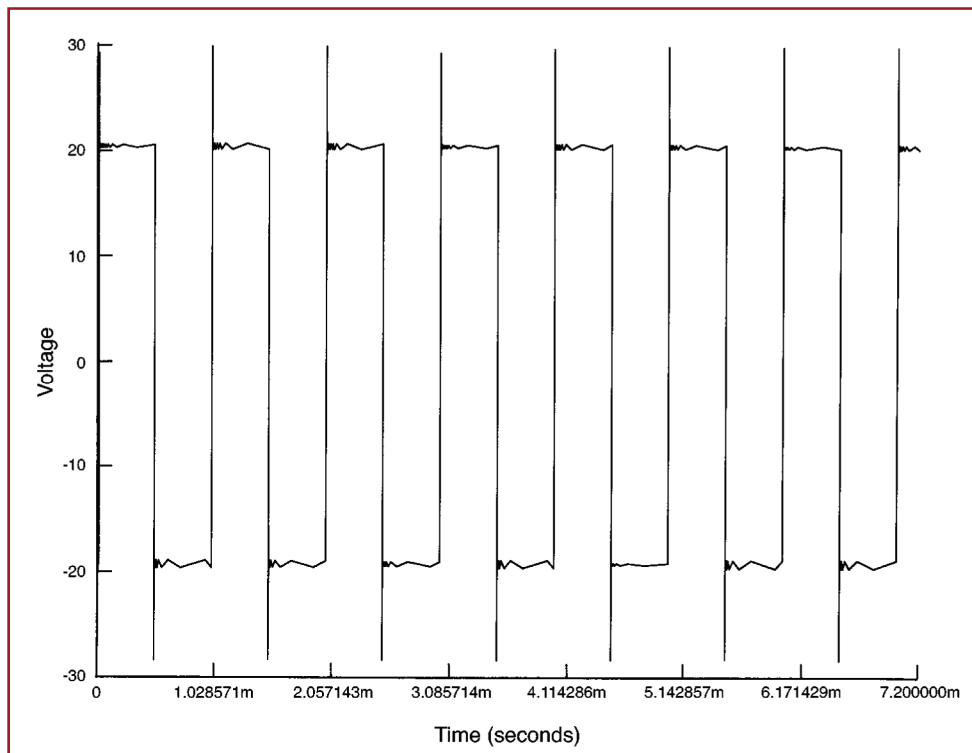


Fig 6.5 - Diagramma tipico di un amplificatore che presenta instabilità interna

Un altoparlante reale presenta al suo interno una combinazione di effetti reattivi, induttivi e capacitivi, senza contare quelli prodotti dalla rete di crossover interposta tra questo e l'uscita dell'amplificatore. Tutti questi fenomeni rendono dunque difficile una modellazione teorica e alquanto generale di ciò che avviene all'uscita del sistema da testare.

Se ipotizzassimo perciò di collegare allo stadio di uscita una qualche combinazione di componenti reattivi (per simulare gli effetti di un altoparlante), si potrebbero riscontrare grossi sfasamenti, oscillazioni, smorzamenti che entrerebbero nell'OPS risultando in una forte instabilità di tutto l'amplificatore.

Da quanto emerso fin qui, è dunque chiaro che è necessario frapporre "qualcosa" tra la linea di uscita e il carico, in modo da isolare gli effetti imprevedibili di un altoparlante reale e mantenere in tal modo inalterata la stabilità esterna dello stadio di uscita.

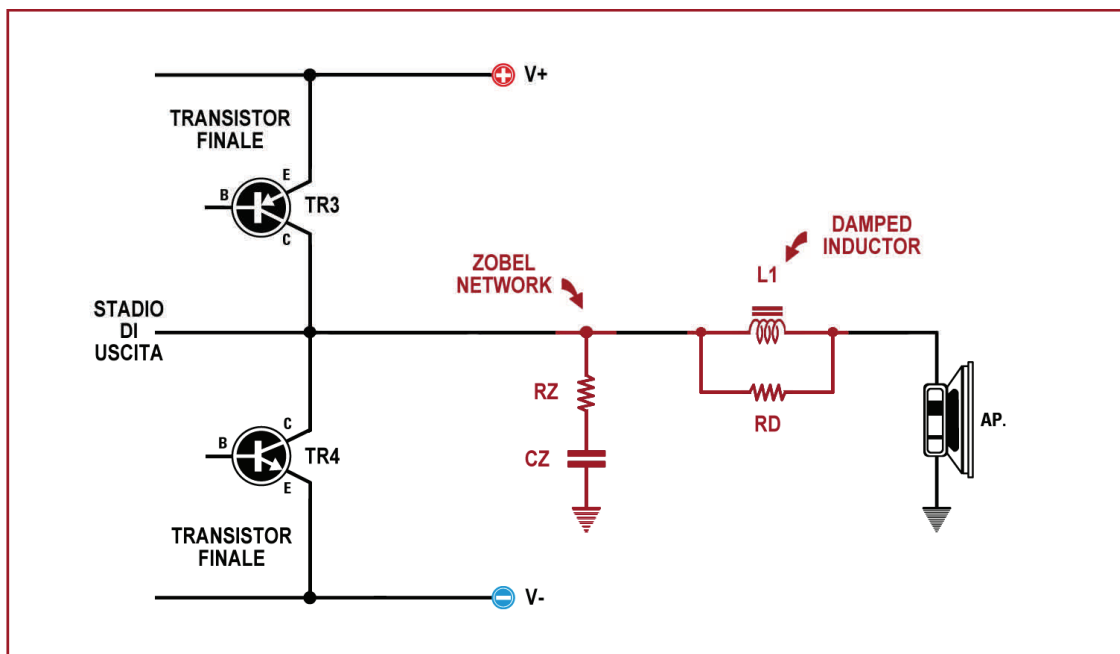


Fig 6.6 - Schema elettrico della rete di Zobel (o Boucherot) in serie ad un circuito RL (Damped Inductor)

La figura 6.6 rappresenta due metodi di miglioramento sostanziale della stabilità esterna di un OPS. Il primo di questi è definito *Zobel network*, talvolta chiamato anche cella di Boucherot, e si propone il fondamentale obiettivo di controbilanciare gli effetti induttivi dovuti all'altoparlante. Nonostante si sia visto, a proposito delle varie configurazioni dello stadio di uscita, che la topologia *Emitter-Follower* si dimostra piuttosto immune da problemi di stabilità causati da sbilanciamenti di carico, e che gli inconvenienti maggiori sono mostrati dallo schema *Complementary-Feedback*, molto più suscettibile all'instabilità alle alte frequenze, la rete di Zobel è certamente in grado di mantenere una buona linearità alla linea di uscita di entrambi i circuiti, clausola fondamentale sia per la stabilità esterna dell'OPS che per quella relativa all'NFB globale applicato al differenziale d'ingresso.

Osservando lo schema di figura, ed esaminandone più in dettaglio la composizione, è da evidenziare che la resistenza RZ è generalmente scelta di valore molto prossimo all'impedenza del carico in uscita (potendo in ogni caso variare con una leggera tolleranza), mentre il condensatore in serie ad essa varia in un intervallo compreso tra i 47 pF e i 100 nF (quest'ultimo valore è grossomodo quello universalmente utilizzato).

L'eleganza di questa soluzione consiste nel fatto che è adattabile con ottimi risultati a qualsiasi amplificatore di ogni potenza e classe, ciò perché la rete di Zobel non è progettata in relazione all'amplificatore, bensì sulla base degli effetti manifestati dal carico di uscita le cui caratteristiche prodotte sull'OPS possono essere ritenute sostanzialmente invarianti in tutti gli amplificatori di potenza.

Nel dimensionare la Zobel network, l'unico parametro che è necessario determinare è la potenza che deve essere in grado di dissipare il resistore RZ. Stimando che il condensatore da 100 nF permette un passaggio di corrente di circa 15 mA per Volt RMS misurato all'uscita attorno alla frequenza di 20 kHz, se la potenza massima RMS dell'amplificatore fosse di circa 110 W su un carico di 8 Ω , che corrispondono ad un'uscita in tensione pari a $\sqrt{110\text{ W} \cdot 8\Omega} \approx 30\text{ V RMS}$, la corrente massima che scorre attraverso RZ sarà di 450 mA ($30\text{ V} \cdot 15\text{ mA}$). Se RZ, in accordo con i valori standard dei componenti reali, è assunto pari a 8,2 Ω la potenza dissipata da questo sarà $(450\text{ mA})^2 \cdot 8,2\ \Omega = 1,66\text{ W}$.

Se un amplificatore dovesse cadere in auto-oscillazione, l'intervallo di frequenze interessate a questo fenomeno varia tra i 100 e i 500 kHz. In tale eventualità, poiché sopra i 100 kHz il condensatore presenta pochissima reattanza, la resistenza RZ prenderebbe fuoco in brevissimo tempo. Un margine di sicurezza relativamente sufficiente a proteggere RZ dalla distruzione durante ipotetiche condizioni di instabilità è quello di raddoppiare o addirittura triplicare il valore di potenza nominale calcolato per la resistenza di Zobel.

Il secondo perfezionamento allo stadio di uscita di un amplificatore deriva dalla considerazione che alle frequenze più alte, gli effetti capacitivi del carico e della coppia di fili per il collegamento dell'altoparlante (specie se molto lunghi) introducono un eccessivo sfasamento al segnale di uscita o una consistente variazione di carico vista dall'OPS. Le misure comunemente adottate per neutralizzare gli effetti appena menzionati consiste nel collegamento di una bobina a bassi valori di induttanza (ma di sezione adeguata a sopportare il passaggio delle correnti elevate verso l'altoparlante) in serie alla linea di uscita. Tipicamente i valori di questa induttanza possono variare tra 1 e 10 μH per l'intera varietà di amplificatori di potenza, e solitamente si preferisce utilizzare spire avvolte in aria poiché i picchi elevati di corrente risultanti dall'oscillazione dell'onda musicale che scorrono attraverso essa tenderebbero a saturare relativamente presto le induttanze avvolte attorno ad un nucleo metallico. Un piccolo accorgimento a questa tecnica di compensazione tra effetti reattivi e induttivi consiste poi nel collegare in parallelo alla bobina appena descritta un resistore di circa 10 Ω per smorzare le ipotetiche risonanze prodotte dall'accoppiamento di carichi capacitivi con fenomeni induttivi all'interno della bobina. Il nome di questo piccolo circuito deriva direttamente dalle caratteristiche per cui lo stesso è stato impiegato e comunemente in letteratura viene indicato come *Damped Inductor*. Anche in questo caso, la resistenza di smorzamento deve essere in grado di dissipare una considerevole potenza in caso di avverse condizioni di funzionamento alle alte frequenze, per tali ragioni è consigliabile dimensionare RD allo stesso valore di dissipazione di RZ calcolata precedentemente. Talvolta, quando le dimensioni della resistenza lo consentono, qualche costruttore è solito avvolgere le spire della bobina direttamente attorno a RD. Il comune senso pratico indica inoltre che per amplificatori di potenza efficace superiore ai 100 W è consigliabile avvolgere un filo di rame della sezione di 1 mm in un intervallo compreso tra le 10 e le 16 spire equispaziate attorno ad un rocchetto di 1 pollice circa.

L'analisi strumentale dell'efficacia delle due reti appena descritte mostra la sorprendente utilità nella correzione dell'instabilità di uno stadio di uscita. La semplice inserzione di una rete di Zobel e di un induttore smorzato provvede all'effettiva attenuazione di tutti i fenomeni reattivi presenti alla linea di uscita mantenendola quanto più possibile "pulita" e stabile. La conseguenza diretta di questo notevole beneficio si esplicita nella buona stabilità di tutto l'OPS oltre che della rete di controreazione globale, immune in questo caso da sfasamenti indesiderati e pericolosi per il differenziale presente allo stadio di ingresso.

6.4 Distorsione

Per quanto siano già stati analizzati fin dai primi capitoli di questo testo, si è visto che i meccanismi di distorsione rivestono il ruolo principale nel perfezionamento della qualità sonora richiesta ad un amplificatore audio. Dopo aver esaminato in dettaglio il funzionamento e le relative problematiche dei vari stadi di un amplificatore di potenza, si ritiene opportuno, a conclusione di questa analisi attraverso il mondo del segnale musicale, riassumere in un'unica sezione i principi cardine della distorsione con un approfondimento più fine circa la teoria ed i fenomeni fisici in essa coinvolti. Di seguito saranno dunque ripresi tutti i concetti finora discussi suddividendoli per tipo di distorsione cui appartengono e presentandoli in ordine di rilevanza dal punto di vista delle performance di un amplificatore.

Distorsione d'incrocio o di crossover – 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. Un fenomeno tipicamente assente negli amplificatori in Classe A (proprio per la loro natura fisica in cui i transistor di uscita rimangono attivi per tutta la durata del ciclo dell'onda di segnale, non operando di fatto l'incrocio – crossover – tra porzioni d'onda amplificate da dispositivi diversi), ma che può essere in ogni caso mantenuto sotto la soglia udibile anche in un amplificatore funzionante in Classe B ben progettato. Non è dunque scontato che la purezza del suono si raggiunga esclusivamente acquistando un costosissimo apparecchio per esoterici in pura Classe A; nonostante l'indiscutibile qualità delle serie più prestigiose di tali amplificatori, è infatti opportuno sottolineare che talvolta vi possano essere stadi in Classe B con caratteristiche ben più performanti e qualitative (... e a minor prezzo!) di un Classe A di media fascia.

Come già discusso in più circostanze, 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. L'aggiustamento della tensione di polarizzazione V_{bias} è uno dei più accreditati meccanismi di riduzione della distorsione d'incrocio ma, data la forma esponenziale della curva caratteristica della corrente di collettore I_c in funzione della tensione di polarizzazione base-emettitore V_{be} di un transistor, non sarà mai possibile raggiungere una perfetta linearità d'uscita anche in presenza dei più fini settaggi di V_{bias} .

Si è visto anche che la frequenza degli artefatti causati da distorsione d'incrocio cresce con un aumento associato dell'ampiezza del segnale di uscita, e che i principi coinvolti nella retroazione globale favoriscono la sostanziale eliminazione dei fenomeni della distorsione alle frequenze più

basse (si ricordi che le alte frequenze sono proporzionalmente attenuate dalla rete di compensazione di Miller e non concorrono all'NFB globale di un amplificatore).

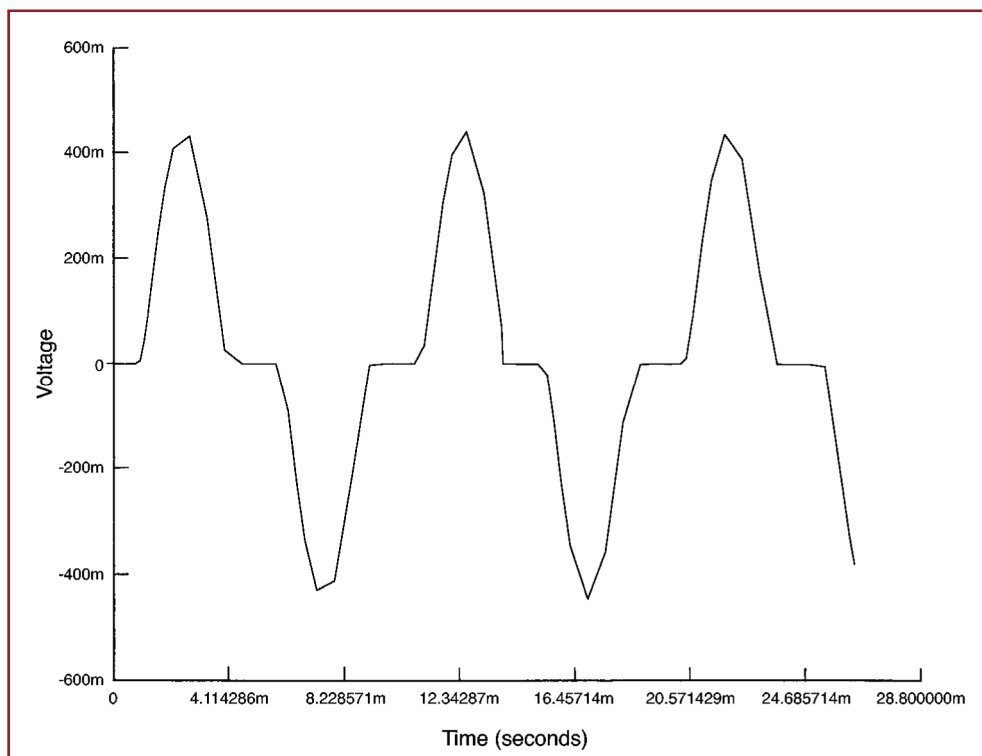


Fig 6.7 - Diagramma tipico di un amplificatore che presenta in uscita effetti di distorsione di incrocio

Anche se la distorsione di crossover sembra rimanere costante ai vari livelli di uscita (attenzione: è la frequenza a cui sono riscontrabili gli artefatti che varia con l'ampiezza di segnale, non il manifestarsi del fenomeno di degenerazione, che avviene a qualsiasi livello), è necessario precisare che la curva di degenerazione non è esattamente lineare: è stato infatti stimato che la percentuale di distorsione ai livelli di segnale più bassi cresce di circa tre volte rispetto a quella misurata ai limiti massimi di uscita di un amplificatore.

La scelta ottimale dei semiconduttori (complementari) in funzione alle loro caratteristiche di costruzione e quella della topologia dello stadio di uscita dell'amplificatore, migliorano notevolmente la qualità sonora all'uscita abbassando i livelli di distorsione sotto i limiti di perceibilità dell'orecchio umano. Sotto queste ipotesi, la distorsione di crossover c'è, ma non si sente.

Distorsione di non-linearità ai grandi segnali (Beta Droop) – Tutti i transistor bipolari manifestano la caratteristica del decremento del guadagno di corrente β all'aumentare della corrente di collettore. Nello stadio di uscita, in cui le correnti circolanti sono piuttosto alte, questo fattore causa un tipo di non-linearità nel guadagno in corrente dovuto a grandi segnali comunemente chiamato in letteratura *beta droop*, indicando il fatto che nei dispositivi di uscita di un OPS a transistor bipolari il guadagno in corrente subisce una brusca perdita durante i picchi di corrente presenti nel segnale.

Il fenomeno della distorsione da beta droop è il principale problema riscontrabile dietro l'effetto della degradazione del segnale di uscita ad alti livelli di potenza, specialmente nel caso in cui

l'amplificatore si trovi a pilotare altoparlanti a 4Ω al posto di quelli d'impedenza pari a 8Ω . E' facile verificare infatti, dalla semplice legge di ohm, che dimezzando l'impedenza di carico si provoca un incremento della corrente di uscita dell'amplificatore di un fattore pari a $\sqrt{2}$

Alla luce di ciò appare evidente la necessità di evitare quanto più possibile carichi di uscita di 2Ω , anche sulla base delle considerazioni già discusse in merito al fatto che le curve caratteristiche di un altoparlante reale sono ben lontane dalla linearità e l'impedenza relativa, ad esempio di un altoparlante da 4Ω , varia in funzione della frequenza riprodotta in un intervallo che parte da circa 50Ω (alla sua frequenza di risonanza) fino a scendere attorno ai 2Ω (condizione alquanto sfavorevole per i transistor finali dell'OPS).

Si è inoltre osservato che la maggior parte dei problemi legati al beta droop giacciono a livello dei driver piuttosto che a quelli dei finali. Questa circostanza sembra contraddittoria con quanto sostenuto finora sul fatto che i transistor finali sono i dispositivi che operano alle più alte variazioni di corrente. E' necessario tenere presente, tuttavia, che il guadagno totale di un OPS è il prodotto tra i rispettivi guadagni dei driver e dei finali, e che solitamente i transistor piloti sono scelti tra i dispositivi comuni a più bassa dissipazione di potenza e alto guadagno (dunque con più alti valori di β), e conseguentemente più sensibili alle variazioni di β come risultato di incrementi alla corrente di collettore I_c .

Varie simulazioni hanno ampiamente dimostrato che se i transistor impiegati in uno stadio di uscita fossero idealmente a guadagno costante, i problemi legati al beta droop sarebbero totalmente azzerati. Un'accurata comprensione di questo meccanismo di distorsione suggerisce dunque implicitamente anche la soluzione per controllarlo e ridurlo.

Si è già visto che la configurazione CF è piuttosto immune da non-linearità ai grandi segnali grazie alla topologia stessa del circuito che presenta una sorta di NFB locale tra driver e finali. Altre configurazioni di *beta-enhancement*, quale ad esempio la connessione Darlington o l'utilizzo di triple di uscita, favoriscono notevolmente la riduzione dei fenomeni dovuti al *beta droop*; con l'accoppiamento di più transistor infatti si ha la possibilità di scegliere tipi di dispositivi a più basso guadagno singolo di corrente, tenendo in ogni caso presente l'inconveniente dovuto all'aggiunta di un ulteriore stadio che causa un ovvio sfasamento incrementando i problemi di stabilità.

Sfortunatamente, le tecniche relative al controllo della distorsione da *beta droop* contrastano drasticamente con i problemi relativi alla riduzione della distorsione switching, creando giocoforza una delle tante situazioni di compromesso riscontrabile nello studio approfondito degli amplificatori audio. Come spiegato in precedenza, gli effetti implicati dalla distorsione di commutazione possono essere contenuti abbassando i valori di resistenza associati allo stadio dei driver. Questa correzione aumenta la rapidità di scarica (dovuta agli effetti capacitivi tra le giunzioni) dei transistor di uscita, ma, per contro, aumenta anche le correnti viste dai driver, incrementando proporzionalmente di conseguenza anche gli effetti da beta droop. La soluzione ottimale sembra dunque quella di scegliere dispositivi ad elevati parametri di guadagno, tensione e frequenza e mantenere al contempo controllata la distorsione switching mediante una rete di switchoff opportunamente progettata (già discussa nel precedente capitolo). Anche il tipo di configurazione scelta per l'implementazione dell'OPS influenza notevolmente gli effetti generati dalle due distorsioni appena citate: gli stadi di uscita di tipo CF offrono una miglior flessibilità

sia nell'utilizzo di varie tipologie di transistor sia riguardo alla riduzione del carico a livello di driver; uno stadio in configurazione EF è più incline a minimizzare gli effetti da beta droop ma presenta la più alta distorsione switching a causa della sua topologia interna (che in ogni caso può essere controllata con l'interposizione di un'adeguata rete di switchoff); negli stadi di tipo QC, invece, è riscontrabile una certa difficoltà a mantenere il controllo della non-linearità ai grandi segnali, poiché la combinazione degli effetti delle tecnologie EF insieme con quelle CF, tipiche di una topologia a simmetria quasi complementare, manifestano una incompatibilità intrinseca tale da rendere necessaria una opportuna scelta di compromesso.

Distorsione di commutazione o switching – Questo meccanismo è già stato ampiamente trattato nel precedente capitolo relativamente alle varie problematiche implicate dalle configurazioni degli stadi di uscita. Tuttavia si dà qui un breve riassunto delle principali caratteristiche del fenomeno per mantenere la generalità della sezione dedicata in questo capitolo.

La distorsione di commutazione è strettamente legata ai transistor complementari di uscita e risulta dalla loro incapacità di spegnersi (da qui il termine switch-off) abbastanza rapidamente durante il passaggio del segnale attraverso il punto d'incrocio in prossimità dello zero.

Alle alte frequenze, il ritardo di commutazione si manifesta tipicamente nel fenomeno della cross-conduzione, ovvero entrambi i transistor di uscita si trovano in conduzione contemporaneamente; per questa ragione la distorsione switching è spesso scambiata con quella di crossover. La differenza tra i due fenomeni può essere tuttavia stimata notando che solitamente la distorsione switching sparisce alle basse frequenze. Talvolta questo particolare meccanismo causa un rapido surriscaldamento dei dispositivi di uscita fino ad arrivare alla completa distruzione degli stessi.

Le tecniche di contenimento della distorsione di commutazione si riducono sostanzialmente alla scelta di appropriati transistor a bassa capacità di giunzione, al mantenimento dell'impedenza vista dai driver entro livelli più bassi possibili (senza compromettere le performance dovute al beta droop), e utilizzando opportune reti correttive (dette switchoff network) per facilitare i processi di scarica interna delle capacità di giunzione dei semiconduttori.

Distorsione da sbilanciamento del differenziale – Se l'amplificatore differenziale presente nello stadio di ingresso non è accuratamente bilanciato, si crea un notevole incremento di distorsione sulla seconda armonica del segnale. La teoria coinvolta in questo fenomeno è già stata vista al capitolo 3. L'adozione dello specchio di corrente applicato all'uscita delle linee del differenziale rimedia completamente questo inconveniente con l'ulteriore beneficio di incrementare lo slew rate dell'amplificatore.

Distorsione sul carico del VAS – In buona sostanza la distorsione coinvolta a livello del VAS consiste nella difficoltà di accoppiamento tra l'impedenza di carico dell'OPS e quella vista dal secondo stadio, complicata ulteriormente dalle non-linearità relative all'impedenza di ingresso dello stadio di uscita. La radice del problema può dunque essere vista sotto due prospettive differenti: un VAS con un'impedenza di uscita eccessivamente alta o un OPS con un'impedenza di ingresso eccessivamente bassa e alquanto non-lineare.

Nella progettazione di stadi VAS, questo fenomeno può essere migliorato utilizzando tecniche di carico attivo o di beta-enhancement. Talvolta è possibile anche installare un resistore a valore relativamente basso (attorno ai 100 Ω) tra il VAS e l'OPS in modo da incrementare l'impedenza

di ingresso di quest'ultimo; oppure è più frequente integrare resistenze di bassissimi valori (tipicamente tra i 4,7 e i 10 Ω) agli emettitori dei driver con l'effetto dell'aumento di impedenza totale vista dal VAS; o infine è possibile frapporre un inseguitore (buffer) tra l'uscita del transistor del VAS e l'ingresso dei piloti dell'OPS aumentando però lo sfasamento del segnale in transito a causa dell'aggiunta di un ulteriore stadio.

Distorsioni alle alte potenze – Esistono diversi tipi di distorsione legati alle condizioni di alta tensione e di alta corrente circa gli amplificatori audio di potenza. Tutti questi fenomeni legati alle alte potenze in gioco hanno però una caratteristica comune: risultano da risonanze o campi elettrici che sarebbero del tutto trascurabili se si operasse in circuiti elettronici di bassa potenza. Lavorando ad alti livelli di corrente e di tensione, infatti, anche un semplice pezzo di cavo di rame non può più essere considerato allo stesso potenziale ai capi delle sue estremità; la massa spesso capta del segnale e lo trasporta all'interno dei vari stadi dell'amplificatore; punti comuni di riferimento diventano inaccettabili a causa del flusso di correnti elevate attraverso questi.

Per eliminare questi inconvenienti, è sufficiente solo qualche regola di buon senso: stabilire un punto di riferimento a massa comune (*star ground*) al quale collegare tutte le linee individuali di massa; mantenere la maggior distanza possibile tra linee sensibili di segnale e linee ad alta corrente, ad alta tensione, di alimentazione o prossime al trasformatore di tensione; utilizzare cavi schermati per il trasporto di segnali a basso livello e cavi intrecciati per le linee di alimentazione. Oltre a questi accorgimenti è consigliabile evitare punti di connessione ad elevate correnti (quali giunzioni di grossi resistori o condensatori di filtro) come riferimenti per prelevare masse di segnale o, ancora peggio, segnali di retroazione.

Distorsione da effetti capacitivi – Questo meccanismo è solitamente circoscrivibile ai condensatori di disaccoppiamento connessi nel punto in cui viene applicato il segnale d'ingresso, per filtrarne le componenti di tensione continua, e a quelli per il blocco delle componenti DC nel segnale di retroazione negativo globale. La distorsione in questione diventa rilevante solo nel momento in cui i condensatori in oggetto assorbono anche porzioni di segnale AC. La soluzione immediata a tale fenomeno è semplicemente quella di incrementare il valore della capacità dei componenti coinvolti, fino a che si annulleranno gli assorbimenti dei segnali AC attraverso di essi.

Distorsione sui dispositivi di protezione – In alcuni amplificatori è installato un fusibile di protezione in serie alla linea di uscita verso l'altoparlante, fornendo in tal modo una sorta di protezione alla cassa acustica in caso di inconvenienti allo stadio di uscita. Lavorando attorno ai massimi livelli di corrente in uscita, il surriscaldamento al filamento del fusibile creerà una variazione di resistenza interna risultando in un tipico meccanismo di distorsione definito appunto *fuse distortion*. Il fenomeno è minimizzabile utilizzando un fusibile di valore più elevato, ma ovviamente il livello di protezione iniziale sarà perso; è da sottolineare tuttavia che i fusibili nella linea di uscita forniscono bassissimi margini di protezione ed è preferibile utilizzare allo scopo dei circuiti elettronici specificamente progettati per questo. In ogni caso, guasti catastrofici allo stadio di uscita sono sempre protetti dagli immancabili fusibili posti nelle linee di alimentazione dell'amplificatore; per tali ragioni l'incorporamento di fusibili nelle linee di uscita è per quanto possibile da evitare.

6.5 Slew Rate

Lo *slew rate* è un parametro molto importante per la stima della qualità di un amplificatore che raramente viene fornito come dato tra le specifiche tecniche di apparecchi commerciali, anche tra i più costosi; esso descrive la velocità massima dei cambiamenti di tensione al terminale di uscita verso l'altoparlante. In poche parole, questo fattore definisce la “velocità di un amplificatore”. Il termine *slew rate* deriva direttamente dal campo degli amplificatori operazionali ma è stato comunemente adottato anche per descrivere il comportamento degli amplificatori audio di potenza. Qualche esperto ritiene che la locuzione “*rate*” sia leggermente impropria poiché tecnicamente potrebbe essere descritta la velocità di cambiamento di qualsiasi tensione dinamica, non necessariamente il limite massimo della potenzialità di un amplificatore audio, indicando per contro *slew limit* come la definizione più calzante della misura del limite massimo di velocità dell'onda di segnale (in tensione) che l'amplificatore è in grado di processare. Poiché ai fini di questa semplice trattazione anche l'utilizzo del termine generico non lascia spazio ad alcun tipo di ambiguità, si è scelto di indicare l'indice di prestazione per la velocità di un amplificatore di potenza allo stesso modo del parametro che comunemente definisce la velocità di un operazionale.

L'unità di misura per esprimere lo *slew rate* è tipicamente il volt per microsecondo (V/μs), da cui è facile percepire la transizione più veloce possibile all'uscita dell'amplificatore. Teoricamente, in un'onda periodica esistono due tempi di transizione: il tempo di salita e quello di discesa, a seconda che si consideri la variazione in positivo o in negativo rispettivamente del fronte d'onda, ma nel caso degli amplificatori audio viene usata una singola espressione per indicare la velocità più bassa (dunque il caso peggiore) tra le due variazioni. Per la valutazione pratica dello *slew rate* di uno stadio viene tipicamente applicata un'onda quadra all'ingresso e misurati sul carico resistivo di uscita i tempi di crescita e di decadimento del segnale amplificato. L'espressione più comune che lega la frequenza di un comune segnale sinusoidale, la potenza in uscita dell'amplificatore e lo *slew rate* è data dalla seguente equazione:

$$f_{\max} = \frac{SL}{2 \cdot \pi \cdot E_{pk}}$$

in cui f_{\max} rappresenta la frequenza massima del segnale sinusoidale, SL lo *slew rate* dell'amplificatore e E_{pk} la potenza massima in uscita espressa sotto forma della tensione di picco misurata sul carico dell'altoparlante.

Per fare un esempio, si assuma di avere un amplificatore con uno *slew rate* dichiarato di 30 V/μs e di voler conoscere la massima frequenza di segnale che lo stesso è in grado di processare ad una tensione di uscita di circa 35,4 V RMS (che corrispondono a 50 V di picco). Applicando la relazione precedente (con la dovuta attenzione alle unità di misura) si ricava una frequenza di circa 95 kHz. Ciò significa che un amplificatore con uno *slew rate* di 30 V/μs è in grado di riprodurre accuratamente le transizioni date da un'onda sinusoidale fino alla frequenza massima di circa 95 kHz ad un livello di uscita di 35,4 V RMS, corrispondenti ad una potenza di circa 155 W RMS su un carico di 8 Ω). Si noti l'uso della tensione di uscita anziché della potenza, in modo da considerare una relazione indipendente dal carico su cui è operata la misurazione.

Sulla base di tali considerazioni è inoltre facile intuire che se raddoppiasse la tensione di uscita

(attorno ai 70 V RMS), anche lo slew rate dell'amplificatore dovrebbe in proporzione raddoppiare per essere in grado di riprodurre fedelmente gli stessi 95 kHz.

Ovviamente è possibile invertire la relazione appena fornita e poter ricavare lo slew rate di un amplificatore conoscendo ora la tensione di uscita e la frequenza del segnale applicato:

$$SL = 2 \cdot \pi \cdot f_{\max} \cdot E_{pk} .$$

Sostituendo i dati dell'esempio precedente è facile verificare che i valori sono tutti in accordo con quanto ricavato.

Per dare una visione pratica dell'importanza dello slew rate quale misura delle prestazioni di un amplificatore audio, si dà di seguito una piccola lista di corrispondenze per livelli di potenza d'uscita più comuni degli apparecchi commercializzati in funzione di una frequenza nota e fissata a 80 kHz (ben al di sopra dei limiti di percezione umana) su carico di 8 Ω . La maggior parte degli audiofili considera queste specifiche come standard di ottima qualità per qualsiasi tipo di riproduzione sonora.

32 W RMS	= 11 V/ μ s
64 W RMS	= 16 V/ μ s
125 W RMS	= 23 V/ μ s
250 W RMS	= 32 V/ μ s
500 W RMS	= 45 V/ μ s
1000 W RMS	= 64 V/ μ s

Si noti inoltre che se si dimezzasse il carico da 8 a 4 Ω , le quantità di potenza della lista appena fornita dovrebbero essere raddoppiate, ciò significa che 1000 W RMS su un carico di 4 Ω richiedono uno slew rate di 45 V/ μ s per riprodurre frequenze attorno agli 80 kHz.

L'influenza sullo slew rate di un amplificatore è solitamente determinata dall'interazione tra lo stadio di ingresso e il VAS. Più semplicemente, lo slew rate è generalmente dipendente dalle correnti circolanti nel differenziale di ingresso e nell'amplificatore di tensione del secondo stadio e ancor più influenzato dal condensatore di compensazione della rete di Miller. Per migliorare le prestazioni in termini di slew rate è dunque necessario agire sulle correnti dei rispettivi generatori costanti e sull'aggiustamento del fattore di compensazione di C_{dom} . Ciò premesso, è opportuno precisare tuttavia che i cambiamenti a questi parametri sono molto pericolosi per l'instabilità dell'intero sistema, come già ampiamente discusso, ed è facile convincersi che, ad esempio, non ha senso cercare di raggiungere livelli di slew rate attorno ai 50 V/ μ s per un amplificatore di 50 W RMS pagando il prezzo di una pericolosa instabilità alle alte frequenze, potendo godere di ottima qualità anche da un amplificatore del tutto stabile che offra "solo" (ci si riferisca alla tabella precedente) 16 V/ μ s a parità di potenza massima RMS di uscita.

Capitolo 7

Amplificatore audio di potenza con IC STK4050V

A seguito dell'analisi teorica condotta sin qui attraverso gli argomenti presentati nei precedenti capitoli, si procede ora con l'implementazione di tutte le tecniche evidenziate prima allo scopo di realizzare fisicamente un dispositivo amplificatore realmente utilizzabile. Come già si è sottolineato più volte durante lo studio dei principi fondamentali coinvolti nella progettazione di un amplificatore audio e, nondimeno, nell'introduzione del circuito integrato STK4050, si mostrerà che le nozioni apprese in questo piccolo trattato possono essere direttamente riscontrabili anche nella realizzazione di questo, per la verità, semplice circuito ma dalle prestazioni sorprendenti.

Dopo aver esaminato i tre stadi fisicamente contenuti all'interno del circuito integrato e aver compreso gli schemi di collegamento tra i vari dispositivi in esso presenti, risulterà piuttosto facile convincersi del modo in cui scegliere la circuiteria di contorno per rendere l'STK4050 realmente operativo.

Il circuito applicativo proposto nel datasheet ufficiale della Sanyo non lascia molto spazio all'immaginazione su come collegare una piccola quantità di componenti, le cui caratteristiche e dimensioni non avrebbero potuto essere integrate all'interno del chip, al fine di rendere immediatamente utilizzabile il sistema appena creato.

A conclusione di questo capitolo saranno presentati inoltre alcuni semplici test che dimostreranno le effettive prestazioni dell'amplificatore posto in funzione in condizioni normali ed estreme (fatta salva, tuttavia, la sicurezza e l'integrità dei componenti esterni e soprattutto dell'IC medesimo in quanto reperibile con discreta difficoltà sul mercato corrente dei circuiti elettronici). Particolare attenzione sarà rivolta dunque alla qualità d'ascolto (condizione fondamentale per un qualsiasi utilizzatore medio che non deve necessariamente essere esperto circa l'elettronica interna ad un dispositivo di tale livello d'integrazione) e all'affidabilità d'uso di questo promettente amplificatore anche in impieghi semi-professionali (circostanze cardine che hanno indotto lo scrivente alla sua realizzazione).

7.1 Schema elettrico e descrizione dell'amplificatore

In figura 7.1 è riportato lo schema elettrico del circuito applicativo proposto dalla casa produttrice per il corretto utilizzo dell'IC STK4050V.

Per la trattazione teorica della sua composizione interna si rimanda ai rispettivi capitoli inerenti alla dettagliata analisi di ciascuno stadio; all'analisi pratica di questa sezione è invece utile indicare il componente integrato con la medesima simbologia applicata agli amplificatori operazionali elementari, specificandone unicamente la piedinatura che ne permette il collegamento con l'esterno.

Per facilitare la comprensione dei vari componenti esterni all'IC si ritiene tuttavia opportuno riportare anche in questa sezione il circuito equivalente della rete a tre stadi in esso integrata; appare dunque evidente che ogni descrizione qui contenuta è direttamente correlata e dimensionata attorno alla topologia fondamentale del circuito integrato, alla quale si dovrà sempre fare riferimento.

Secondo la conseguenza logica dei vari elementi si inizia a questo punto con la presentazione dell'ingresso di segnale. Ricordando che l'IC è già dotato al suo interno di uno stadio di ingresso completo in ogni sua parte e implementato secondo i principi ottimali dal punto di vista delle prestazioni in fatto di immunità ai fenomeni di distorsione, disponendo della configurazione ad amplificatore differenziale ottimizzata con generatore di corrente costante e specchio di corrente, rimane da calibrare opportunamente la rete d'ingresso non invertente, a cui sarà

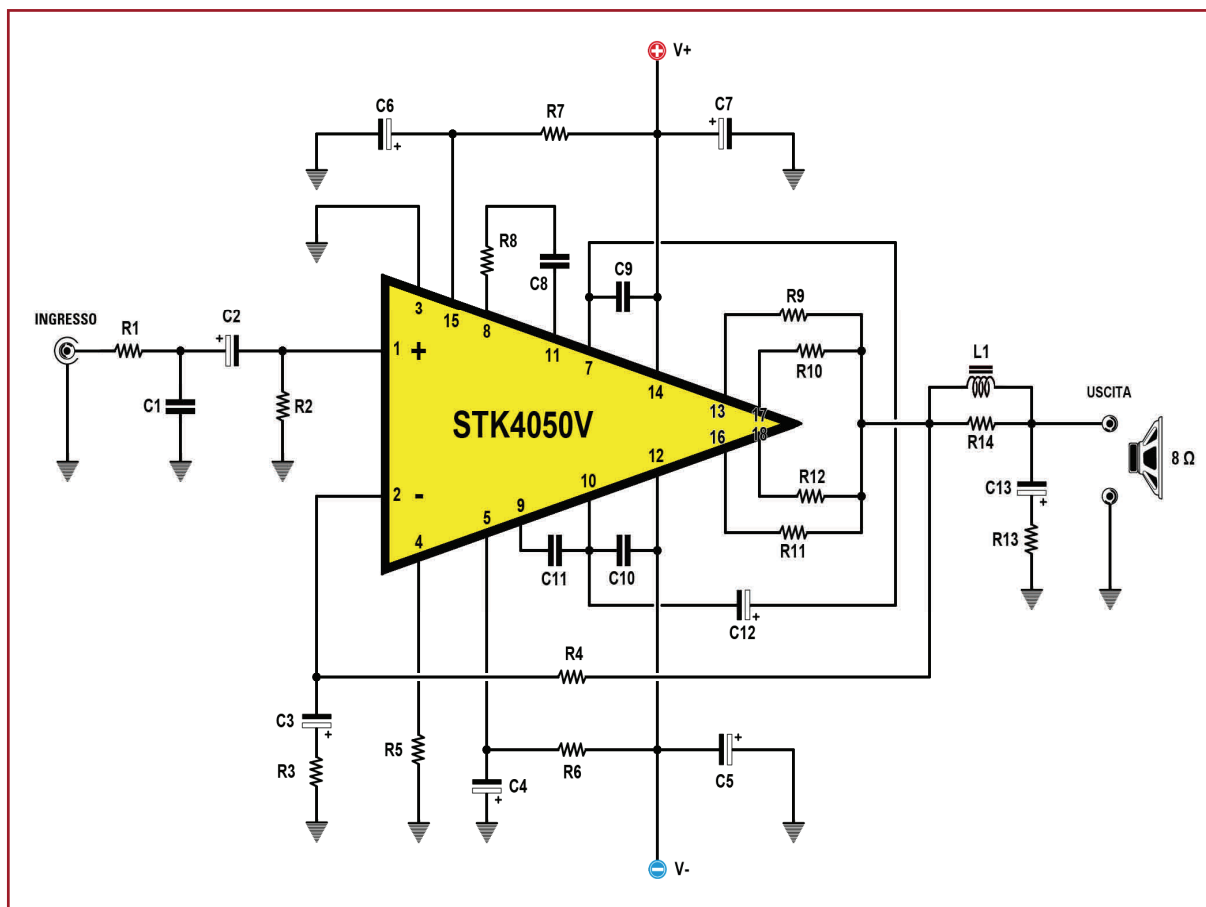


Fig. 7.1 - Schema elettrico del circuito applicativo per l'impiego dell'IC STK4050 come amplificatore audio di potenza

applicato il segnale generato dalla sorgente, e quella di retroazione che fisserà il guadagno totale dell'amplificatore.. A tal fine si può notare nello schema elettrico che al pin 1 è applicata una semplice rete RC allo scopo di disaccoppiare innanzitutto le componenti di tensione continua che malauguratamente dovessero manifestarsi all'ingresso di segnale (che si ricorda essere fissato al livello di riferimento di circa 1 V rms) in modo da non essere amplificate fino all'uscita. Oltre allo scopo di filtrare gli spostamenti in continua di segnale, la rete summenzionata costituisce a tutti gli effetti un filtro passa banda per limitare il passaggio di frequenze utili al segnale musicale, tipicamente comprese nell'intervallo 20 - 20.000 Hz. Il condensatore C2 filtra dunque le componenti DC in ingresso, mentre R1 e C1 formano invece un tipico filtro passa-basso del primo ordine per bloccare componenti a radiofrequenza di segnale, inutili dal punto di vista della gamma audio da amplificare, ma molto pericolose per il fenomeno dell'auto-oscillazione dell'intero sistema qualora iniettate all'interno degli stadi dell'amplificatore. Di fatto la rete di filtro RC impedisce il passaggio di frequenze superiori a 200 kHz circa. La resistenza R2 fissa l'impedenza di ingresso dell'amplificatore (molto importante per l'accoppiamento con le varie sorgenti che devono trovarsi ad impedenza uguale - condizione di massimo adattamento - o leggermente inferiore, e mai superiore pena una sostanziale attenuazione di segnale). Oltre a ciò R2 costituisce un percorso di "ritorno" per le inevitabili correnti di polarizzazione presenti al differenziale dello stadio di ingresso, mantenendo in tal modo tutto il primo stadio centrato attorno ai 0 V di segnale.

Il pin 2 invece è impiegato alla predisposizione della rete di controreazione prelevata dall'uscita verso il carico RL ed immessa al differenziale attraverso il partitore formato da R4 ed R3. Con la ben nota formula per il calcolo del guadagno totale dell'amplificatore (ampiamente discusso al capitolo 3) è facile verificare che il fattore di amplificazione del circuito è pari a 101, che corrispondono a circa 40 dB. Si noti che R4 ed R2 sono dello stesso valore, condizione ottimale per mantenere bilanciate le due linee d'ingresso del differenziale riducendo i rischi di spostamento in DC.

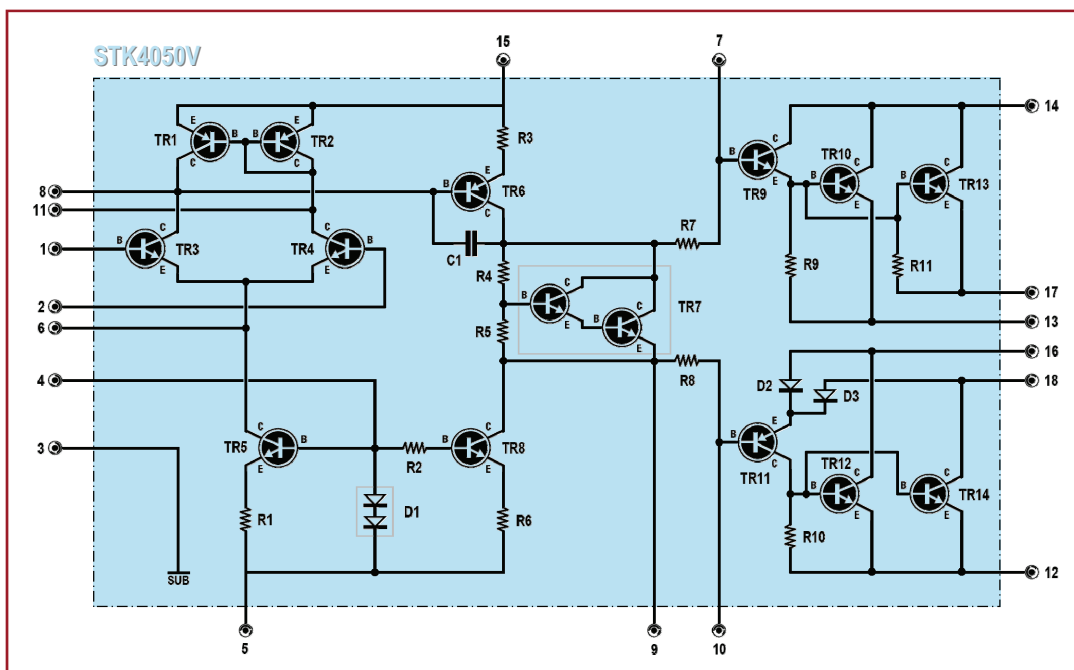


Fig. 7.2 - Schema elettrico dei componenti integrati all'interno dell'IC STK4050 ver. 5 e della piedinatura per l'interconnessione all'esterno.

Il condensatore C3 in combinazione con la resistenza R3 forma un filtro passa alto del primo ordine preposto all'attenuazione delle frequenze subsoniche, anch'esse al di fuori della gamma utile di segnale musicale, tipicamente al di sotto dei 5 Hz. Oltre a questa funzione, filtra in aggiunta le eventuali componenti DC del segnale di feedback (più probabili rispetto all'ingresso poiché direttamente prelevato dai transistor finali dello stadio di uscita). Una piccola considerazione di natura pratica consiglia, diversamente da quanto indicato dalla casa produttrice, di scambiare la posizione tra R3 e C3 al fine di annullare il rischio dell'introduzione di fenomeni di distorsione all'interno del differenziale provocati da interferenze captate dal condensatore. E' dunque preferibile che alla base del transistor sia direttamente connesso un componente resistivo piuttosto che reattivo; mentre ai fini elettronici, lo scambio di componenti è del tutto ininfluenza.

Il pin 3 costituisce la massa del circuito integrato. Al pin 4 è connessa la resistenza R5 per la rete di polarizzazione del generatore di corrente costante. Tra i pin 8 e 11, prelevati direttamente dai collettori del differenziale (si ricorda che il collettore del primo transistor del differenziale, preposto all'accoglimento del segnale d'ingresso, è il punto di uscita del primo stadio verso il VAS), la casa ha previsto l'inserimento di un condensatore di filtro per azzerare il rischio di auto-oscillazioni, peraltro piuttosto basso dato l'elevata linearità dello stadio offerta dall'utilizzo dello specchio di corrente in serie alle uscite dello stesso. In ogni caso, per l'eventualità sono stati inseriti C8 ed R8.

I pin 5 e 15 sono preposti all'alimentazione del circuito integrato con tensione duale (la casa consiglia ± 66 V). Date le elevate tensioni in gioco, sono stati inseriti i condensatori C5 e C7 per stabilizzare ulteriormente la tensione proveniente dallo stadio alimentatore (analizzato in seguito) e la rete RC composta da R6, C4 e R7, C6 per rendere insensibile lo stadio alle possibili variazioni delle tensioni di alimentazione.

Per quanto concerne il secondo stadio (quello relativo all'amplificatore di tensione), non rimane molto da poter descrivere essendo totalmente implementato e calibrato all'interno dell'IC con il generatore di corrente costante, il transistor VAS in configurazione ad emettitore comune e il fondamentale condensatore di Miller per la compensazione a singolo polo dominante.

Si può dunque passare allo stadio di uscita, per il quale sono stati predisposti diversi pin con funzioni piuttosto varie. Innanzitutto è stato precedentemente evidenziato che non è stato previsto alcun trimmer di taratura per il generatore di polarizzazione V_{bias} , interamente integrato nell'IC; in ogni caso è stata considerata l'opportunità di inserire circuiti aggiuntivi di protezione contro sovraccarichi o cortocircuiti, limitatori, clamper, e così via mediante la diretta connessione ai pin 7 e 10, utilizzati anche per l'inserimento del condensatore C12 (si noti in parallelo al bias generator) per immunizzare il polarizzatore da variazioni della tensione di alimentazione che si tradurrebbero in un errato spostamento di polarizzazione dei driver e dei transistor finali. Tra il pin 9 e 10 è interposto un piccolo condensatore di disaccoppiamento C11 tra stadio d'uscita e VAS. I pin 12 e 14 ricevono la tensione duale di alimentazione proveniente dal power supply e la inviano direttamente ai driver e ai finali; essi sono inoltre disaccoppiati dall'ingresso di segnale verso i driver tramite i due condensatori C9 e C10.

Infine le varie uscite dei transistor finali sono prelevate dai pin 13, 16, 17 e 18: quest'ultimi sono fondamentali per l'inserzione dei grossi resistori di degenerazione tipici degli OPS che collegano infatti la linea d'uscita verso l'altoparlante con i transistor di potenza mediante quattro

resistenze (R9, R10, R11 ed R12), preferibilmente anti-induttive, da 5W ciascuna.

Tra lo stadio di uscita e l'altoparlante (la casa consiglia l'utilizzo esclusivo di un carico induttivo da 8 Ω , ma è stato testato, per breve termine e a potenze ridotte per un certo margine di sicurezza, anche il funzionamento su carico a 4 Ω con riscontri positivi), è interposta la rete di Zobel formata dal condensatore C13 ed R3 e dal Damped Inductor L1 e R14, per ridurre gli effetti reattivi presentati dal carico induttivo reale dell'altoparlante visti dai finali dell'OPS. Si è infatti ampiamente discusso al precedente capitolo dell'importanza di controbilanciare le variazioni di impedenza dell'altoparlante attorno alla sua frequenza di risonanza oltre che gli effetti capacitivi sia della bobina del medesimo che dei cavi di collegamento tra l'unità e la cassa acustica (talvolta piuttosto lunghi). Anche in questo caso è preferibile, contrariamente a quanto indicato nel circuito applicativo del datasheet, scambiare la resistenza R13 con il condensatore C13, in modo che le eventuali distorsioni captate da quest'ultimo vengano scaricate verso massa piuttosto che direttamente collegate alla linea di uscita. Si tenga inoltre sempre presente che in questa zona le correnti circolanti sono piuttosto elevate (attorno a picchi di 10 A per segnali prossimi alla massima potenza erogata dall'amplificatore).

Una piccola nota di realizzazione: nella maggior parte dei progetti di unità per impieghi professionali è frequentemente utilizzato un fusibile di protezione posto in serie tra la linea di uscita e l'altoparlante; nel caso specifico di questo amplificatore si è preferita la fedeltà e la qualità sonora (indubbiamente degradata dai fenomeni parassiti provocati dal surriscaldamento del fusibile, di cui si è discusso al capitolo 5) all'eccessivo uso di dispositivi di protezione, che indiscutibilmente introducono distorsione al segnale riprodotto. Nel caso di prolungato utilizzo in futuro dell'amplificatore in condizioni estreme di funzionamento, si valuterà successivamente l'inserzione di fusibili anche nella linea di uscita (sono già presenti invece nelle linee di alimentazione) e di limitatori di segnale all'interno dell'OPS.

Si è fin qui descritto il funzionamento del circuito applicativo per la realizzazione dell'amplificatore di potenza da 200 W mediante l'utilizzo dell'STK4050V; si passerà ora a descriverne le fasi di costruzione fisica e di taratura.

7.2 Realizzazione pratica dello stadio amplificatore

In questa sezione si dà ora un breve riassunto della realizzazione pratica del circuito applicativo analizzato in precedenza. Al termine di questa, si può disporre di una unità di potenza capace di erogare 200 W RMS su carico di 8 Ω perfettamente funzionante e senza la necessità di alcuna taratura preventiva, poiché i componenti formanti i tre stadi tipici di un amplificatore secondo l'ormai nota topologia di Lin sono tutti dimensionati all'interno del circuito integrato STK4050.

Il primo passo eseguito per l'assemblaggio dei dispositivi indicati nello schema elettrico di figura 7.1 è stato quello della tracciatura delle piste relative al circuito stampato su cui alloggiare i vari componenti discreti; per realizzare ciò non si è ricorsi ad un software specifico per "sbrogliare" i collegamenti dello schema elettrico, ma si è proceduto con la determinazione manuale dei percorsi ottimali prediligendo i minori incroci possibili. Poiché le varie piste non sono state ricavate in modo automatizzato, si precisa sin d'ora che potrebbero certamente esistere soluzioni migliori circa il piazzamento dei vari componenti elettronici, anche e soprattutto in relazione alle regole pratiche inerenti alle tecniche di costruzione del layout del circuito stampato. Non è

dunque scontato che la piastra su cui sono alloggiati i vari dispositivi costituisca la soluzione ottimale di montaggio, lasciando perciò ampi spazi di critica e di perfezionamento da parte del lettore. Ad ogni buon conto, la figura che segue mostra il circuito realizzato con le ormai consolidate (forse obsolete) tecniche di corrosione della piastra ramata a singola faccia, sia dal lato rame (figura 7.3 - in scala 1:1) che dal lato componenti (figura 7.4), con la loro rispettiva schematizzazione di montaggio.

Si ricorda sin d'ora che in questo trattato viene presentato solo lo schema relativo ad un unico canale di segnale (si noti "left" nell'identificazione del circuito stampato); ovviamente la realizzazione definitiva dell'amplificatore prevede l'esistenza del suo analogo per l'elaborazione del segnale stereofonico.

Preme inoltre sottolineare che in fase di progettazione sono state inserite alcune piste aggiuntive in prossimità dell'alloggiamento dell'STK4050 per poter testare sperimentalmente alcune ipotesi di perfezionamento proposte sia da qualche articolo pubblicato sul web, che suggeriva l'inserzione o la soppressione di una manciata di componenti, per la verità senza alcun riscontro né teorico né pratico sull'effettiva efficacia delle correzioni indicate, sia di altre considerazioni dettate dall'analisi teorica, qui contenuta, ad opera dello scrivente. Non deve perciò stupire se si riscontrasse qualche piccolo percorso inutilizzato; si darà luce a queste piccole prove nella sezione dedicata ai test e alla stima delle performance del dispositivo.

Come è facile notare, data l'esiguità del numero di componenti necessaria alla costruzione del dispositivo, nonché dalla loro facile reperibilità (fatta eccezione per il circuito integrato, nonostante il suo costo non superi i 20 euro - prezzo assolutamente abbordabile in raffronto alle prestazioni offerte) e standardizzazione, chiunque abbia una certa dose di manualità nell'operare con componenti elettronici discreti è assolutamente in grado di realizzare questo circuito. Si noti anche che, salvo la corretta installazione dell'IC e di qualche condensatore elettrolitico oltre alla tensione di alimentazione duale, non vi sono particolari attenzioni e cautele da considerare per

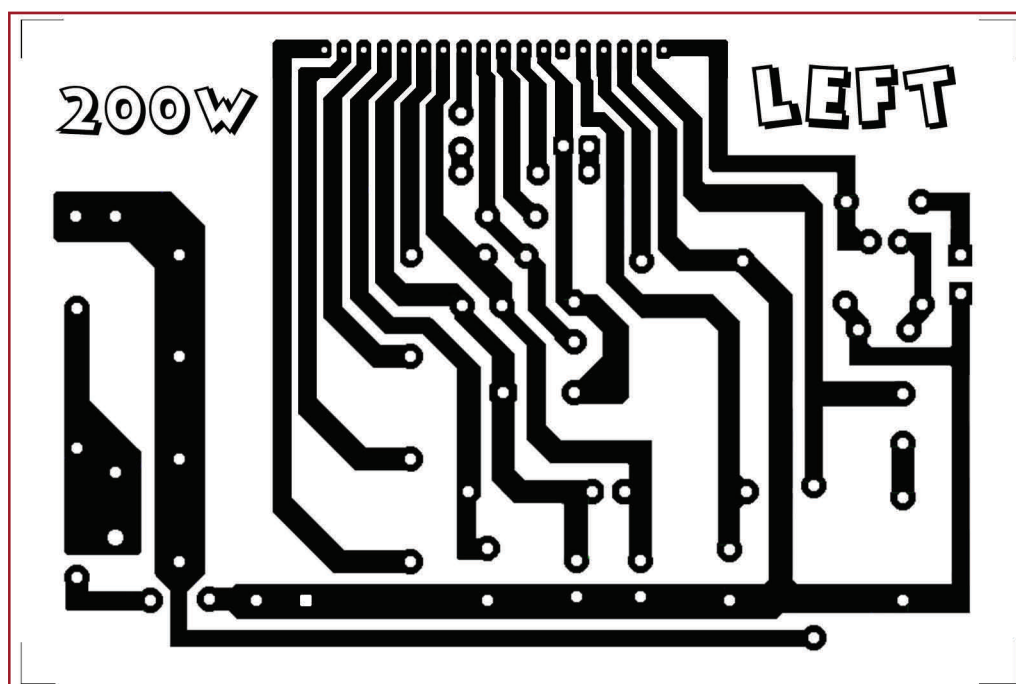


Fig. 7.3 - Circuito stampato a grandezza naturale dello stadio amplificatore - lato rame

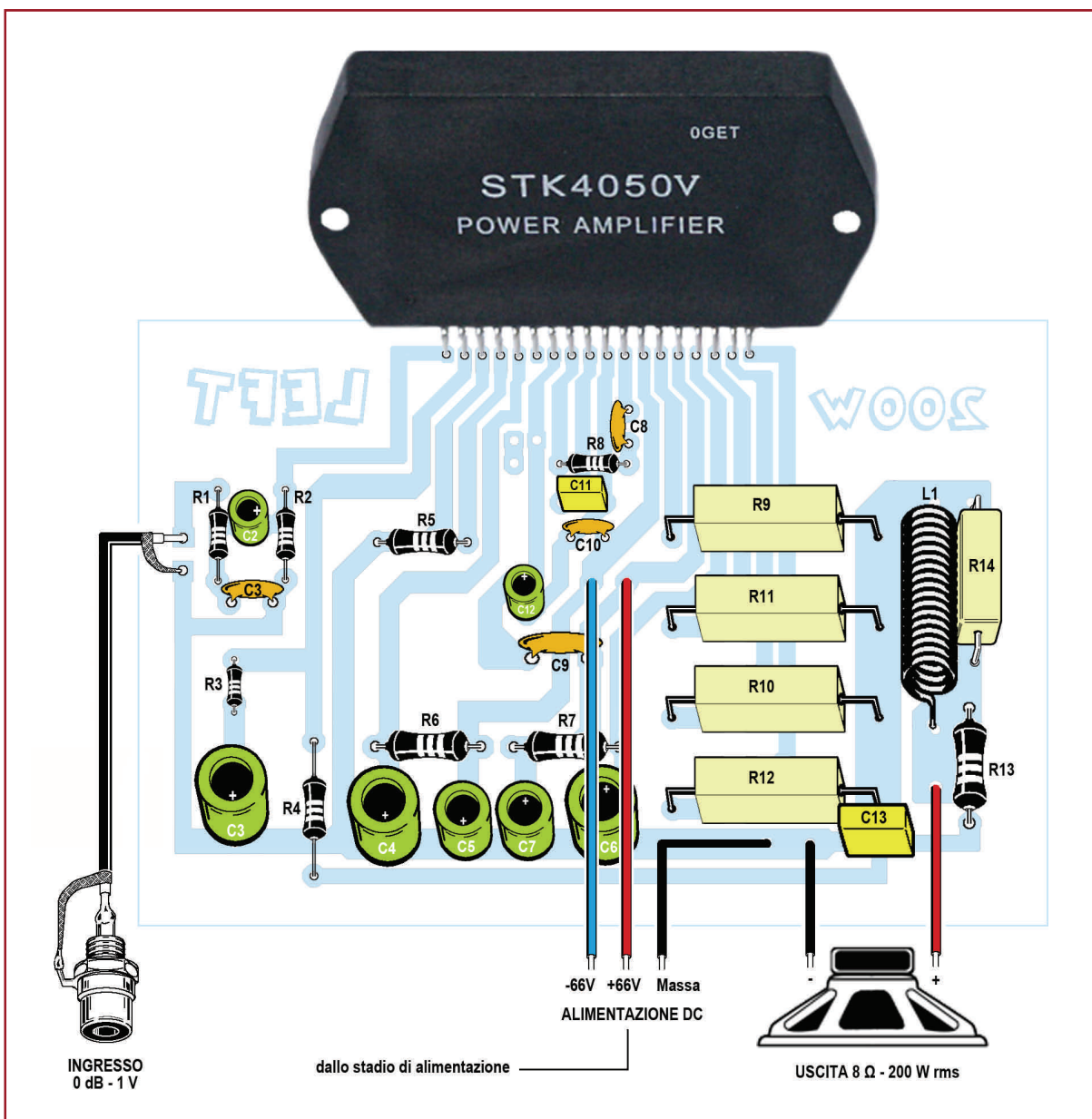


Fig. 7.4 - Schema di montaggio e di collegamento dello stadio amplificatore - lato componenti

Resistenze:

R1 = 1 k Ω
 R2, R4 = 56 k Ω 2W
 R3 = 560 Ω
 R5 = 10 k Ω
 R6, R7 = 100 Ω 1W
 R8 = 1 k Ω
 R9, R10, R11, R12 = 0,22 Ω 5W
 R13, R14 = 4,7 Ω 5W

Semiconduttori:

IC1 = STK4050V

Condensatori:

C1 = 470 pF ceramico
 C2 = 4,7 μ F elettrolitico
 C3 = 100 μ F 63 V elettrolitico
 C4, C6 = 100 μ F 100 V elettrolitico
 C5, C7 = 10 μ F 100 V elettrolitico
 C8, C9, C10 = 100 pF ceramico
 C11 = 1 nF poliestere
 C12 = 1 μ F 63 V elettrolitico
 C13 = 100 nF poliestere

Induttanza:

L1 = 3 μ H

non incorrere nel rischio di scambiare le polarità dei componenti, con gli effetti disastrosi di irreparabili danneggiamenti.

L'unica nota su cui è bene porre un po' di attenzione riguarda invece il dissipatore su cui andrà installato il circuito integrato (nessun altro componente abbisogna di tecniche aggiuntive di dispersione termica oltre a questo): la casa produttrice non fornisce alcuna indicazione circa le dimensioni e il potere dispersivo del metallo da utilizzare, tuttavia, secondo le specifiche presentate al paragrafo 2.4 circa le condizioni limite di funzionamento, si evidenzia che le giunzioni dei semiconduttori integrati nell'IC possono raggiungere temperature prossime ai 150° C prima della rottura, e che il package complessivo formante l'STK4050 è in grado di arrivare a circa 125° C. Il dimensionamento del dissipatore dovrà dunque essere adeguato alla dispersione di temperature simili (addizionate da un certo margine di sicurezza), ipotizzando il funzionamento dell'amplificatore in condizioni prossime al limite per un tempo sufficientemente prolungato (circostanza non così remota nel caso di impieghi semi-professionali).

Per concludere questa panoramica sulla realizzazione pratica dello schema per il funzionamento del circuito integrato della Sanyo si evidenzia che l'amplificatore analizzato è stato appositamente studiato per l'abbinamento ad altri stadi quali pre-amplificatori, mixer o altre unità di controllo, si è infatti già discusso sul fatto che l'estrema integrazione in un unico chip della quasi totalità dei componenti fondamentali di un amplificatore a tre stadi favorisce notevolmente l'impiego di queste serie di circuiti integrati nei sistemi hi-fi compatti, in quanto riduce al minimo le dimensioni d'ingombro degli apparecchi elettronici progettati. Per tali ragioni è da notare che nello schema elettrico della precedente sezione non è presente alcun controllo esterno per l'amplificazione di segnale. Per rendere dunque indipendente da ulteriori stadi di controllo e agevolare l'utilizzo dell'amplificatore in fase di realizzazione, è stato inserito all'ingresso del segnale musicale un potenziometro di pari valore dell'impedenza d'ingresso (sui 50 K Ω) per la regolazione del volume e collegato immediatamente a monte dei morsetti d'ingresso del circuito stampato.

Nota: E' già stato precedentemente segnalato che sia il circuito integrato sia quello applicativo relativi all'STK4050, in tutte le sue versioni, non implementano alcuna forma di protezione relativa ai transistor finali contro i cortocircuiti. Ad ogni modo, al momento della fabbricazione sono stati previsti alcuni pin di collegamento che facilitano l'inserzione di circuiti esterni dedicati a questa importante funzione. Nel presente studio si è deciso di realizzare e studiare esclusivamente gli schemi consigliati dal produttore dell'IC, ma per completezza d'opera si ritiene doveroso indicare almeno un tipico circuito di protezione che consente di mantenere i transistor finali all'interno della propria regione di sicurezza durante il loro normale funzionamento (in letteratura tale regione viene denominata Safe Operating Area - SOA). Viene dunque presentato di seguito un semplice schema, riscontrabile frequentemente nelle principali unità di potenza ad uso professionale commercializzate negli ultimi anni, il cui scopo è di limitare la tensione e la corrente di esercizio dei transistor finali di modo che gli stessi si trovino in condizione di operare sempre all'interno della rispettiva SOA. Il circuito più semplice di protezione dei transistor da *overload* è dato dal comunemente detto *Single-Slope V/I limiter*, ovvero un limitatore elettronico a singola pendenza in grado di monitorare simultaneamente le condizioni di tensione e di corrente in prossimità dei dispositivi di uscita dell'amplificatore. Lo

schema elettrico del circuito appena nominato è riportato in figura 7.5, e nel caso dell'amplificatore con IC STK4050 può essere inserito tra i pin 7 e 10, 12 e 14, 13 e 16. In linea di principio esso controlla costantemente la differenza di potenziale esistente tra le linee di alimentazione e la linea di uscita (il che significa monitorare quando la tensione del segnale in uscita dai transistor finali oscilla attorno ai livelli massimi, prossimi a quelli di alimentazione) applicando in proporzione a questa una tensione ai due transistor di protezione che a loro volta regolano la corrente in ingresso ai dispositivi dello stadio di uscita, evitando in tal modo che questi ultimi raggiungano e superino la soglia di rottura interna delle giunzioni per sovraccarico.

È tuttavia da segnalare che l'inserzione di questo semplice circuito viene considerato dai più come troppo "invasivo", nonostante il suo intervento avvenga solo a determinati regimi di funzionamento. Per tale ragione, contestualmente al presente progetto, sarà valutata la successiva implementazione solo nel caso in cui si ravvisasse la necessità di salvaguardare i circuiti integrati da possibili guasti a causa dell'utilizzo prolungato dell'amplificatore esclusivamente in condizioni estreme di funzionamento.

Un altro semplice metodo di protezione è dato dallo schema di figura 7.6. Si notino i due diodi (detti *catching diodes*) connessi in polarità opposta tra ciascuna linea di alimentazione e la linea di uscita del segnale amplificato. In condizioni normali di funzionamento, i diodi sono del tutto trasparenti trovandosi entrambi in interdizione. La loro funzione è di intervenire per sopprimere gli effetti induttivi generati dal carico dell'altoparlante che si manifestano sotto forma di transitori di ritorno in tensione verso i dispositivi di uscita. Questi transitori, a potenze elevate, possono raggiungere addirittura valori doppi rispetto alla tensione di alimentazione, conducendo i transistor finali alla rapida rottura per sovralimentazione. Dato il costo irrisorio dell'aggiunta di due semplici diodi all'uscita dell'OPS a fronte della sicurezza offerta nella protezione dei dispositivi di amplificazione, se ne consiglia l'installazione anche nei casi in cui l'utilizzo dell'amplificatore sia tale da non trovarsi mai a lavorare nelle proprie condizioni estreme.

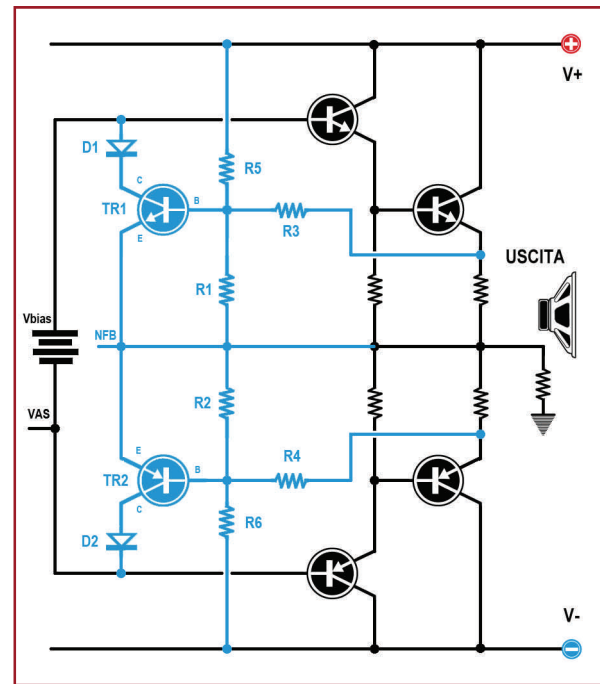


Fig. 7.5 - Circuito di protezione Single-Slope V/I limiter

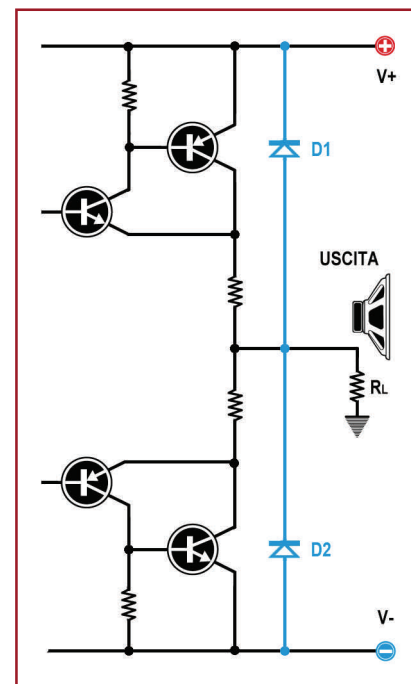


Fig. 7.6 - Catching diodes

7.3 Lo stadio di alimentazione

Una volta realizzato il semplice circuito per l'amplificatore di potenza, si presenta il problema tutt'altro che trascurabile di come alimentarlo per metterlo in funzione.

La casa produttrice mostra nel foglio delle specifiche il semplice schema elettrico di un comune alimentatore che eroga la tensione duale di cui abbisogna il funzionamento corretto dell'IC STK4050V, peraltro senza indicare alcun valore consigliato circa i componenti da utilizzare. Il fatto dell'alimentazione necessaria a questo "piccolo" circuito non è invece affatto semplice in raffronto a quanto presentato nel datasheet Sanyo, per tale ragione si è stimata l'esigenza di riservare all'interno di questo capitolo una breve sezione dedicata esclusivamente allo stadio di alimentazione.

Per dare qualche cifra, si inizia ricordando che la tensione (duale) richiesta dalle normali condizioni di funzionamento del circuito integrato è fissata sui ± 66 V. Come è ovvio, questo valore non deve essere considerato come assoluto; si può infatti notare sulla tabella delle specifiche operative dell'IC che in linea teorica lo stesso potrebbe essere alimentato fino ad oltre 90 V simmetrici. E' tuttavia opportuno precisare che la resa totale del circuito in fatto di amplificazione sonora dipende strettamente dalla tensione di alimentazione in cui esso è obbligato ad operare. Per fare un semplice esempio, richiedendo all'STK4050 di poter erogare la massima potenza dichiarata, ovvero 200 W (...efficaci!!!), è facile calcolare che la tensione efficace a cui deve oscillare l'onda sonora deve necessariamente aggirarsi sui 40 V, che corrispondono a circa 56 V (approssimativamente) di picco. Appare dunque evidente che se il circuito si trovasse ad operare ad una tensione simmetrica ad esempio di 35 V (ovvero ad una differenza di potenziale complessiva tra le due linee di alimentazione di 70 V), sarebbe impensabile che i transistor finali potessero essere capaci di elaborare segnali che oscillano tra +56 V e -56 V, cioè un'onda sonora di oltre 110 V p/p (a meno che l'amplificatore non disponga di qualche potere paranormale per cui riesca a generare tensione aggiuntiva dal nulla). Questo banale esempio, ai più alquanto paradossale, evidenzia un aspetto per nulla insignificante dell'intero progetto che si sta cercando di far funzionare e che influisce enormemente sulle prestazioni finali del prodotto realizzato. Un'altra piccola e assurda considerazione, ancora piuttosto vaga e superficiale, porta a riflettere sul fatto che se un utente desidera estrarre 200 W RMS di pura musica da un amplificatore di potenza, certamente non dovrà alimentarlo con un trasformatore di tensione erogante una potenza totale di 150 W (*"nulla si crea, nulla si distrugge, tutto si trasforma"* per citare **Antoine-Laurent de Lavoisier** - anche se appartenente a contesti differenti, mai questa affermazione può essere in questo caso tanto azzeccata). Ritornando dunque al dimensionamento dello stadio di alimentazione, è opportuno considerare alcuni semplici dati: per operare in piena potenza, l'amplificatore richiede ai terminali di ingresso (attenzione: non all'uscita del trasformatore!) una tensione simmetrica di 66 V. Nulla vieta che essa sia inferiore, in questo caso la potenza musicale erogata sarà proporzionalmente più bassa; così come non è affatto scontato che l'alimentazione non debba essere leggermente più elevata (entro i limiti prefissati dalla casa), ma non ci si aspetti di raddoppiare la potenza di uscita, però. Si è poi già accennato al fatto che in questo trattato è presentato esclusivamente il circuito relativo ad un solo canale, per non incorrere in una tediosa ridondanza, ma è dato per scontato che il prodotto risultante sia stereofonico, e dunque alla fine si dovranno alimentare ben 2 stadi

da 200+200 W, entrambi operanti a ± 66 V. I problemi dunque aumentano (si può tranquillamente affermare che anche loro raddoppiano).

Volendo dunque utilizzare un unico trasformatore di tensione per alimentare i circuiti dei due canali, il dimensionamento (sovrastimato con sufficiente margine di sicurezza) dei parametri porta ai seguenti calcoli: ciascun canale deve poter erogare 200 W effettivi oscillando a tensioni che si aggirano attorno a ± 56 V di picco, corrispondenti a 40 V RMS ($56 \text{ V} / 1,414$). Su un carico di 8Ω ciò porta a considerare che la corrente verso l'altoparlante si può stimare sui 5 A nominali (7 A di picco) risultanti da ($40 \text{ V} / 8 \Omega$), il che significa approssimativamente 2,5 A per linea di alimentazione. Sovrastimando del 20% la corrente totale che bisogna prelevare dal secondario del trasformatore si ricava $5 \text{ A} * 1,20 = 6 \text{ A}$. Tenendo conto delle possibili cadute di tensione ai massimi regimi di funzionamento si può stimare che la tensione simmetrica richiesta dall'IC può aggirarsi attorno ai 45 V, il che significa che il secondario del trasformatore deve poter erogare $45 \text{ V} * 6 \text{ A} * 2$ avvolgimenti secondari (tensione simmetrica) = 540 VA per canale. Volendo alimentare un amplificatore stereo, a due canali dunque, la potenza del trasformatore va raddoppiata. Secondo i dispositivi standard che si trovano sul mercato, si è stimato che un trasformatore da 1.000 VA (circa 700 W) sia sufficiente al buon funzionamento di tutto il sistema. Non sarà difficile convincersi che trasformatori da 1.000 VA hanno dimensioni, peso ...e prezzo... considerevoli: probabilmente il costo maggiore di tutto l'amplificatore che si andrà a realizzare (ci si attesta sui 100 - 150 euro per trasformatori avvolti su nucleo lamellare e si superano i 200 euro per i toroidali, da preferire in campo audio per le bassissime emissioni di interferenze elettromagnetiche verso lo stadio amplificatore).

Per quanto concerne la tensione di uscita sul secondario, chiedendo che all'ingresso dell'amplificatore siano presenti 66 V simmetrici, tenuto conto della rettificazione operata dal ponte a diodi (metallico, dissipato, da 35A) e dei condensatori di filtro di cui si discuterà a breve, è sufficiente che sul secondario siano presenti $66 \text{ V} / 1,41 = 48 \text{ V}$ (approssimati per eccesso considerando le perdite di tensione eventuali) simmetrici, ossia un trasformatore con secondario da 48-0-48 V.

Un altro fattore importantissimo che è necessario considerare in un buon stadio di alimentazione (affidabile) è dettato dai condensatori di filtro, che non costituiscono particolari problemi su potenze di una decina di Watt e per tensioni che si aggirano sui 12 V, ma che divengono assai critici su specifiche quali il circuito oggetto di questo studio. La regola pratica stabilisce con un buon margine di sicurezza che per potenze elevate si dovrebbe disporre di $1.000 \mu\text{F}$ ogni 15 W di potenza efficace da erogare, che in questo caso porta a richiedere una capacità totale di circa $15.000 \mu\text{F}$ per ciascuna linea di alimentazione. Per capacità così elevate è sempre conveniente parallelare più condensatori di capacità inferiore fino a raggiungere il valore desiderato piuttosto che inserire un unico condensatore di grosse dimensioni. Anche in questo caso i costi per simili componenti non sono indifferenti: dovendo essere interposti tra linee di alimentazione di 66 V, si dovranno scegliere condensatori da 75 o addirittura 100 V, il cui prezzo, per valori di $10.000 \mu\text{F}$, si aggira mediamente sui 50 euro per condensatore.

Si è dunque dimostrato attraverso questa analisi che lo stadio di alimentazione non è affatto un componente insignificante per l'ottenimento di un valido e affidabile amplificatore di potenza e che frequentemente, assieme ai dissipatori metallici, è il fattore principale che condiziona il prezzo finale del dispositivo sia da realizzare che da acquistare. E' buona norma da parte del

progettista o del semplice appassionato, dunque, stimare preventivamente tutti i costi legati all'implementazione di un amplificatore di potenza prima di avventurarsi a capofitto nella pur appassionante realizzazione fisica del semplice circuito presentato all'inizio di questo capitolo (e di tutti quelli di una certa consistenza), per non incorrere in spiacevoli sorprese.

A conclusione di questo breve viaggio sullo stadio di alimentazione si riporta di seguito il semplice schema elettrico relativo all'alimentatore sin qui descritto. L'immediatezza del circuito non abbisogna di particolari spiegazioni, essendo composto da un trasformatore, un rettificatore a diodi e due (o più) condensatori di filtro.

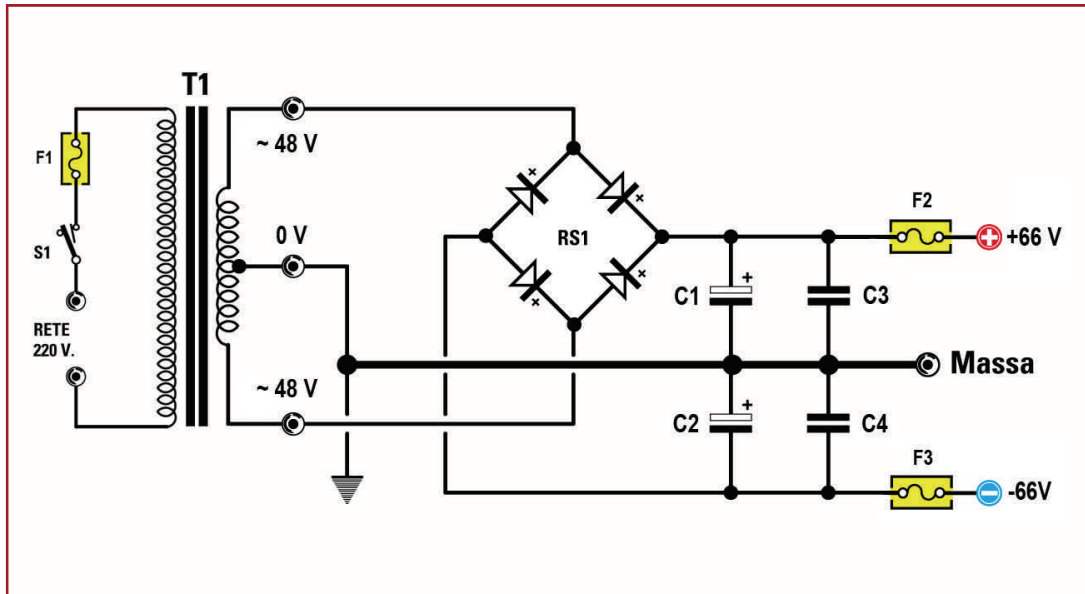


Fig. 7.7 - Schema elettrico dello stadio di alimentazione consigliato per l'amplificatore di potenza

Un'alternativa di realizzazione dell'alimentatore per l'amplificatore di potenza potrebbe essere data dalla configurazione rappresentata in figura seguente.

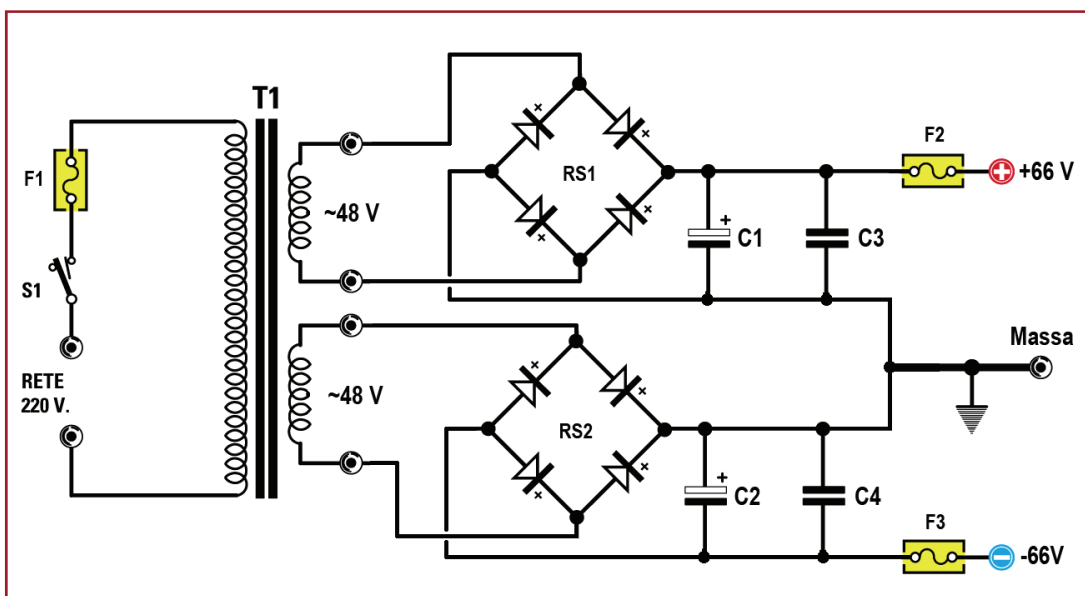


Fig. 7.8 - Variante dello stadio di alimentazione per trasformatore con due avvolgimenti secondari separati

Questo schema può essere realizzato se si dispone di un trasformatore con due avvolgimenti secondari separati. Un possibile vantaggio offerto da tale collegamento è quello di impedire la circolazione di residui di corrente continua attraverso le spire del trasformatore nel caso in cui si verificasse una differenza di valori tra le linee di alimentazione dovuta ad un diverso assorbimento da parte dell'amplificatore. Il flusso di corrente continua negli avvolgimenti del trasformatore dovrebbe essere assolutamente evitato poiché potrebbe degradarne le prestazioni, generare surriscaldamento tra le spire e talvolta dare luogo a fastidiosi ronzii. E' opportuno inoltre sottolineare che i trasformatori toroidali, consigliati proprio nelle applicazioni audio per le loro caratteristiche di immunità ai fenomeni di interferenza elettromagnetica verso le linee di amplificazione di segnale, sono maggiormente sensibili a questo fenomeno, circostanza che, nel caso di elevate potenze in gioco e conseguentemente di un'alta richiesta di corrente allo stadio di alimentazione, un buon progettista dovrebbe tenere in considerazione.

Un'ultima nota inerente all'alimentatore riguarda la scelta del tipo di trasformatore di tensione da utilizzare. Come accennato poc'anzi, le applicazioni audio consigliano l'utilizzo della forma toroidale piuttosto che quella lamellare principalmente per la migliore trasparenza a rumori introdotti dall'inevitabile campo magnetico nelle sue prossimità (che nella forma toroidale sono essenzialmente confinate all'interno della "ciambella"). Esso inoltre offre una maggiore efficienza a fronte di dimensioni più contenute e peso inferiore, immunità a fenomeni di "hum" e "buzz" dovuti a vibrazioni meccaniche, dispersione magnetica trascurabile al suo esterno, minore utilizzo del numero di avvolgimenti dovuto alla lunghezza più estesa della bobina.

Per quanto riguarda il ponte rettificatore invece, in alcuni progetti di amplificatori hi-end è frequente riscontrare quattro piccoli condensatori non polarizzati, generalmente da 100 nF, in parallelo a ciascun diodo configurati come nello schema a lato. La ragione di questa semplice correzione è di azzerare gli effetti del "rumore" introdotto dal raddrizzatore dovuti alla continua commutazione nel passaggio della corrente alternata attraverso le giunzioni interne.

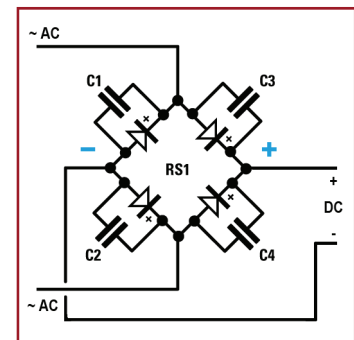


Fig. 7.9 - Ponte rettificatore

Analogamente al circuito principale dell'amplificatore infine, si riporta di seguito la tabella dei componenti elettronici utilizzati per la realizzazione dello stadio di alimentazione.

T1 = Trasformatore di tensione (toroidale) da 1000 VA, con primario a 200 V AC e due avvolgimenti secondari da 48 V AC ciascuno	C1 = 10.000 μF, 100V elettrolitico
RS1 = Ponte rettificatore 35 A, 400 V	C2 = 10.000 μF, 100V elettrolitico
RS2 = Ponte rettificatore 35 A, 400 V (nel caso fosse implementato il secondo schema)	(oppure più condensatori in parallelo fino al raggiungimento della capacità indicata per ciascuna linea di alimentazione)
F1 = Fusibile 3,15 A	C3 = 100 nF, 250 V poliestere
F2, F3 = Fusibili 8 A	C4 = 100 nF, 250 V poliestere
	S1 = Interruttore 220 V con lampada al neon

7.4 Dispositivi supplementari

Poiché l'obiettivo principale di questo trattato è quello di poter disporre di un semplice amplificatore per audiofrequenze da utilizzare immediatamente, sono state sin qui analizzate le componenti essenziali alla realizzazione di un'unità di potenza perfettamente funzionante senza troppe circuiterie di contorno. In questa sezione, invece, saranno presentati alcuni schemi di completamento, per la verità non indispensabili, a corredo dei circuiti studiati nei precedenti paragrafi.

Soft-Start per lo stadio di alimentazione

Il primo schema presentato nasce da una considerazione tanto semplice quanto importante: si è discusso sulla volontà di realizzare la circuiteria necessaria a disporre dei due canali stereofonici per la completezza dell'amplificatore, circostanza che rende assolutamente opportuno l'adeguato dimensionamento dello stadio di alimentazione per far funzionare due stadi eroganti teoricamente 200 W effettivi ciascuno. In particolare si era evidenziata la necessità di installare un trasformatore di tensione di potenza maggiorata, ma soprattutto di adattare i valori delle capacità di stabilizzazione a valori a dir poco elevati (anche fino a 30.000 μF per linea di alimentazione). Con alimentazioni di questa scala, appena si fornisce corrente al circuito, i condensatori che iniziano a caricarsi formano una sorta di cortocircuito virtuale alla linea di rete, causando quasi certamente la rottura del fusibile di protezione. Si rende dunque necessaria l'inserzione di un semplice circuito (denominato comunemente soft-start) che limita la corrente circolante all'istante dell'accensione, iniziando a fornire con un certo ritardo l'energia necessaria alla carica dei condensatori. In tal modo l'amplificatore sarà alimentato in due fasi: dapprima la corrente sarà limitata da una serie di resistori di grosse dimensioni che successivamente saranno shuntati da un relè, entrando in tal modo nella fase di operatività normale.

La figura 7.10 presenta lo schema elettrico del circuito di soft-start appena introdotto. Si può notare che le resistenze R4, R5, R6 ed R7 (ad elevata dissipazione di potenza) limitano la corrente di accensione (switch-on) attorno ai 5,5 A. L'avvolgimento del relè è direttamente pilotato dal rettificatore la cui corrente di accensione è limitata dalla resistenza R3, e fissata attorno ai 20 mA dal condensatore C1 (in poliestere e ad elevata tensione) e dalla serie di resistori R1 ed R2. Il tempo di ritardo di commutazione del relè in funzionamento normale è determinato dai condensatori in parallelo al medesimo, C2 e C3. Variando leggermente la capacità di questi condensatori, si aumenterà o diminuirà il ritardo di accensione dello stadio di alimentazione a valle di questo dispositivo.

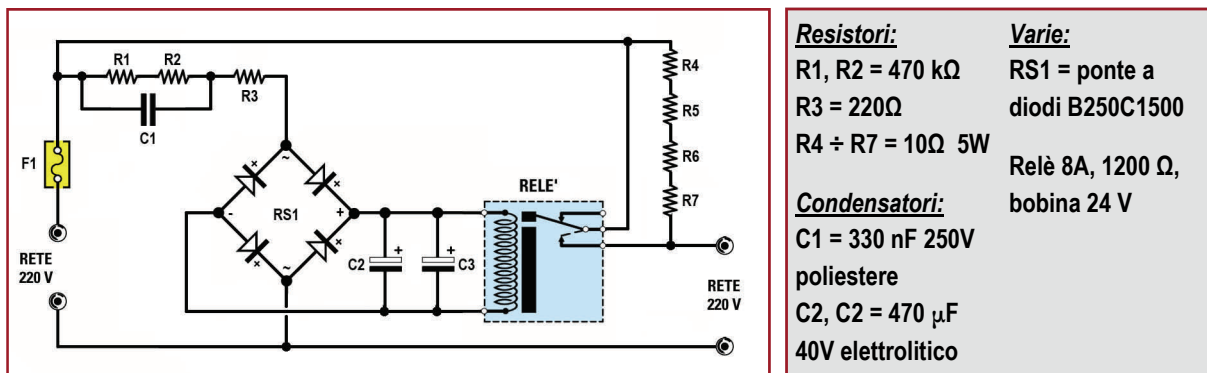


Fig. 7.10 - Schema elettrico del dispositivo di Soft-Start

Un semplice indicatore di potenza

Dopo aver realizzato un amplificatore di potenza si ritiene opportuno presentare uno schema per la misura della potenza erogata all'uscita. L'inserimento di questo semplice strumento non è solo utile ad abbellire esteticamente il dispositivo durante il suo funzionamento, ma, in caso di impieghi semi-professionali, potrebbe rivelarsi anche molto utile nel controllo delle condizioni di funzionamento dell'amplificatore nonché nella taratura dei livelli di uscita massimi per non introdurre fenomeni di distorsione causati da potenze troppo elevate, al di fuori delle capacità di amplificazione del circuito integrato STK4050. Esistono numerosissimi tipi di indicatori di potenza per amplificatori audio, ma per questo piccolo progetto è stato scelto un semplice Vu-meter analogico a lancetta, sia per l'estrema facilità di implementazione (a differenza degli indicatori a led che abbisognano di un particolare circuito integrato che funge da comparatore tra valori di tensione diversi per poter fornire la corrente necessaria all'illuminazione dei led corrispondenti) sia per l'indiscutibile tocco "vintage" fornito da questi strumentini retro-illuminati che conferiscono un certo fascino al frontale dell'amplificatore durante il funzionamento.

La figura 7.11 mostra lo schema elettrico di questo circuito supplementare. Innanzitutto è necessario raddrizzare il segnale in uscita dall'amplificatore, già filtrato ed attenuato da C1 ed R1, con due diodi D1, D2 ed infine livellarlo mediante il condensatore elettrolitico di filtro C2. Il segnale livellato giungerà dunque sul trimmer di regolazione R2, impiegato per tarare la scala di lettura dello strumento in relazione alla potenza di uscita dell'amplificatore.

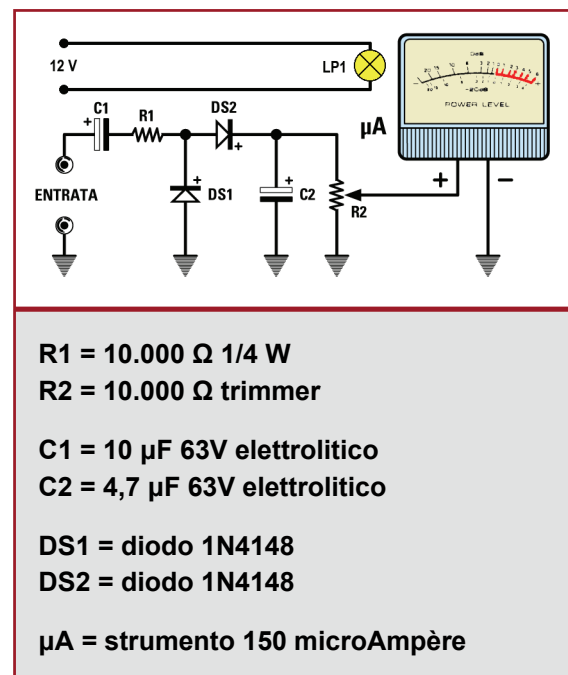


Fig. 7.11 - Schema elettrico del Vu-meter a lancetta

7.5 Valutazione delle prestazioni, misurazioni e prove

Dopo aver realizzato i vari stadi che compongono un amplificatore di potenza è quanto mai necessario procedere con la messa in funzione del dispositivo per la valutazione delle prestazioni offerte, ed eventualmente la correzione di alcuni parametri per incrementare le stesse, prima di poter iniziare l'utilizzo nelle condizioni normali per cui esso è stato progettato. Le performance di un amplificatore coinvolgono una moltitudine piuttosto vasta di test e misurazioni che possono essere condotte mediante l'utilizzo di strumentazione più o meno avanzata, secondo possibilità. Tanto più raffinata (e costosa) sarà l'apparecchiatura per la stima dei parametri fondamentali caratterizzanti l'amplificatore, tanto maggiore sarà la precisione di valutazione della qualità e, nel caso, quella di aggiustamento e taratura ove consentito. Dopo l'analisi della topologia e dei meccanismi di distorsione condotta attraverso tutti i capitoli di questo trattato è facile convincersi che gli indici per la caratterizzazione della bontà di un amplificatore (sia commerciale che auto-costruito) implicano l'analisi ed il test di settori diversi (talvolta

contrastanti) dell'elettronica applicata a questo campo. Non solo; oltre alla necessità di disporre di strumentazione sofisticata e costosa, generalmente proibitiva per le semplici applicazioni domestiche, le misurazioni di vari fenomeni di distorsione dovrebbero prevedere la possibilità di separare i tre stadi della configurazione classica dell'amplificatore, per agevolare la valutazione della qualità della risposta di ogni singolo settore in modo da garantire la condizione che allo stadio successivo sia connessa a monte una circuiteria priva di degradazione sonora. Ciò è alquanto impensabile: a meno della realizzazione di altri circuiti di prova che simulino le peculiarità degli stadi successivi collegati a quello che si tenta di analizzare, un amplificatore audio (...reale!), come si è detto, è il miglior compromesso offerto nell'accoppiamento tra tre stadi distinti ma strettamente interagenti tra loro, e tale per cui le modifiche in un certo punto della propria topologia interna rischiano di influenzare pesantemente le condizioni di operatività di tutto il resto del dispositivo. Per fare un semplice ma significativo esempio chiarificatore, si voglia poter misurare l'eventuale presenza di componenti continue di tensione all'interno del differenziale di ingresso che ne sbilanciano il valor medio attorno al quale oscilla l'onda di segnale. Per fare ciò dovrebbe essere scollegata la rete di retroazione accoppiata allo stadio di uscita, per poi applicare lo stesso segnale di riferimento ai due ingressi del differenziale (invertente e non invertente) e successivamente misurare alla sua uscita eventuali residui di tensione continua. Appare evidente che un tale esperimento è oltremodo invasivo. Se si provasse a eliminare la retroazione da un comune amplificatore, al momento dell'accensione inizierebbe in pochi secondi ad auto-oscillare fino alla totale distruzione dei componenti interni (la retroazione è fondamentale per la stabilità del sistema realizzato). In aggiunta, il collegamento di strumenti di misura introduce esso stesso distorsione tra i percorsi di segnale ed è piuttosto difficile stabilire, in certe prove, se la causa di una distorsione appurata sia imputabile all'apparecchio o piuttosto allo strumento utilizzato per rilevarla. Questo piccolo esempio conduce infine ad una riflessione conclusiva: a meno di non essere un progettista che lavora alla realizzazione di un amplificatore commerciale per una nota casa produttrice di apparecchi hi-fi, è a volte inutile intestardirsi a voler misurare, e aggiustare, parametri intrinseci di un circuito appena realizzato, quando alcune semplici stime rilevate con prove sperimentali elementari e, maggiormente, la qualità di ascolto riscontrabile durante il normale funzionamento sono tali da assicurare all'utilizzatore finale la garanzia di disporre di un buon apparecchio per le applicazioni dallo stesso richieste, sia domestiche che professionali.

Iniziando dunque con l'analisi di alcuni semplici test condotti per dimostrare l'assoluta bontà del progetto qui realizzato, si inizia col fissare le condizioni di prova sotto cui sono state effettuate le misurazioni di seguito descritte.

Innanzitutto è necessario disporre di un carico fittizio prossimo all'idealità da poter collegare all'uscita dell'amplificatore per simulare la resistenza (intesa qui in senso lato, non dal punto di vista elettronico) presentata dall'altoparlante. Già in questo settore ci sono alcune posizioni contrastanti: taluni ritengono che si debba realizzare un carico fittizio che tenga conto di tutti gli effetti, resistivi e reattivi, di un altoparlante, altri invece sostengono fermamente che le misure di qualità devono essere condotte su un carico ideale puramente resistivo e dal comportamento prevedibile in quanto risulta molto difficile realizzare in laboratorio una rete RLC che costituisca un'esatta immagine delle caratteristiche reali di un altoparlante (variabili tra prodotti diversi e in

condizioni ambientali differenti). In letteratura si può facilmente riscontrare quanto le argomentazioni sostenute siano nettamente a favore di quest'ultimi.

Per tale ragione si è assemblato un semplice carico resistivo molto prossimo ad $8\ \Omega$, mediante il parallelo di alcune resistenze corazzate capaci di dissipare fino a $50\ W$ di potenza. Questo carico è in grado di sopportare uscite di amplificatori che superano i $300\ W\ RMS$ di potenza sonora, dunque ampiamente sovrastimato per la presente analisi. Lo schema del carico resistivo è mostrato in figura 7.12.

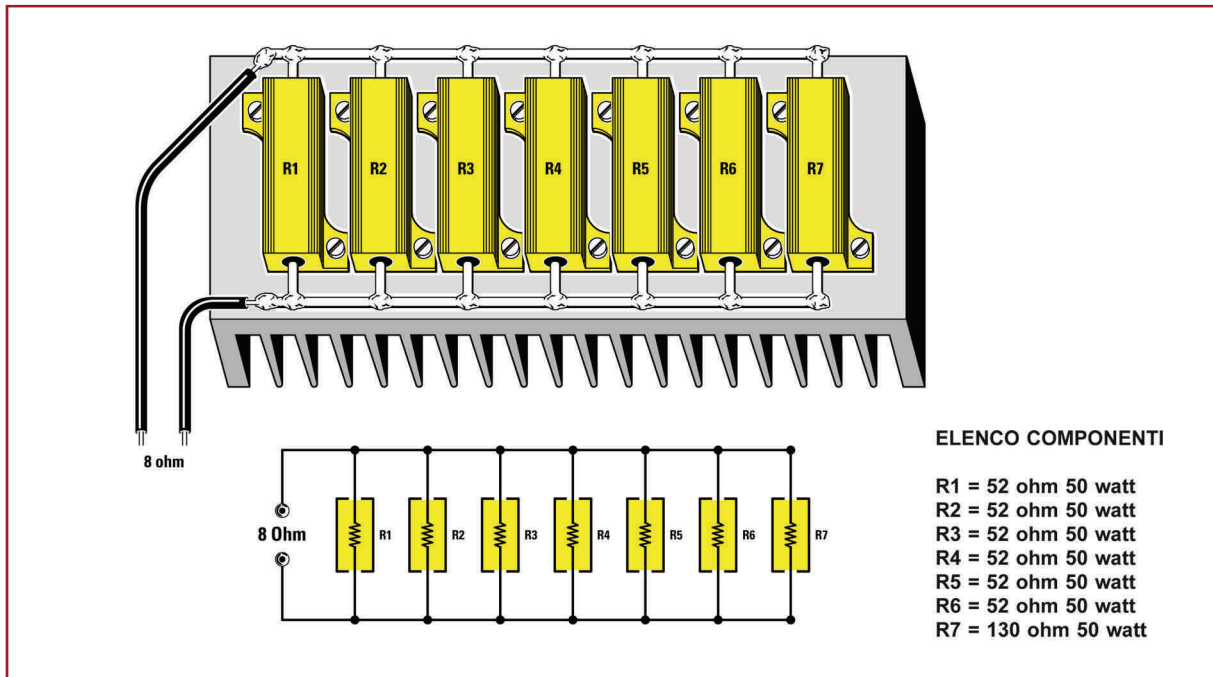


Fig. 7.12 - Schema del carico resistivo fittizio da $8\ \Omega$ utilizzato per il test dell'amplificatore

Il carico è composto dal parallelo di 6 resistenze da $52\ \Omega$ più una da $130\ \Omega$, che comporta una resistenza totale di $8,1\ \Omega$. La scelta di questi resistori è stata fatta considerando valori standard attualmente commercializzati.

Realizzato il carico resistivo, si dà ora una breve descrizione delle caratteristiche degli strumenti di misura utilizzati per le verifiche. Trattandosi di un modesto laboratorio amatoriale ad uso domestico, non si dispone di sofisticati apparecchi per la rilevazione dei livelli di distorsione armonica; tuttavia si può contare su un buon generatore di segnali ad onda sinusoidale e quadra mod. PHILIPS PM5109, in grado di fornire segnali sbilanciati e bilanciati, non distorti, in un intervallo di frequenze compreso tra $10\ Hz$ e $100\ kHz$, con un livello di uscita variabile tra $10\ mV$ e $10\ V\ RMS$; su un oscilloscopio mod. PHILIPS 3215 a doppio ingresso per misure DC ed AC, da $2\ Hz$ fino a $100\ MHz$, e per segnali le cui tensioni possono variare tra $2\ mV$ e $100\ V$. A corredo di ciò è stato utilizzato per qualsiasi prova e misura un tester analogico ICE mod. 680R ed un eccellente multimetro digitale FLUKE mod. 289, che consente misure in DC ed AC di tensione con precisione fino a $0,001\ mV$, di corrente con precisione fino a $0,01\ \mu A$, di resistenza, anche bassa, fino a $0,001\ \Omega$, e di frequenza con banda variabile tra $0,5\ Hz$ e $1\ MHz$ e risoluzione fino a $0,001\ Hz$. Il multimetro consente inoltre la misura di segnali alternati in decibel in relazione alla scala prescelta.

Mediante l'utilizzo di questi strumenti di misura si è potuto testare con sufficiente approssimazione la buona qualità, rapportata alla semplicità di progetto, e l'affidabilità dell'amplificatore realizzato, verificandone al contempo il rispetto delle specifiche tecniche indicate dalla casa produttrice dell'IC STK4050V nel datasheet ufficiale.

Per quanto riguarda la messa in funzione dell'amplificatore, è anzi tutto da rilevare che lo stadio di alimentazione impiegato eroga una tensione simmetrica leggermente inferiore al valore medio indicato dalla Sanyo, poiché sul mercato è stato possibile reperire, a prezzi ragionevoli, un trasformatore di tensione toroidale con due avvolgimenti secondari da 42 V, 12,5 A, ciascuno. Per tali ragioni, la tensione raddrizzata e stabilizzata all'ingresso dello stadio amplificatore è di circa ± 59 V in luogo dei ± 66 V consigliati.

Una seconda considerazione circa le ipotesi di testing dell'apparecchio porta a sottolineare che, come si è avuto modo di vedere nello schema equivalente del circuito integrato, sia l'STK4050 che il circuito applicativo in cui lo stesso è utilizzato non prevedono alcuna regolazione da parte dell'utente sia per quanto riguarda l'offset in continua in uscita dal differenziale dello stadio di ingresso sia per la tensione di polarizzazione all'interno dell'OPS per l'attivazione dei driver e dei transistor finali formanti lo stadio di uscita. A fronte di ciò, le misurazioni condotte in questa analisi sono meramente volte a verificare la rispondenza di quanto realizzato in raffronto alle specifiche tecniche indicate dalla casa piuttosto che ad eseguire una vera e propria taratura dell'apparecchio per il funzionamento ottimale in condizioni normali di utilizzo.

Per prima cosa, dunque, è stato misurato l'assorbimento di corrente nelle linee di alimentazione durante il periodo di inattività dell'amplificatore (si ricorda che in questa circostanza, "inattività" è da intendersi come intervallo di tempo in cui il dispositivo è alimentato ma in assenza di segnale da amplificare all'ingresso). In questo test si sono dunque tolti i fusibili di protezione delle due linee di alimentazione e si è inserita in ciascun alloggiamento una resistenza da 10 Ω e qualche Watt di potenza; successivamente sono stati cortocircuitati i due terminali di ingresso di segnale (filo "caldo" con massa) e, dando tensione al dispositivo, si è misurata la caduta di tensione (continua) ai capi di queste due resistenze. Nel multimetro così collegato sono stati misurati all'incirca 1,16 V, il che significa una corrente di riposo circolante sullo stadio finale di 116 mA ($1,16 \text{ V} / 10 \Omega$), valore tipico per amplificatori finali di potenza superiori a 100 W.

A questo punto sono stati rimossi i due resistori e contestualmente ripristinati i due fusibili da 10 A; successivamente è stato inserito il multimetro ai terminali di uscita (senza il carico) per misurare la tensione di offset (si ricorda che in condizioni ideali essa dovrebbe essere identicamente nulla, ma nella realtà sono accettati valori inferiori ai 50 mV). Alimentando nuovamente il circuito, la lettura sul multimetro, che si predispose automaticamente nella scala più sensibile e a maggior precisione anche per valori molto bassi, si è attestata attorno a 0,0209 V, indicando così uno spostamento in continua molto ragionevole di 20,9 mV.

Dopo aver effettuato queste prime rilevazioni, necessarie a verificare e correggere preventivamente la presenza di anomalie letali nel circuito prima di dare potenza e rischiare la rottura di qualche dispositivo, si è proceduto con alcuni test per individuare la risposta in frequenza e la distorsione in uscita. Per fare ciò sono stati utilizzati tutti gli strumenti di misura a disposizione collegando, secondo lo schema esemplificativo di figura 7.13, il generatore di frequenze ai terminali d'ingresso, il carico resistivo a quelli di uscita e in parallelo a quest'ultimo la sonda dell'oscilloscopio e del multimetro posizionato in dB.

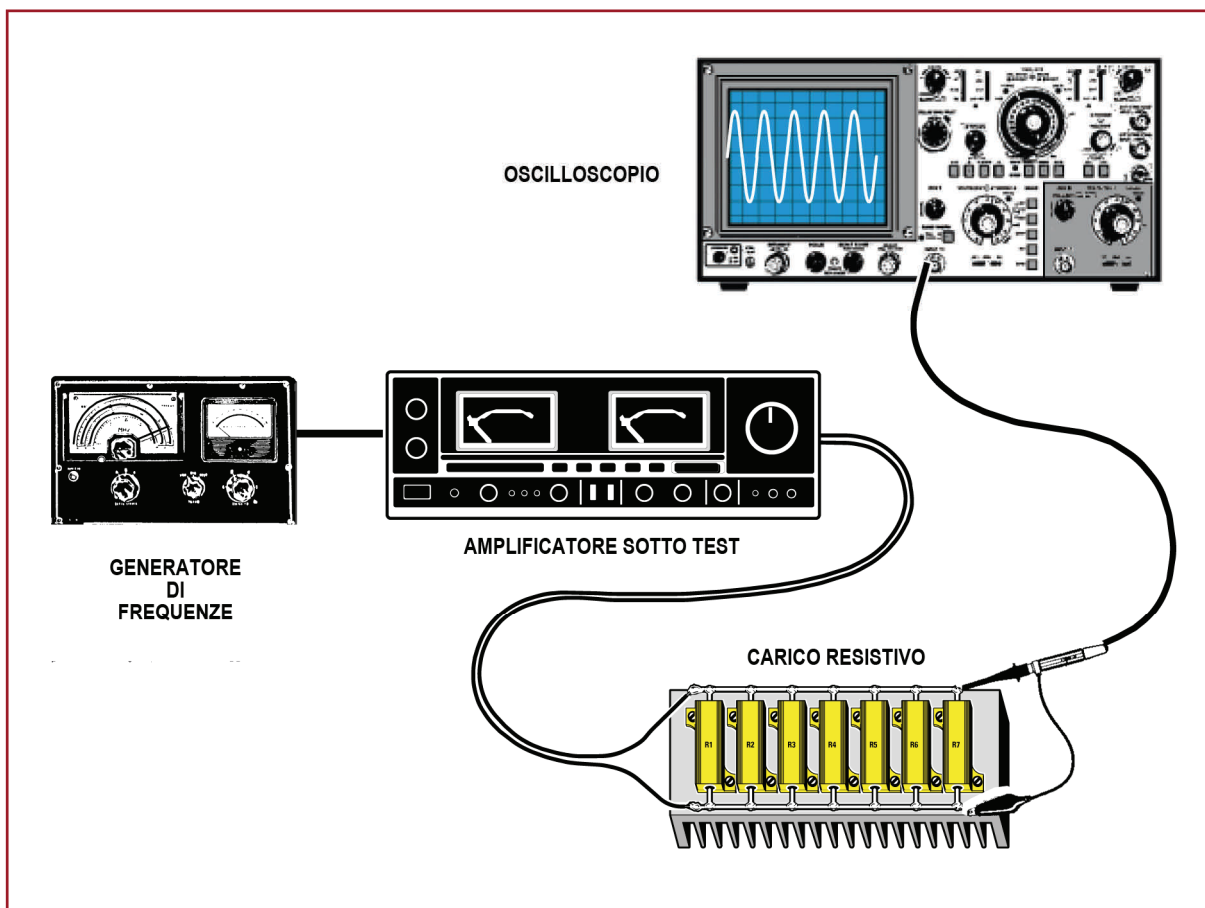


Fig. 7.13 - Schema esemplificativo del collegamento di alcuni strumenti di misura per il test dell'amplificatore

Dopo aver necessariamente lasciato scaldare l'amplificatore per un tempo ragionevolmente sufficiente, onde evitare di dare piena potenza a freddo ai transistor interni all'IC, si è innanzitutto misurata la potenza di uscita impostando il generatore di segnale in modo da fornire un'onda sinusoidale a frequenza di riferimento di 1 kHz e livello pari ad 1 V, il livello di riferimento standard per l'ingresso degli stadi di potenza. Per prima cosa si è ruotato il cursore del volume dell'amplificatore sulla metà circa e si è provato ad aumentare il livello del segnale sorgente fino a che non si potesse notare sullo schermo dell'oscilloscopio una forma d'onda "tosata" del tipo di quella indicata in figura 7.15. E' stato dunque regolato il livello di ingresso sul punto immediatamente precedente all'inizio della deformazione dell'onda in uscita, stimando che a quel valore di riferimento è fissato l'ingresso massimo dell'amplificatore prima della distorsione. Nel caso specifico, il circuito realizzato accetta segnali di ingresso fino a circa 1,7 V di picco.

Riportato dunque il segnale di ingresso al livello di riferimento e ruotato verso il massimo il potenziometro di

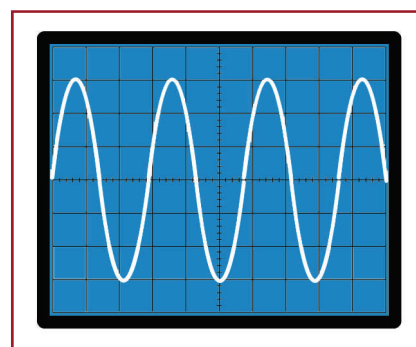


Fig. 7.14 - Onda sinusoidale di riferimento a 1 kHz ai terminali d'ingresso

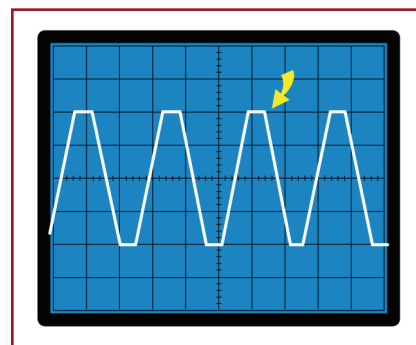


Fig. 7.15 - Inizio distorsione di segnale

regolazione del volume, si è potuta misurare sull'oscilloscopio una tensione p/p pari a poco più di 100 V p/p che corrispondono a 50 V ($100 \text{ V} / 2$) di picco per ciascuna semionda e pari dunque a 35,7 V RMS, che portano ad una potenza efficace di circa 160 W RMS su carico di 8Ω (che equivalgono a 312 W musicali oppure a 1250 W p/p, in accordo a quanto visto al capitolo 2 sui differenti modi di valutare una stessa potenza). Il valore RMS di potenza misurato è in accordo con le ipotesi di funzionamento ad alimentazione inferiore rispetto a quanto consigliato, ma ci si aspetta di riscontrare potenze più elevate portando il funzionamento del circuito in prossimità di $\pm 66 \text{ V}$.

Eseguito il test sulla potenza massima erogata dall'amplificatore, si è voluto determinare la banda utile di amplificazione regolando il cursore di volume attorno al livello medio di uscita e variando la frequenza del generatore sull'intervallo di udibilità dei segnali sonori. Anche in questo caso le specifiche sono ampiamente rispettate, notando che il circuito è in grado di riprodurre fedelmente e senza attenuazione frequenze comprese tra 20 e 20.000 Hz. In particolare si è potuto tracciare un grafico della risposta in frequenza sulla base delle prove effettuate che evidenzia un comportamento pressoché lineare tra i 22 e i 23.000 Hz e una attenuazione pari a -3 dB (che corrispondono alla metà della potenza in uscita) a 19 Hz e a 24 kHz all'incirca. Il grafico della risposta in frequenza è riportato in figura 7.16.

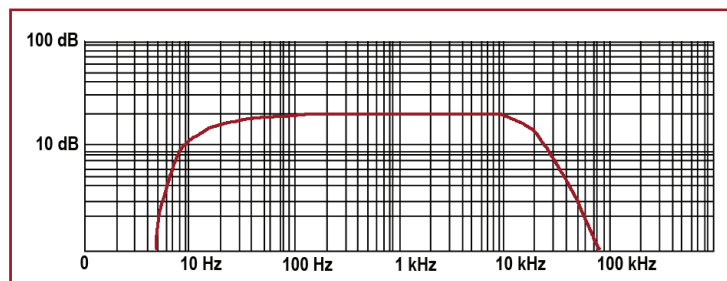


Fig. 7.16 - Risposta in frequenza misurata alla potenza di circa 100 W

L'amplificatore offre anche una buona stabilità interna in risposta ai transitori, verificando una buona regolarità di funzionamento con picchi ragionevoli di qualche Volt e senza oscillazioni smorzate di assestamento (crf. paragrafo 6.3) in presenza di un'onda quadra di riferimento della stessa frequenza e intensità utilizzata per la stima della risposta in frequenza precedentemente condotta.

Per concludere questa semplice valutazione delle prestazioni è inoltre da rilevare che durante la variazione delle frequenze all'ingresso dell'amplificatore, a vari livelli di uscita, non sono state riscontrate distorsioni di crossover apprezzabili, con gli strumenti di misura a disposizione, del tipo di quella in figura 7.17, né tanto meno pericolosi fenomeni di auto-oscillazione dello stadio manifestantisi sotto forma di deformazioni alla sinusoide di uscita del tipo di quella raffigurata nell'illustrazione 7.18.

Complessivamente, dunque, è da ritenersi soddisfacente la qualità dell'amplificatore realizzato mediante il circuito STK4050V, sia in fatto di riscontri alle specifiche dichiarate dalla casa produttrice sia per quel che riguarda il gradimento di ascolto, anche a livelli piuttosto sostenuti di potenza (per quanto possibile all'interno delle mura domestiche). Sarà nel tempo valutata l'affidabilità e la risposta in condizioni di funzionamento estremo durante l'utilizzo dell'apparecchio per la sonorizzazione di ambienti esterni e in impieghi semi-professionali.

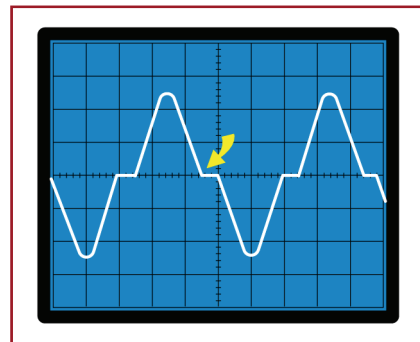


Fig. 7.17 - Distorsione di crossover

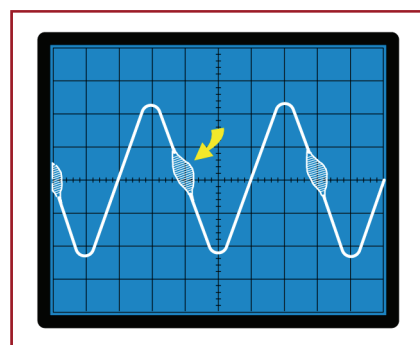


Fig. 7.18 - Fenomeni di auto-oscillazione

Capitolo 8

Conclusioni

8.1 Considerazioni finali

L'obiettivo del presente progetto è stato quello di analizzare con sufficiente dettaglio i vari principi coinvolti nelle tecniche di elaborazione del segnale musicale all'interno dello stadio finale di potenza. E' stata cura dello scrivente presentare in modo semplice, chiaro e quanto più possibile completo la maggior parte dei concetti fondamentali che ogni progettista di dispositivi per l'amplificazione sonora deve conoscere al fine di realizzare apparecchiature affidabili e di buona qualità. L'idea primitiva di questo trattato nasce dunque da un'esigenza reale manifestata nella necessità di disporre di un amplificatore di potenza da potersi utilizzare per scopi semi-professionali senza per questo dover necessariamente ricorrere ad apparecchiature già presenti sul mercato ma dai costi decisamente proibitivi. L'individuazione e la successiva scelta di una serie di circuiti integrati a bassissimo costo, quali quelli prodotti dalla Sanyo, che contengono in un solo chip la maggior parte dei componenti necessari alla realizzazione di un amplificatore a tre stadi separati secondo la consolidata topologia di Lin, proposta già nei primi anni '60, si è rivelata come fattore determinante che ha fortemente condizionato la decisione di portare a termine l'intero progetto. Avendo dunque stimato l'assoluta fattibilità del proponimento iniziale, anche sulla base delle buone caratteristiche tecniche offerte da questa tipologia di circuiti integrati, si è dato seguito alle intenzioni di partenza con l'elaborazione di questo testo allo scopo di fornire dapprima una dettagliata analisi teorica implicata dalle tecniche di amplificazione dei segnali musicali per poi contestualizzarla al caso specifico del circuito integrato scelto per la realizzazione fisica dell'amplificatore. Il proponimento del redattore è stato fin dai primi paragrafi quello di presentare in maniera organica e comprensibile anche ai meno esperti le tecniche e gli schemi, unitamente ai loro perfezionamenti e all'analisi dei vantaggi/svantaggi di ognuno, principalmente utilizzati in qualunque progetto di un amplificatore, dal più semplice al più sofisticato, partendo dall'evidenza che le considerazioni teoriche proposte oltre 50 anni fa sono, pur con le immancabili migliorie offerte dal progresso

tecnologico, a tutt'oggi ancora studiate ed implementate. Una volta acquisita la necessaria competenza per la valutazione di un qualsiasi schema per l'amplificazione di segnale, si è dunque voluto dimostrare che anche i chip moderni, particolarmente grazie al sempre crescente livello di integrazione e sofisticazione nel loro processo produttivo e di implementazione che ha contribuito ad una massiva diffusione all'interno di un qualsivoglia apparecchio elettronico, rispecchiano fedelmente la tipica topologia di un amplificatore rispettando tutti i canoni e le tecniche fondamentali acquisite ormai da molti anni.

Dopo aver suddiviso secondo ripartizioni logiche e sequenziali i vari argomenti coinvolgenti le sezioni diverse di un amplificatore comune ed averne presentato l'esatta analogia con il circuito integrato STK4050, si è proceduto con la realizzazione pratica del circuito applicativo, ampiamente descritta nel precedente capitolo, e la valutazione delle caratteristiche e della qualità dello stesso, lasciando anche sufficiente spazio alle possibili ottimizzazioni e modifiche (per quanto possibile). Il giudizio finale circa il progetto appena concluso, anche e soprattutto in relazione ad un parametro realmente tangibile all'utente finale, ovvero la qualità di ascolto, (trattandosi di un dispositivo effettivamente utilizzabile da chiunque), appare quanto mai soddisfacente. Dal punto di vista analitico, invece, è grande auspicio da parte di chi ha redatto questo modesto ma altrettanto faticoso studio, l'essere riuscito a trasmettere in modo chiaro ed esauriente le principali informazioni teoriche che stanno alla base di un campo assai vasto e complesso quale la teoria dell'amplificazione e, perché no, anche un pizzico di sana passione per questo affascinante settore che, a personale giudizio di chi parla, non finisce mai di stupire anche i più esperti ed esigenti, i quali certamente hanno ancora oggi qualcosa in più da aggiungere al proprio bagaglio di conoscenze ed esperienze.

Riprendendo dunque le considerazioni proposte nella prefazione, a testimonianza dell'omogeneità dei concetti qui contenuti, il campo dell'amplificazione audio coniuga con somma armonia due realtà straordinariamente differenti e contrapposte: la razionalità tipica dei fenomeni elettronici applicati finemente alla realizzazione dei dispositivi per la trasformazione del suono e la soggettività della mente umana che percepisce la consonanza degli stessi segnali acustici estrisecantesi in emozioni e stati d'animo per l'ascoltatore. Appare quanto mai scontato dunque che la realizzazione di un dispositivo per l'elaborazione di segnali musicali, compatibilmente con gli scopi per cui lo stesso è progettato, non debba essere meramente considerata come il semplice assemblaggio di componenti elettronici per conferire una certa potenza ad un altoparlante, ma piuttosto un processo di raffinzioni successive per il raggiungimento dei livelli di qualità più elevati possibile. Ciò non significa affatto che devono essere realizzati esclusivamente progetti dai costi esorbitanti come sinonimo di perfezione, ma piuttosto che è di fondamentale importanza la consapevolezza da parte del progettista dei limiti teorici e pratici implicati dal dispositivo in fase di studio, qualsiasi sia il suo livello di complessità, nel tentativo dell'ottenimento del più alto livello di perfezione possibile da ogni singolo caso in questione.

Ebbene, l'analisi condotta sin qui è stata sviluppata proprio in accordo a questa linea guida, nell'intento di stuzzicare il lettore mediante argomentazioni ragionevoli e di buon senso, con il fine ultimo di poterne stimolare la curiosità verso il proseguimento di ulteriori studi e letture, molto più autorevoli e complete della presente, inerenti a questo particolare mondo tanto comune quanto sconosciuto.

8.2 Problemi di studio e di realizzazione

Pur nella sua sostanziale semplicità di presentazione ed esposizione, per la verità obiettivo primario dello scrivente, il presente trattato non è stato esente da problemi e difficoltà di realizzazione manifestatisi più o meno prevedibilmente durante tutto il corso dello studio e della stesura. Dopo la scelta dell'argomento su cui svolgere l'indagine teorica e pratica, infatti, si è subito presentato il problema del reperimento di materiale. Grazie al mondo di Internet è stato tanto semplice trovare il circuito integrato più economico in grado di erogare la potenza desiderata quanto più difficile si è rivelato successivamente il tentativo di ottenere informazioni e materiale sia sullo stesso componente elettronico che su testi specifici in grado di trattare in modo esauriente, scientifico e profondo tutti gli aspetti teorici dell'amplificazione sonora, tali da permettere uno studio preventivo prima di imbattersi nella stesura di questo manoscritto.

Sono stati impiegati infatti alcuni mesi per riuscire a trovare i canali giusti di documentazione, senza i quali tutto quanto contenuto qui non sarebbe mai potuto essere stato scritto. Fino ad allora sono state analizzate solo informazioni confuse, incongruenti e talvolta errate (si è capito in seguito) provenienti dal Web, ma senza alcun riferimento preciso. Dopo il primo scontro iniziale, grazie al quale si è potuto constatare che esistono numerosissimi siti in cui si "parla" di amplificatori audio, ma pochi dei quali sono realmente titolati a farlo, e numerose ricerche nella letteratura specializzata, si è riusciti a reperire dell'ottimo materiale, riportato per esteso alla fine del presente testo, e al quale si rimanda per letture più approfondite e specifiche.

Oltre alla difficoltà della ricerca di fonti attendibili e titolate a supporto della conoscenza e della formazione del redattore, si è poi presentata l'incognita della realizzazione del circuito. In realtà, come si è potuto vedere, lo schema dell'amplificatore è piuttosto semplice per chi ha un minimo di pratica con i componenti elettronici, ma la reperibilità del circuito integrato (ottenuto solamente 4 mesi dopo l'ordine) e dei dispositivi necessari allo stadio di alimentazione (il trasformatore di tensione, in particolar modo) hanno rallentato notevolmente lo stato di avanzamento del presente progetto.

Nonostante gli inevitabili inconvenienti in cui è facile incappare durante lo studio di argomenti così vasti e tecnici quali l'amplificazione sonora, è possibile affermare serenamente che tutti i proponenti iniziali sono stati rispettati ed esaminati; anzi, in conclusione a questa indagine, è doveroso evidenziare la fatica più grande di dover sintetizzare concetti che avrebbero richiesto molto più spazio di quanto è stato qui dedicato e che si è deciso di concentrare per non disperdere troppo la presentazione oltre all'intento di non appesantirne la trattazione globale. A fronte di tale considerazione si sottolinea che la moltitudine di argomenti coinvolti nella descrizione del mondo delle audiofrequenze ha portato a focalizzare l'analisi sullo stadio finale di potenza di un amplificatore (perché tale era effettivamente il progetto iniziale che si intendeva realizzare) rimandando perciò ad uno studio successivo (che occuperebbe altrettante pagine di descrizione e di indagine) tutto quanto precede lo stadio di amplificazione qui descritto. A questo scopo è stato dedicato il paragrafo successivo in cui si dà menzione, per completezza di trattazione, di alcuni apparati che, qualora integrati all'interno dell'amplificatore realizzato, anche se non strettamente necessari al suo funzionamento principale, completano naturalmente il semplice progetto presentato nei precedenti capitoli.

8.3 Problemi aperti

Come già evidenziato in diverse occasioni, il presente progetto e, conseguentemente, l'intera trattazione teorica alla base di questo, non ha l'ardita pretesa di essere definitivo. Molti sono infatti gli aspetti tecnologici che compongono tutte le varie parti di un amplificatore audio. L'esigenza reale che ha motivato l'analisi qui contenuta è stata dettata dal fatto di poter disporre di un'unità di potenza sufficientemente elevata per poter pilotare casse acustiche di grosse dimensioni e potenze, e tale da essere collegata a mixer esterni per l'elaborazione e la miscelazione di vari segnali sorgenti determinati dai più diversi dispositivi, siano essi microfoni a bassa impedenza, lettori CD, MP3 player, uscite da schede audio per PC, ecc...

Per tali ragioni è stato realizzato un semplice "finale" di potenza che accettasse in ingresso un segnale BF attestantesi attorno al valore di riferimento standard di 0 dB (1 V rms) proveniente da un qualsiasi dispositivo per il mixaggio di tutte le sorgenti ad esso collegate, e sulla base di questo è stata condotta l'analisi tecnologica sui principi di funzionamento di tutti gli stadi analoghi al medesimo preoccupandosi esclusivamente di ciò che avviene oltre la forma d'onda sonora già livellata attorno a detto riferimento.

Nella vita pratica, tuttavia, questa circostanza è solo una sfaccettatura di diverse situazioni che possono presentarsi nell'utilizzo di un amplificatore. Per completezza d'opera è dunque doveroso menzionare anche altri dispositivi che, pur non essendo determinanti nel funzionamento di un qualsiasi amplificatore, lo completano naturalmente favorendone l'utilizzo anche in impieghi diversi rispetto ai quali il dispositivo qui contenuto è stato inizialmente pensato. Nel caso di applicazioni domestiche, infatti, capita frequentemente che non si disponga di mixer per il collegamento di più sorgenti dai livelli di segnale più disparati; è dunque richiesto (come generalmente avviene per gli apparecchi commerciali) all'amplificatore di integrare al suo interno diversi circuiti che agevolino la connessione delle varie sorgenti in modo da pre-amplificare il segnale proveniente da queste portandolo al livello richiesto dal finale di potenza per la successiva elaborazione verso l'altoparlante.

A seconda del tipo di sorgente sarà dunque opportuno realizzare un adeguato pre-amplificatore da collegare a monte del circuito che impiega l'STK4050, rendendo in tal modo possibile il collegamento diretto con i vari dispositivi preposti alla riproduzione di qualsiasi materiale musicale.

La trattazione dello stadio pre-amplificatore, data la vastità di sorgenti sonore presenti in commercio, richiede un'analisi paragonabile a quella proposta in tutti i capitoli qui presentati, e non si esclude l'ipotesi, a conclusione del presente studio, di intraprendere un viaggio piuttosto profondo anche all'interno di questo nuovo contesto. Alla luce di ciò, dopo una breve panoramica sui principali dispositivi che compongono un pre-amplificatore, viene conclusa l'indagine di questo testo lasciando quest'ultimi come problemi aperti, richiedenti uno studio postumo e a sé stante.

Nel caso si desiderasse dunque utilizzare l'amplificatore appena realizzato in accoppiamento alle principali sorgenti audio presenti in un qualsiasi ambiente domestico, è opportuno dotarlo di almeno un pre-amplificatore, meglio se a guadagno variabile, che consenta di pre-amplificare un segnale di qualche centinaio di mV uscente da un lettore MP3 o da una scheda audio per PC (notoriamente ad uscite più basse rispetto ai più comuni lettori di Compact Disc); allo scopo si

suggerisce un semplice schema del tipo di quello rappresentato in figura 8.1

Per coloro, come lo scrivente, che possiedono poi una collezione di vecchi LP in vinile e amano il suono analogico prodotto dalle puntine di diamante dei giradischi, potrebbe essere utile prevedere anche un ingresso "Phono" tra le varie sorgenti collegabili all'amplificatore; per tale ragione è possibile integrare un ulteriore pre-amplificatore specificamente progettato per riprodurre la nota curva di equalizzazione RIAA utilizzata per la registrazione di segnale musicale su supporto vinilico. Poiché un tale pre-amplificatore è specificamente progettato per accettare segnali in ingresso di pochi mV, per poi essere amplificato fino a circa 1 V, è possibile, con opportune correzioni, utilizzare lo stesso stadio per amplificare sia il segnale proveniente da un pick-up magnetico (con equalizzazione RIAA), sia quello generato da una capsula microfonica, il cui livello è del tutto paragonabile a quello di una testina fonografica. Un esempio di pre-amplificatore per bassi segnali è schematizzato in figura 8.2.

Dopo aver inserito alcuni pre-amplificatori in grado di interfacciare, con adeguate tarature dei guadagni, la quasi totalità delle sorgenti sonore disponibili sul mercato, potrebbe risultare utile dotare l'amplificatore anche di alcuni circuiti per il controllo dei toni e per il filtraggio di intervalli di frequenze prestabilite. Nelle figure 8.3 e 8.4 si possono notare ad esempio due schemi tipici di filtri passa-basso e passa-alto del secondo ordine rispettivamente (reti evidenziate in azzurro). Con l'opportuno dimensionamento di qualche componente elettronico è infatti possibile attenuare le frequenze più alte e più basse, generalmente al di fuori dello spettro udibile dall'orecchio umano, allo scopo di filtrare componenti di rumore che degradano considerevolmente la qualità del segnale musicale.

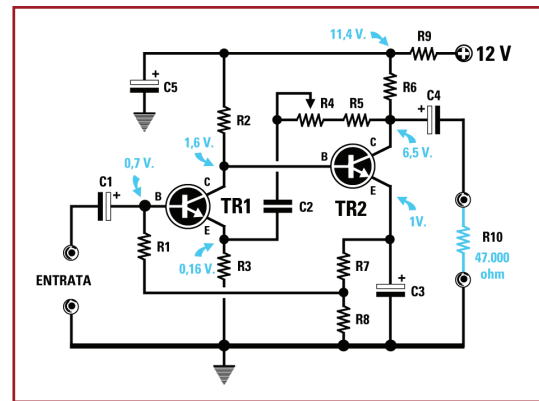


Fig. 8.1 - Schema tipico di un pre-amplificatore

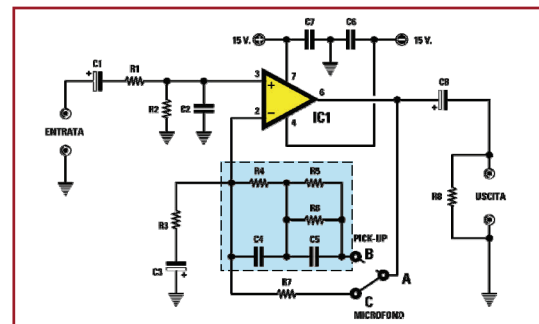


Fig. 8.2 - Schema tipico di un pre-amplificatore microfonico e per testina magnetica con curva RIAA

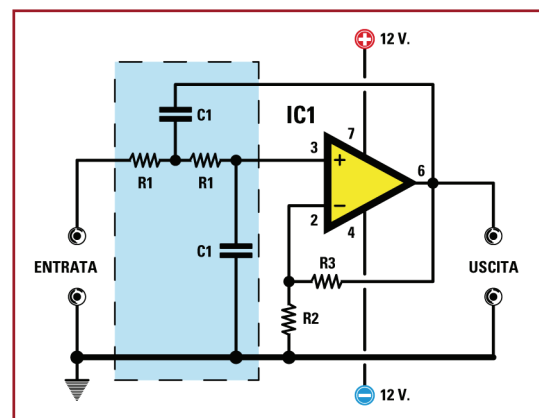


Fig. 8.3 - Schema tipico di un filtro passa-basso

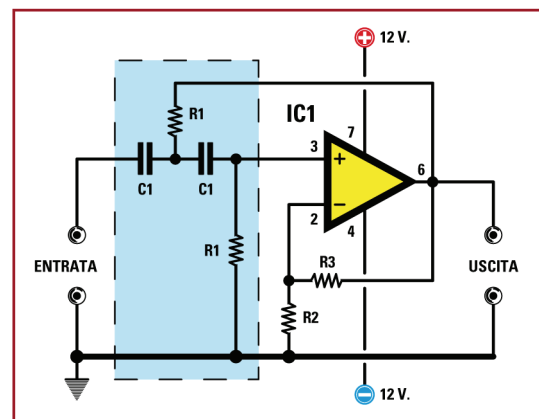


Fig. 8.4 - Schema tipico di un filtro passa-alto

Un circuito leggermente più complesso è invece presentato da un altro dispositivo frequentemente riscontrabile all'interno di un qualsiasi amplificatore: il controllo dei toni. Esso viene installato tra l'uscita del/dei pre-amplificatore/i e l'ingresso dello stadio finale e generalmente prende la forma di quello schematizzato in figura 8.5. La rete evidenziata, appositamente dimensionata, fornisce il controllo in un determinato intervallo di frequenze, esaltandone o attenuandone la timbrica secondo necessità. Poiché la rete per il controllo dei toni introduce solitamente un certo livello di attenuazione sul segnale utile circolante attraverso questa, è d'uso far precedere e seguire la stessa da un piccolo stadio di compensazione (nella figura, a guadagno variabile - trimmer R4) per ripristinare all'uscita il livello originario del segnale entrante (opportunamente corretto, tuttavia, nella gamma di frequenze desiderate). Le tipiche frequenze di incrocio su cui si agisce con interventi di attenuazione od esaltazione fino a 20 dB circa sono solitamente fissate a 100 Hz, 1 kHz e 10 kHz, ma ciò non toglie che, modificando i valori della rete evidenziata in figura, sia possibile stabilire frequenze di taglio diverse da quelle fornite.

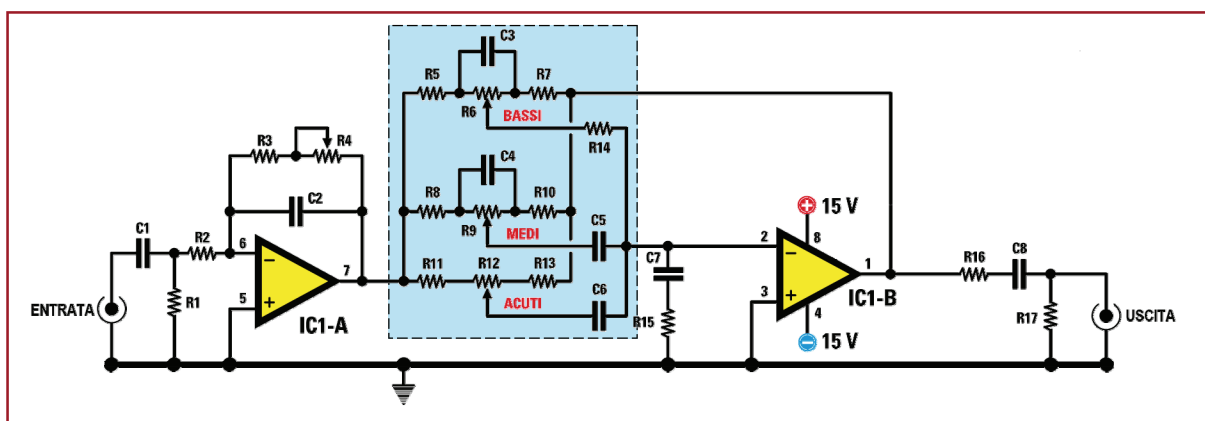


Fig. 8.5 - Schema tipico di un circuito per il controllo dei toni a 3 bande

Un'ultima considerazione evidenzia come nella maggior parte degli stadi pre-amplificatori siano oggi comunemente impiegati amplificatori operazionali (molto frequente la serie TL0xx) per il controllo dei vari guadagni: oltre all'estrema semplicità di collegamento e configurazione, infatti, essi offrono bassissimi valori di distorsione armonica totale (di fondamentale importanza in questi apparati poiché il segnale musicale deve ancora essere processato dai tre stadi dell'amplificatore di potenza, ai quali vi deve giungere pressoché indistorto), ottime caratteristiche in fatto di CMRR e PSRR, e non da ultimo eccellenti caratteristiche di stabilità e linearità.

Si conclude così questo breve *excursus* attraverso i principali dispositivi che compongono uno stadio pre-amplificatore in accoppiamento allo stadio di potenza ampiamente analizzato qui, e si rimanda alla letteratura specifica, per una trattazione più organica e completa di tali stadi, o al successivo studio che sarà condotto a completamento della presente opera.

Bibliografia selezionata

- Self D. - "*Audio power amplifier design handbook*" - Ed. Focal Press, 5° edizione 2010
- Cordell B. - "*Designing audio power amplifiers*" - Ed. McGraw-Hill, 1° edizione 2010
- Slone G. R. - "*High-power audio amplifier construction manual*" - Ed. TAB Electronics/McGraw-Hill, 1° edizione 1999
- Slone G. R. - "*The audiophile's project sourcebook*" - Ed. TAB Electronics/McGraw-Hill, 1° edizione 2001
- AA VV - "*Audio handbook volume 1 e 2*" - Gruppo editoriale di Nuova Elettronica, 2001

Per la consultazione:

- Mendolia I., Torelli U. - "*Elettronica analogica volume 2*" - Ed. Ulrico Hoepli Milano, 3° edizione 1992
- Jones D. V., Shea R. F. - "*Transistor audio amplifiers*" - Ed. John Wiley & Sons, 1968
- Jaeger R.C., Blalock T.N. - "*Microelettronica volume 1 (elettronica analogica) e 2 (circuiti integrati analogici)*" - Ed. McGraw-Hill, 2° edizione 2005

Nota: La realizzazione degli schemi elettrici contenuti in questo testo è stata condotta con Adobe Photoshop CS4 mediante l'utilizzo dei simboli circuitali acquisiti con scanner dalle riviste di *Nuova Elettronica* (anni '80).

www.unipd.it



UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE
Via Gradenigo 6/B - 35131 Padova, Italy
tel. +39 049 8277600 fax +39 049 8277699
info@dei.unipd.it - www.dei.unipd.it