

Amplificatore Hi-Fi da 50 W realizzato con i Darlington BDV 64A e BDV 65A in contenitore SOT-93

Viene presentato il progetto completo di un amplificatore Hi-Fi con potenza d'uscita di 50W, nello stadio finale sono stati impiegati i transistori di potenza darlington Philips / Elcoma BDV 64A / BDV 65A in contenitore SOT-93.

1. - INTRODUZIONE

I vantaggi del nuovo contenitore SOT-93 che sostituisce nei transistori di potenza l'ormai noto TO-3, sono stati già ampiamente illustrati in un precedente lavoro apparso su questa rivista. Questo nuovo contenitore (fig. 1) deve considerarsi il miglior sistema di chiusura ermetica realizzato fino ad oggi per i *contenitori in plastica*. Combina infatti felicemente fattori economici, grande sicurezza di funzionamento e ridotta "fatiga" termica. Queste due ultime caratteristiche sono state ottenute grazie all'impiego di due noti processi tecnologici: *la saldatura eutettica e la passivazione del cristallo*.

I fattori economici a cui abbiamo accennato più sopra riguardano *la velocità di assemblaggio* che questo contenitore consente di realizzare in sede di fabbricazione del transistore; in particolare, possono essere rese completamente automatiche, la saldatura eutettica e quella ad ultrasuoni impiegata per unire i terminali alle parti attive del cristallo.

In questo articolo esporremo il progetto, completo di circuito stampato e di altri dati caratteristici importanti, dell'amplificatore Hi-Fi da 50 W sommariamente illustrati nel precedente lavoro.

Nello stadio finale di potenza vengono anche in

questo caso impiegati i transistori darlington BDV 64A e BDV 65A in configurazione complementare. Per attenuare la perdita di risposta alle frequenze più basse è stato eliminato il condensatore elettrolitico di accoppiamento all'altoparlante.

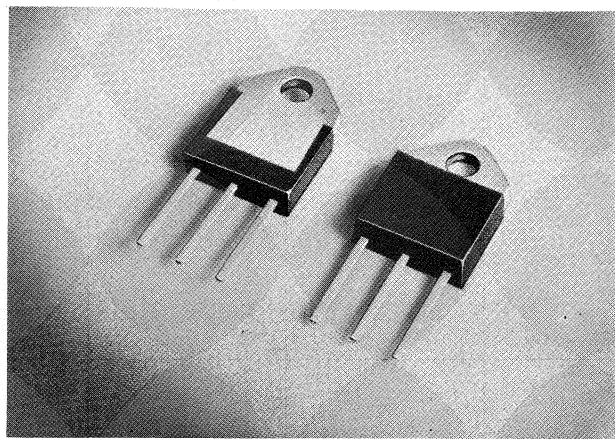


Fig. 1 - Parte anteriore e posteriore di un transistore darlington di potenza in contenitore SOT-93. Sono i transistori BDV 64A e BDV65A impiegati nello stadio finale.

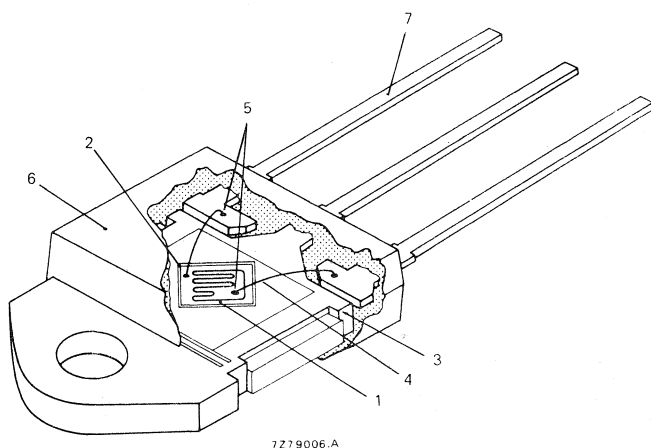


Fig. 2 - Struttura interna di un transistor di potenza con il nuovo contenitore SOT-93. 1 = cristallo ricoperto in vetro (e cioè passivato). 2 = giuntura eutettica oro/silicio. 3 = pettine di rame. 4 = filo di collegamento in alluminio. 5 = saldatura ad ultrasuoni dei fili di collegamento. 6 = capsula in silicone speciale. 7 = terminali di rame stagnato.

Il segnale fornito dalla coppia complementare finale sarà pertanto accoppiato *direttamente* (in c.c.) all'altoparlante. Vantaggi: economia (l'elettrolitico costa) e migliore risposta alle basse frequenze, come già detto. Ciò richiede però *due* tensioni di alimentazione uguali e contrarie (alimentatore con presa centrale); inoltre, la "tensione" sulla presa centrale (e cioè la tensione zero o massa) dovrà essere rigorosamente stabilizzata sul valore di zero in modo che, in nessun caso, si abbia circolazione di corrente nella bobina mobile dell'altoparlante. Ciò si ottiene applicando l'eventuale variazione in più o in meno rispetto massa (tensione off-set), presente sulla presa centrale, ad una delle basi di uno stadio dell'amplificatore differenziale presente all'ingresso.

L'amplificatore è munito di un sistema di protezione contro i danni derivanti da un eventuale cortocircuito dei morsetti dell'altoparlante. Incorpora inoltre altri particolari circuiti che rendono il suo funzionamento stabile anche nel caso di collegamento a carichi di natura complessa (altoparlanti statici).

I vantaggi derivanti dall'aver impiegato in questo amplificatore transistori in contenitore SOT-93 al posto di quelli in TO-3 (per es. BDX 64 e BDX 65) sono i seguenti:

Tabella 1 — POTENZA « TRATTATA » DAI NUOVI TRANSISTORI IN SOT-93 E DAI CORRISPONDENTI IN CONTENITORE TO-3

V_{CE} (V)	BDX64A (TO-3)	BDV64A (SOT-93)	BDX65A (TO-3)	BDV65A (SOT-93)
10	117	125	117	125
30	70	125	70	125
60	15	44	15	65
80	8	28	8	42

massima potenza dissipata (in W) a $T_{amb} = 25^\circ C$

- come si può vedere dalla tabella 1, questo tipo di contenitore consente di trattare potenze fino a 5 volte superiori a quelle trattate dagli equivalenti in TO-3,
- il montaggio del radiatore è più semplice,
- riduzione nella misura del 30% della resistenza termica tra giunzione e base di montaggio,
- l'elevata frequenza di taglio riduce la distorsione secondaria di incrocio, prodotta dalle caratteristiche di lavoro dei due transistori (distorsione di cross-over), a livelli trascurabili.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito dell'amplificatore è riportato in fig. 3a, il circuito di protezione in fig. 3b; la piastra del circuito stampato sul quale è montato in fig. 4.

Come già detto, per ragioni di economia e per migliorare la risposta alle basse frequenze l'altoparlante è collegato *direttamente* all'uscita dell'amplificatore; ciò richiede un alimentatore con presa centrale. Una rete di controreazione in c.c. impedisce che nella bobina dell'altoparlante possa circolare una componente di corrente continua. Questa rete consiste nell'applicare ad una delle basi di un transistor dell'amplificatore differenziale d'ingresso, l'eventuale tensione off-set.

C'è però l'eventualità che *una* linea di alimentazione dell'amplificatore possa essere interrotta, nel qual caso una corrente continua molto intensa potrebbe circolare nella bobina mobile dell'altoparlante con tutte le prevedibili conseguenze. Per annullare questo serio pericolo occorre inserire sia nella linea di alimentazione positiva che in quella negativa un fusibile da 2 A.

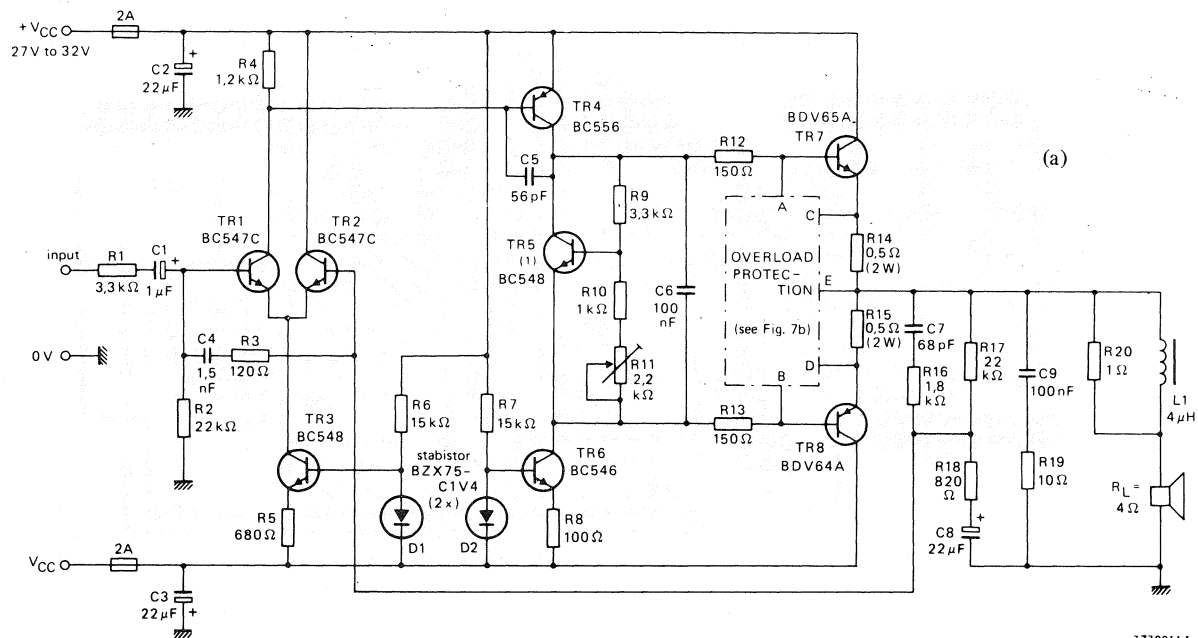
Stadio d'ingresso differenziale e stabilizzazione della tensione sul punto centrale dell'alimentatore

Lo stadio d'ingresso differenziale è formato da TR1 e TR2; TR3 è collegato agli emettitori di questi transistori e funziona da sorgente di corrente di 1 mA. La inevitabile variazione di tolleranza nei valori dei guadagni di TR1 e TR2 produrrà ovviamente tensioni di differente valore ai capi di R2 e R17. Questa inevitabile differenza di tensione viene mantenuta entro limiti accettabili impiegando nell'amplificatore differenziale i transistori BC 547C, facendoli lavorare con una corrente con valore nominale di 0,5 mA e assegnando ai resistori R2 e R17 il valore di 22 k Ω . La massima tensione off-set riscontrabile in pratica dipenderà pertanto dallo spread del guadagno e dalla tensione V_{BE} di TR1 e TR2 impiegati.

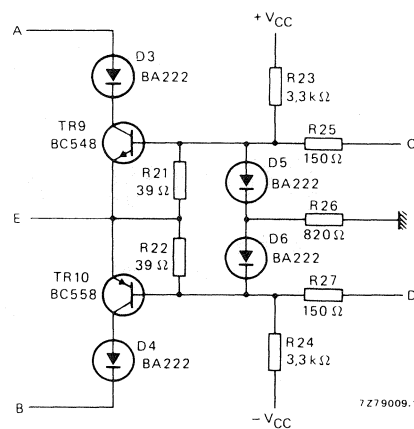
Per il BC 547C con una $I_c = 0,5$ mA, un $h_{FE\ max} = 760$ e un $h_{FE\ min} = 375$, avremo una $I_{B\ max} = 1,33$ μ A e una $I_{B\ min} = 0,66$ μ A. L'offset della tensione di base prodotto dalle variazioni delle tolleranze del guadagno sarà:

$$R_2 (I_{B\ max} - I_{B\ min}) = 22 \times 10^3 (1,33 - 0,66) \times 10^{-6} \approx 15\ mV.$$

Per un BC 547C con una $I_c = 0,5$ mA, $V_{BE\ max} = 610$ mV e una $V_{BE\ min} = 575$ mV, l'offset della tensione di base



7279011.1



7279009.1

Fig. 3 - (a) Amplificatore di potenza Hi-Fi da 50 W. (b) Circuito di protezione dei transistori finali. (1) TR5 è fissato sul radiatore dei transistori finali.

prodotto dalle tolleranze di V_{BE} nelle suddette condizioni di lavoro sarà:

$$V_{BE \max} - V_{BE \min} = (610 - 575) \times 10^{-3} = 35 \text{ mV}$$

L'offset massimo complessivo per una corrente di collettore di 0,5 mA in TR1 e TR2 sarà: $(15 + 35) \times 10^{-3} = 50 \text{ mA}$. Il guadagno complessivo in alternata dell'amplificatore è determinato dal rapporto dei valori dei resistori $(R17 + R18)/R18$ e da $(R1 + R2)/R2$. La stabilità complessiva in alternata dell'amplificatore è assicurata dal resistore R1, dal condensatore C5 e dalle reti RC R3-C4, R16-C7 e R19-C9.

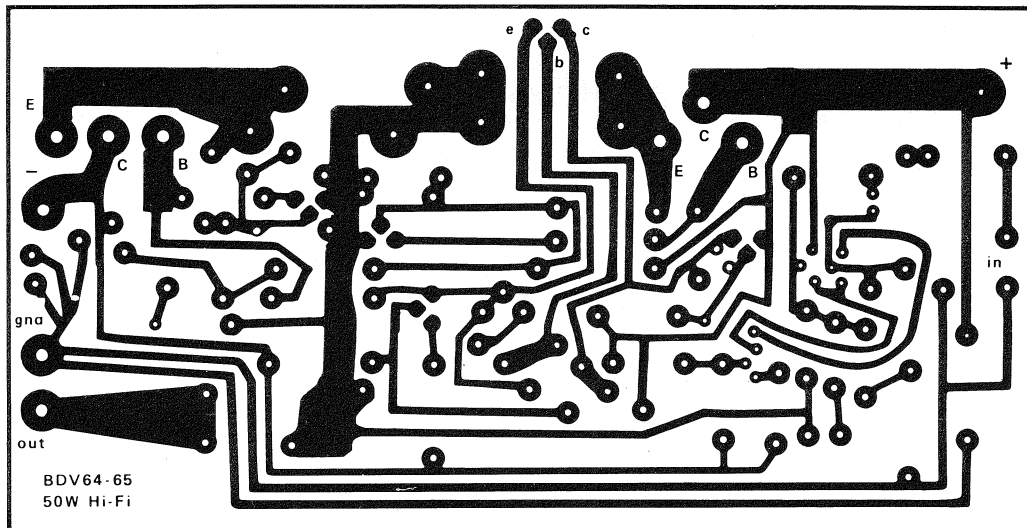
Stadio pilota

Il segnale in uscita dallo stadio differenziale d'ingresso viene collegato alla base di TR4. Questo transistorore lavora come pilota in classe A, ed ha come sorgente di corrente TR6 che permette di avere una corrente di collettore di 7 mA.

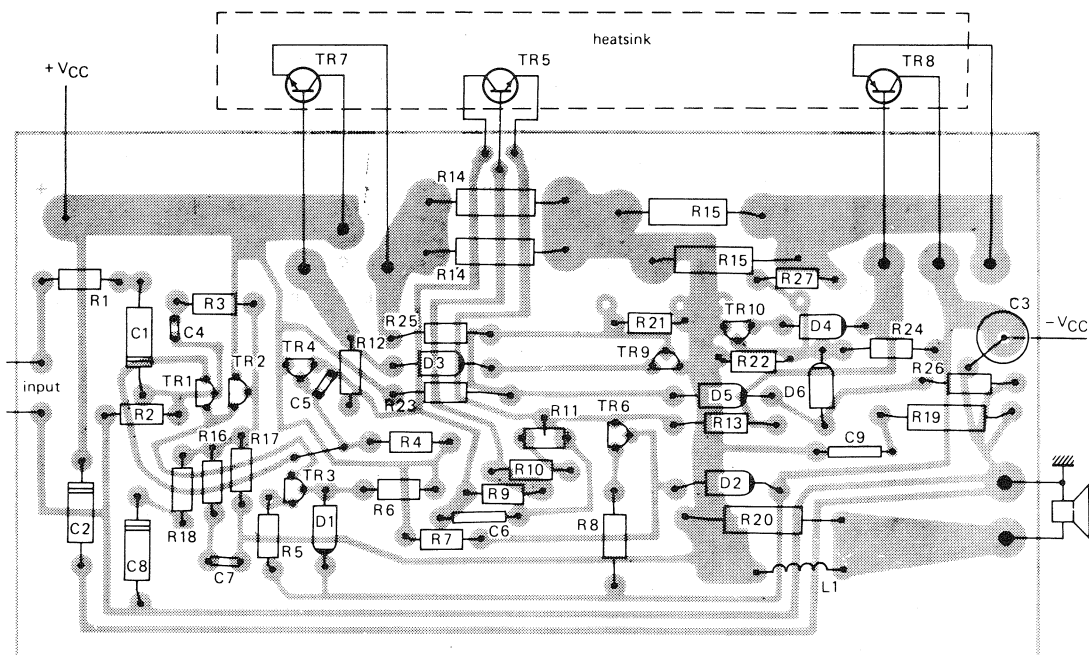
Stadio finale

I transistori complementari dello stadio finale, lavoranti in classe AB, assorbono una corrente di riposo di 7 mA. Questo valore di corrente viene fissato dal trimmer R11 ed è stabilizzato termicamente sfruttando la tensione V_{CE} di TR5 il cui valore dipende dalla temperatura. Questa variazione di V_{CE} in funzione della temperatura viene sfruttata per neutralizzare le variazioni base-emettitore dei transistori finali.

La stabilizzazione termica della corrente di collettore dei transistori finali viene ulteriormente assicurata montando TR5 in diretto contatto termico sul radiatore dove sono montati i transistori finali, e collegando inoltre resistori da 0,5 Ω in serie agli emettitori di TR7 e TR8. L'induttore da 4 μH con in parallelo il resistore R20, collegato in serie all'altoparlante, previene eventuali fenomeni di instabilità che potrebbero verificarsi in caso di collegamento di altoparlanti ad un carico capacitivo (altoparlanti elettrostatici).



7278551



7278552

Fig. 4 - Circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore; (in alto) visto dalla parte del rame; (in basso) visto dal lato componenti.

Circuito di protezione contro sovraccarichi

Si sa che cortocircuitando i terminali dell'altoparlante, i transistori d'uscita vanno incontro a sicura distruzione. Il circuito di protezione riportato in fig. 3b mantiene, anche in caso di cortocircuito, la potenza dissipata dai transistori finali entro i massimi limiti consentiti (curve SOAR). I circuiti di protezione convenzionali proteggono i transistori finali ma agiscono su *un solo parametro* nel senso che impediscono che

nei transistori finali circoli una *corrente* che indubbiamente li distruggerebbe.

Il circuito di protezione di fig. 3b agisce *su due parametri*: anch'esso impedisce che nei transistori finali possa circolare una *corrente* distruttiva, in più impedisce anche che ai capi dei medesimi si formi una *tensione* altrettanto distruttiva. Evidentemente, questi *due limiti* di lavoro estendono la possibilità d'impiego dei transistori.

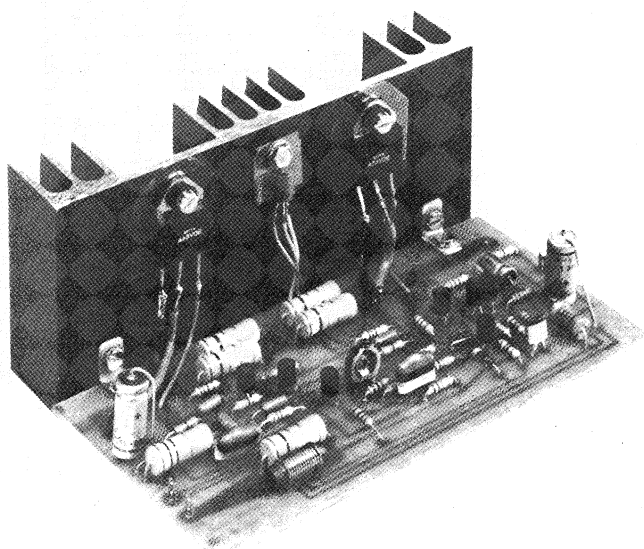


Fig. 4a - (a) Prototipo di laboratorio dell'amplificatore Hi-Fi di figura 3.

3. - ALCUNI CALCOLI PER IL PROGETTO DELL'AMPLIFICATORE

L'amplificatore è stato progettato in maniera che nelle condizioni di lavoro più gravose e con una temperatura ambiente di 45°C non venga mai superata nei transistori finali la massima temperatura (T_{jmax}) ammissibile alla giunzione.

Per il calcolo dei dissipatori di calore dello stadio finale si è proceduto nella seguente maniera:

La corrente massima di picco d'uscita che dà la massima potenza (e cioè 50 W) oltre la quale si verifica il fenomeno del taglio, ammonta, se il carico è 4 Ω, a:

$$I_0 = \sqrt{(2P_0/R_L)} = \sqrt{(100/4)} = 5 \text{ A.}$$

La tensione d'uscita di picco sarà:

$$V_0 = \frac{2P_0}{I_0} = \frac{100}{5} = 20 \text{ V}$$

La caduta di tensione (valore di picco) in TR4 e TR7 (nella metà superiore del circuito) è:

$$V_{perdite} \approx (I_0 R_{14}) + V_{BE_{max}} TR7 + (R_{12} I_{B_{max}} TR7 + V_{CE_{sat}} TR4) \\ \approx (5 \times 0,5) + 2,5 + (150 \times 5 \times 10^{-3}) + 0,65 = 6,4 \text{ V}$$

Le perdite in TR6 e TR8 sono pressapoco le stesse. La tensione di alimentazione, a pieno carico, dovrà pertanto essere:

$$V_{cc} = V_0 + V_{perdite} = 20 + 6,4 \approx 27 \text{ V.}$$

Il grado di stabilizzazione della tensione di alimentazione è definito da:

$$V \text{ in assenza di carico} - V \text{ in presenza di carico}$$

$$V \text{ in assenza di carico}$$

Supponiamo di impiegare una tensione di alimentazione non stabilizzata con un fattore di stabilità del 15%, e cioè:

$$\frac{V_{cco} - V_{cc}}{V_{cco}} = 0,15$$

Risolvendo per la condizione di tensione in assenza di carico (V_{cco}) si avrà:

$$V_{cco} = 1,18 V_{cc} \approx 32 \text{ V.}$$

La massima dissipazione di collettore si verifica quando la potenza dissipata dall'uno e dall'altro transistorore è uguale alla potenza che "passa" nel carico. Se il pilotaggio è con segnale sinusoidale, la massima potenza sarà $(2/\pi)^2$, corrispondente cioè allo 0,4 della massima potenza.

Il valore della tensione di alimentazione, in queste condizioni di carico, sarà:

$$V_{cc}(2/\pi) = V_{cco} \left[1 - \left(\frac{V_{cco} - V_{cc}}{V_{cco}} \right) \frac{2}{\pi} \right] \\ = 0,904 V_{cco} \\ \approx 29 \text{ V.}$$

Supponendo che si verifichi un aumento della tensione di rete nella misura del 10% ed una contemporanea riduzione del 20% del carico, la massima dissipazione in TR8 caso limite sarà:

$$P_{tot} = \frac{(1,1 \times 29)^2}{\pi^2 (0,8R_L + R_{15})} \approx 27,5 \text{ W}$$

La potenza dissipata in TR7, teoricamente, è inferiore a quella di TR8; agli effetti pratici può comunque considerarsi uguale.

La resistenza termica complessiva tra la giunzione di ciascun transistorore finale e l'ambiente circostante è data da:

$$R_{th \ j-a} = \frac{T_{j \ max} - T_{amb \ max}}{P_{tot}} = \frac{150 - 45}{27,5} = 3,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

La resistenza termica tra la giunzione e la base di montaggio ($R_{th \ j-mb}$) è 1°C/W, quella tra base di montaggio e ambiente è 0,8°C/W, nel caso il transistorore venga montato isolato dal radiatore e interposta pasta al silicone. La resistenza termica che dovrà avere il radiatore sul quale verrà montato ciascun transistorore finale non dovrà pertanto essere superiore a:

$$R_{th \ j-a} - (R_{th \ j-mb} + R_{th \ mb-h})$$

e cioè

$$= 3,8 - (1 + 0,8) = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

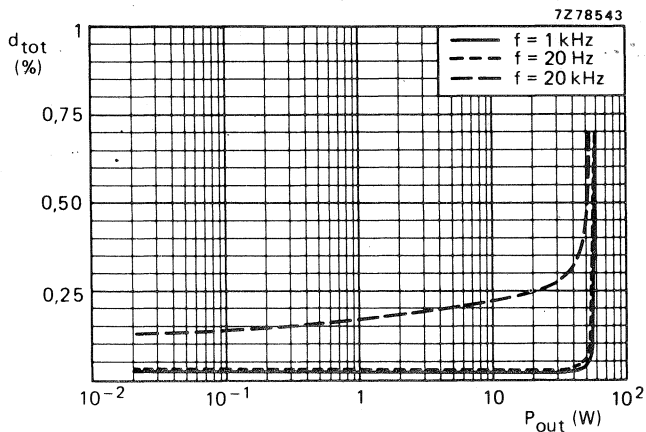


Fig. 5 - Distorsione armonica complessiva in funzione della potenza d'uscita.

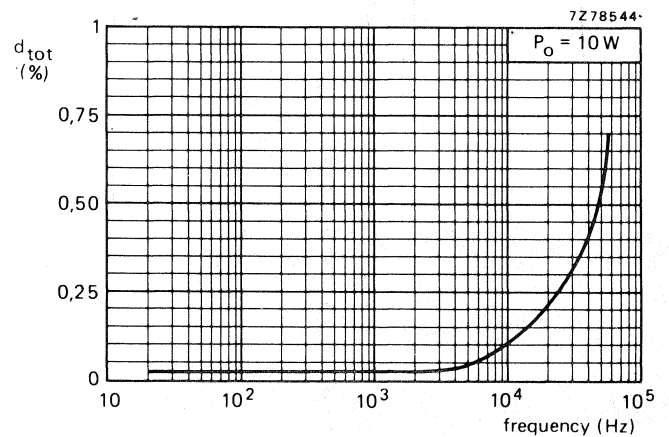


Fig. 6 - Distorsione armonica complessiva in funzione della frequenza ($P_o = 10 \text{ W}$).

4. - PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE

Si riferiscono all'amplificatore di fig. 3 con altoparlante da 4Ω .

— alimentazione senza carico V_{cc0}	$\pm 32 \text{ V}$
— alimentaz. con mass. carico V_{cc}	$\pm 27 \text{ V}$
— errore di tensione sul punto intermedio (offset)	50 mV max
— corrente di lavoro (c.c.) per TR3	1 mA
— corrente di lavoro (c.c.) per TR4/TR6	7 mA
— corrente di lavoro (c.c.) di TR1/TR2	$0,5 \text{ mA}$
— corrente di riposo (c.c.) di TR7/TR8	50 mA
— impedenza d'ingresso	$25 \text{ k}\Omega$
— impedenza d'uscita	$0,04 \Omega$

— guadagno (anello aperto)	77 dB
— guadagno (anello chiuso)	27 dB
— sensibilità d'ingresso per $P_o = 50 \text{ W}$	600 mV
— potenza d'uscita (distorsione III° armonica = 0,7%)	50 W min
— larghezza di banda della potenza (distorsione III° armonica 0,7% a -1 dB)	$< 20 \text{ Hz} \dots > 20 \text{ kHz}$
— risposta in frequenza (a -1 dB) (livello riferimento $P_o = 5 \text{ W}$ a 1 kHz)	$20 \text{ Hz} \dots 30 \text{ kHz}$
— distorsione armonica complessiva fino a $P_o = 50 \text{ W}$ ($f = 1 \text{ kHz}$)	$0,1\% \text{ max}$
— distorsione per intermodulazione a $P_o = 50 \text{ W}$	$0,5\% \text{ max}$
— rapporto segnale disturbo	80 dB min
— assorbimento di corrente alla massima potenza	$\pm 1,6 \text{ A}$

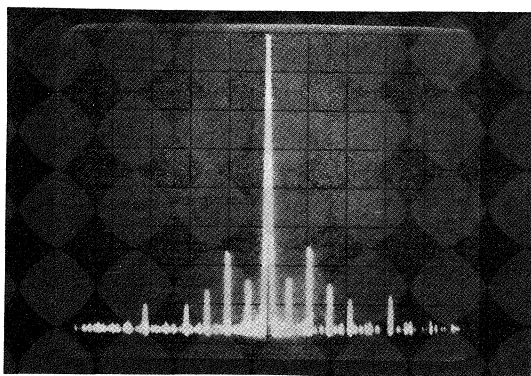


Fig. 7 - Spettro della distorsione per intermodulazione. $f_1 = 250 \text{ Hz}$; $f_2 = 8 \text{ kHz}$; $V_{f1}/V_{f2} = 4$. Orizz. = 500 Hz/div . Vert. = 10 dB/div .

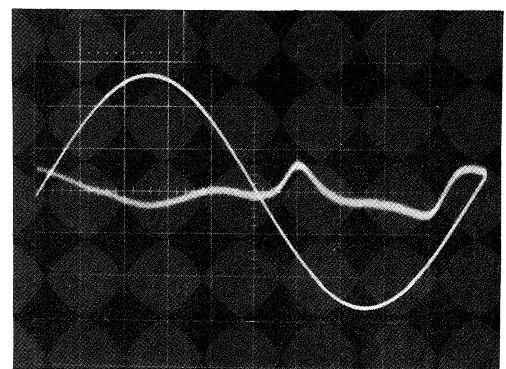


Fig. 8 - Distorsione secondaria di crossover e segnale di uscita $f = 10 \text{ kHz}$, $P_o = 1 \text{ W}$, $d_{tot} = 0,06\%$.

Distorsione armonica

Vengono date due curve: in una, la distorsione è funzione della potenza d'uscita con la frequenza come parametro (fig. 5); nell'altra, la distorsione è data in funzione della frequenza ma ad una potenza d'uscita di 10 W. Entrambe le curve indicano il basso valore di distorsione dato dall'amplificatore. La fig. 5 indica che quando l'amplificatore dà una potenza di 50 W alla frequenza di 1 kHz, la massima distorsione armonica è dello 0,1%.

Distorsione per intermodulazione

La fig. 7 riporta lo spettro della distorsione per intermodulazione intorno ad un segnale di 8 kHz (f2) prodotta da un segnale d'ingresso (f1) di 250 Hz. Sono queste le condizioni richieste dalle norme DIN 45 500 alla massima potenza dell'amplificatore e con $V_{ri} = 4 V_{ri}$.

La distorsione per intermodulazione misurata in questo amplificatore risultò inferiore allo 0,5%! (Le norme DIN prevedono invece un minimo del 2%).

Fattore di smorzamento

E' il rapporto tra l'impedenza del carico esterno e l'impedenza d'uscita dell'amplificatore. Nel nostro caso, impiegando un altoparlante con impedenza di 4 Ω , sarà:

$$4/0,04 = 100.$$

Distorsione secondaria nel punto di crossover

Questo tipo di distorsione ha luogo specialmente alle frequenze elevate ed è prodotta da cariche elettriche immagazzinate nelle basi dei transistori; in particolar modo in quelle dello stadio finale. Ciò introduce un certo ritardo nel raggiungimento del *punto d'incrocio*, delle caratteristiche del punto cioè in cui la semionda fornita da un transistor finale viene a "saldarsi" con la semionda fornita dall'altro transistor. A questo ritardo è da imputare la distorsione di crossover come appunto indicato in fig. 8. La cosa più importante al riguardo è che questa particolare forma di distorsione non assuma la forma a "spiga".

Risposta in frequenza

Secondo le norme DIN 45 500, la curva di un amplificatore Hi-Fi deve essere pressochè piatta (± 1 dB) tra 40 Hz e 16 kHz; il segnale d'ingresso impiegato per la misura deve avere la frequenza di 1 kHz e deve avere un livello tale da produrre una potenza d'uscita 10 dB al di sotto di quella massima fornibile dall'amplificatore.

La curva di risposta di fig. 9 è quella del nostro amplificatore rilevata secondo le norme DIN suddette: 20 Hz e 30 kHz, la risposta si trova entro 1 dB rispetto alla risposta ad 1 kHz.

Guadagno

In fig. 10 è riportato l'andamento del guadagno in funzione della frequenza per le condizioni di anello aperto (curve in alto) e anello chiuso (curva in basso).

Larghezza di banda della potenza

Questa caratteristica non è altro che la risposta in frequenza corrispondente ad un livello di distorsione fisso (d_{tot}) del segnale d'uscita. Secondo le norme DIN citate, la larghezza di banda minima della potenza deve estendersi da 40 Hz a 12,5 kHz.

Nel nostro caso (fig. 11), con distorsione fissa $d_{tot} = 0,7\%$, la larghezza di banda della potenza va da 20 Hz a 30 kHz.

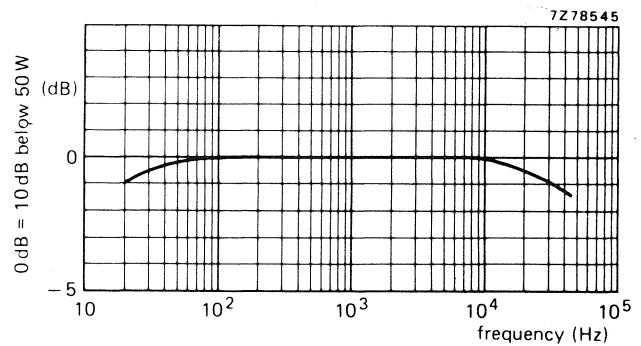


Fig. 9 - Risposta in frequenza dell'amplificatore.

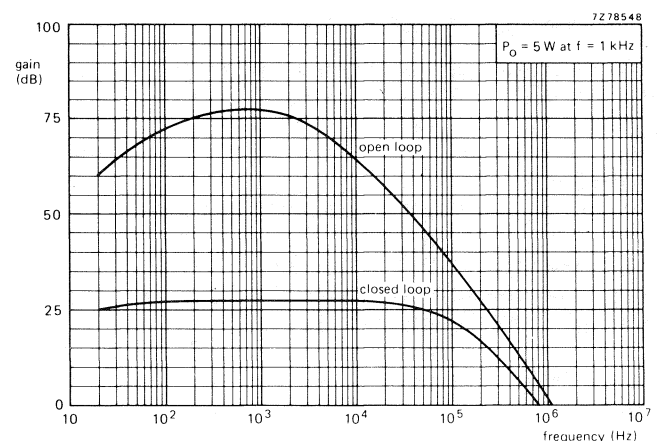


Fig. 10 - Guadagno ad anello aperto (in alto) e ad anello chiuso (in basso).

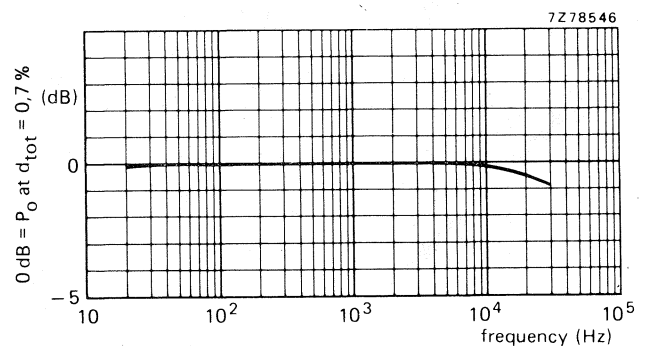


Fig. 11 - Curva della larghezza di banda della potenza (vedi testo).

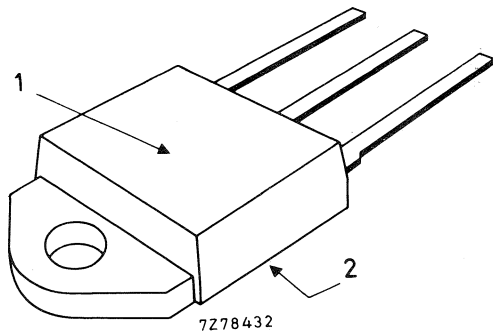


Fig. 12 - I terminali del SOT-93 si trovano sullo stesso piano di montaggio del transistor. 1 = punto sul quale si può esercitare una pressione per consentire il miglior contatto tra base di montaggio del transistor (collettore) e dissipatore di calore. 2 = superficie in diretto contatto con il radiatore.

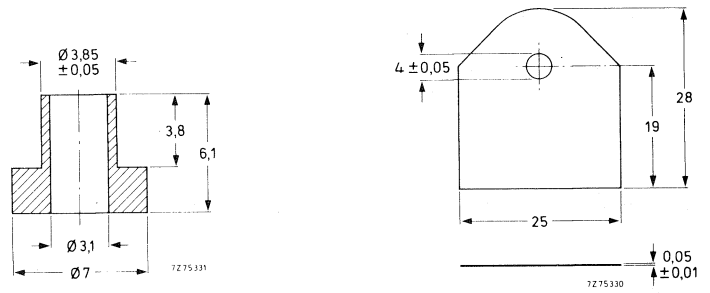


Fig. 14 - Accessori per montaggio isolato del contenitore SOT-93; a destra c'è la rondella isolante; a sinistra la boccola per la vite di fissaggio.

5. - SUGGERIMENTI PER IL CORRETTO MONTAGGIO DEI TRANSISTORI IN CONTENITORE SOT-93 AL RADIATORE DI CALORE

Innanzitutto non si dovranno esercitare forti sollecitazioni meccaniche sui terminali e sul contenitore del transistor. Anche la caduta accidentale del transistor su una superficie dura (cemento, ferro) può danneggiarlo.

Come già accennato, è possibile abbassare considerevolmente la resistenza termica tra base di montaggio del transistor e radiatore di calore spalmando le due superfici di contatto con paste al silicone. Nel caso di montaggio con isolamento converrà spalmare con la suddetta pasta, la parte della mica che "guarda" il contenitore e la faccia del radiatore a contatto con la mica.

Per ciò che riguarda la saldatura del transistor al circuito si dovrà distinguere:

a) saldatura con bagno di stagno

La massima temperatura dello stagno non potrà superare i 260 °C; il contenitore dovrà distare almeno 5 mm dal bagno. I terminali non dovranno rimanere nel bagno di stagno più di 7 secondi.

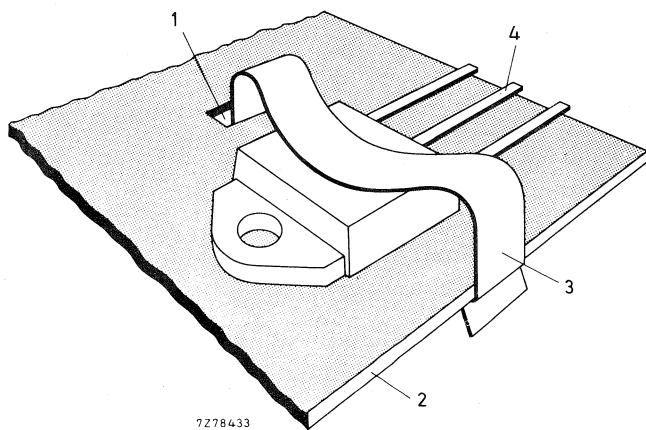


Fig. 13 - Esempio di fissaggio di un contenitore SOT-93 mediante clip (56379). 1 = apertura rettangolare sul radiatore, 2 = bordo del radiatore, 3 = clip, 4 = i terminali possono essere collegati direttamente al circuito stampato.

b) saldatura con normale saldatore

La massima temperatura del saldatore non dovrà superare i 275 °C. Il saldatore non dovrà essere portato più vicino di 3 mm dal contenitore e la saldatura dei terminali non dovrà durare più di 5 secondi. Il contenitore del transistor non dovrà essere portato a contatto con un corpo con temperatura superiore a 200 °C. Il contenitore non dovrà inoltre essere saldato al radiatore di calore dato che in questo caso la giunzione verrebbe sottoposta ad una temperatura superiore a quella prescritta. Non si deve correggere la posizione del contenitore dopo che i suoi terminali sono stati saldati al circuito. Se ci si atterrà alle regole sopradette, la resistenza termica tra base di montaggio e radiatore di calore ($R_{th\ n\ t-h}$) avrà i seguenti valori:

	montaggio diretto	montaggio con isolamento
senza pasta al silicone sul radiatore	0,8 °C/W	2,2 °C/W
con pasta al silicone sul radiatore	0,3 °C/W	0,8 °C/W

c) Montaggio mediante clip

In sede di produzione di una data apparecchiatura, il montaggio dei transistori di potenza richiede in generale un tempo considerevole se lo si raffronta alle altre fasi di montaggio. Ciò vale in particolare per il "vecchio" TO-3. Il nuovo TO-93 abbrevia senza dubbio i tempi di montaggio del transistor al radiatore. Innanzitutto perchè a differenza del TO-3, i suoi terminali si trovano sullo stesso piano del radiatore; in secondo luogo, poichè potendosi esercitare una notevole pressione sulla parte centrale del radiatore (fig. 12), questo contenitore può essere posto in stretto contatto con la superficie del radiatore mediante clip (fig. 13).

Ovviamente, il TO-93 può essere fissato sul radiatore anche mediante vite di fissaggio e, nel caso il collettore debba essere isolato dal radiatore, è prevista una rondella di mica e la relativa boccola isolante per la vite (fig. 14).