

Regole pratiche per il progetto di amplificatori B.F. Hi-Fi con finali Darlington di potenza

Vengono illustrate sommariamente le regole essenziali che sono alla base del progetto di amplificatori b.f. con transistori Darlington di potenza. Queste riguardano principalmente:

1) le precauzioni da prendere per rendere più bassa possibile la distorsione di cross-over; 2) le norme pratiche per il corretto dimensionamento dei dissipatori di calore; 3) i circuiti che provvedono a «salvare» i transistori finali in caso di cortocircuito dei morsetti d'uscita dell'amplificatore; 4) i due sistemi fondamentali di alimentazione di uno stadio finale complementare; 5) alcuni grafici per una corretta scelta delle coppie Darlington più adatte per una data potenza d'uscita.

Di solito si crede che il progetto e la realizzazione di un amplificatore di bassa frequenza di qualità non presentino difficoltà. Effettivamente, l'amplificazione dei segnali R.F. (V.H.F. e U.H.F.), richiede tecniche più raffinate e accorgimenti circuitali di una certa complessità. Quando però si desidera realizzare amplificatori B.F. di alta qualità, e cioè capaci di dare una potenza d'uscita elevata a bassa distorsione, le cose non sono così semplici come solitamente si crede. Non basta cioè procurarsi un buon schema elettrico e limitarsi al montaggio meccanico dei relativi componenti. Un buon progettista deve sapere quali condizioni debbono verificarsi affinché l'amplificatore sia in grado di dare le prestazioni desiderate. E' appunto quello che desideriamo illustrare in questo articolo nel quale verranno passati in rassegna:

- 1) gli accorgimenti da mettere in atto affinché lo stadio finale mantenga il funzionamento previsto anche nelle peggiori condizioni in cui verrà ad operare (aumento della temperatura, variazioni della tensione di alimentazione, tolleranze dei componenti ecc.).
- 2) le regole fondamentali per il dimensionamento dei dissipatori di calore sui quali debbono essere montati i transistori dello stadio finale.

3) i circuiti che proteggono i transistori finali da un eventuale sovraccarico di corrente dovuto ad un possibile corto-circuito dei morsetti di uscita dell'amplificatore.

4) i vari sistemi di alimentazione dell'amplificatore.

5) i criteri per una corretta selezione dei transistori da montare nello stadio finale.

L'esatta definizione di alcuni parametri caratteristici di un amplificatore B.F. Hi-Fi completerà questo lavoro.

1) Stabilizzazione della corrente di riposo dello stadio finale

E' noto che per eliminare la distorsione detta di *cross-over*, caratteristica di due transistori finali funzionanti in controfase, si preferisce far lavorare lo stadio di uscita in classe *AB* anziché semplicemente in classe *B*. La classe *AB* prevede infatti, la circolazione, nello stadio finale, di una certa *corrente di riposo* che tende a far lavorare i transistori finali nel tratto *rettilineo* della loro caratteristica d'ingresso, evitando in questa maniera il ginocchio inferiore della medesima

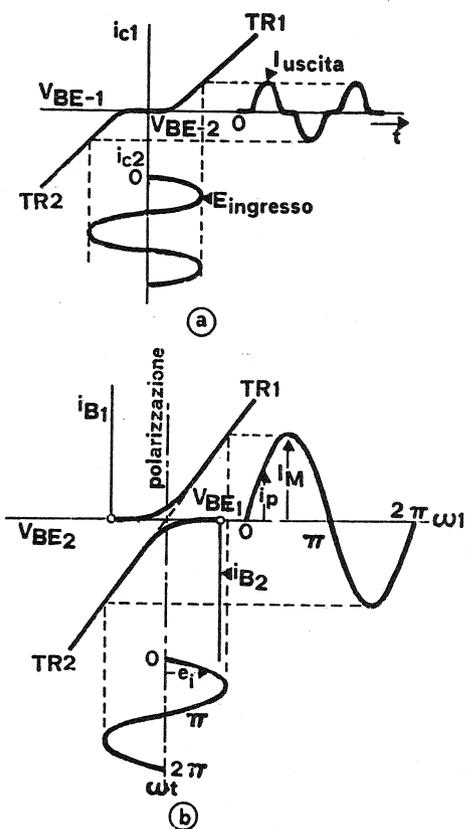


Fig. 1 - Per evitare la distorsione di cross-over a) si dà una certa polarizzazione di base ai due transistori funzionanti in contropase b).

(fig. 1). Una volta fissata questa corrente di riposo di collettore (I_{CQ}), bisognerà che questa mantenga il valore fissato indipendentemente da fattori che tendereb-

bero a variarlo. Questi fattori, come abbiamo già anticipato, sono le variazioni della tensione alimentazione, le tolleranze dei componenti, le differenze di caratteristica esistenti tra un transistoro e l'altro (spread); ed infine l'influenza che ha l'aumento della temperatura sulle caratteristiche stesse dei transistori impiegati.

Una delle caratteristiche sulla quale l'aumento della temperatura esercita la sua dannosa influenza è appunto la *corrente di riposo* circolante nello stadio finale; questa corrente, come è noto, tende ad aumentare via via che aumenta la temperatura della giunzione dei transistori. Il grave è che questi fenomeni sono *concatenati* tra di loro nel senso che ad un aumento della temperatura della giunzione corrisponde un aumento della corrente di riposo; quest'ultimo produce a sua volta una maggiore dissipazione nel transistoro, e cioè, un ulteriore aumento della temperatura che, a sua volta, produce un aumento di corrente, e quindi ancora un aumento di dissipazione e di temperatura che porteranno alla fine alla distruzione delle giunzioni del transistoro. Nel linguaggio anglosassone questo *concatenarsi* di fenomeni, viene chiamato *thermal runaway*; esso è responsabile della instabilità termica del sistema di amplificazione.

Per impedire questo fenomeno distruttivo si fa in maniera che la corrente di riposo di collettore dello stadio finale (I_{CQ}) venga regolata da una sorgente di tensione *stabilizzata*, costituita di solito da un transistoro, oppure da un diodo oppure infine da un dispositivo a coefficiente di temperatura negativo, (termistore NTC). Con riferimento alla fig. 2 si può osservare che questa sorgente di tensione stabilizzata è costituita in questo caso dal transistoro TR3 il quale, unitamente ai resistori R9 e R10 funziona da *diodo stabilizzatore di tensione*. In particolare, il resistore R10 viene regolato in maniera che la tensione tra emettitore e collettore del transistoro TR3 (e cioè $V_{CE(TR3)}$) corrisponda alla somma delle due tensioni base-emettitore dei tran-

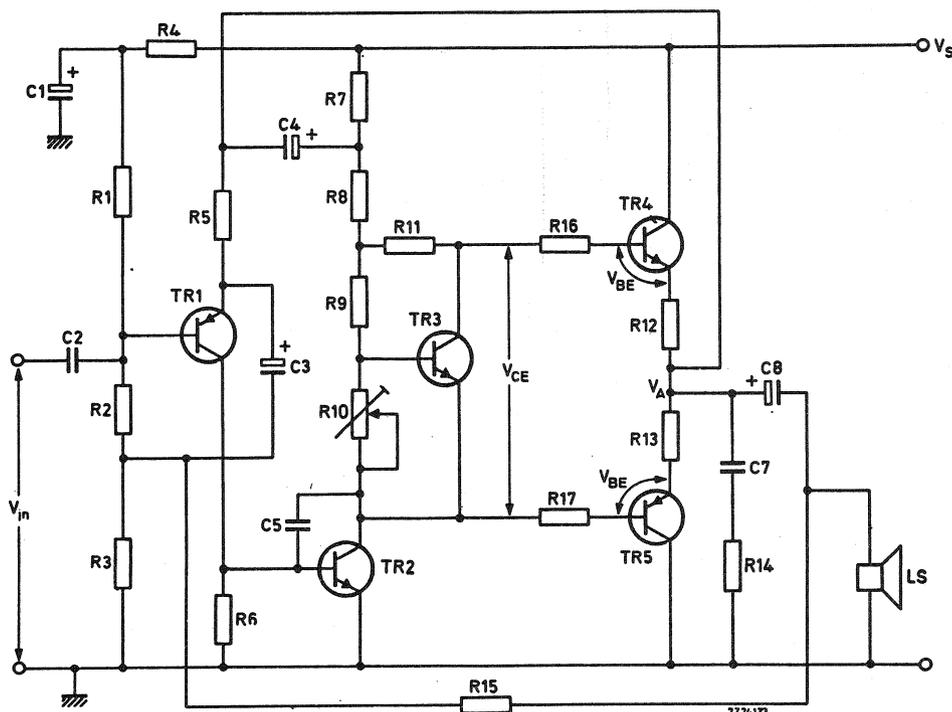


Fig. 2 - Sistema classico per stabilizzare la corrente di riposo di collettore di uno stadio finale in contropase a simmetria complementare. Per chiarezza sono stati omessi i circuiti di protezione.

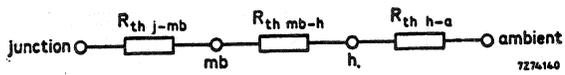


Fig. 3 - « Circuito termico » equivalente di un transistor.

sistori finali rispettivamente TR4 e TR5. In formula sarà pertanto:

$$V_{CE (TR3)} = V_{BE (TR4)} + V_{BE (TR5)}$$

Ovviamente, R10 verrà regolato in maniera da ottenere una $V_{CE (TR3)}$ tale da far circolare nei transistori finali, rispettivamente TR4 e TR5, la corrente di riposo (I_{CQ}) desiderata.

Perciò che riguarda il valore della corrente di riposo I_{CQ} è bene tener presente che il valore minimo (tipicamente 30 mA) viene scelto in maniera da ottenere il più basso valore della distorsione di cross-over (fig. 1); corrispondentemente, il valore massimo della medesima dovrà tener conto della massima dissipazione sopportabile dai transistori finali impiegati. Una volta fissato il valore della corrente di riposo di collettore I_{CQ} in base ai suddetti criteri, si potrà determinare anche il minimo valore del resistore di emettitore R_E il quale, come è noto, serve ad assicurare la stabilità termica dello stadio finale.

2) Criteri di progetto dei dissipatori di calore sui quali debbono essere fissati i transistori dello stadio finale

Si sa che la temperatura assunta dalla giunzione di un transistor dipende sia dalla potenza dissipata del medesimo sia dalla temperatura dell'ambiente in cui il transistor viene ad operare. Pertanto, la temperatura della giunzione di un transistor (T_j) sarà data dalla seguente espressione:

$$T_j = T_{amb} + R_{th j-a} P_{tot} \quad (1)$$

nella quale,

- T_{amb} rappresenta la temperatura dell'ambiente,
- $R_{th j-a}$ rappresenta la resistenza termica intercorrente tra la giunzione del transistor e l'aria dell'ambiente circostante ed infine,

— P_{tot} indica la potenza complessiva dissipata dal transistor.

La massima temperatura della giunzione (T_j) assumibile da un dato transistor viene fissata dal costruttore del transistor. La massima temperatura dell'ambiente in cui dovrà funzionare il transistor viene invece stabilita dal progettista dell'amplificatore. Infine, la massima potenza dissipata dal transistor viene calcolata in base alle peggiori condizioni in cui potrà lavorare il transistor.

Le peggiori condizioni di dissipazione, in cui potrà trovarsi ad operare il transistor finale, lavorante in classe B, sono date dalla seguente espressione:

$$P_{tot} = \frac{(1,1 V_A)^2}{\pi^2 (0,8 R_L + R_E)} \quad (2)$$

nella quale,

- V_A rappresenta la massima tensione continua presente ai capi del transistor per un'escursione $2/\pi$ (negli stadi finali a simmetria complementare questo valore di tensione corrisponde alla cosiddetta tensione di alimentazione dimezzata (mid-point)),
- R_L corrisponde alla impedenza di carico,
- R_E è la resistenza di emettitore.

Si deve tener presente che i valori di R_L e R_E dell'equazione (2) debbono essere valori nominali, e che i fattori 1,1 e 0,8, presenti nella stessa equazione, sono stati introdotti per il calcolo della potenza dissipata nel caso in cui la tensione di alimentazione dell'amplificatore assuma valori più elevati del valore nominale stabilito, e nel caso in cui l'impedenza di carico risulti nella misura del 20% più bassa del valore fissato. (valore nominale).

A questo punto occorrerà calcolare quel valore di resistenza termica, intercorrente tra la giunzione del transistor e l'aria dell'ambiente ($R_{th j-a}$), che non permetta di superare il massimo valore della temperatura alla giunzione stabilito dal costruttore.

Tale valore è ricavabile, con semplici passaggi algebrici, dall'equazione (1); per cui avremo:

$$R_{th j-a} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} \quad (3)$$

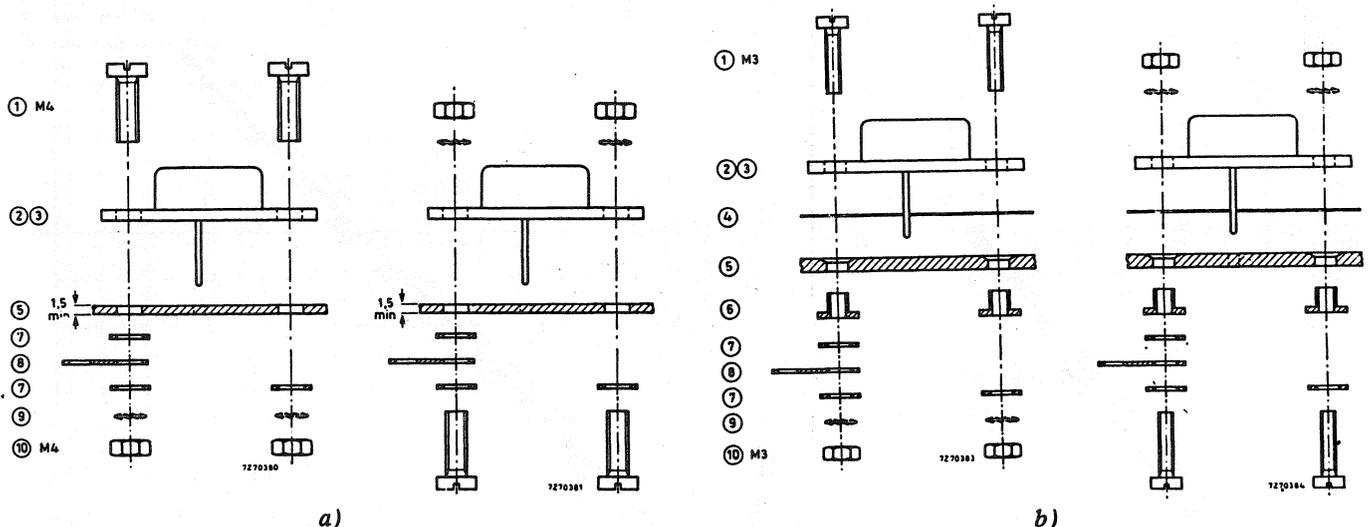


Fig. 4 - Alcuni sistemi di montaggio dei transistori di potenza ai relativi dissipatori di calore. a) montaggio diretto b) montaggio con isolamento (500 V). 1 = vite, 2/3 = TO-3, 4 = mica, 5 = dissipatore di calore, 6 = boccola isolante, 7 = rondella metallica, 8 = paglietta per saldatura, 9 = rondella grover, 10 = dado.

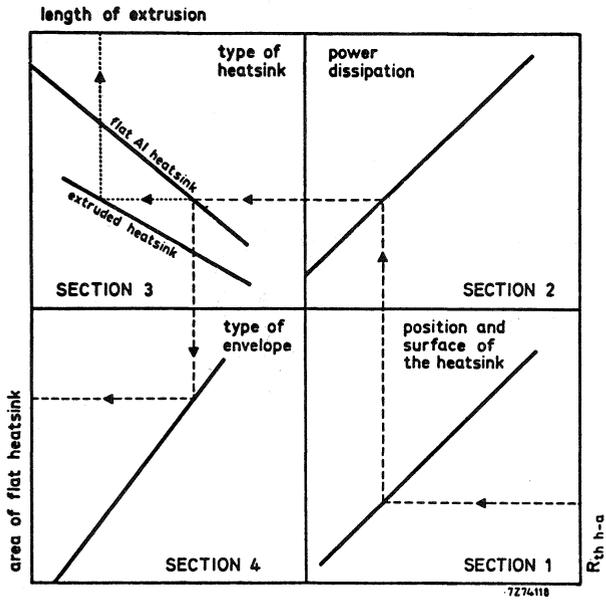


Fig. 5 - Questa figura spiega come si debbono usare i grafici della fig. 6. Nel caso la retta proveniente dalla sezione 2 dovesse incontrare entrambi i grafici presenti nella sezione 3, è possibile scegliere tra i due tipi di dissipatore, e cioè:

- nel caso si preferisse il tipo ad estrusione, la retta a puntini che si dirige verso l'alto indicherebbe la lunghezza richiesta per l'estrusione;
- nel caso si scegliesse il tipo a piastra, la retta tratteggiata indicherebbe in basso a sinistra (sezione 4), l'area della piastra (o meglio, l'area di una sola facciata).

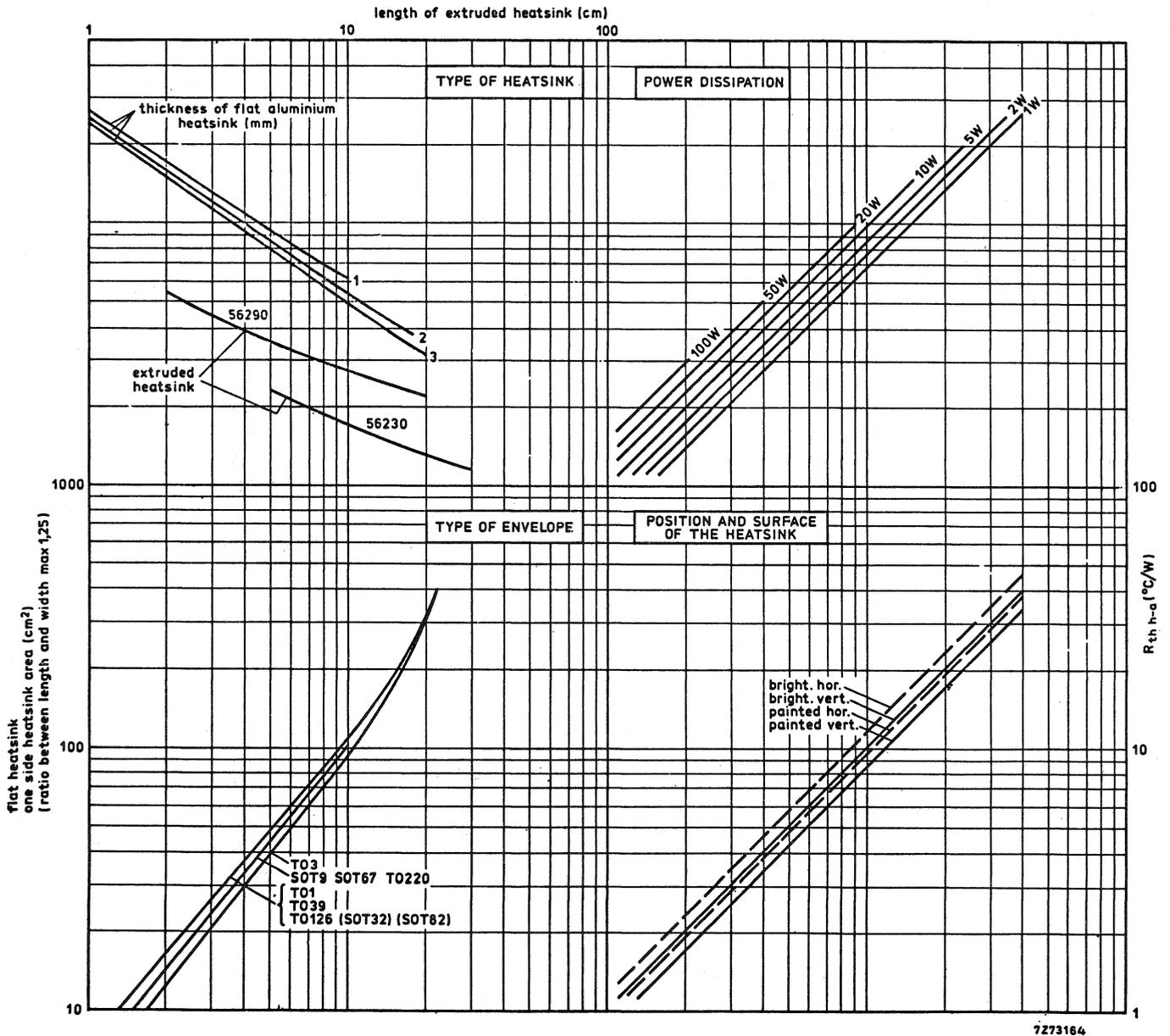


Fig. 6 - Grafici per la scelta e il calcolo dei dissipatori di calore per transistori di calore per amplificatori audio di potenza.

Graficamente, la resistenza termica complessiva intercorrente tra la giunzione del transistor e l'aria dell'ambiente può essere rappresentata dal circuito-serie (fig. 3) formato dalla resistenza termica tra giunzione e base di montaggio ($R_{th\ j-mb}$) + la resistenza termica tra base di montaggio e il dissipatore di calore ($R_{th\ mb-h}$) + la resistenza termica tra il dissipatore di calore e aria dell'ambiente ($R_{th\ h-a}$).

Il calore prodotto dalla corrente che attraversa le giunzioni del transistor dapprima si trasferisce alla base di montaggio del transistor, e da questa, tramite il dissipatore di calore, all'aria dell'ambiente circostante.

Può darsi che il contatto termico tra base di montaggio e dissipatore di calore non sia perfetto; nel qual caso converrà spalmare dette superfici con materiali buoni conduttori di calore quali potrebbero essere, per esempio, il grasso al silicone o sostanze analoghe.

Solitamente, nei transistori di potenza, il collettore è collegato internamente alla base di montaggio (contenitore del transistor). Negli stadi finali a simmetria complementare, i due transistori debbono essere montati su un medesimo dissipatore di calore, e di conseguenza, almeno uno di essi dovrà essere isolato da massa.

Ciò si ottiene inserendo una rondella di mica tra la base del contenitore del transistor e la superficie del dissipatore di calore; il fissaggio del transistor al dissipatore di calore dovrà essere ovviamente realizzato in questo caso mediante opportune boccole di materiale isolante. Anche qui, per migliorare il contatto termico converrà spalmare con grasso al silicone le superfici di contatto dei vari componenti. In fig. 4 si possono vedere alcuni sistemi di montaggio dei transistori di potenza ai relativi dissipatori di calore.

Siccome i valori di resistenza termica tra giunzione e base di montaggio ($R_{th\ j-mb}$) e della resistenza termica tra base di montaggio e dissipatore di calore ($R_{th\ mb-h}$) vengono dati dal costruttore del transistor, in base al « circuito termico » equivalente riportato in fig. 3, al progettista non rimarrà che calcolare il valore della resistenza termica tra dissipatore di calore e ambiente ($R_{th\ h-a}$), ricavabile dalla seguente espressione:

$$R_{th\ h-a} = R_{th\ j-a} - (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h}). \quad (4)$$

La resistenza termica fra dissipatore di calore e aria ambiente ($R_{th\ h-a}$) dipende dai seguenti fattori:

- dalla potenza dissipata
- dalle condizioni della superficie del dissipatore di calore
- dalla posizione di montaggio del medesimo e, in caso di dissipatore di calore a superficie piana, dallo spessore del materiale, ed infine
- dal tipo di contenitore del transistor.

Nota il valore della resistenza termica tra dissipatore e ambiente, e cioè $R_{th\ h-a}$, si procede alla scelta del dissipatore di calore in grado di possedere il valore di resistenza termica in precedenza calcolato. Per far ciò, vengono solitamente impiegati una serie di grafici che semplificano enormemente la scelta del dissipatore di calore da impiegare. Un esempio di questi grafici è riportato nelle figure rispettivamente 5 e 6. Il grafico di fig. 6 è formato da 4 sezioni che vanno interpretate e usate come indicato schematicamente in fig. 5.

La sezione 1 indica la dipendenza della resistenza termica dall'orientamento e dalla finitura della superficie del dissipatore di calore. La sezione 2 indica la

dipendenza della resistenza termica dalla potenza dissipata dal transistor raffreddato per convezione. La sezione 3 indica come varia la resistenza termica al variare della superficie e dello spessore del dissipatore di calore (nel caso di dissipatori a piastra), oppure della lunghezza (nel caso di dissipatori a estrusione). La sezione 4 indica infine l'influenza che può avere il tipo di contenitore del transistor, sulla resistenza termica.

Nella sezione 1 si fa distinzione tra piastre metalliche verniciate e non verniciate. Per le piastre dei dissipatori verniciate si tenga presente che una vernice metallica di colore bianco tende ad aumentare del 3 per cento la resistenza termica rispetto ad una corrispondente piastra verniciata di nero. Nel caso di dissipatore di calore estruso, la verniciatura è meno importante anche se è conveniente effettuarla. In questi casi, una certa diminuzione della resistenza termica è possibile ottenerla mediante anodizzazione e mordenzatura chimica della superficie. Le vernici a base di alluminio hanno scarso potere dispersivo; ad ogni modo danno risultati sempre migliori delle superfici in alluminio nudo. I grafici della fig. 6 si riferiscono esclusivamente a dissipatori di calore in alluminio.

Qui di seguito diamo un esempio di impiego di questi grafici. Il calcolo dei dissipatori di calore si riferisce ai transistori finali dell'amplificatore da 25 W/4 Ω descritto più avanti.

La tensione continua ai capi del transistor è data per una escursione $2/\pi$ da:

$$V_A (2/\pi) = \frac{1}{2} \left(\frac{40 \times 0,9}{0,85} \right) = 21,2 \text{ V.}$$

Pertanto, in base alla equazione (2), avremo:

$$P_{tot} = \frac{(1,1 \times 21,2)^2}{\pi^2 (0,8 \times 4 + 0,5)} = \frac{544}{3,7 \pi^2} \approx 15 \text{ W.}$$

Il valore della resistenza termica tra giunzione e ambiente ($R_{th\ j-a}$), alla temperatura ambiente $T_{amb} = 50^\circ\text{C}$ e alla temperatura alla giunzione $T_j = 150^\circ\text{C}$, è data dalla relazione:

$$R_{th\ j-a} = \frac{150 - 50}{15} \approx 6,7^\circ\text{C/W.}$$

Per i transistori BD266 e BD267, la resistenza termica tra giunzione e base di montaggio è $R_{th\ j-mb} = 2,08^\circ\text{C/W}$, mentre la massima resistenza termica tra base di montaggio e dissipatore di calore con inserimento di grasso al silicone è $R_{th\ mb-h} = 0,5^\circ\text{C/W}$. Pertanto, supponendo di non impiegare rondelle di mica, in base all'equazione (4), avremo un valore di resistenza termica tra dissipatore di calore ambiente pari a:

$$R_{th\ h-a} = 6,7 - (2,08 + 0,5) \approx 4,1^\circ\text{C/W.}$$

A questo punto, noto il valore della resistenza termica che dovrà possedere il dissipatore di calore, possiamo servirci dei grafici della figura 6. Pertanto, partendo dal valore di resistenza termica di $4,1^\circ\text{C/W}$ della sezione 1, e supponendo di impiegare un dissipatore di calore verniciato disposto verticalmente, ci sposteremo in senso orizzontale fino ad incontrare la curva corrispondente appunto ai dissipatori di calore verniciati disposti verticalmente (painted vert.). Da qui, ci dirigeremo verticalmente in alto nella sezione 2 fino ad incontrare, interpolando, il grafico immaginario riferentesi

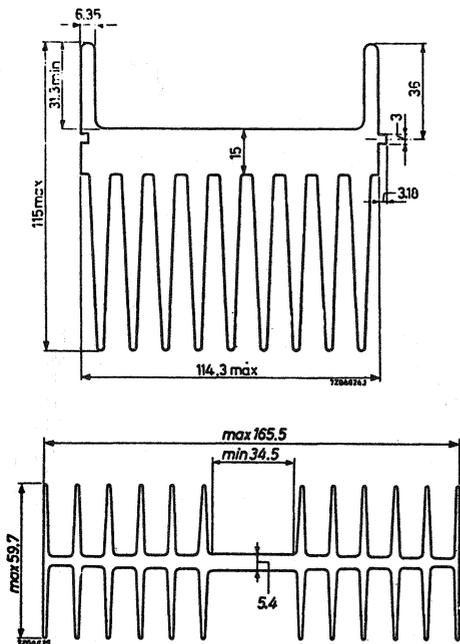


Fig. 7 - Esempio di alcuni tipi di dissipatori di calore estrusi.

ad una potenza dissipata di 15 W; dopodiché ci dirigeremo orizzontalmente a sinistra verso la sezione 3 fino ad incontrare la curva corrispondente ad un dissipatore di calore a piastra con spessore di 2 mm. Da questo punto di intersezione ci dirigeremo in basso verso la sezione 4 fino ad incontrare la curva caratteristica per il contenitore tipo TO-220. Da questo punto di intersezione ci dirigeremo verso sinistra, e potremo così sapere che l'area del nostro dissipatore avrà il valore di 110 cm².

Nel caso di potenze dissipate di maggior valore può darsi che la retta proveniente dalla sezione 2 verso la sezione 3 intersechi le due curve date per i dissipatori a piastra e per i dissipatori estrusi; in questo caso è possibile scegliere fra l'uno o l'altro. È evidente però che, nel caso di potenza dissipata di valore ancora maggiore, sarà più pratico ricorrere a dissipatori di calore estrusi. Nel qual caso ci si dovrebbe dirigere, dal punto di intersezione nella sezione 3, verso l'alto fino ad individuare la lunghezza esatta della estrusione richiesta.

Si tenga infine presente che nel caso di dissipatori di calore a piastra, il rapporto lunghezza/larghezza non deve superare 1,25. In fig. 7 abbiamo riportato alcuni tipi di dissipatori estrusi.

3) Circuiti di protezione dei transistori dello stadio finale

In fig. 8 è stato delimitato mediante linea a tratto e punto un tipico circuito di protezione. Esso funziona nella seguente maniera.

La corrente circolante nel transistor finale TR3 viene opportunamente « segnalata » dal valore di tensione presente tra i punti E e C, formato a sua volta dalla somma delle tensioni presenti ai capi dei resistori R7 e R2, più la tensione tra base ed emettitore V_{BE} del transistor TR3 stesso. In queste condizioni, se la corrente circolante nel transistor finale TR3 dovesse aumentare, aumenterebbe ovviamente anche la differenza di tensione esistente tra i punti E e C fino a raggiungere una situazione in cui il punto D risulterebbe più

positivo del punto E. Continuando ancora la corrente circolante nel transistor finale TR3 ad aumentare, potrebbe succedere che ad un dato punto, la tensione nel punto D farebbe entrare in conduzione, tramite il partitore R1/R5, il transistor TR1. (Si tenga presente che il punto esatto in cui il transistor TR1 può entrare in conduzione viene regolato mediante R5). L'entrata in conduzione del transistor TR1 fa deviare verso questo stesso transistor il segnale di pilotaggio del transistor finale TR3; TR1 inoltre, condurrà tanto più fortemente quanto maggiore sarà il segnale di pilotaggio sottratto alla base del transistor finale TR3.

È evidente allora che il transistor finale TR3, venendogli a mancare il segnale di pilotaggio, assorbito da TR1, si bloccherà.

Come si vede, l'azione del circuito di protezione si riduce in questo caso al bloccaggio del transistor TR3, tutte le volte che in quest'ultimo dovesse scorrere una eccessiva corrente in seguito ad un eventuale cortocircuito dei morsetti di uscita dell'amplificatore.

La protezione dell'altro transistor finale complementare TR4 avviene con le stesse modalità; vale a dire, quando in questo transistor dovesse circolare una corrente eccessiva, il transistor TR2, entrando in conduzione sottrarrebbe alla base del transistor TR4, il relativo segnale di pilotaggio producendo anche in questo caso il bloccaggio del transistor. Il diodo D1 impedisce l'eventuale scorrimento di una corrente inversa attraverso la giunzione collettore/base del transistor TR1 quando TR4 si trova in conduzione; analogamente, il diodo D2 impedisce il passaggio della corrente nella giunzione collettore/base di TR2 quando TR3 si trova in conduzione.

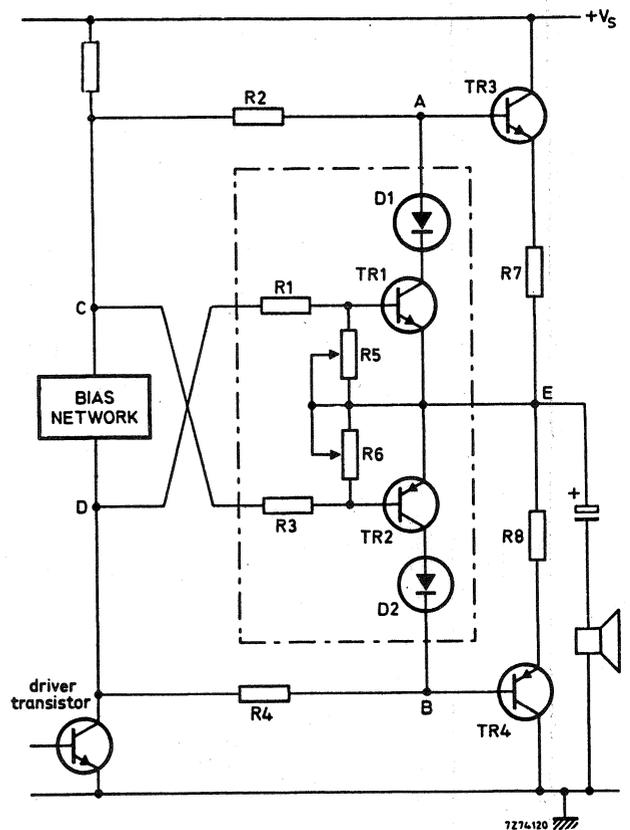


Fig. 8 - Tipico circuito di protezione dei transistori finali nel caso di un eventuale cortocircuito dei morsetti di uscita. Il circuito di protezione si trova all'interno della linea a tratto e punto.

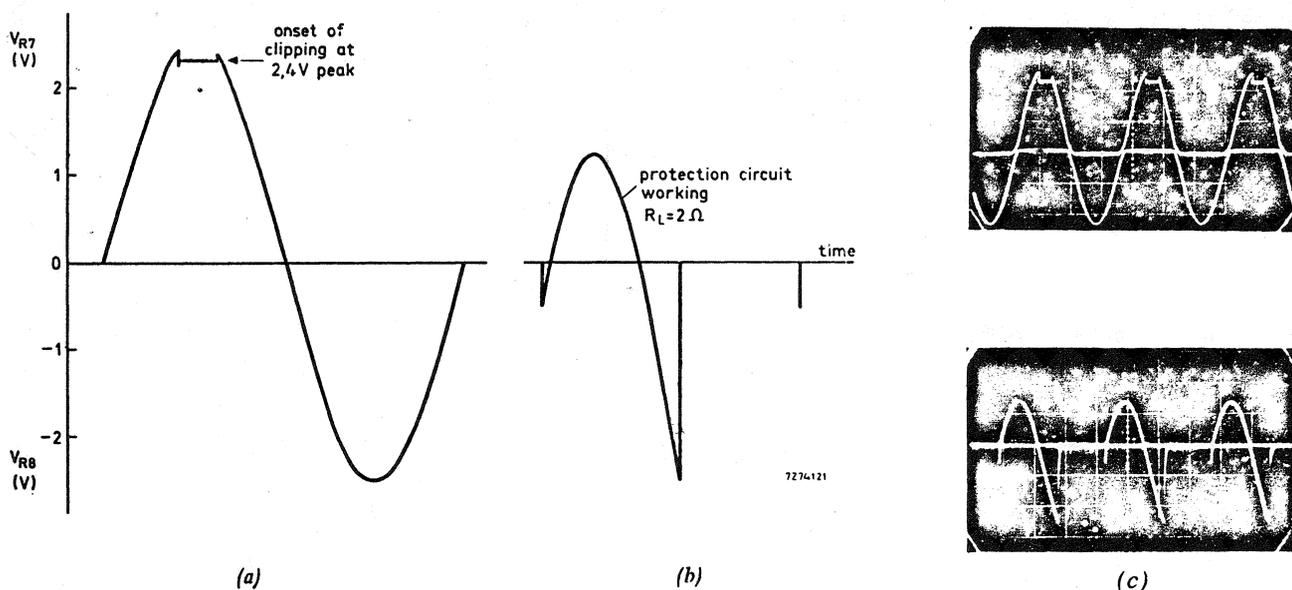


Fig. 9 - Messa a punto del circuito di protezione riportato in fig. 8. I valori indicati sono quelli caratteristici dell'amplificatore con potenza di uscita di 25 W. In (c), sono riportati gli oscillogrammi delle due condizioni di taratura riportate in (a) e (b).

La messa a punto di un circuito di protezione come quello riportato in fig. 8 si effettua nella seguente maniera:

Si colleghino i due ingressi di un oscilloscopio a doppia traccia ai capi dei resistori di emettitore rispettivamente R7 e R8. Ai morsetti di uscita dell'amplificatore, si colleghi un resistore da 2,2 ohm nel caso l'impedenza di uscita dell'amplificatore sia di 4 ohm oppure un resistore di 3,9 ohm nel caso l'amplificatore abbia un'impedenza di uscita di 8 ohm; ovviamente, la potenza di questo resistore dipenderà dalla potenza di uscita dell'amplificatore in questione. Si portino i cursori dei potenziometri R5 e R6 nella loro posizione intermedia. Conoscendo la corrente di emettitore in corrispondenza della quale si desidera che il transistor in questione venga bloccato, e conoscendo il valore dei resistori di emettitore, si calcoli la *tensione di picco* che dovrebbe trovarsi ai capi di questi resistori di emettitore, e cioè di R7 e R8 quando in essi circola la suddetta corrente. A questo punto si applichi all'ingresso dell'amplificatore un segnale sinusoidale con frequenza di 1000 Hz di ampiezza tale da produrre ai capi dei resistori di emettitore rispettivamente R7 e R8, quel valore di picco di tensione in precedenza calcolato. A questo punto si regoli il potenziometro R5 in maniera da ottenere il *taglio* della cresta del segnale presente ai capi di R7 come appunto riportato in fig. 9a. Dopodiché, si regoli il potenziometro R6 in maniera che ai capi dei resistori R7 e R8 si produca un segnale avente una forma d'onda come quella riportata in fig. 9b.

La fig. 10 riporta un circuito di protezione dei transistori finali leggermente più complicato di quello in precedenza descritto. In questo caso, la protezione dei transistori finali, rispettivamente TR5 e TR6, viene effettuata dalle coppie di transistori rispettivamente TR1/TR2 per TR5, e TR3/TR4 per TR6; i transistori TR2/TR1 e TR3/TR4 risultano collegati in maniera da funzionare *da tiristori*; per questo motivo, ciascuna coppia di questi transistori potrebbe essere sostituita da un singolo tiristore, per esempio, dal tetrodo-tiristore BRY39.

Il funzionamento del circuito è il seguente. Quando

la corrente nel transistor finale dovesse raggiungere la « soglia di pericolo », (segnalata dal partitore di tensione R2 e R3), il tiristore (sia che questo sia costituito dalla coppia TR1/TR2 o dal BRY39), si innesca, e di conseguenza rimuove per intero il segnale di pilotaggio di base del transistor finale TR5. Questo « tiristore » sarà pronto a funzionare nuovamente nel successivo semiciclo del segnale.

Il resistore R1 estende l'efficacia del circuito di protezione anche nei confronti di un eventuale aumento della tensione di alimentazione. Infatti, se quest'ultima dovesse superare il valore di soglia, fissato dal valore assegnato a R1, automaticamente questo superamento di valore farebbe innescare, anche in questo caso, il tiristore TR1/TR2, e di conseguenza, anche in questo caso, i transistori finali risulterebbero bloccati e quindi protetti.

Nel circuito di protezione di fig. 10, il diodo D3 serve ad impedire che nel transistor pilota (driver) si instauri il fenomeno cosiddetto della « seconda rottura » (second-breakdown). Infatti, se si impiegasse un circuito di pilotaggio normale succedrebbe che, in caso di corto-circuito dei morsetti di uscita dell'amplificatore, avremmo una forte ed improvvisa circolazione di corrente nel transistor pilota, e contemporaneamente una forte circolazione di corrente anche nei transistori TR3 e TR4.

Il fenomeno della « seconda rottura » ha luogo in quanto ai capi del transistor pilota è già presente, in caso di corto circuito dei morsetti di uscita, una elevata tensione collettore-emettitore (V_{CE}), come già detto; la presenza di D3 impedisce, in queste condizioni, il fenomeno distruttivo suddetto.

Un circuito di protezione che si limita solo a ridurre la corrente circolante nei transistori finali è riportato a fig. 11. In questo caso, il livello di corrente circolante nel transistor finale TR3 viene « segnalato » dal resistore di emettitore R7 il quale, tramite il partitore di tensione costituito da R2 e R3, applica tale livello alla base del transistor TR1. Come nel caso di fig. 8, così anche qui, succede che, quando nel transistor finale TR3 dovesse circolare una corrente eccessiva a causa

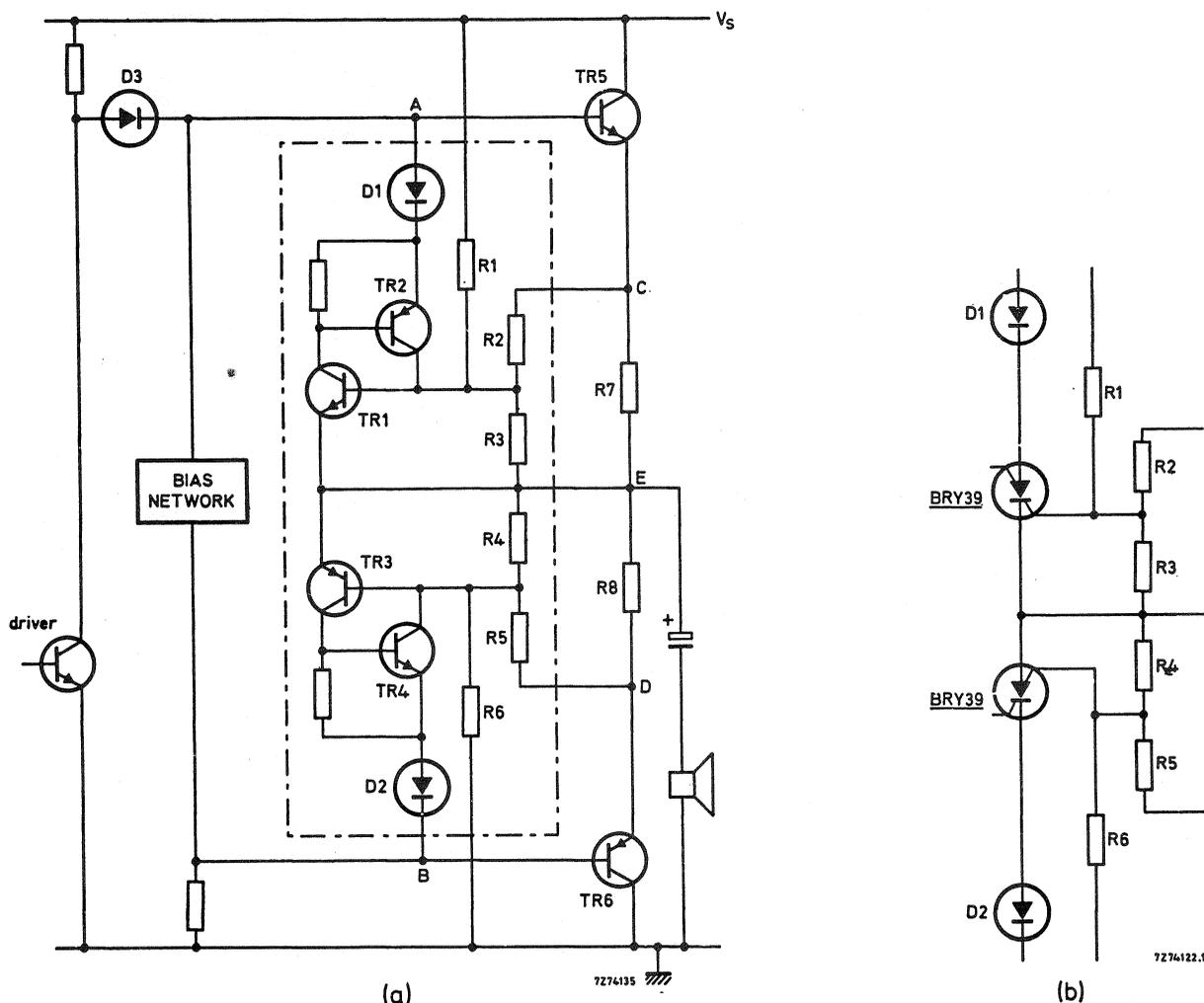


Fig. 10 - Altra versione del circuito di protezione riportato in fig. 8. In (a) i transistori rispettivamente TR1/TR2 e TR3/TR4 sono collegati a tiristore mentre in (b) essi sono stati sostituiti da veri tiristori (tipo BRY39). In molti casi vengono ommessi i resistori R1 e R6 che, come sappiamo, servono a proteggere i transistori finali da valori eccessivi della tensione di alimentazione.

di un eventuale corto-circuito dei morsetti di uscita, la tensione fornita dal partitore R2/R3 farebbe entrare in conduzione il transistor TR1, il quale, in questa maniera, « assorbirebbe » il segnale di pilotaggio di base del transistor finale TR3, riducendone pertanto la corrente di collettore.

Come nel circuito di fig. 10 così anche qui, il resistore R1 serve a proteggere i transistori finali nel caso di una eccessiva tensione di alimentazione dato che, anche in questo caso, un'eccessiva tensione di alimentazione porterebbe in conduzione, tramite R1, il transistor TR1 il quale assorbirebbe il segnale che diversamente andrebbe a pilotare il transistor finale TR3.

4) Alimentatori per amplificatori audio di potenza

Due sono i tipi di alimentatori correntemente usati per gli amplificatori audio di potenza: l'alimentatore ad onda piena con uscita *asimmetrica*, e quello parimente ad onda piena, *a ponte*. Questa seconda configurazione di alimentatore è quella più correntemente impiegata per l'alimentazione di amplificatori audio di potenza, per il semplice fatto che non richiede la *presa centrale* sul secondario del trasformatore di alimentazione. In fig. 12a è riportato un circuito raddrizzatore ad onda piena con presa centrale sul secondario del

trasformatore di alimentazione, mentre in fig. 12b è riportato il circuito di un alimentatore, onda piena, a ponte.

I due suddetti tipi di alimentatori possono essere dimensionati in maniera da fornire tensioni di alimentazione rispettivamente *simmetriche* o *asimmetriche*. Per esempio, in fig. 13a, in alto, è riportato un alimentatore a ponte che fornisce una tensione di alimentazione *asimmetrica*. In fig. 13b è riportato invece un alimentatore a ponte che fornisce *due* tensioni uguali e *simmetriche* ma che richiede per questo motivo, una presa centrale sul secondario del trasformatore di alimentazione.

Entrambe le suddette configurazioni di alimentatori hanno vantaggi e svantaggi; sarà compito del progettista valutare gli uni e gli altri in base alle caratteristiche richieste dall'amplificatore che sta progettando.

I primi cinque amplificatori descritti in questa rivista sono stati progettati in maniera da essere alimentati da una tensione di alimentazione *asimmetrica*. Il sesto amplificatore invece prevede una tensione di alimentazione *simmetrica*, e viene presentato come esempio caratteristico di questo tipo di alimentazione.

Gli amplificatori descritti (sia ad alimentazione asimmetrica che ad alimentazione simmetrica) non richiedono una tensione di alimentazione stabilizzata purché

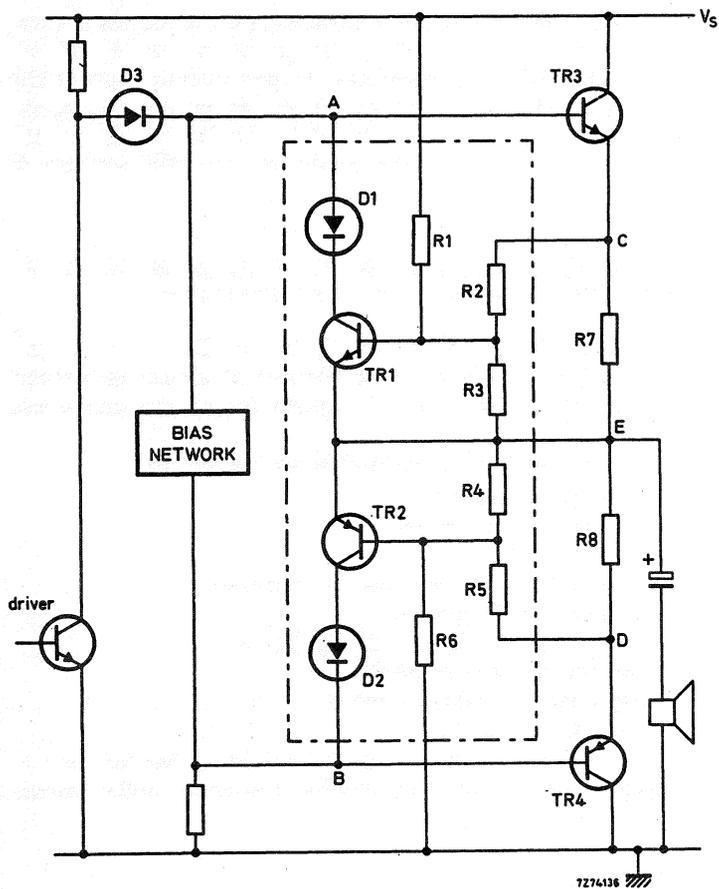


Fig. 11 - Circuito di protezione semplificato. In questo caso, non si ha bloccaggio della corrente nei transistori finali ma semplicemente una forte limitazione di essa. Anche in questo caso, i resistori R1 e R6 possono essere eliminati come già specificato in fig. 10.

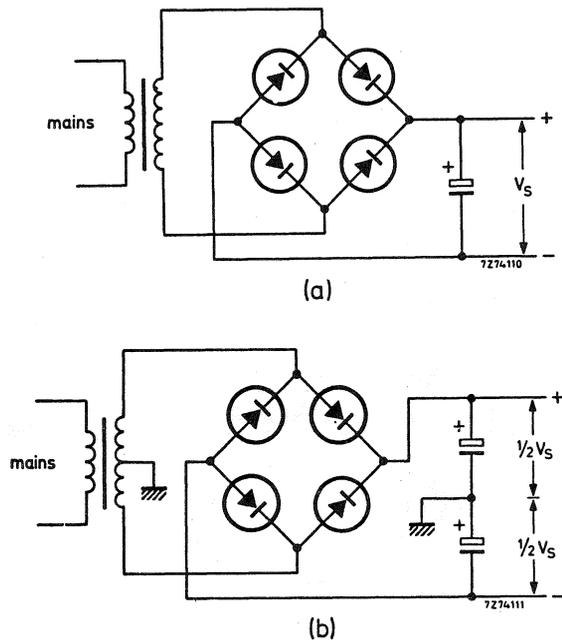


Fig. 13 - (a) Alimentatore asimmetrico a ponte. (b) Alimentatore simmetrico a ponte. In questo caso occorre disporre di una presa centrale sul secondario del trasformatore di rete.

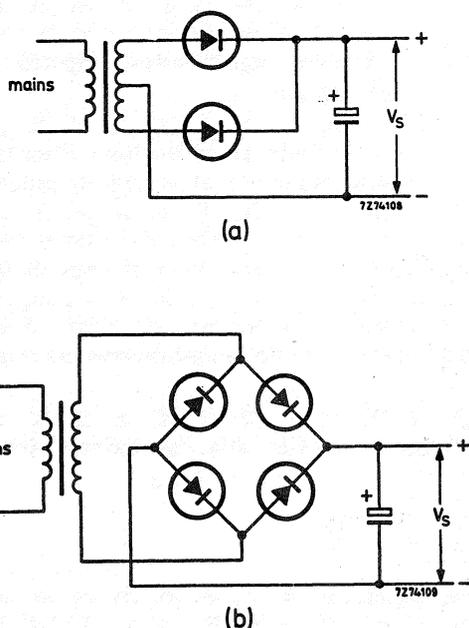


Fig. 12 - (a) Circuito raddrizzatore, onda piena, con presa centrale sul secondario del trasformatore di rete. (b) Circuito raddrizzatore, onda piena, a ponte.

la resistenza interna dei relativi alimentatori sia bassa; tale cioè che, in condizioni di pieno carico, la tensione di alimentazione fornita non scenda oltre il 15% del valore a vuoto ($V_s = 0,85 V_{s0}$) negli alimentatori asimmetrici, e del 7,25% ($V_s = 0,75 V_{s0}$), nel caso di alimentatori simmetrici.

I primi cinque amplificatori di potenza descritti possono essere opportunamente adattati per una alimentazione simmetrica dato che, rispettando il valore della massima potenza dissipata, è possibile impiegare sempre gli stessi transistori.

I vantaggi di una tensione di alimentazione simmetrica si possono così sintetizzare: non è richiesto alcun condensatore elettrolitico in serie all'altoparlante. Ciò consente di conseguire due ulteriori vantaggi: innanzitutto, sia i transistori di uscita che l'altoparlante non sono percorsi dal transitorio che si produce all'atto della messa in funzione dell'amplificatore. (Ciò vale in modo particolare per gli amplificatori di grande potenza che richiedono per una buona riproduzione delle frequenze basse, elevati valori di capacità del condensatore elettrolitico in serie all'altoparlante). In secondo luogo, è evidente che l'assenza di un condensatore di accoppiamento all'altoparlante migliorerà inevitabilmente la risposta alle basse frequenze.

Dal punto di vista economico si potrebbe osservare che nell'alimentatore simmetrico, i condensatori elettrolitici di uscita dell'alimentatore sono due mentre un alimentatore asimmetrico ne richiede uno solo. Nel caso però di un sistema stereo, gli elettrolitici richiesti

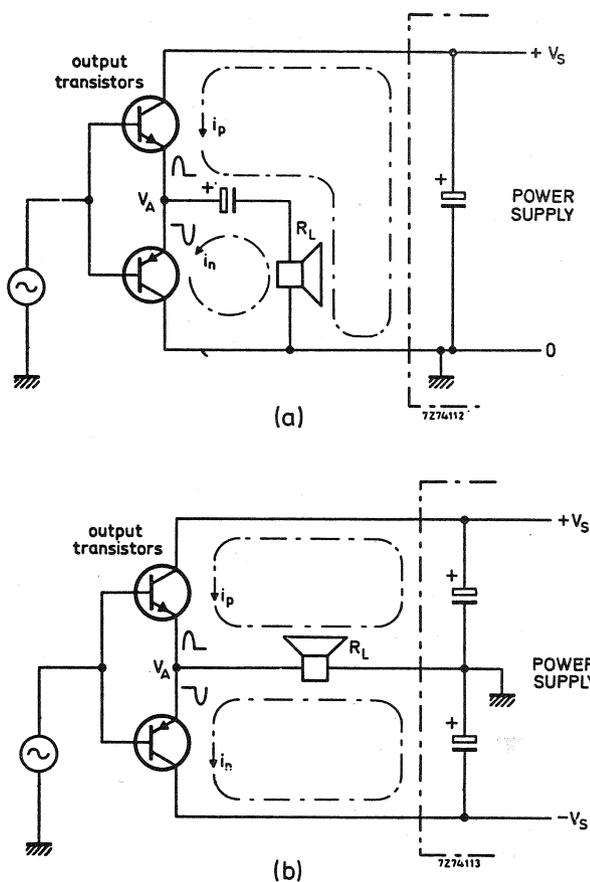


Fig. 14 - (a) Circolazione delle correnti in uno stadio finale complementare alimentato da una tensione asimmetrica. (b) Circolazione delle correnti nei transistori finali complementari in un amplificatore alimentato da una tensione simmetrica. Si noti in questo secondo caso l'assenza dell'elettrolitico di accoppiamento all'altoparlante.

da un sistema di alimentazione simmetrica rimarrebbero sempre due, mentre per un sistema di alimentazione asimmetrica, i condensatori elettrolitici diventerebbero tre.

Tra gli *svantaggi* inerenti ad un sistema di alimentazione simmetrica possiamo enumerare i seguenti:

- richiesta di un secondario con presa centrale nel trasformatore di rete
- nel punto intermedio V_A (fig. 14) la tensione di alimentazione deve essere pressoché zero (offset = zero); diversamente avremmo una certa polarizzazione in c.c. dell'altoparlante.

La soluzione più brillante di questo problema consiste nell'inserire nello stadio di ingresso dell'amplificatore un *amplificatore differenziale*...

- I fusibili di protezione sono in questo caso due mentre nel caso di un alimentatore asimmetrico evidentemente sarebbe uno solo.

5) Scelta dei transistori per lo stadio finale

La scelta dei transistori più adatti da montare nello stadio finale di un amplificatore audio di potenza viene fatta tenendo presente i seguenti parametri:

- la massima tensione di rottura (breakdown) $V_{CE0 \max}$
- la massima corrente di collettore $I_{CM \max}$
- il guadagno di corrente h_{FE} , ed infine
- le curve SOAR (Safety Operating Area).

Questi parametri sono caratteristici di un dato transistor, e di conseguenza, non possono essere influenzati o alterati dal progettista. E' per questo motivo che i costruttori di transistori danno dei grafici che facilitano enormemente la scelta del transistor più adatto da impiegare nello stadio finale in base alla potenza di uscita richiesta (fig. 15/16).

DEFINIZIONE DEI PARAMETRI FONDAMENTALI DI UN AMPLIFICATORE B. F. DI ALTA QUALITA'

Le prestazioni di un amplificatore B.F. di alta qualità vengono configurate in termini di alcuni parametri caratteristici di cui qui di seguito forniremo una breve definizione.

I parametri in questione sono i seguenti:

- potenza di uscita
- impedenza di carico
- distorsione
- sensibilità e impedenza di ingresso
- risposta in frequenza
- larghezza di banda della potenza
- fattore di smorzamento
- rapporto segnale/disturbo
- condizioni termiche.

Le definizioni di questi parametri si basano per la maggior parte sulle specifiche riportate nelle norme DIN 45500.

1) Potenza di uscita

Tra le varie maniere di definire questo parametro, signaleremo quelle che più comunemente vengono impiegate in pratica. Esse sono:

- potenza di uscita *in onda sinusoidale*, che è la potenza continuativa, misurata in valore *efficace*, fornita ad un dato carico per un tempo maggiore di 10 minuti con un livello di distorsione $\leq 1\%$;
- potenza d'uscita *musicale*, la quale è la potenza di uscita, misurata anch'essa con onda sinusoidale, ma ad un livello di distorsione ben specificato; viene misurata entro un intervallo di tempo così breve che la tensione di alimentazione non fa in tempo a variare in maniera significativa rispetto al valore in assenza di segnale.

Per un dato amplificatore, il valore della potenza di uscita misurata secondo la definizione riportata in (b) può essere molto superiore al valore di potenza misurato come specificato in (a). Siccome per il progetto di un amplificatore si parte sempre dal valore della potenza di uscita che si desidera avere ai capi di una determinata impedenza, prima di iniziare il progetto occorrerà determinare se la potenza di uscita desiderata è quella specificata secondo la definizione (a) o quella specificata in (b).

Per gli amplificatori da noi descritti, la potenza di uscita è sempre riferita alla definizione riportata nel paragrafo a).

Impedenza di carico

Degli amplificatori B.F. che descriveremo alcuni hanno una impedenza di uscita di 4 ohm, altri di 8 ohm. In base alle norme DIN 45500, possono aversi in pratica valori inferiori del 20% rispetto ai valori nominali suddetti.

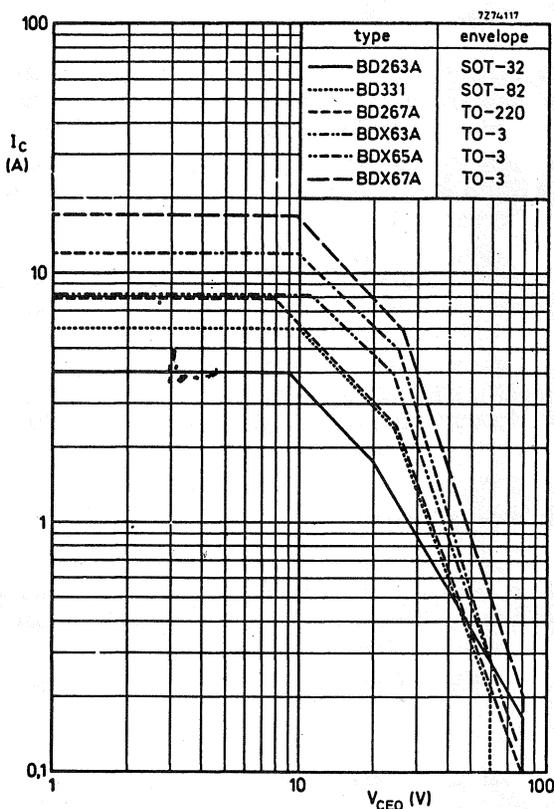


Fig. 15 - Confronto delle curve SOAR in c.c. per i transistori riportati nella tabella 1 e nella fig. 16 alla temperatura della base di montaggio di $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$.

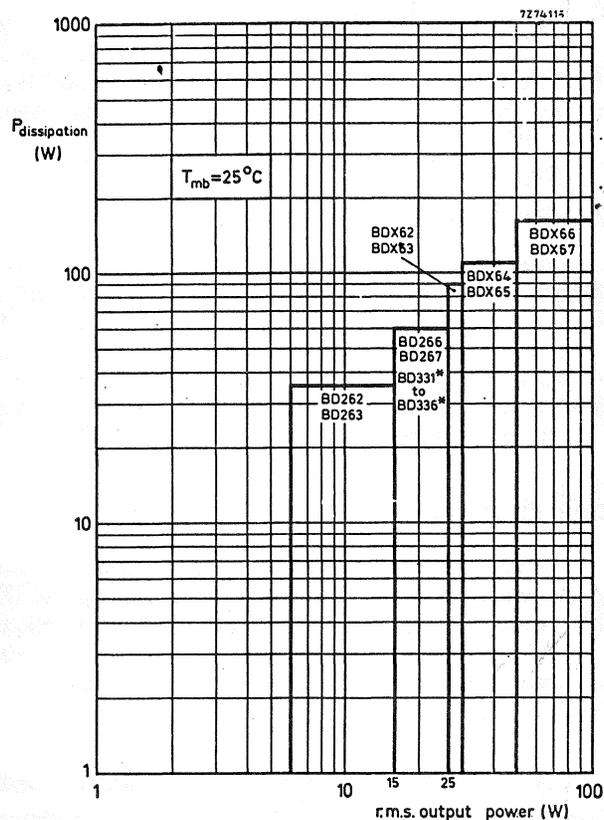


Fig. 16 - Guida per una rapida scelta delle coppie di transistori complementari più adatti da impiegare negli stadi finali di amplificatori b.f. di potenza. (I criteri per la scelta sono la potenza dissipata e la potenza di uscita in watt misurata in valore efficace).

Distorsione

Per distorsione debbono intendersi tutti quei fenomeni che impediscono che il segnale di uscita di un amplificatore sia una perfetta « replica » dello stesso segnale applicato all'ingresso. Esistono cinque tipi di distorsione.

- a) La distorsione *armonica* definita come rapporto tra il valore efficace di una particolare armonica e il valore efficace della rispettiva frequenza fondamentale. Nelle specifiche degli amplificatori si parla di distorsione *armonica complessiva* d_{tot} , che in termini di singole distorsioni armoniche d_2, d_3, d_4 ecc. è data dalla seguente formula:

$$d_{tot} = \sqrt{(d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 + \dots + d_n^2)}$$

- b) Distorsione di *intermodulazione* la quale è una distorsione non-lineare caratterizzata da componenti presenti all'uscita aventi frequenze uguali alla somma e alla differenza dei multipli interi delle frequenze che compongono il segnale d'ingresso. Quantitativamente la distorsione di intermodulazione è data dalle seguenti espressioni:

$$d_{im} = \frac{1}{V_o(n)} \left[\{V_{o(f_2-f_1)} + V_{o(f_2+f_1)}\}^2 + \dots + \{V_{o(f_2-2f_1)} + V_{o(f_2+2f_1)}\}^2 + \dots + \{V_{o(f_2-nf_1)} + V_{o(f_2+nf_1)}\}^2 \right]^{1/2}$$

Le norme DIN 45500 danno $f_1 = 250 \text{ Hz}$, $f_2 = 8 \text{ kHz}$,

e il rapporto delle tensioni del segnale di ingresso ($V_{i(f_1)} : V_{i(f_2)}$) con valore di 4 : 1.

Solitamente questo tipo di distorsione viene data per la massima potenza di uscita e negli amplificatori di potenza non può superare il 2%.

- c) Distorsione di *cross-over*, che si verifica specificatamente negli stadi finali in controfase lavoranti in classe B. E' dovuta al ginocchio inferiore della caratteristica di ingresso dei due transistori finali; tale ginocchio, infatti, non permette di avere una « saldatura » lineare tra le due caratteristiche di uscita dei due transistori. Ciò è dovuto invariabilmente ad una errata polarizzazione dei due transistori finali.

Sensibilità ed impedenza di ingresso

Per sensibilità di ingresso deve intendersi il livello di segnale richiesto ai capi dell'impedenza di ingresso capace di produrre la potenza di uscita stabilita. Le norme DIN 45500 stabiliscono che l'impedenza di uscita di un preamplificatore non deve avere un valore superiore a $47 \text{ k}\Omega$, e che la tensione di uscita presente ai capi di questa impedenza non deve avere un valore inferiore ad 1 V. Questa definizione serve a dimensionare in modo esatto il circuito di ingresso di un amplificatore di potenza. Gli amplificatori descritti in questa rivista posseggono una sensibilità di circa 500 mV ai capi di una impedenza con valore non inferiore a $75 \text{ k}\Omega$.

Risposta in frequenza

E' la tensione o potenza di uscita fornita dall'amplificatore ai capi di una impedenza di carico ben speci-

ficata, in funzione della frequenza, per una data tensione di ingresso. Le norme DIN 45500 specificano che tra 40 Hz e 16 kHz tale risposta deve stare entro i limiti (per una determinata frequenza e livello di uscita), di $\pm 1,5$ dB rispetto al livello medio.

Larghezza di banda della potenza

La larghezza di banda della potenza è la risposta in frequenza ad un livello di distorsione costante del segnale di uscita (solitamente tale distorsione è $d_{tot}=1\%$). I limiti di questa risposta in frequenza vengono specificati dai punti in cui la potenza di uscita risulta 3 dB al di sotto del livello che si ha alla frequenza di 1 kHz: tali limiti devono essere ≤ 40 Hz e $\geq 12,5$ kHz.

Fattore di smorzamento

È il rapporto tra l'impedenza del carico esterno e l'impedenza di uscita dell'amplificatore. Le norme DIN 45500 danno per questo parametro un valore minimo uguale a 3; gli attuali amplificatori riescono però a dare un fattore di smorzamento molto più elevato.

Rapporto segnale/disturbo

È il rapporto tra la tensione di un segnale di uscita di una data frequenza e potenza d'uscita e la tensione di rumore equivalente presente parimenti all'uscita.

Siccome lo spettro di frequenza del rumore termico è infinito, e siccome le componenti di rumore nelle differenti parti dello spettro non posseggono lo stesso « suono », il rapporto segnale/disturbo viene misurato, nella maggior parte dei casi, mediante una rete particolare che tende a compensare questa disuguaglianza. Quando il rumore viene misurato in questa maniera si parla di rapporto segnale/disturbo *pesato*. Quando il rapporto segnale/disturbo non viene misurato con questo circuito particolare, abbiamo il rapporto segnale/disturbo *non pesato*.

Condizioni termiche

L'amplificatore deve essere progettato in maniera che nelle peggiori condizioni di lavoro e di temperatura ambiente, non venga mai superato il valore massimo della temperatura alla giunzione (T_{jmax}) specificato dal costruttore per un dato tipo di transistor.

TABELLA 1 - Dati sommari dei transistori Darlington impiegati negli amplificatori

Tipo **	Polarità	Contenitore	$V_{CE0\ max}^{**}$ (V)	$I_{CM\ max}^*$ (A)	$P_{tot\ max}$ (W)	$h_{FE\ con}$	V_{CE}^* (V)	e	I_c^* (A)
BD262 BD263	p-n-p n-p-n	SOT-32	60	6	36	> 750	3		1,5
BD266 BD267	p-n-p n-p-n	TO-220	60	12	60	> 750	3		3
BD331 BD332	p-n-p n-p-n	SOT-82	60	10**	60	> 750	3		3
BDX62 BDX63	p-n-p n-p-n	TO-3	60	12	90	> 1000	3		3
BDX64 BDX65	p-n-p n-p-n	TO-3	60	16	117	> 1000	3		3
BDX66 BDX67	p-n-p n-p-n	TO-3	60	20	150	> 1000	3		10

* Attualmente sono 20 W ma presto diventeranno 25 W. (vedi grafici figura 16).

** Di tutti questi tipi sono disponibili versioni con tensioni più elevate.

• I valori riportati in queste colonne sono positivi e negativi a seconda della polarità del transistor.

** Verrà portato a 12 A.