

PHILIPS



Electronic
Components
and Materials

edizione aggiornata

NOTE DI APPLICAZIONE

2

**AMPLIFICATORI
DI BASSA
FREQUENZA E HI-FI**

**A COMPONENTI DISCRETI E A CIRCUITI INTEGRATI
MONOLITICI E IBRIDI**

Negli opuscoli mensili « Note di Applicazione » vengono presentati, in forma estremamente semplice, progetti completi riguardanti l'applicazione pratica dei nuovi componenti (attivi e passivi) che la Philips-Elcoma viene via via offrendo all'attenzione dei progettisti elettronici. I componenti e le relative applicazioni riguardano sia il settore consumer che quello professionale. Dato il crescente interesse con il quale questo tipo di pubblicazione è stata accolta dai progettisti operanti nei suddetti settori, abbiamo creduto opportuno riunire in volumi separati i fascicoli che trattano applicazioni riguardanti un determinato settore.

È così nata una serie di volumi con i seguenti titoli:

- Amplificatori VHF/UHF a componenti discreti e a circuiti integrati ibridi
- Amplificatori B.F. e Hi-Fi a componenti discreti e a circuiti integrati monolitici e ibridi
- Interruttori statici e regolatori di potenza
- Alimentatori stabilizzati a commutazione. Principio di funzionamento, esempi pratici, formule e grafici per il progetto del trasformatore
- Utilizzazione dell'energia solare mediante pannelli a celle fotovoltaiche

Edizione a cura dell'Ufficio Documentazioni Tecniche della Sezione Elcoma della Philips S.p.A. - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 MILANO

Redattore: **Lodovico Cascianini**

Impaginazione: **Franco Toselli**

Stampa:  **Tipolitografia NAVA S.p.A. - Bernareggio**

I dati, i disegni, le descrizioni ed i progetti contenuti in questo volume hanno carattere informativo, e pertanto resta esclusa a priori qualsiasi nostra responsabilità per una loro eventuale insufficienza, incompletezza o inesattezza. Quanto riportato non esonera dall'obbligo di premunirsi per iscritto di eventuali occorrendi brevetti o licenze preesistenti. La riproduzione parziale o completa dei singoli articoli è ammessa purchè venga citata per esteso la fonte.

3ª Edizione, Gennaio 1981

PREFAZIONE

È ancora sempre vivo, specie tra i giovani, il desiderio di costruire da se un sistema completo di alta fedeltà. A differenza di altre apparecchiature elettroniche, questo desiderio può essere soddisfatto con un minimo di conoscenze nel campo dell'elettronica. Per non parlare dei vantaggi dal punto di vista economico e della possibilità di farsi un sistema di alta fedeltà "tagliato su misura", e cioè, capace di soddisfare le proprie esigenze e i propri gusti musicali.

È per questo motivo che abbiamo riunito in questo volume tutta la documentazione tecnica occorrente per realizzare un impianto Hi-Fi, giradischi, registratore e sintonizzatore esclusi.

Per ciò che riguarda gli amplificatori, il lettore ha ampia libertà di scelta. Se vuole fare presto, ricorrerà alla serie di amplificatori Hi-Fi in circuito integrato; tra questi, se la potenza desiderata è bassa potrà scegliere tra quelli monolitici, mentre se la potenza desiderata è elevata ricorrerà ai nostri integrati ibridi, capaci di fornire potenze fino a 60 W.

Quelli più appassionati di elettronica, potranno invece cimentarsi nella realizzazione di amplificatori Hi-Fi a componenti discreti, dei quali forniamo progetti per potenze d'uscita fino a 100 W.

Chiudono la serie degli amplificatori Hi-Fi due "Note" dedicate alla costruzione delle casse acustiche. Anche per queste diamo due possibilità di realizzazione a seconda dei gusti: casse acustiche bass-reflex (ottimo rendimento sonoro) oppure ermeticamente chiuse (dimensioni ridotte).

Completano il volume, il progetto completo per la realizzazione di un frequenzimetro per ricevitori AM/FM e di un decodificatore stereo.

Nelle appendici abbiamo riportato una serie di regole e di nomogrammi nonché i dati tecnici completi dei nuovi circuiti integrati che in questo frattempo sono stati prodotti.

Molti nostri lettori conoscono già questo materiale in quanto sono abbonati alle "Note di Applicazione". Pensiamo comunque di aver fatto un buon lavoro presentandole ordinate per argomenti, e completandole di tutte quelle informazioni necessarie a coloro che desiderano realizzare da soli un complesso di alta fedeltà.

Lodovico Cascianini

Ufficio Documentazioni Tecniche

Il notevole successo incontrato da questo volume ci ha spinto ad effettuare una terza edizione. Rispetto alle precedenti, essa ospita nell'ultima parte del volume le "Note d'Applicazione" più significative che in questo breve periodo di tempo la Philips/Elcoma ha pubblicato su questo argomento. È stato aggiornato anche l'elenco degli altoparlanti con i relativi dati tecnici riassuntivi.

Auguriamo a questa nuova edizione il successo conseguito dalle precedenti.

SOMMARIO

AMPLIFICATORI B.F. A CIRCUITI INTEGRATI IBRIDI E MONOLITICI

OM 931/OM 961: Due moduli in circuito integrato ibrido a film sottile per la realizzazione di amplificatori B.F. Hi-Fi di potenza da 30 e 60 W	pag. 9
TDA 1010: un circuito integrato audio in contenitore SIL-9 con potenza d'uscita di 6 W	» 17
TDA 1011: un circuito integrato B.F. dalle molteplici applicazioni Amplificatori B.F. da 5 e 6 W d'uscita realizzati con i nuovi circuiti integrati in contenitore SIL-9	» 265
Amplificatore stereo economico realizzato con il TDA 1004	» 27
TDA 1028/1029: circuiti integrati che sostituiscono i commutatori e gli interruttori meccanici nei sistemi di amplificazione B.F. stereofonici	» 33
Volume, bilanciamento dei due canali e toni bassi/alti di un amplificatore stereo regolati in c.c. mediante i circuiti integrati TCA 730 e TCA 740	» 37
TDA 1022: linea di ritardo Bucket-Brigade per la realizzazione degli effetti di riverberazione, vibrato eco ed effetto coro negli organi elettronici e negli strumenti musicali	» 47
	» 52

FREQUENZIMETRO PER RICEVITORI AM/FM - SINTONIZZAZIONE DEI RADIORICEVITORI A SINTESI DI FREQUENZA MICROCOMPUTERIZZATA - DECODIFICATORI STEREO

Frequenzimetro per ricevitori AM/FM realizzato con i circuiti integrati SAA 1058 e SAA 1070	» 61
Radio Tuning System (RTS): il primo sistema di sintonia PLL con circuiti LSI e controllo mediante microcomputer	» 80
Progetto di due decodificatori stereo con il circuito integrato PLL TDA 1005	» 83
TBA 570A: un circuito integrato comprendente la maggior parte delle funzioni richieste da un radioricevitore AM/FM	» 93
TDA 1072: un integrato per la realizzazione di radioricevitori AM per uso domestico, tuner Hi-Fi e autoradio	» 271
Impiego del transistor FET a giunzione BF410 in radioricevitori AM e FM	» 277
TDA 1005A: circuito integrato per la realizzazione di decodificatori FM PLL stereo	» 283

AMPLIFICATORI B.F. HI-FI DI POTENZA

Amplificatore Hi-Fi da 50 W realizzato con i Darlington BDV 64A e BDV 65A in contenitore SOT-93	» 107
Amplificatori B.F. Hi-Fi di potenza (fino a 100 W) con transistori Darlington complementari nello stadio finale	» 115
Amplificatori B.F. Hi-Fi di media potenza con stadio finale a simmetria complementare	» 124
Amplificatori B.F. Hi-Fi da 10, 15, 25, 50 e 100 W con alimentazione asimmetrica	» 133
Amplificatori di potenza Hi-Fi da 25/30 W realizzati con transistori Darlington in contenitore TO-220	» 286
Amplificatore B.F. Hi-Fi da 25 W/8 Ω con alimentazione simmetrica	» 141
Amplificatore B.F. a simmetria complementare a bassa tensione di alimentazione (6 V) e potenza d'uscita di 1,2 W	» 144

CASSE ACUSTICHE BASS-REFLEX E ERMETICAMENTE CHIUSE

Casse acustiche bass-reflex a tre e a due vie da 50 W e 35 W con altoparlanti accoppiati direttamente	pag. 149
Realizzazione pratica di casse acustiche ermeticamente chiuse per potenze da 50 W, 60 W e 80 W	» 154
Realizzazione di casse acustiche ermeticamente chiuse da 35,50 e 80 W	» 293

APPENDICE 1: REGOLE E NOMOGRAMMI PER LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI B.F.

Regole pratiche per il progetto di amplificatori B.F. Hi-Fi con finali Darlington di potenza	» 167
Nomogrammi per il calcolo delle dimensioni di radiatori di calore piatti o estrusi	» 179
Sistemi di montaggio dei circuiti integrati con contenitore SOT-110A e SOT-111A	» 188
I vantaggi del nuovo contenitore SOT-93 che sostituisce il vecchio TO-3 nei transistori di potenza	» 195

APPENDICE 2: DATA SHEETS DEI NUOVI CIRCUITI INTEGRATI

TDA 1011: Amplificatore di potenza da 2 a 6 W	» 209
TDA 1512: Amplificatore di potenza da 12 W Hi-Fi	» 212
TCA 730A: Regolatore in c.c. del volume e del bilanciamento stereo	» 214
TCA 740A: Regolatore in c.c. dei toni alti e dei bassi stereo	» 218
TDA 1074: Circuito di regolazione per amplificatori stereo	» 220
TCA 750: Stabilizzatore per sistemi di sintonia elettronica	» 223
TDA 1008: Divisore di frequenza per strumenti musicali elettronici	» 226
TDA 1059B: Regolatore di velocità dei motori per registratori a cassetta	» 228
TDA 5700: Ricevitore radio AM/FM integrato	» 229
TDA 1072: Circuito integrato ricevitore AM	» 232
TDA 1005A: Decodificatore PLL stereo	» 235

DATI TECNICI RIASSUNTIVI DEI TRANSISTORI E DEI MODULI PER BASSA FREQUENZA

Transistori B.F. per impieghi generali	» 241
Transistori B.F. di potenza	» 244
Circuiti integrati ibridi B.F. di potenza	» 250

APPENDICE 3: DATI TECNICI RIASSUNTIVI DEGLI ALTOPARLANTI

Altoparlanti Hi-Fi di potenza elevata	» 254
Radiatori passivi	» 256
Filtri cross-over	» 257
Altoparlanti di potenza elevata a doppio cono	» 258
Altoparlanti di media potenza	» 259
Altoparlanti ellittici di media potenza	» 260
Altoparlanti di piccola potenza	» 261
Interpretazione della sigla degli altoparlanti	» 262

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 transistor; 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.

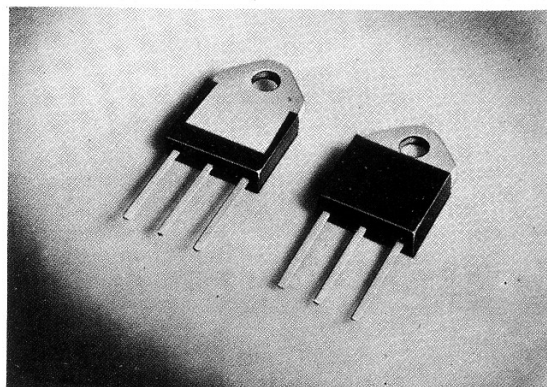


Fig. 1 - Parte anteriore e posteriore di un transistor darlington di potenza in contenitore SOT-93. Sono i transistori BDV 64A e BDV65A impiegati nello stadio finale.

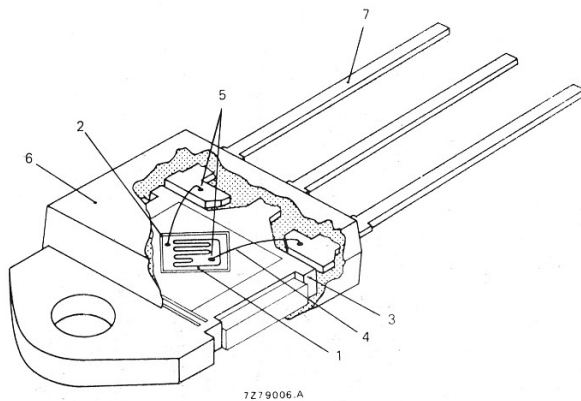


Fig. 2 - Struttura interna di un transistor di potenza con il nuovo contenitore SOT-93. 1 = cristallo ricoperto in vetro (e cioè passivato). 2 = giuntura eutettica oro/silicio. 3 = pettine di rame. 4 = filo di collegamento in alluminio. 5 = saldatura ad ultrasuoni dei fili di collegamento. 6 = capsula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

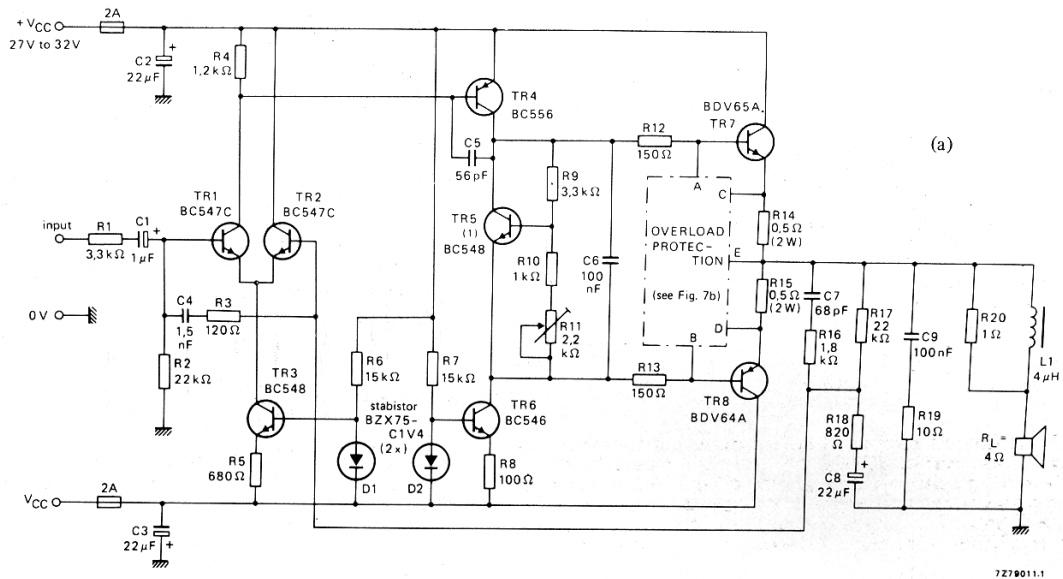
Stadio d'ingresso differenziale e stabilizzazione della tensione sul punto centrale dell'alimentatore

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.

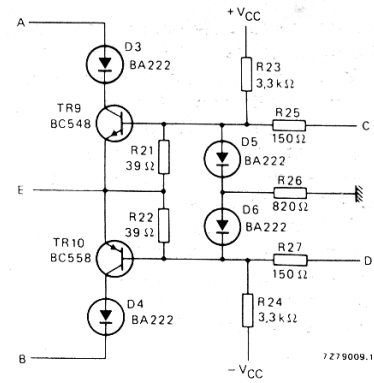
Per il BC 547C con una $I_c = 0,5$ mA, un $h_{FE\ max} = 760$ e un $h_{FE\ min} = 375$, avremo una $I_{B\ max} = 1,33$ μA e una $I_{B\ min} = 0,66$ μA . L'offset della tensione di base prodotta dalle variazioni delle tolleranze del guadagno sarà:

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

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 à 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.

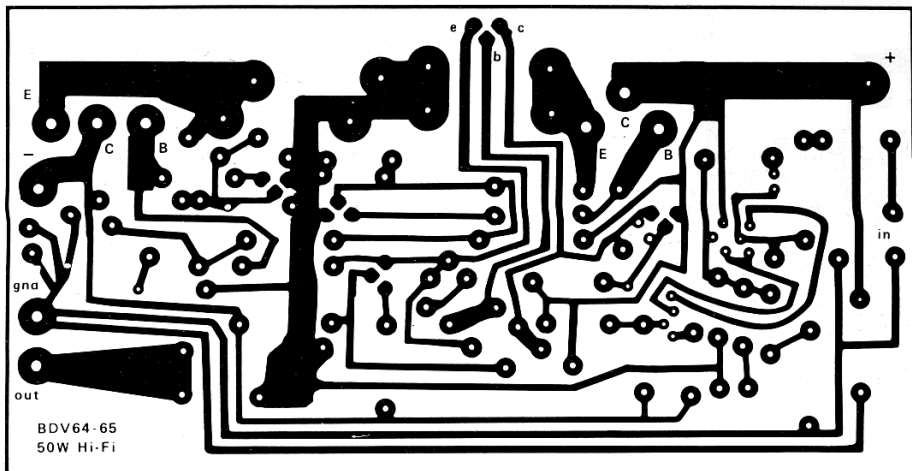
Stadio pilota

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.

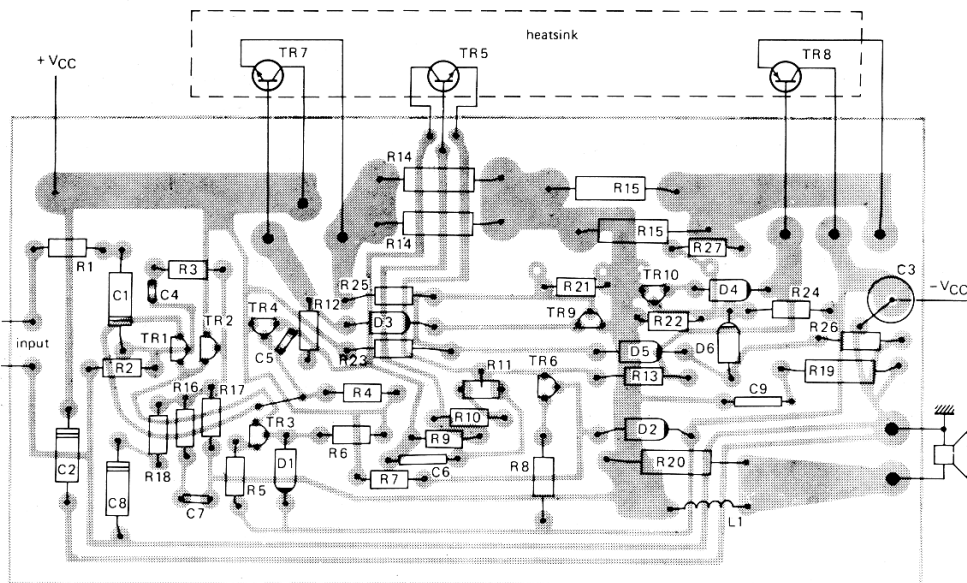
Stadio finale

I transistori complementari dello stadio finale, lavorando 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.

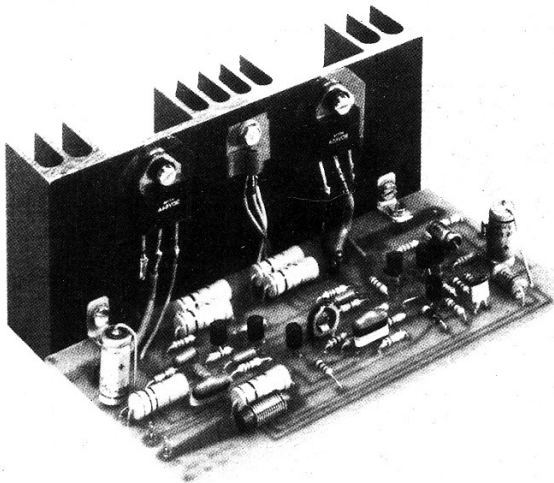


Fig. 4a - (a) Prototipo di laboratorio dell'amplificatore Hi-Fi di figura 3.

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:

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

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:

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

$$\frac{V \text{ in assenza di carico}}{V_{cc}}$$

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

$$\frac{V_{cc0} - V_{cc}}{V_{cc0}} = 0,15$$

Risolviendo per la condizione di tensione in assenza di carico (V_{cc0}) si avrà:

$$V_{cc0} = 1,18 V_{cc} \approx 32 \text{ V.}$$

La massima dissipazione di collettore si verifica quando la potenza dissipata dall'uno e dall'altro transistore 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:

$$V_{cc}(2/\pi) = V_{cc0} \left[1 - \left(\frac{V_{cc0} - V_{cc}}{V_{cc0}} \right) \frac{2}{\pi} \right] \\ = 0,904 V_{cc0} \\ \approx 29 \text{ V.}$$

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 transistore 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 transistore venga montato isolato dal radiatore e interposta pasta al silicone. La resistenza termica che dovrà avere il radiatore sul quale verrà montato ciascun transistore finale non dovrà pertanto essere superiore a:

$$R_{th \ j-a} - (R_{th \ j-mb} + R_{th \ mb-h}) \\ \text{e cioè} \\ = 3,8 - (1 + 0,8) = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

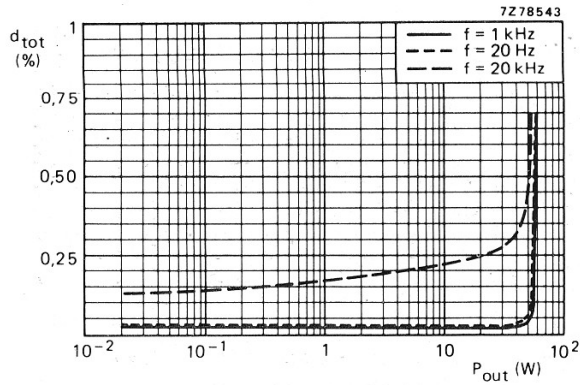


Fig. 5 - Distorsione armonica complessiva in funzione della potenza d'uscita.

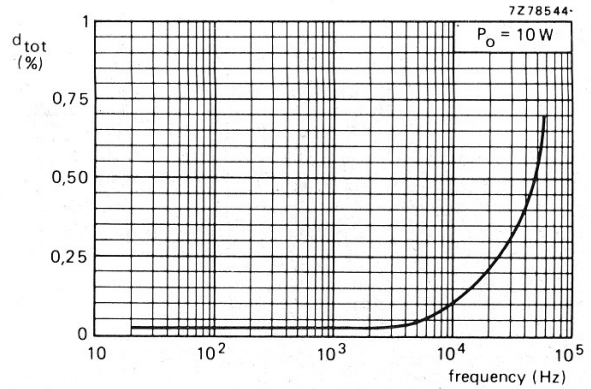


Fig. 6 - Distorsione armonica complessiva in funzione della frequenza ($P_o = 10 \text{ W}$).

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 ^a armonica = 0,7%)	50 W min
— larghezza di banda della potenza (distorsione III ^a 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	$\pm 1,6 \text{ A}$

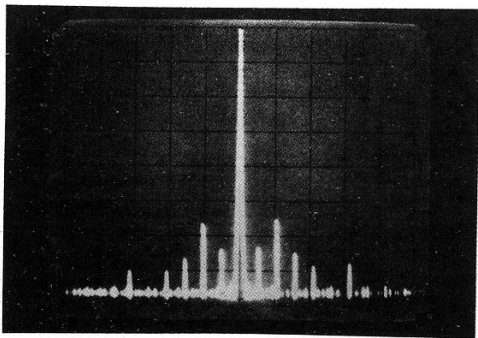


Fig. 7 - Spettro della distorsione per intermodulazione. $f_1 = 250 \text{ Hz}$; $f_2 = 8 \text{ kHz}$; $V_{f1}/V_{f2} = 4$. Orizz. = 500 Hz/div . Vert. = 10 dB/div .

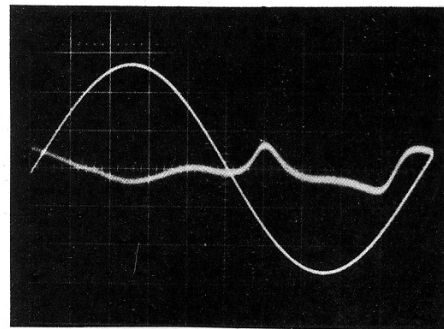


Fig. 8 - Distorsione secondaria di crossover e segnale di uscita $f = 10 \text{ kHz}$, $P_o = 1 \text{ W}$, $d_{tot} = 0,06\%$.

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 (f_2) prodotta da un segnale d'ingresso (f_1) di 250 Hz. Sono queste le condizioni richieste dalle norme DIN 45 500 alla massima potenza dell'amplificatore e con $V_{fi} = 4 V_{fi}$.

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 transistore finale viene a "saldarsi" con la semionda fornita dall'altro transistore. 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 assume 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.

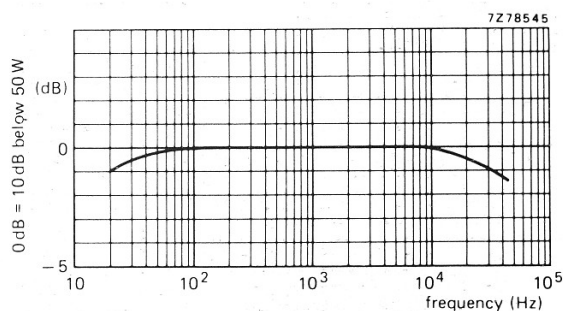


Fig. 9 - Risposta in frequenza dell'amplificatore.

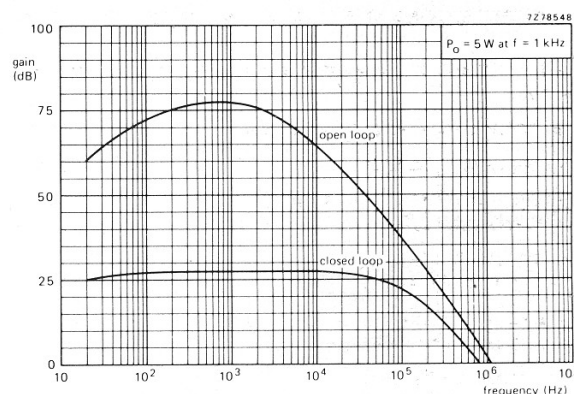


Fig. 10 - Guadagno ad anello aperto (in alto) e ad anello chiuso (in basso).

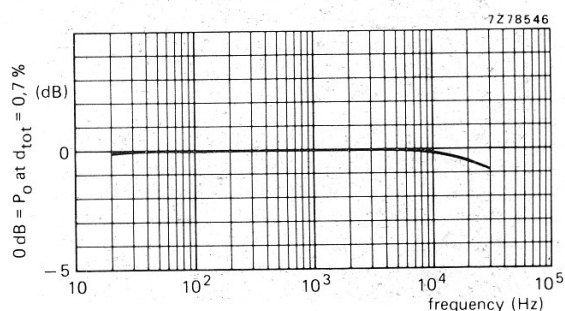


Fig. 11 - Curva della larghezza di banda della potenza (vedi testo).

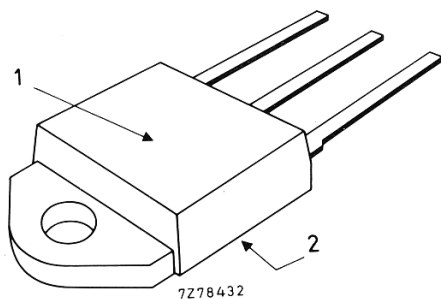


Fig. 12 - I terminali del SOT-93 si trovano sullo stesso piano di montaggio del transistor. 1 = punto sul quale si può esercitare una pressione per consentire il miglior contatto tra base di montaggio del transistor (collettore) e dissipatore di calore. 2 = superficie in diretto contatto con il radiatore.

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.

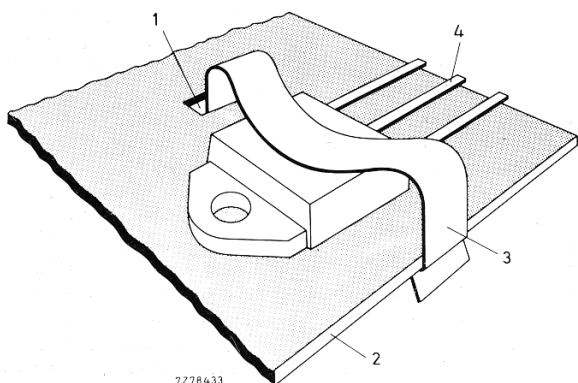


Fig. 13 Esempio di fissaggio di un contenitore SOT-93 mediante clip (56379). 1 = apertura rettangolare sul radiatore, 2 = bordo del radiatore, 3 = clip, 4 = i terminali possono essere collegati direttamente al circuito stampato.

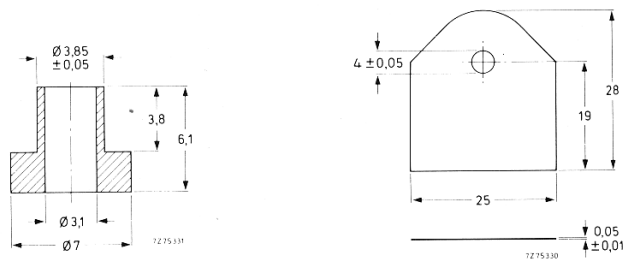


Fig. 14 - Accessori per montaggio isolato del contenitore SOT-93; a destra c'è la rondella isolante; a sinistra la boccola per la vite di fissaggio.

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 sopraddette, la resistenza termica tra base di montaggio e radiatore di calore ($R_{th \text{ n.t.-h}}$) 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).

Amplificatori B.F. Hi-Fi di potenza (fino a 100 W) con transistori Darlington complementari nello stadio finale

Gli attuali transistori Darlington di potenza consentono di realizzare amplificatori B.F. Hi-Fi estremamente compatti. In ciascuno dei Darlington impiegati si trovano, in forma integrata, sia il transistor pilota che quello finale di potenza. E' presente inoltre un diodo di protezione collegato tra collettore ed emettitore del transistor finale nonché due resistori collegati tra emettitore e base dei transistori rispettivamente pilota e finale. Con questi Darlington al silicio di potenza con base epitassiale si possono realizzare interessanti amplificatori con potenza di uscita fino a 100 W.

1. INTRODUZIONE

I transistori Darlington di potenza permettono di realizzare amplificatori B.F. di potenza estremamente compatti e con dimensioni molto ridotte. Ciò per il fatto che questi Darlington di potenza al silicio con base epitassiale incorporano due transistori, e precisamente, un pilota e un finale; oltre a ciò, nello stesso cristallo, sono stati integrati i resistori collegati tra base e emettitore dei due transistori nonché un diodo di protezione collegato tra emettitore e collettore del transistor-fine.

Qui di seguito descriveremo sommariamente alcuni amplificatori di potenza realizzati con questi Darlington di potenza.

2. AMPLIFICATORE B.F. Hi-Fi DA 10 W

In fig. 1 si può vedere un amplificatore di potenza Hi-Fi con potenza di uscita di 10 W nel cui stadio finale sono stati impiegati due transistori Darlington di potenza. La potenza di uscita nominale di 10 W è

ricavata su un'impedenza di uscita di 4Ω . I componenti necessari per la realizzazione di questo amplificatore sono riportati nella tabella 1; il fusibile inserito nella tensione di alimentazione serve a proteggere l'amplificatore nel caso questo venga sovraccaricato oppure vengano messi in cortocircuito i morsetti di uscita. I diodi di protezione contenuti nei due Darlington (T4 e T5) e collegati tra emettitore e collettore, servono a limitare eventuali sovratensioni che potrebbero verificarsi tra questi due elettrodi nel caso di collegamento a impedenze di natura complessa.

La fig. 2 riporta il circuito stampato (visto dalla parte del rame), di un prototipo di laboratorio di questo amplificatore. In fig. 3 si può vedere questo stesso circuito stampato visto dalla parte dove sono montati i componenti. Per funzionamento fino a temperature ambiente di circa 50°C , occorre munire i transistori finali di appositi radiatori di calore aventi il valore di *resistenza termica* indicato nella tabella 1.

Il transistor T3, che provvede a stabilizzare la corrente di riposo dello stadio finale, dovrà essere fissato al radiatore di calore del transistor finale T4, per esempio, mediante l'aletta di raffreddamento 56 356.

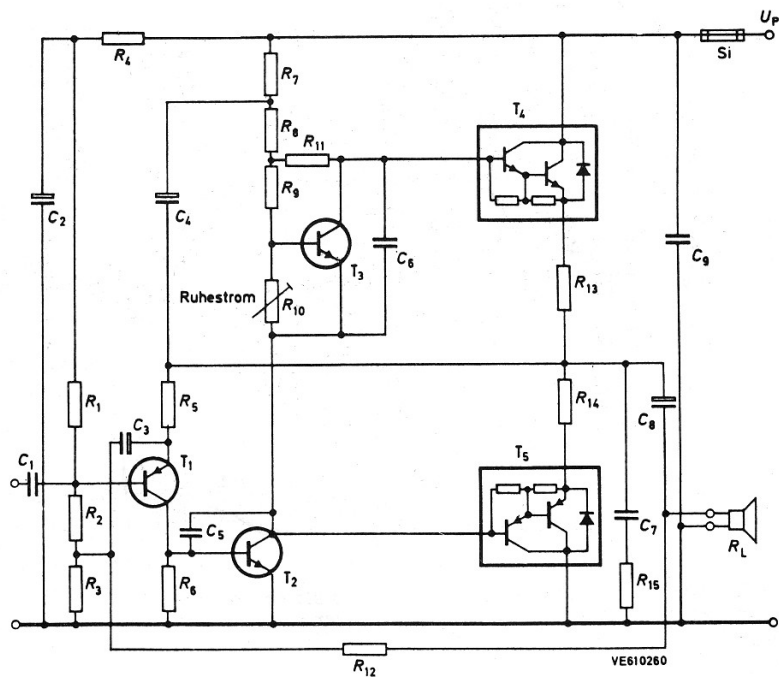


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore Hi-Fi di potenza equipaggiato nello stadio finale (completamente complementare) con i transistori Darlington BD 675/BD 676. La potenza nominale di uscita è 10 W su un'impedenza di 4 Ω. Il valore dei componenti impiegati è riportato nella tabella 1.

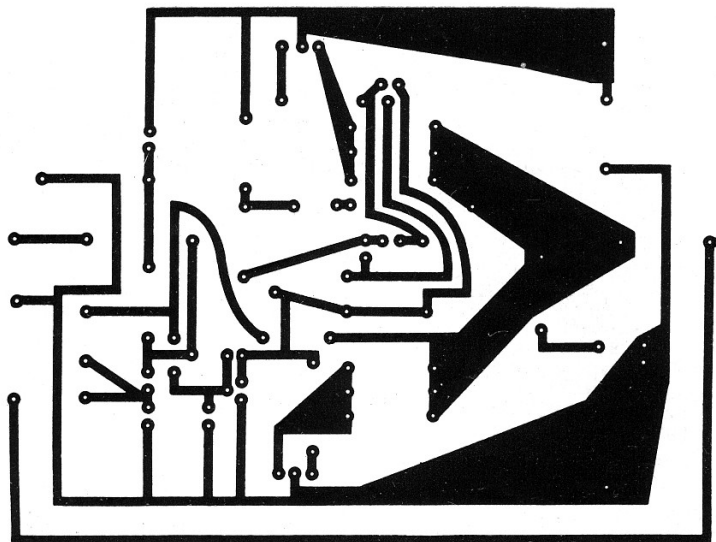


Fig. 2 - Configurazione del rame della piastra del circuito stampato impiegato per la realizzazione dell'amplificatore di potenza Hi-Fi di fig. 1. (Circuito stampato visto dalla parte del rame).

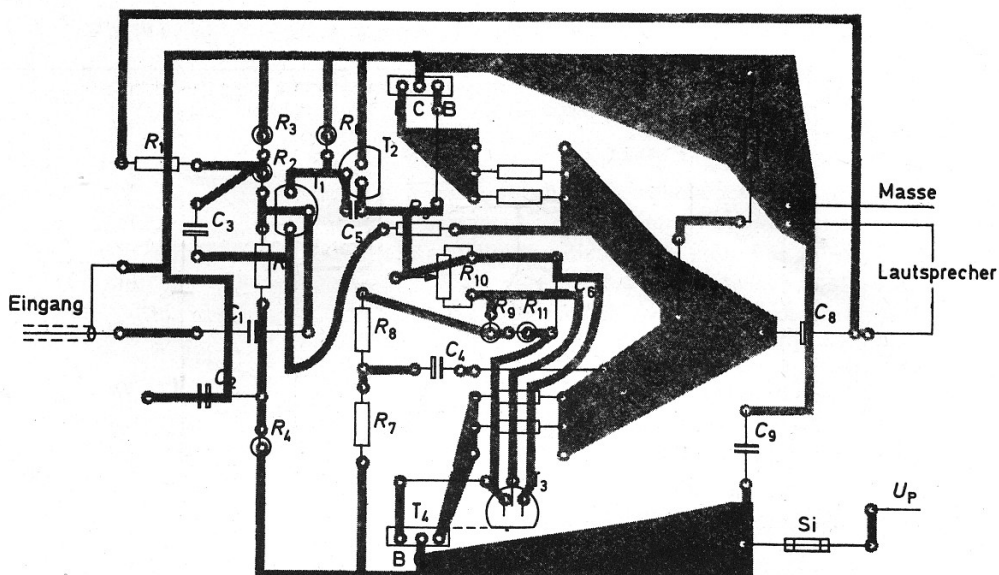


Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla piastra del circuito stampato riportato in fig. 2.
 Didascalie: Eingang = ingresso; Masse = Massa; Lautsprecher = Altoparlante.

Tabella 1 - Valore dei componenti per la realizzazione dell'amplificatore BF Hi-Fi da 10 W/4 Ω

T1	BC 558	$R_{TH \text{ K } T4, T5} \leq 14,8 \text{ K/W}$ per un transistore con montaggio non isolato e $\tau_{amb} \leq 50 \text{ °C}$
T2	BC 547	
T3	BC 548	
T4	BD 675	
T5	BD 676	
R1	100 kΩ	C1 0,15 μF
R2	120 kΩ	C2 4,7 μF 40 V (35 V)
R3	47 Ω	C3 220 μF 40 V (35 V)
R4	56 kΩ	C4 100 μF 40 V (35 V)
R5	2,2 kΩ	C5 100 pF
R6	1,2 kΩ	C6 0,1 μF
R7	1,2 kΩ	C7 0,1 μF
R8	1,2 kΩ	C8 2200 μF 40 V (35 V)
R9	3,3 kΩ	C9 0,1 μF
R10	2,2 kΩ	Si 1 A (fusibile)
R11	1,8 kΩ	
R13, R14	0,75 Ω 2 W (2 × 1,5 Ω parallelo)	
R15	10 Ω	

Tutti i resistori nei quali non è indicata la potenza sono da 0,25 W.

I dati di funzionamento e le misure effettuate su questo amplificatore sono riportati nella tabella 2. Quando parliamo di « pieno pilotaggio » intendiamo il pilotaggio che dà il massimo valore della potenza di uscita.

In fig. 4 è riportato l'andamento del fattore di distorsione (k) in funzione della potenza di uscita per

tre differenti valori di frequenza. In fig. 4 si può vedere l'andamento della tensione di uscita in funzione della frequenza (0 dB = 2,5 W).

In fig. 6 è indicato l'andamento della potenza di uscita in funzione della frequenza per un fattore $k = 1\%$ (0 dB = 13 W).

Tabella 2 - Dati di funzionamento e misure effettuate sull'amplificatore Hi-Fi da 10 W/4 Ω

Potenza di uscita nominale	10 W
Resistenza di carico	4 Ω
Tensione di alimentazione a pieno pilotaggio	27 V
Corrente di collettore dello stadio d'ingresso (T1)	0,5 mA
Corrente di collettore dello stadio prepilota (T2)	5 mA
Corrente di riposo dello stadio finale	20 mA
Assorbimento complessivo di corrente a pieno pilotaggio	715 mA
Massima potenza di uscita a $f = 1$ kHz e $k = 1\%$	$\cong 13$ W
Potenza di ingresso per pieno pilotaggio	300 mV
Resistenza reale di ingresso	75 kΩ
Resistenza reale di uscita	0,2 Ω
Fattore di distorsione per $f = 1$ kHz e potenza di uscita valore nominale	$\leq 0,1\%$
Fattore di intermodulazione alla potenza di uscita nominale (DIN 45 500)	$\leq 0,5\%$

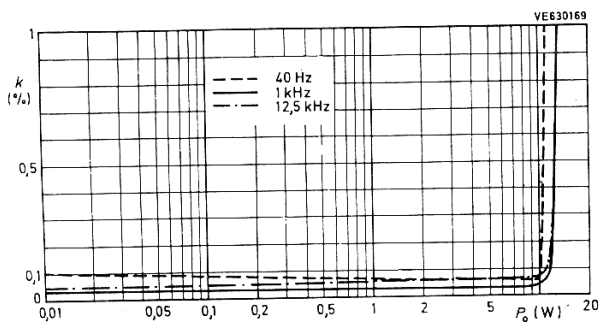


Fig. 4 - Fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita nell'amplificatore di fig. 1.

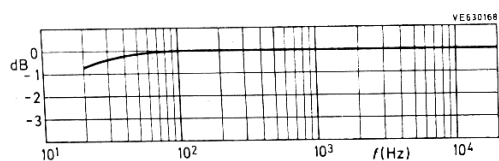


Fig. 5 - Andamento della tensione di uscita in funzione della frequenza nell'amplificatore di fig. 1; 0 dB = 2,5 W.

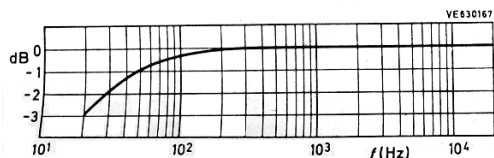


Fig. 6 - Andamento della potenza in funzione della frequenza per $k = 1\%$ nell'amplificatore di potenza di fig. 1; 0 dB = 13 W.

3. AMPLIFICATORI B.F., Hi-Fi, CON POTENZA DI USCITA DI 25 W, 50 W E 100 W

Lo schema-base di questi tre amplificatori B.F., Hi-Fi, di potenza è riportato in fig. 7. Anche in questo caso, vengono impiegati, nello stadio finale complementare, transistori Darlington al silicio di potenza con base epitassiale. Nella tabella 3 sono riportati i valori dei componenti per ciascuna versione di questo schema-base. Le potenze di uscita (valore nominale) sono rispettivamente di 25 W, 50 W e 100 W, tutte riferite ad un'impedenza di uscita di 4 Ω. Anche in questo caso, il diodo collegato internamente tra emettitore e collettore di ciascun Darlington, serve a proteggere il transistoro contro eventuali sovratensioni che potrebbero instaurarsi nel caso di collegamento all'uscita di impedenze con valore complesso.

Nel caso lo si desidera, è possibile munire queste tre versioni di amplificatori Hi-Fi di potenza, del circuito di protezione riportato in fig. 8; i numeri presenti sui collegamenti di ingresso e di uscita corrispondono ai punti dello schema-base di fig. 7 nei quali detti collegamenti debbono essere saldati. Questo circuito serve a proteggere i transistori finali contro un eventuale sovraccarico dovuto a sovrapiotaggio oppure a un possibile cortocircuito dei morsetti di uscita dell'amplificatore. La soglia di entrata in funzione del circuito di protezione viene regolata dal potenziometro da 4,7 kΩ; superata detta soglia, il circuito di protezione provvede a togliere ai due Darlington finali i rispettivi segnali di pilotaggio, per cui la corrente di collettore dei due finali verrà a ridursi a un valore non pericoloso.

La fig. 9 riporta la piastra del circuito stampato (vista dalla parte del rame) valida per le tre versioni dell'amplificatore secondo lo schema-base di fig. 7.

In fig. 10 si può vedere questo stesso circuito stampato visto dalla parte dove sono montati i componenti. Fino a temperature ambiente di 50 °C occorrerà

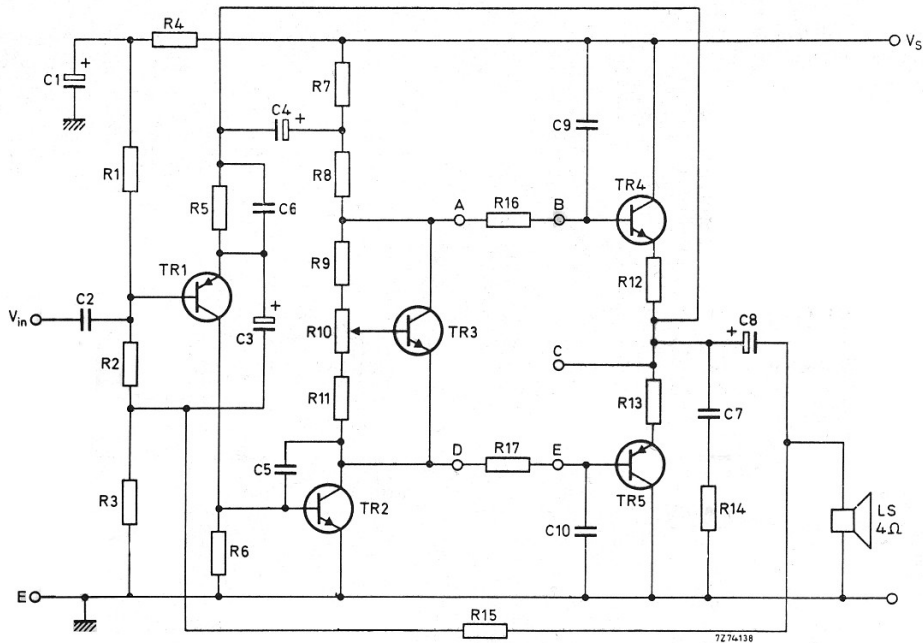


Fig. 7 - Schema-base per la realizzazione delle tre versioni di amplificatori H1-F1 con potenza di uscita nominale rispettivamente di 25 W, 50 W 100 W; tutti su impedenza di 4 Ω. Il valore dei componenti di queste tre versioni si può vedere nella tabella 3a.

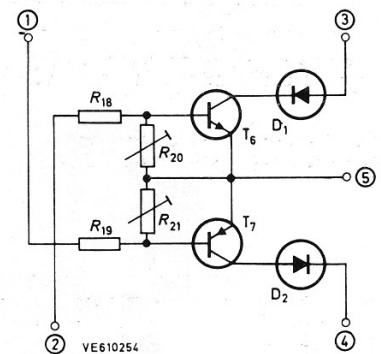


Fig. 8 - Circuito di protezione da inserire eventualmente nelle tre versioni degli amplificatori di potenza secondo lo schema-base di fig. 7. Il valore dei componenti per le tre versioni è riportato nella tabella 3. Tutti i resistori sono da 0,25 W salvo diversamente specificato.

Tabella 3 - Valori dei componenti del circuito di protezione da inserire nelle tre versioni dell'amplificatore di potenza di fig. 7

Componente	25 W	Versione-Amplificatore	
		50 W	100 W
(tutti con impedenza d'uscita 4 Ω)			
D1	—	BA 318	BA 318
D2	—	BA 318	BA 318
T6	BC 548	BC 548	BC 548
T7	BC 558	BC 558	BC 558
R18, R19	8,2	10	27 kΩ
R20, R21	4,7	4,7	4,7 kΩ

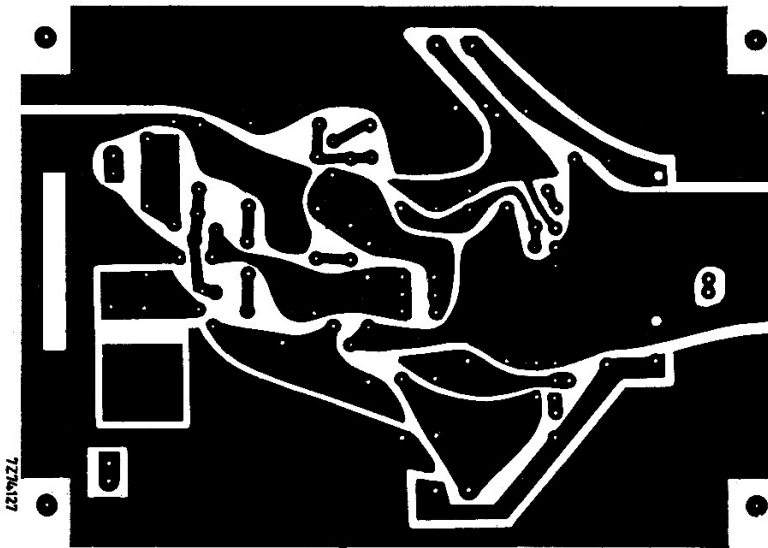


Fig. 9 - Configurazione del rame della piastra del circuito stampato utilizzato per la realizzazione delle tre versioni degli amplificatori di potenza Hi-Fi secondo lo schema-base di fig. 7. (Circuito stampato visto dalla parte del rame).

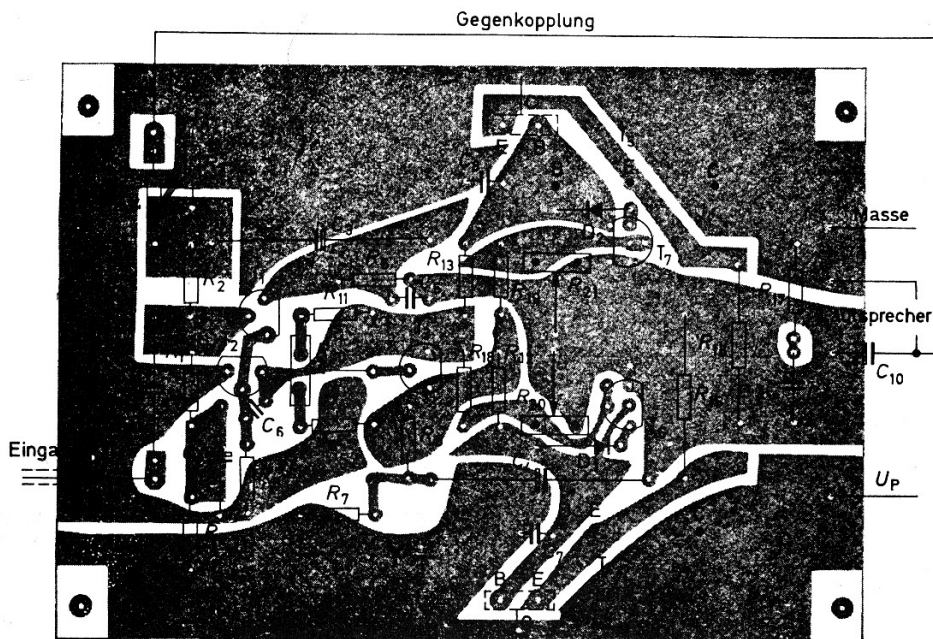


Fig. 10 - Disposizione dei componenti sulla piastra del circuito stampato riportato in fig. 9. Nella versione con potenza di uscita di 25 W, i transistori T4 e T5 vengono sistemati sul rame del circuito stampato nelle posizioni contrassegnate in tratteggio. Nel circuito di protezione vengono eliminati i diodi D1 e D2 mentre T6 e T7 vengono inseriti nei fori disponibili.

Tabella 3a - Valore dei componenti per la realizzazione delle tre versioni dell'amplificatore-base di fig. 7

Componente	Versione-Amplificatore		
	25 W	50 W	100 W
	(tutti con impedenza d'uscita 4 Ω)		
T1	BC 558	BC 557	BC 557
T2	BC 547	BC 637	BC 639
T3	BC 548	BC 548	BC 548
T4	BD 645	BDX 65 A	BDX 67 B
T5	BD 646	BDX 64 A	BDX 66 B
R _{th K T4, T5}	≤ 5,2	≤ 4,1	≤ 1,1 K/W
Per un transistor con montaggio non isolato e τ _{amb} ≤ 50 °C			
R1	150	150	150 kΩ
R2	150	220	390 kΩ
R3	47	47	47 Ω
R4	47	100	220 kΩ
R5	3,3	3,3	3,3 kΩ
R6	1,2	1,2	1,2 kΩ
R7	1	1	1 kΩ
R8	1,2	2,7	2,2 kΩ
R9	1,5	1,5	1,5 kΩ
R10	1	1	1 kΩ
R11	680	680	680 Ω
R12, R13	270	270	270 Ω
R14	1,8	2,7	5,6 kΩ
R15, R16	0,5	1	1 Ω
R17	2	7	15 W
	10	10	10 Ω
		0,5	1 W
Tutti i resistori nei quali non è indicata la potenza sono da 0,25 W			
C1	0,68	0,68	0,68 μF
C2	4,7	4,7	4,7 μF
C3	63	100	100 V
	220	220	220 μF
	63	100	100 V
C4	220	220	220 μF
	63	100	100 V
C5	330	330	330 pF
C6	100	100	100 pF
C7, C8	330	330	330 pF
C9	0,1	0,1	0,1 μF
C10	2200	2200	2200 μF
	63	100	100 V

munire i Darlington finali di radiatori di calore aventi il valore di *resistenza termica* specificato nella tab. 3a. Il transistor T3, che provvede a stabilizzare la corrente dello stadio finale, dovrà essere messo in stretto contatto con il rame del circuito stampato.

I dati di funzionamento e le misure effettuate sulle tre versioni dell'amplificatore-base di fig. 7 sono riportati nella tabella 4. Anche in questo caso, per « pieno pilotaggio », deve intendersi il pilotaggio che dà la massima potenza di uscita.

In fig. 11 si può vedere l'andamento della distorsione (k) in funzione della potenza di uscita per l'amplificatore da 25 W (4 Ω).

In fig. 12 è riportato l'andamento della tensione di uscita in funzione della frequenza (curva a tratto pieno) e la potenza di uscita, sempre in funzione della frequenza (curva tratteggiata), per k = 1%; queste curve valgono per la versione con potenza di uscita 25 W/4 Ω dell'amplificatore-base riportato in fig. 7.

In fig. 13 è dato l'andamento del fattore di distorsione (k) in funzione della potenza di uscita per la versione dell'amplificatore di fig. 7 con 50 W/4 Ω.

In fig. 14 è riportato l'andamento della tensione di uscita in funzione della frequenza (curva a tratto pieno), e parimente, la potenza di uscita in funzione della frequenza (curva tratteggiata) per un fattore di distorsione k = 1%; queste curve valgono per la versione a 50 W/4 Ω dell'amplificatore base di fig. 7.

In fig. 15 si può vedere l'andamento della tensione di uscita in funzione della frequenza (curva a tratto pieno) e l'andamento della potenza di uscita in funzione della frequenza (curva tratteggiata) per k = 1%; queste curve valgono per l'amplificatore di potenza da 100 W/4 Ω.

In fig. 16, infine, è riportato il fattore di distorsione (k) in funzione della potenza di uscita per la versione con potenza di uscita 100 W/4 Ω dell'amplificatore-base di fig. 7.

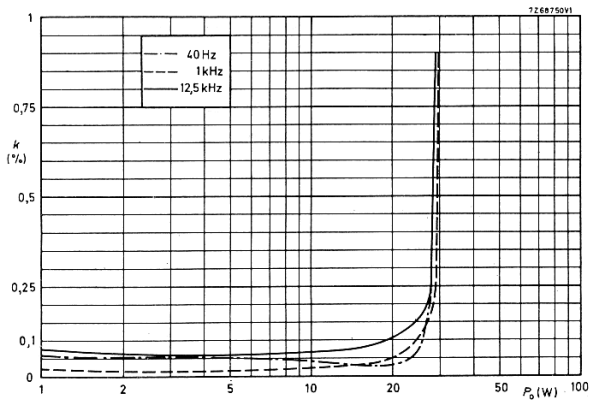


Fig. 11 - Fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita nell'amplificatore con potenza di uscita da 25 W/4 Ω.

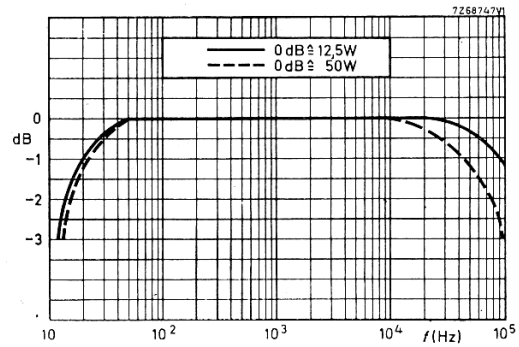


Fig. 14 - Tensione di uscita in funzione della frequenza (curva a tratto pieno), e potenza di uscita in funzione della frequenza (curva tratteggiata) per $k = 1\%$; le curve si riferiscono alla versione con potenza di uscita 50 W/4 Ω.

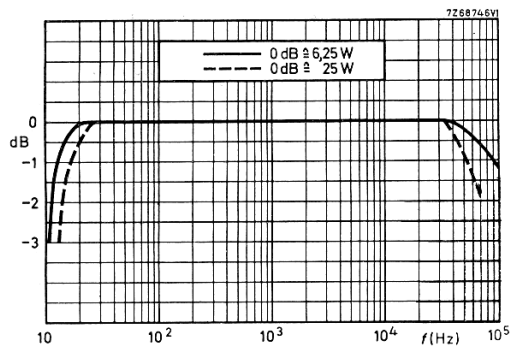


Fig. 12 - Tensione di uscita in funzione della frequenza (curva a tratto pieno) e potenza di uscita in funzione della frequenza (curva tratteggiata) per $k = 1\%$. Queste curve si riferiscono alla versione con potenza di uscita di 25 W/4 Ω.

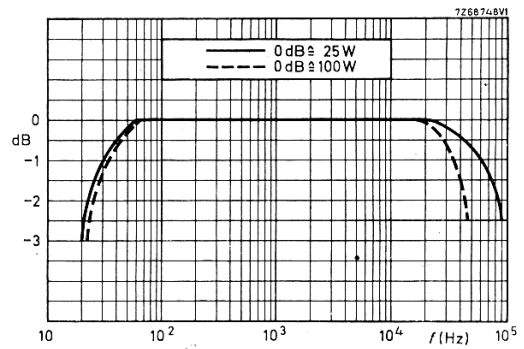


Fig. 15 - Tensione di uscita in funzione della frequenza (curva a tratto pieno), e potenza di uscita in funzione della frequenza (curva tratteggiata) per $k = 1\%$; le curve si riferiscono alla versione da 100 W/4 Ω.

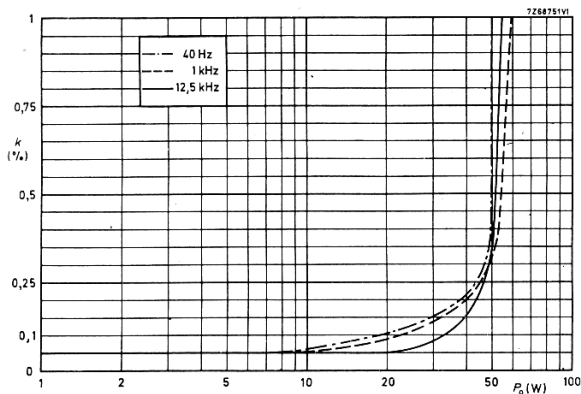


Fig. 13 - Fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita nell'amplificatore da 50 W/4 Ω.

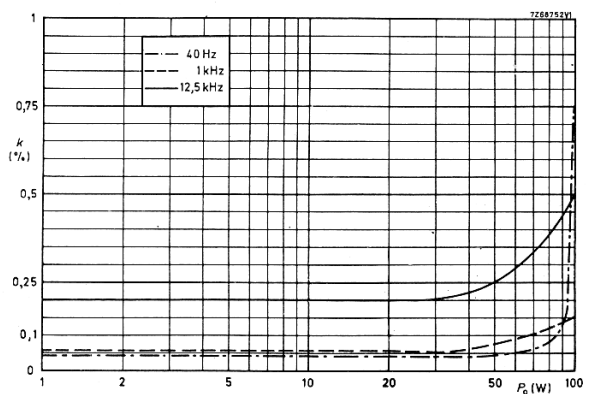


Fig. 16 - Fattore di distorsione k in funzione della potenza di uscita nell'amplificatore da 100 W/4 Ω.

Tabella 4 - Dati di funzionamento e misure effettuate nelle tre versioni dell'amplificatore di potenza di fig. 7

Potenza nominale di uscita	25	50	100	W
Resistenza di carico	4	4	4	Ω
Tensione di alimentazione a pieno pilotaggio	40	60	80	V
Corrente di collettore dello stadio di ingresso (T1)	0,5	0,5	0,5	mA
Corrente di collettore dello stadio prepilota (T2)	5	4	4	mA
Corrente di riposo dello stadio finale	20	40	40	mA
Assorbimento complessivo di corrente a pieno pilotaggio	1,2	1,65	2,25	A
Massima potenza di uscita a $f = 1$ kHz e $k = 1\%$	30	57	109	W
Tensione di ingresso a pieno pilotaggio	400	400	500	mV
Resistenza reale d'ingresso	150	150	150	k Ω
Resistenza reale d'uscita	0,04	0,05	0,1	Ω
Fattore di distorsione a $f = 1$ kHz e potenza di uscita nominale	0,1	0,35	0,3	%
Fattore di intermodulazione alla potenza di uscita nominale (DIN 45 500)	0,6	0,6	0,5	%
Rapporto tensioni spurie riferite a $P_o = 50$ mW	> 75	> 75	> 70	dB

Amplificatori B. F. Hi-Fi di media potenza con stadio finale a simmetria complementare

Lo schema-base è in tutto convenzionale e può servire per la realizzazione di quattro amplificatori Hi-Fi con potenza di 20 W su 4/8 Ω e 25 W su 4 e 8 Ω . Gli amplificatori possono essere muniti di un circuito di protezione.

La fig. 1 riporta lo schema-base di un amplificatore di potenza Hi-Fi nel cui stadio finale, a simmetria complementare, sono stati impiegati transistori di potenza al silicio con base epitassiale. Con lo schema-base di fig. 1 è possibile realizzare quattro differenti versioni di amplificatori Hi-Fi con potenza rispettivamente di 20 W su 4 Ω , e 8 Ω , e 25 W su 4 e 8 Ω . I componenti necessari alla realizzazione di questi quattro amplificatori sono riportati nella tabella 1. Dei transistori impiegati nello stadio finale sottolineiamo il basso valore della tensione di saturazione collettore-emettitore (dovuta alla tecnologia epitassiale) e la frequenza di taglio elevata.

Le quattro versioni dell'amplificatore-base di fig. 1, possono essere munite del circuito di protezione riportato in figura 2. I terminali numerati riportati in questo circuito corrispondono agli analoghi riportati nello schema-base di fig. 1. Il circuito di protezione serve, com'è noto, a proteggere i transistori finali contro eventuali sovraccarichi prodotti da fenomeni di sovrapiotaggio oppure da un eventuale corto-circuito dei morsetti di uscita (morsetti dell'altoparlante). In breve, questo circuito funziona così: superata la soglia di pilotaggio, che viene fissata mediante il potenziometro da 4,7 k Ω , i transistori T8 e T9 del circuito (fig. 2) entrano in conduzione, e « portano via » il segnale di pilotaggio dai transistori pilota e finale rispettivamente T4/T6 e T5/T7. In queste condizioni, la corren-

te di collettore dei transistori finali, si ridurrà a valori di assoluta sicurezza.

I diodi D1 e D2 del circuito di protezione vengono a trovarsi collegati tra collettore ed emettitore dei transistori finali T6 e T7; questi diodi servono a limitare eventuali sovratensioni che potrebbero prodursi su questi elettrodi nel caso di collegamento a impedenze di natura complessa (induttanze).

La fig. 7 indica la configurazione del rame del circuito stampato sul quale possono essere realizzate le quattro versioni di amplificatori Hi-Fi; la fig. 8 indica il circuito stampato visto dalla parte dove si trovano montati i componenti. Per un funzionamento fino ad una temperatura ambiente di 50 °C occorre munire i transistori finali di radiatori di calore aventi il valore di resistenza termica riportato nella tabella 1. Il transistorore T3, che serve a stabilizzare la corrente di riposo dello stadio finale, deve essere montato sul rame del circuito stampato.

Nella tabella 2 sono riportati i dati di funzionamento e le misure riguardanti i principali parametri degli amplificatori. Per pieno pilotaggio deve intendersi il valore di pilotaggio che dà la massima potenza di uscita (valore nominale).

La corrente di picco di collettore I_{CM} dello stadio finale corrisponde, nel caso di pilotaggio con segnali sinusoidali, ad una corrente continua con valore I_{CM}/π .

Nelle figure, da 4 a 12, è riportato l'andamento dei principali parametri dei quattro amplificatori.

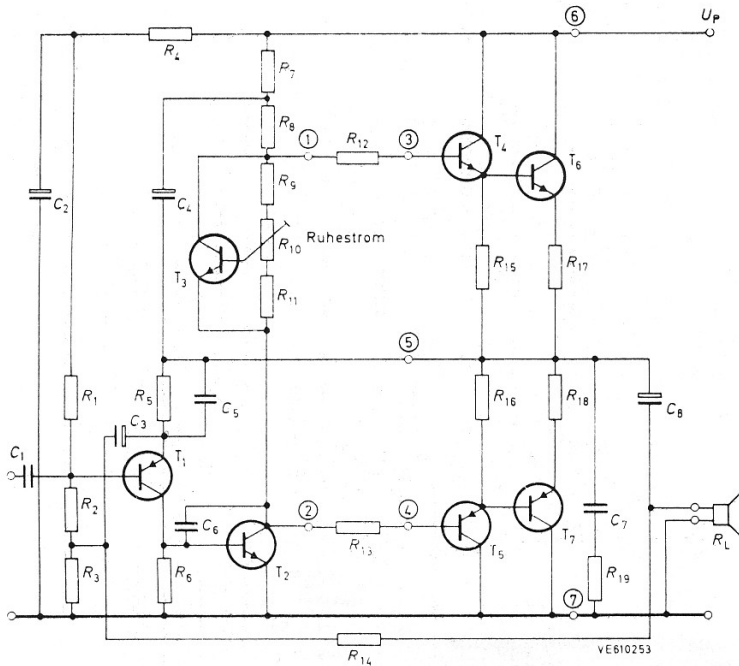


Fig. 1 - Schema-base dell'amplificatore B.F. di potenza Hi-Fi con stadio finale a simmetria complementare. Con questo circuito è possibile realizzare quattro versioni di amplificatori B.F. con potenza rispettivamente di 20 W su 4Ω, e 8Ω e 25 W su 4 e 8Ω. Per i componenti vedere tabella 1.

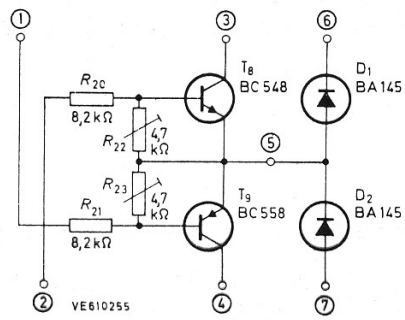


Fig. 2 - Circuito di protezione inseribile nelle quattro versioni di amplificatori Hi-Fi realizzate secondo lo schema-base di fig. 1.

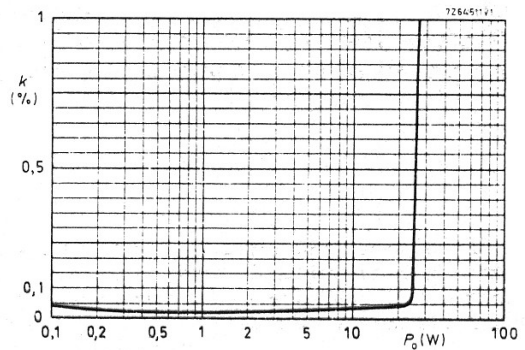


Fig. 4 - Distorsione (k) in funzione della potenza di uscita alla frequenza di 1 kHz, nell'amplificatore con potenza di uscita di 20 W su 8 Ω.

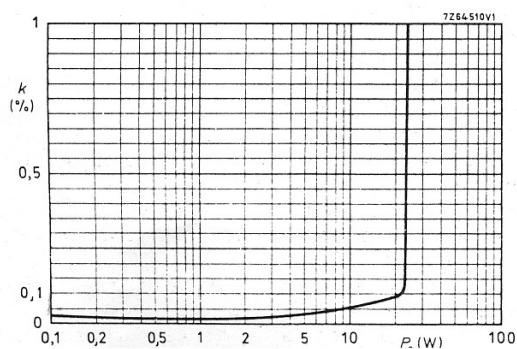


Fig. 3 - Distorsione (k) in funzione della potenza di uscita, alla frequenza di 1 kHz, e alla potenza di uscita di 20 W su 4 Ω.

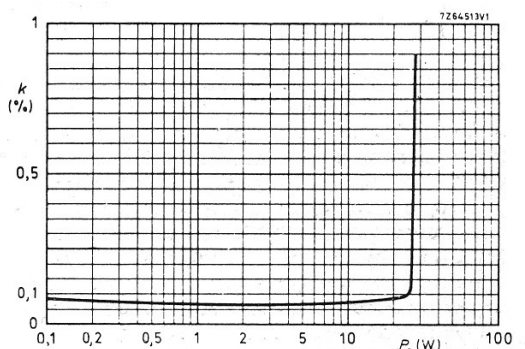


Fig. 5 - Distorsione (k) in funzione della potenza di uscita, alla frequenza di 1 kHz, nell'amplificatore con potenza di uscita di 25 W su 8 Ω.

Tabella 1 - Componenti per la realizzazione dei quattro amplificatori secondo lo schema-base di fig. 1

	20 W (4 Ω)	20 W (8 Ω)	25 W (4 Ω)	25 W (8 Ω)
T1	BC 558	BC 558	BC 558	BC 558
T2	BC 547	BC 547	BC 547	BC 547
T3	BC 548	BC 548	BC 548	BC 548
T4	BD 135	BD 135	BD 135	BD 137
T5	BD 136	BD 136	BD 136	BD 138
T6	BD 201	BD 201	BD 201	BD 203
T7	BD 202	BD 202	BD 202	BD 204
$R_{th} K T6, T7$	$\leq 6,9 *$	$\leq 8,8 *$	$\leq 5,6 *$	$\leq 6,5 * K/W$

per un transistoro con montaggio non isolato e $T_{amb} \leq 50 ^\circ C$

R1	150	150	150	150 kΩ
R2	150	150	150	150 kΩ
R3	39	39	47	47 Ω
R4	39	22	47	47 kΩ
R5	3,3	4,7	3,3	4,7 kΩ
R6	1,2	1,2	1,2	1,2 kΩ
R7	1,8	2,2	0,82	1 kΩ
R8	4,7	4,7	1,5	2,7 kΩ
R9	1,5	1,5	1,5	1,5 kΩ
R10	1	1	1	1 kΩ
R11	680	680	680	680 Ω
R12, R13	270	270	270	270 Ω
R14	1,5	1,5	1,8	1,8 kΩ
R15, R16	100	220	100	220 Ω
R17, R18	0,22	0,5	0,22	0,5 Ω
	2	2	2	2 W
R19	10	10	10	10 Ω
		0,5		0,5 W

I resistori dove non è indicata la potenza sono da 0,25 W

C1	680	680	680	680 nF
C2	10	10	10	10 μF
	40	63	63	63 V
C3	220	220	220	220 μF
	40	63	63	63 V
C4	100	100	100	100 μF
	40	63	63	63 V
C5	390	390	390	390 pF
C6	100	100	100	100 pF
C7	0,1	0,1	0,1	0,1 μF
C8	2200	2200	2200	1000 μF
	40	63	63	63 V

* Vedi Appendice

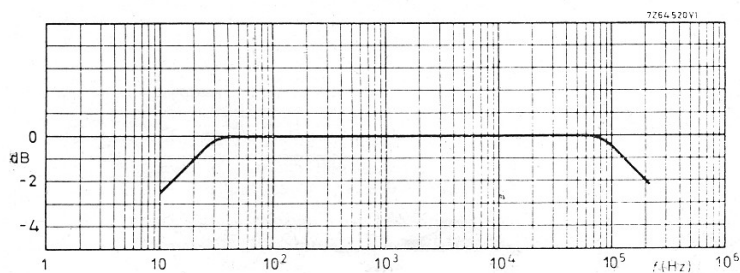


Fig. 6 - Andamento della tensione di uscita in funzione della frequenza nell'amplificatore con potenza di uscita di 20 W su 4Ω (0 db = 5 W)

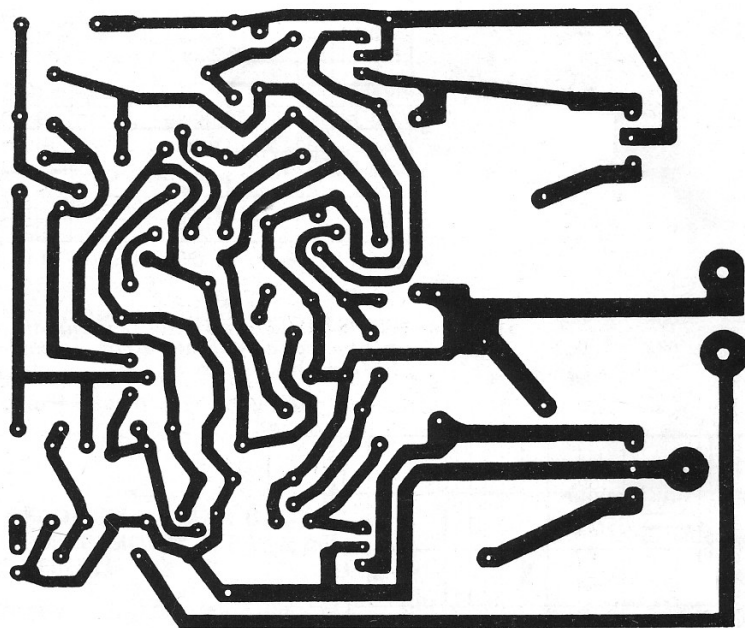


Fig. 7 - Circuito stampato per la realizzazione dei quattro amplificatori visto dalla parte del rame.

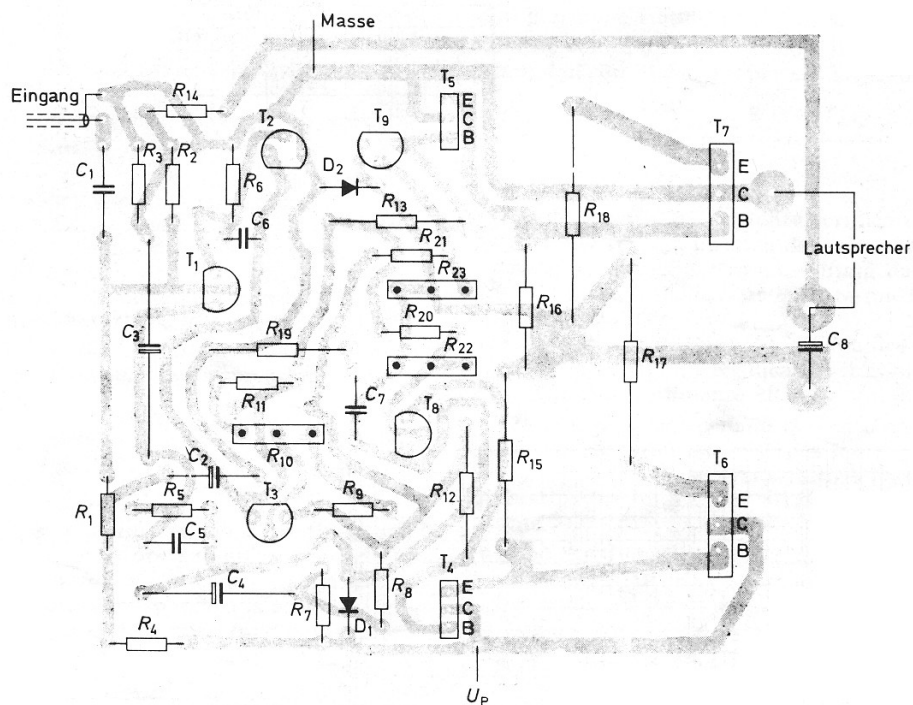


Fig. 8 - Lo stesso circuito di fig. 7 visto dalla parte dove sono montati i componenti.

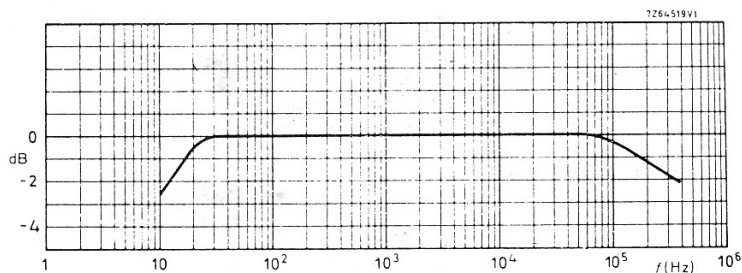


Fig. 9 - Andamento della tensione di uscita in funzione della frequenza nell'amplificatore con potenza di uscita di 20 W su 8 Ω (0 dB = 5 W).

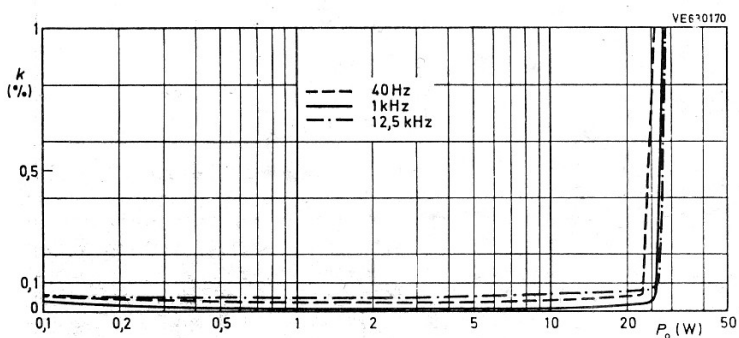


Fig. 10 - Distorsione in funzione della potenza d'uscita nell'amplificatore con potenza di uscita di 25 W su 4 Ω.

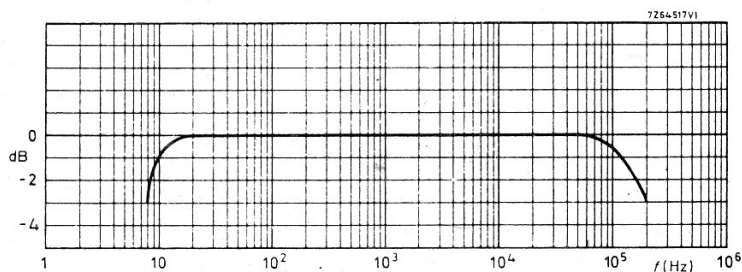


Fig. 11 - Tensione di uscita in funzione della frequenza nell'amplificatore con potenza di uscita di 25 W su 4 Ω. (0 dB = 6,25 W).

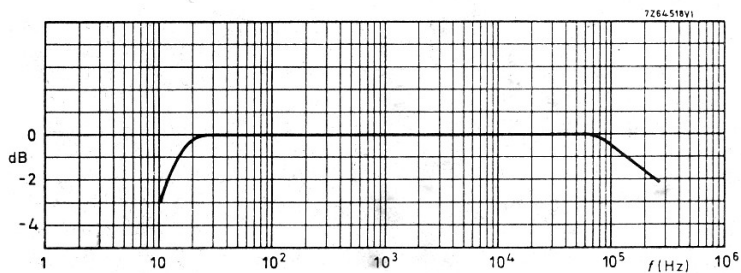


Fig. 12 - Tensione di uscita in funzione della frequenza nell'amplificatore con potenza di uscita di 25 W su 4 Ω. (0 dB = 6,25 W).

Tabella 2 - Dati di funzionamento e misure effettuate sui quattro amplificatori Hi-Fi

Potenza di uscita	20	20	25	25	W
Resistenza di carico	4	8	4	8	Ω
Tensione di alimentazione a pieno pilotaggio	32,5	42	35	48	V
Tensione intermedia (punto 5), a pieno pilotaggio	16,4	21	18	24	V
Corrente di riposo dello stadio finale	20	20	20	20	mA
Corrente di picco dello stadio finale a pieno pilotaggio	3,2	2,24	3,5	2,5	A
Assorbimento complessivo di corrente a pieno pilotaggio			1,2		A
Tensione di ingresso a pieno pilotaggio	295	400	400	350	mV
Resistenza reale d'ingresso	150	150	150	150	k Ω
Controreazione	35	40	46	46	dB
Segnali spurii riferiti a $P_o = 50$ mW	≥ 70	≥ 70	≥ 70	≥ 70	dB

APPENDICE

CRITERI DI PROGETTO DEI DISSIPATORI DI CALORE SUI QUALI DEBONO ESSERE MONTATI I TRANSISTORI DELLO STADIO FINALE

Si sa che la temperatura assunta dalla giunzione di un transistor dipende sia dalla potenza dissipata dal 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)),

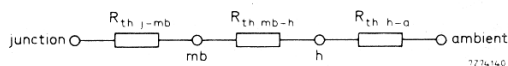


Fig. 1 - «Circuito termico» equivalente di un transistor.

- 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:

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

Graficamente, la resistenza termica complessiva intercorrente tra la giunzione del transistor e l'aria dell'ambiente può essere rappresentata dal circuito-serie (fig. 1) 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 l'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 paste buone conduttrici 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 mon-

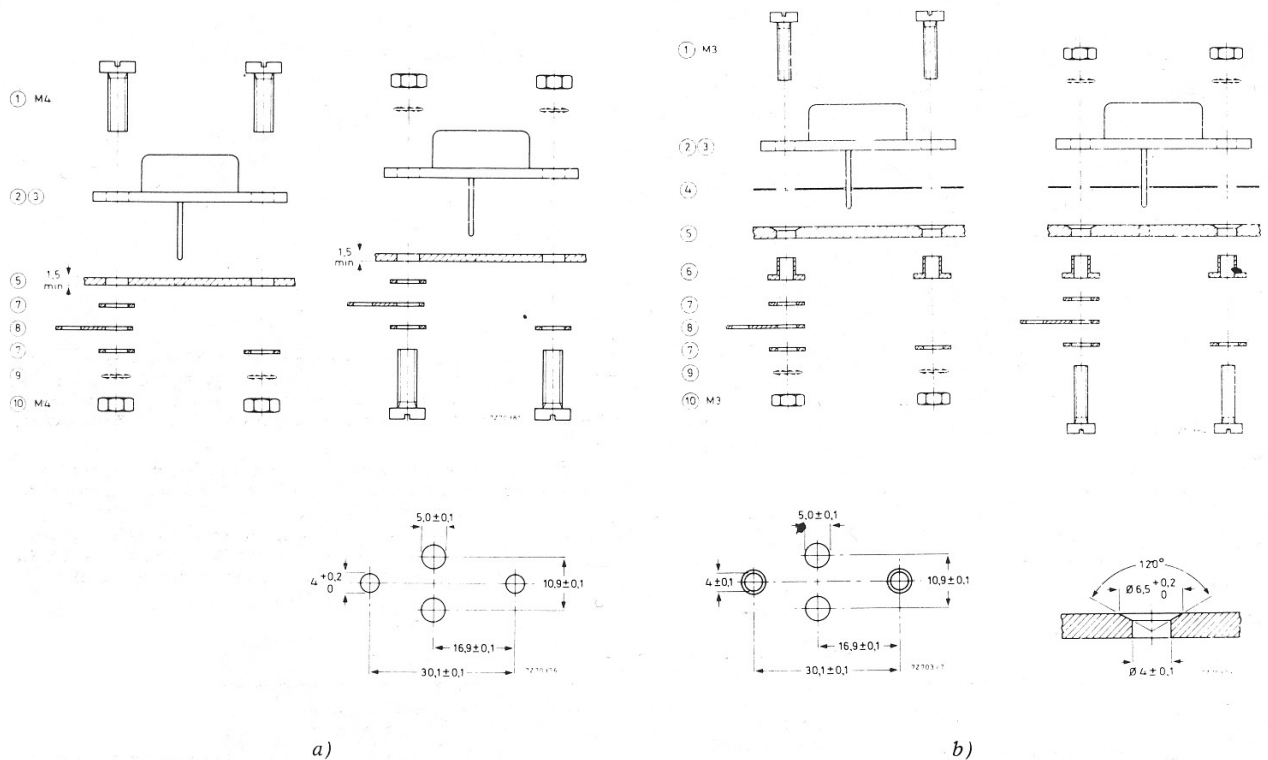


Fig. 2 - Alcuni sistemi di montaggio dei transistori di potenza ai relativi dissipatori di calore, a) montaggio diretto b) montaggio con isolamento (500 V). 1 = viti, 2/3 = TO-3, 4 = mica, 5 = dissipatore di calore, 6 = boccola isolante, 7 = rondella metallica, 8 = paglietta per saldatura, 9 = rondella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

tati 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. 2 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. 1, 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 piatta, 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 3 e 4. Il grafico di fig. 4 è formato da 4 sezioni che vanno interpretate e usate come indicato schematicamente in fig. 3.

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 di metallo 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% 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 di piastre di alluminio nude. I grafici della fig. 4 si riferiscono esclusivamente a dissipatori di calore in alluminio.

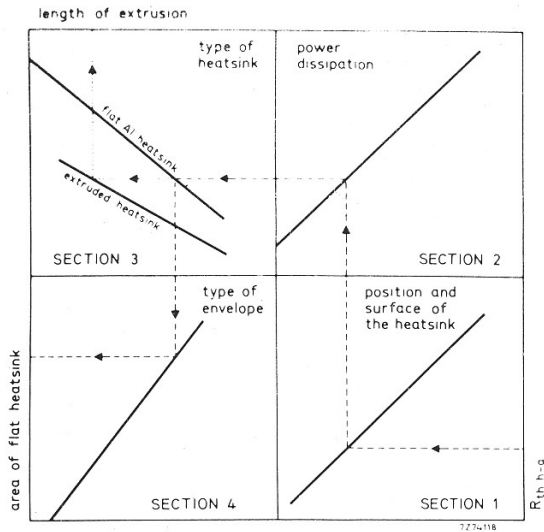


Fig. 3 - Questa figura spiega come si debbono usare i grafici della fig. 4. Nel caso la retta proveniente dalla sezione 2 dovesse incontrare entrambi i grafici presenti nella sezione 3, è possibile scegliere tra i due tipi di dissipatore, e cioè:

- nel caso si preferisse il tipo ad estrusione, la retta a puntini che si dirige verso l'alto indicherebbe la lunghezza 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 faccia).

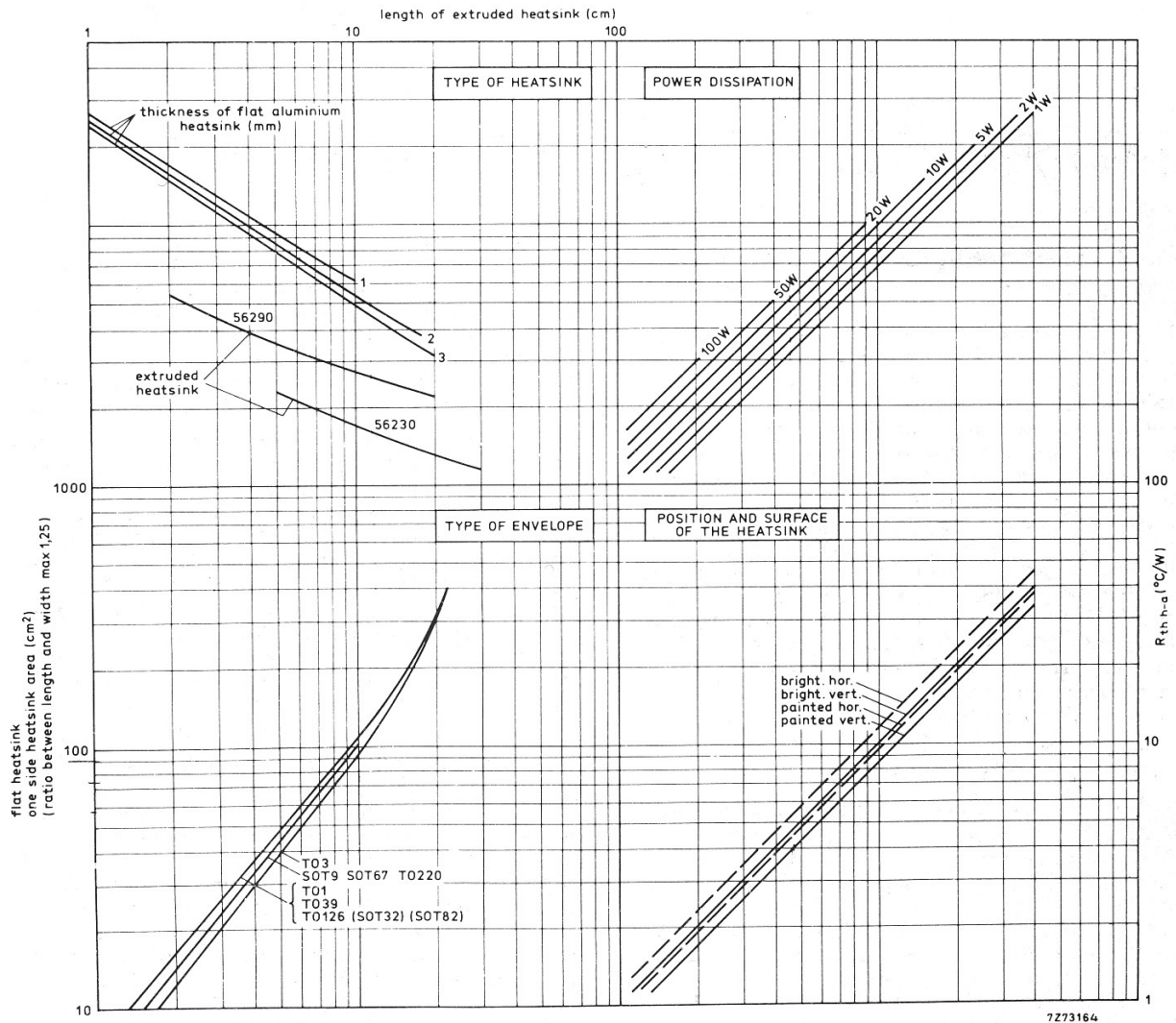


Fig. 4 - Grafici per la scelta e il calcolo dei dissipatori di calore per transistori per amplificatori audio di potenza.

Qui di seguito diamo un esempio di impiego di questi grafici. Il calcolo dei dissipatori di calore si riferisce ai transistori finali di un amplificatore convenzionale da 25 W/4 Ω (tensione alimentazione = 40 V, corrente stadio finale a pieno pilotaggio = 1,2 A, corrente di riposo stadio finale = 20 mA, transistori finali = BD266/267).

La tensione continua ai capi del transistore 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:

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

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

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

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

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

A questo punto, noto il valore della resistenza termica che dovrà possedere il dissipatore di calore, possiamo servirci dei grafici delle figure 3 e 4. 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 ad una potenza dissipata di 25 W; dopodichè 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 cm^2 .

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. E' 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.

Amplificatori B.F. Hi-Fi da 10, 15, 25, 50, 100 W con alimentazione asimmetrica

Verranno descritti cinque amplificatori B.F. Hi-Fi con alimentazione asimmetrica. Le potenze fornite sono quelle più comunemente richieste. Le impedenze d'uscita sono quelle standard da 4 Ω e da 8 Ω .

Presentiamo i dati tecnici completi per la realizzazione di cinque tipi di amplificatori B.F. Hi-Fi. Questi cinque amplificatori le cui potenze di uscita vanno da un minimo di 10 W ad un massimo di 100 W, possono essere realizzati su due piastre di circuito stampato che noi indicheremo con *A* e *B*. La tensione di alimentazione di questi amplificatori è asimmetrica.

Amplificatore 1: 10 W, 4 Ω

Amplificatore 2: 15 W, 8 Ω

Questi due amplificatori hanno lo stesso circuito elettrico e possono essere montati su una stessa piastra di circuito stampato (piastra *A*). Il circuito elettrico è riportato in fig. 1. In fig. 2 è riportata la piastra di circuito stampato *A* vista dalla parte del rame, mentre in fig. 3 si può vedere la stessa piastra di circuito stampato vista dalla parte dei componenti montati. Le prestazioni di questi due amplificatori sono riportate nella tabella 1 mentre i valori dei componenti sono riportati nella tabella 2.

Il circuito elettrico di questi due amplificatori (fig. 1), è costituito da uno stadio di ingresso (TR1), da uno stadio pilota funzionante in classe *A* (TR2), da uno stadio stabilizzatore della corrente di riposo dello stadio finale (TR3), ed infine dallo stadio finale a simmetria complementare formato dai transistori TR4 e TR5. Il

transistore stabilizzatore della corrente di riposo dello stadio finale, e cioè TR3, viene montato sullo stesso dissipatore di calore sul quale sono montati i transistori finali TR4 e TR5.

Il sistema di protezione dei transistori finali nel caso vengano cortocircuitati i morsetti di uscita dell'amplificatore, è molto semplice e consiste in un fusibile inserito nella tensione di alimentazione. Il dissipatore di calore per i transistori finali viene calcolato in base alle regole già enunciate. Il valore di resistenza termica tra dissipatore e ambiente ($R_{th\ h-a}$) che devono possedere i due suddetti tipi di dissipatori come pure i dati relativi all'area (di una sola facciata) dei medesimi sono riportati nella tabella 1.

Gli stadi di ingresso, comprendenti i transistori preamplificatori e pilota sono identici per tutti e cinque gli amplificatori descritti. Il transistore impiegato nello stadio preamplificatore permette di inserire, tramite i resistori R3, R5, R15, un elevato valore di controreazione. Questo transistore lavora con una corrente di 0,5 mA; esso funziona anche da stabilizzatore della tensione dimezzata (V_A). Per realizzare una buona stabilizzazione in c.c. della tensione dimezzata (V_A), il valore del resistore R5 non dovrà essere troppo elevato. Nello stesso tempo però è bene far presente che per realizzare un elevato fattore di controreazione in c.a. (tramite R15), è necessario che il resistore R5 debba avere un valore più elevato possibile rispetto a R15, dato che

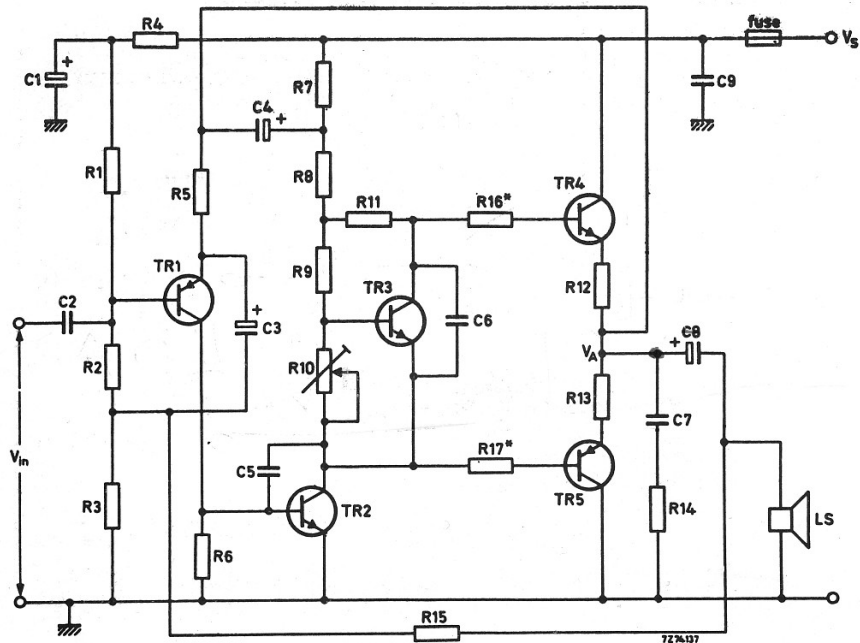


Fig. 1 - Schema elettrico per la realizzazione degli amplificatori 1 e 2. I resistori R16 e R17 vanno eliminati.

R5 e R15 risultano agli effetti pratici, collegati in parallelo.

Ad ogni modo, i valori che noi abbiamo assegnato a questi componenti consentono di realizzare un fattore di controreazione abbastanza elevato così da consentire all'impedenza di ingresso dell'amplificatore di posse-

dere un valore pressoché uguale a quello del resistore R1 (vedi tabella 1 e 3).

Per bloccare eventuali fenomeni di instabilità alle frequenze elevate, il condensatore C5 viene collegato tra collettore e base del transistor TR2 funzionante da pilota e lavorante in classe A.

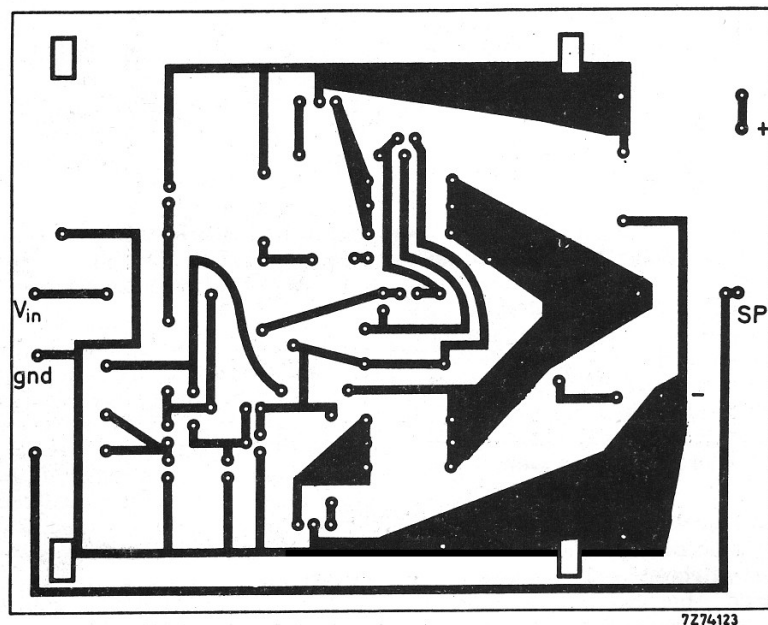


Fig. 2 - Circuito stampato tipo A (visto dalla parte del rame) per la realizzazione degli amplificatori 1 e 2.

TABELLA 1 - Prestazioni caratteristiche degli amplificatori 1 e 2

Amplificatori	1	2	unità di misura
P_o nom	10	15	W
Carico R_L	4	8	Ω
V_s nominale a pieno carico	27	40	V
$I_{C\ nom}$ dei transistori: TR1	0,5	0,5	mA
TR2	5,0	4,0	mA
Corrente di riposo I_{C0} , TR4, TR5	20	20	mA
Corrente di alimentazione alla P_o nom	715	625	mA
P_o max alla $f = 1$ kHz; $d_{tot} = 1\%$	≥ 13	≥ 18	W
Sensibilità di ingresso alla P_o nom	300	300	mV
Impedenza di ingresso	75	75	k Ω
Impedenza di uscita	0,2	0,15	Ω
Distorsione di intermodulazione alla P_o nom (DIN 45500)	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	%
Distorsione d_{tot} al P_o nom, $f = 1$ kHz	$\leq 0,1$	$\leq 0,1$	%
Dissipatori: $R_{th\ h-a}$	6,25 *	4,6 *	$^{\circ}C/W$
Superficie (alluminio da 2 mm, verniciato, disposto verticalmente)	65 *	90 *	cm ²
Risposta in frequenza a -1 dB, livello di riferimento: P_o nom -6 dB	≤ 20 Hz ... 100 kHz		
Larghezza di banda della potenza a -3 dB ($d_{tot} = 1\%$)**	≤ 20 Hz ... 100 kHz		

* Dissipatore di calore in comune per entrambi i transistori di uscita; il transistore n-p-n viene montato su rondella di mica. Il transistore TR3 è accoppiato termicamente a questo dissipatore di calore.

** La larghezza di banda della potenza alle basse frequenze può essere migliorata impiegando una capacità di uscita di valore più elevato (C8); per esempio, 2200 μF nel caso degli amplificatori 1 e 2.

TABELLA 2 - Componenti richiesti per la realizzazione degli amplificatori 1 e 2

Amplificatore	1	2
R1	100 k Ω	100 k Ω
R2	120 k Ω	120 k Ω
R3	47 Ω	39 Ω
R4	56 k Ω	56 k Ω
R5	2,2 k Ω	3,3 k Ω
R6	1,2 k Ω	1,2 k Ω
R7	1,2 k Ω	2,2 k Ω
R8	1,2 k Ω	2,2 k Ω
R9	3,3 k Ω	3,3 k Ω
R10	2,2 k Ω	2,2 k Ω
R11	56 Ω	56 Ω
R12	0,75 Ω *	1 Ω
R13	0,75 Ω *	1 Ω **
R14	10 Ω	10 Ω **
R15	1,8 k Ω	2,7 k Ω
C1	4,7 μF , 63 V	4,7 μF , 63 V
C2	150 nF	150 nF
C3	220 μF , 16 V	100 μF , 25 V
C4	100 μF , 25 V	100 μF , 25 V
C5	100 pF	100 pF
C6	100 nF	100 nF
C7	100 nF	100 nF
C8	1500 μF , 16 V	1000 μF , 25 V
C9	100 nF	100 nF
TR1	BC558	BC558
TR2	BC547	BC547
TR3	BC548	BC548
TR4	BD263	BD263
TR5	BD262	BD262
Fusibile	1 A	0,8 A

* $2 \times 1,5 \Omega$ in parallelo
 ** $2 \times 2 \Omega$ in parallelo

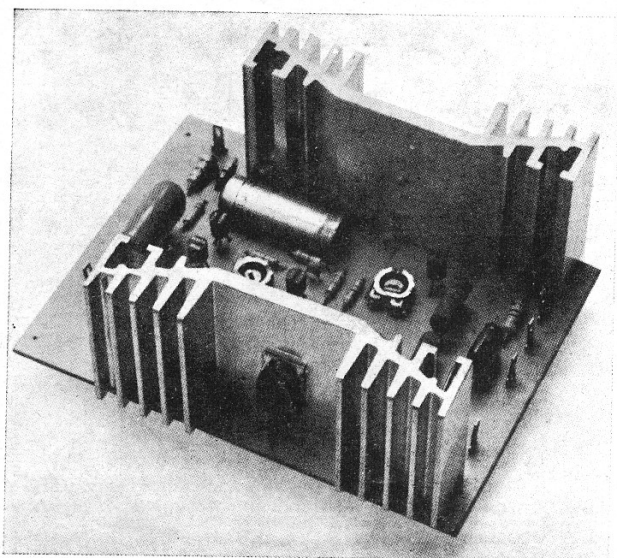


Fig. 3a - Realizzazione pratica dell'amplificatore da 25W/4 Ω .

Amplificatore 3: 25 W, 4 Ω

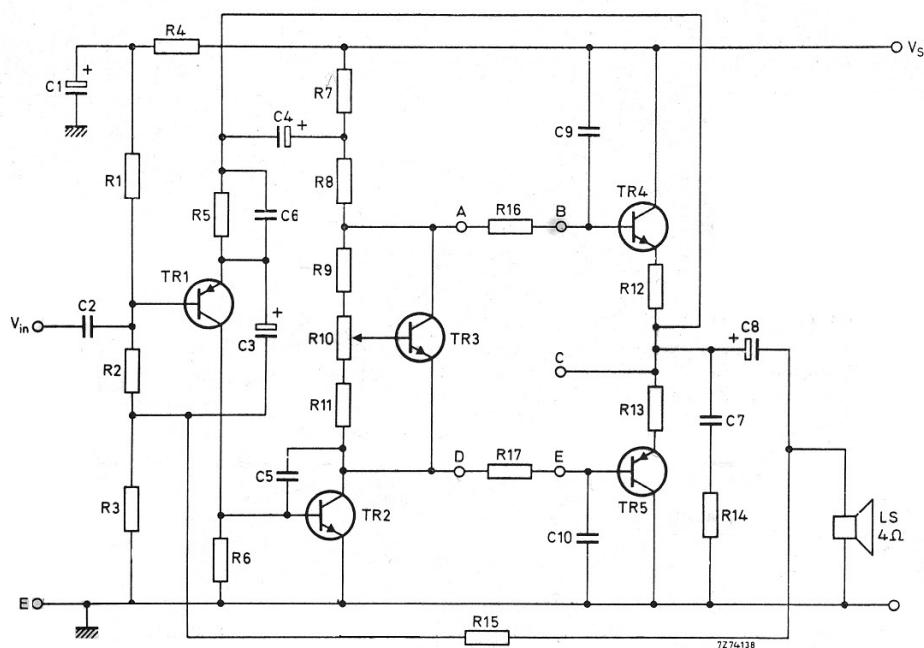
Amplificatore 4: 50 W, 4 Ω

Amplificatore 5: 100 W, 4 Ω

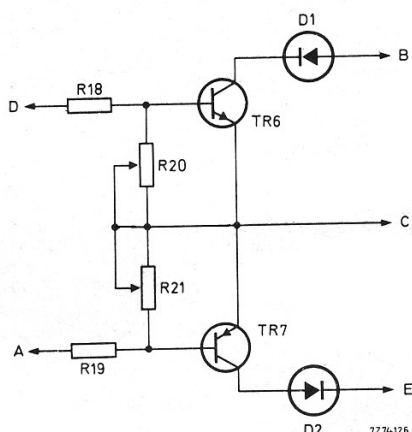
Questi tre amplificatori differiscono dagli amplificatori 1 e 2 in quanto in essi è presente un circuito che protegge i transistori finali nel caso di cortocircuito dei

morsetti di uscita dell'amplificatore; Il circuito elettrico di questi amplificatori è riportato in fig. 4, mentre il circuito stampato sul quale sono realizzati è riportato nelle figure 5 e 6 (piastra di circuito stampato di tipo B).

Le prestazioni di questi amplificatori sono riportate nella tabella 3 mentre i valori dei componenti si possono vedere nella tabella 4.



(a)



(b)

Fig. 4 - Schema elettrico per la realizzazione degli amplificatori 3,4 e 5.

(a) Circuito dell'amplificatore.

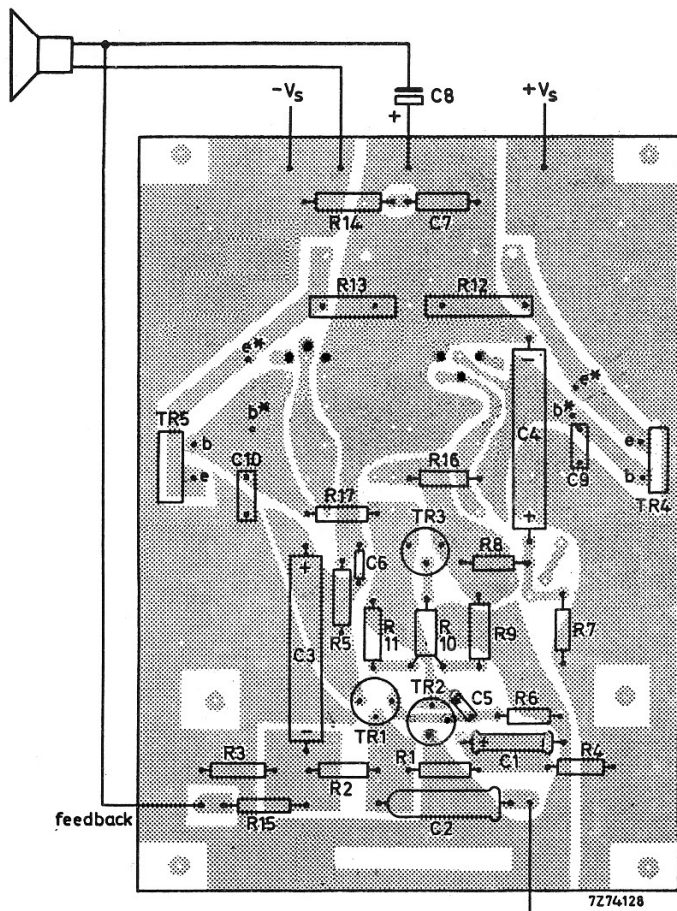
(b) Circuito per la protezione contro eventuali cortocircuiti dei morsetti di uscita.

TABELLA 3 - Prestazioni degli amplificatori, 3, 4, 5

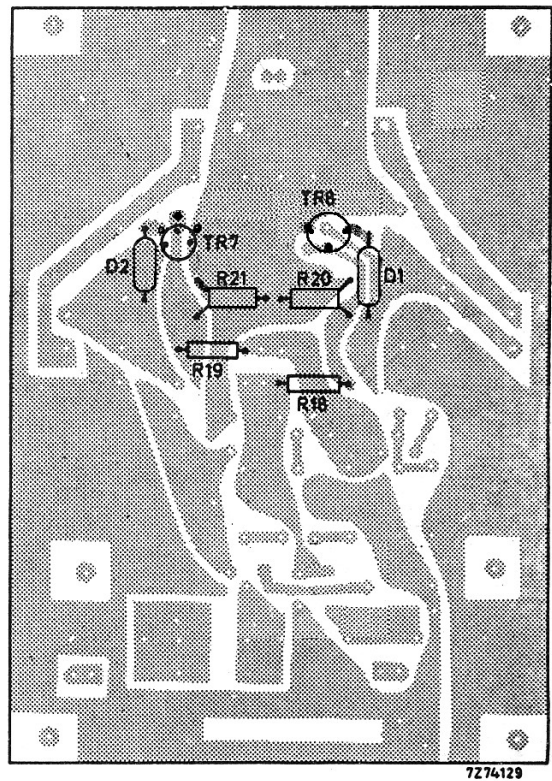
Amplificatori	3	4	5	unità di misura
$P_{o\ nom}$	25	50	100	W
Carico R_L	4	4	4	Ω
$V_s\ nom$ a pieno carico	40	60	80	V
$I_{c\ nom}$ dei transistori: TR1	0,5	0,5	0,5	mA
TR2	5,0	4,0	4,0	mA
Corrente di riposo $I_{c\ qo}$, TR4, TR5	20	40	40	mA
Corrente di alimentazione alla $P_{o\ nom}$	1,2	1,65	2,25	A
Sensibilità d'ingresso per $P_{o\ nom}$	400	400	500	mV
Impedenza di ingresso	150	150	150	$k\Omega$
Impedenza di uscita	0,04	0,05	0,1	Ω
Distorsione di intermodulazione alla $P_{o\ nom}$ (DIN 45500)	0,6	0,6	0,5	%
Rapporto non pesato S/D a 50 mW di uscita	> 75	> 75	> 70	dB
Risposta in frequenza — 0,5 dB, livello riferimento: $P_{o\ nom}$ — 6 dB	15 Hz ... 70 kHz	28 Hz ... 65 kHz	36 Hz ... 36 kHz	
Larghezza di banda della potenza — 3 dB ($d_{tot} = 1\%$)	12 Hz ... 60 kHz	12 Hz ... 65 kHz	20 Hz ... 20 kHz	
Distorsione armonica d_{tot} (1 kHz; $P_{o\ nom}$)	0,1	0,35	0,3	%
Dissipatori: $R_{th\ h-a}$	4,1	3,4	1,2	$^{\circ}C/W$



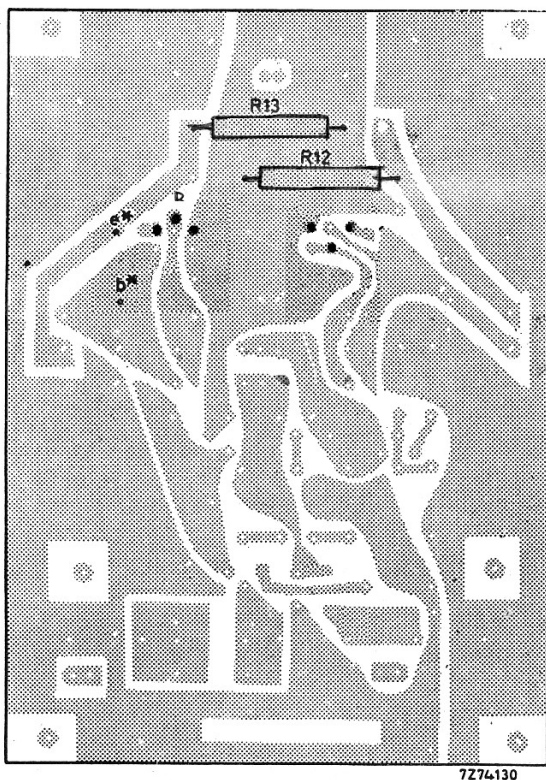
Fig. 5 - Circuito stampato tipo B per la realizzazione degli amplificatori 3, 4, 5, visto dalla parte del rame.



(a)



(b)



(c)

Fig. 6 - Circuito stampato tipo B per la realizzazione degli amplificatori 3, 4, 5 visto dalla parte dei componenti. (a) Sono presenti tutti i componenti dell'amplificatore ad eccezione di quelli del circuito di protezione che, per maggior chiarezza, sono mostrati separatamente in (b). I diodi D1 e D2 vengono usati soltanto negli amplificatori 4 e 5. I collegamenti e e b (segnati con l'asterisco) per i transistori TR4 e TR5 sono per il contenitore TO-3; nel caso di contenitori tipo TO-220 converrà tagliar via il terminale esterno del collettore. (c) Sistemazione particolare dei resistori R12 e R13 nell'amplificatore da 100 W.

TABELLA 4 - Valori dei componenti per la realizzazione degli amplificatori 3, 4, 5

amplif.	3	4	5	amplif.	3	4	5
R1	150 kΩ	150 kΩ	270 kΩ	C1	4,7 μF, 63 V	4,7 μF, 63 V	4,7 μF, 63 V
R2	150 kΩ	220 kΩ	390 kΩ	C2	680 nF	680 nF	680 nF
R3	47 Ω	47 Ω	47 Ω	C3	220 μF, 25 V	160 μF, 63 V	160 μF, 63 V
R4	47 kΩ	100 kΩ	220 kΩ	C4	220 μF, 25 V	220 μF, 25 V	220 μF, 63 V
R5	3,3 kΩ	3,3 kΩ	3,3 kΩ	C5	100 pF	100 pF	100 pF
R6	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	C6	330 pF	330 pF	330 pF
R7	1 kΩ	1 kΩ	1 kΩ	C7	100 nF	100 nF	100 nF
R8	1,2 kΩ	2,7 kΩ	2,2 kΩ	C8	2200 μF, 25 V	2200 μF, 40 V	2200 μF, 63 V
R9	1,5 kΩ	1,5 kΩ	1,5 kΩ	C9	330 pF	330 pF	330 pF
R10	1 kΩ	1 kΩ	1 kΩ	C10	330 pF	330 pF	330 pF
R11	680 Ω	680 Ω	680 Ω	TR1	BC558	BC557	BC557
R12	0,5 Ω, 2 W	1 Ω, 4 W	1 Ω, 6 W	TR2	BC547	BC637	BC639
R13	0,5 Ω, 2 W	1 Ω, 4 W	1 Ω, 6 W	TR3	BC548	BC548	BC548
R14	10 Ω, 0,5 W	10 Ω, 0,5 W	10 Ω, 0,5 W	TR4	BD267	BDX65A	BDX67B
R15	1,8 kΩ	2,7 kΩ	5,6 kΩ	TR5	BD266	BDX64A	BDX66B
R16	270 Ω	470 Ω, 0,5 W	270 Ω, 0,5 W	TR6	BC548	BC548	BC548
R17	270 Ω	470 Ω, 0,5 W	270 Ω, 0,5 W	TR7	BC558	BC558	BC558
R18	8,2 kΩ	10 kΩ	27 kΩ	D1	—	BA222	BA222
R19	8,2 kΩ	10 kΩ	27 kΩ	D2	—	BA222	BA222
R20	4,7 kΩ	4,7 kΩ	4,7 kΩ				
R21	4,7 kΩ	4,7 kΩ	4,7 kΩ				

Amplificatore B. F. Hi-Fi da 25 W/8 ohm con alimentazione simmetrica

Viene descritto un amplificatore B.F. con potenza d'uscita di 25 W/8Ω, funzionante con tensione di alimentazione simmetrica. Per eliminare eventuali componenti continue circolanti nell'altoparlante, viene usato, come stadio d'ingresso, un amplificatore differenziale. L'amplificatore è munito di un sistema di protezione contro eventuali cortocircuiti dei morsetti di uscita.

I vantaggi offerti dal sistema di alimentazione *simmetrica* di uno stadio amplificatore di potenza sono noti e possono essere così riassunti:

- assenza del condensatore elettrolitico d'accoppiamento all'altoparlante
- migliore risposta dell'amplificatore alle basse frequenze.

Gli svantaggi sono:

- necessità di una presa centrale sul secondario del trasformatore di alimentazione di rete
- necessità di bloccare eventuali correnti di polarizzazione circolanti nella bobina mobile dell'altoparlante.

Lo schema di questo amplificatore è riportato in fig. 1. Si nota immediatamente la presenza di un *amplificatore differenziale* nello stadio di ingresso; questo serve ad impedire eventuali correnti continue circolanti nella bobina dell'altoparlante. Il segnale d'ingresso è applicato alla base del transistor TR1 mentre la controreazione è applicata alla base di TR2 dell'amplificatore differenziale. La tensione di uscita del preamplificatore è prelevata dal collettore di TR1 e applicata alla base dello stadio pilota (TR3) funzionante in classe A.

La stabilizzazione della corrente di riposo circolante nello stadio finale (necessaria per eliminare la distorsione dei cross-over) è effettuata nella maniera convenzionale. Il transistor stabilizzatore è TR3.

Il sistema di protezione contro eventuali cortocircuiti dei morsetti di uscita dell'amplificatore è formato dai transistori TR5 e TR6. La *soglia* di entrata in fun-

zione di questo circuito viene fissata mediante i resistori variabili R20 e R21. Superata detta soglia, i transistori TR5 e TR6 entrano in conduzione, « portando via » dalla base dei rispettivi transistori finali TR7 e TR8, i segnali di pilotaggio, limitando in questa maniera la corrente di collettore circolante in essi.

Il resistore R10 serve a limitare la corrente di collettore in TR4 nel caso di cortocircuito dei morsetti di uscita dell'amplificatore (diversamente si avrebbe sul collettore di questo transistor quasi metà valore della tensione di alimentazione). Tale resistore, nelle suddette condizioni, tende anche a ridurre la corrente circolante nel transistor TR6.

Gli elementi di disaccoppiamento presenti nel circuito di fig. 1 possono essere eliminati nel caso in cui l'amplificatore venga sistemato molto vicino ai condensatori-serbatoio dell'alimentatore.

I condensatori C10 e C11 costituiscono una bassa impedenza alle frequenze elevate. I gruppi RC formati rispettivamente da C8/R16 e C9/R15 non sono strettamente necessari al funzionamento dell'amplificatore; essi però tendono a migliorare la risposta alle alte frequenze dell'amplificatore in quanto provvedono a smorzare i circuiti oscillanti formati dalle induttanze presenti nell'alimentatore e dai condensatori rispettivamente C10 e C11. Senza la presenza di C8/R16 e C9/R15, i transistori di corrente che si avrebbero durante il « passaggio » per la zona di cross-over, produrrebbero fenomeni di instabilità nell'alimentatore che peggiorerebbero la distorsione di cross-over stessa.

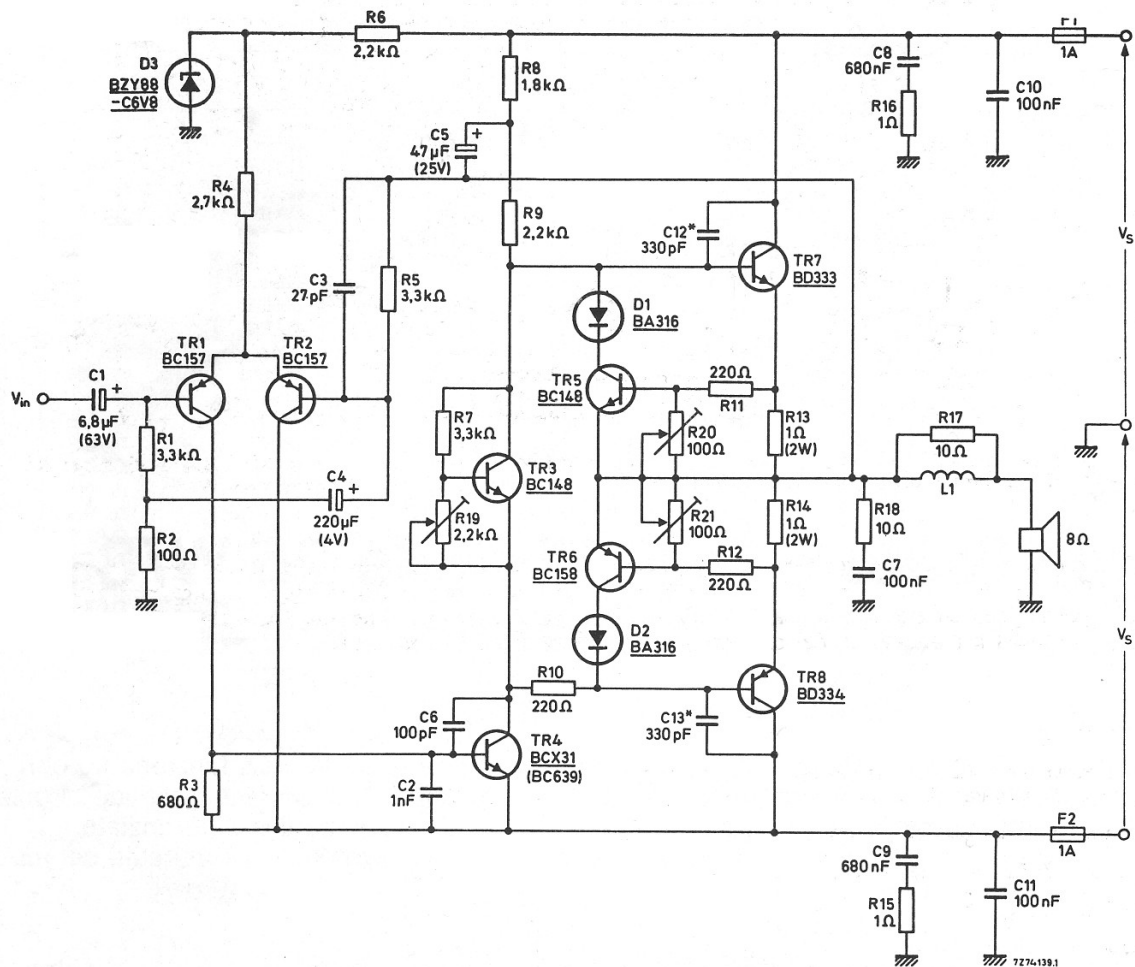
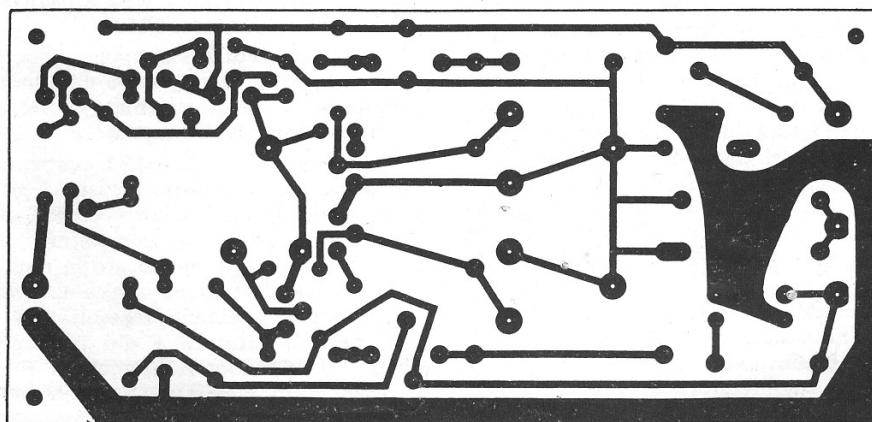


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore alimentato con una tensione simmetrica. Salvo diversamente specificato, i resistori sono del tipo CR25. I transistori da TR1 a TR6 possono essere sostituiti con tipi con contenitore TO-92 (BC548, BC557, BC558, BC639). L'induttore L1 è formato da 17 spire di filo di rame smaltato da 0,56 oppure da 0,63 mm (SWG 24 oppure 23) avvolte sulla filettatura di un nucleo a vite tipo 4312 020 32060; induttanza $\approx 4 \mu\text{H}$. I condensatori C12 e C13 debbono essere collegati direttamente a TR7 e a TR8.



7274-131.1

Fig. 2 - Piastra del circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore, vista dalla parte del rame.

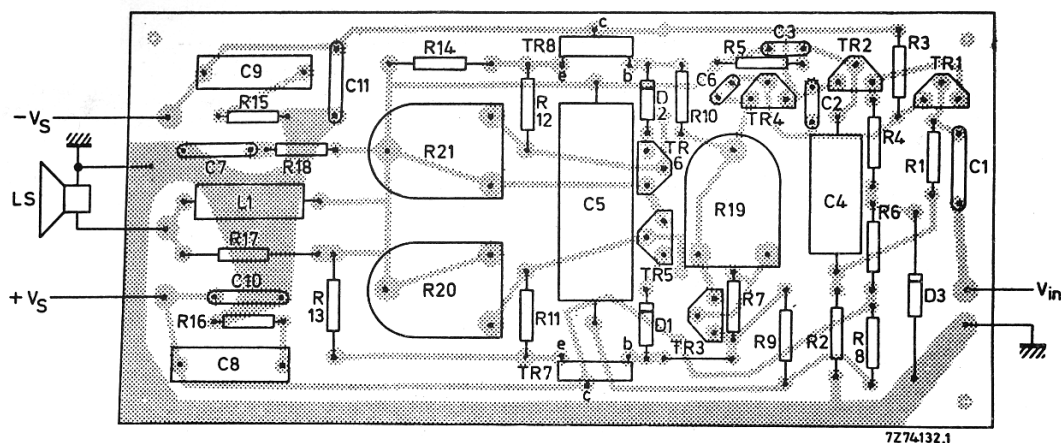


Fig. 3 - Piastra del circuito stampato vista dalla parte dove vengono montati i componenti. Qualora si dovessero montare transistori con contenitore tipo TO-92, occorrerebbe ritoccare leggermente il disegno del rame.

Nella tabella 1 si possono vedere le prestazioni di questo amplificatore. Il valore dei componenti è riportato nello stesso schema elettrico dell'amplificatore (fig. 1). In fig. 2 è mostrata la piastra del circuito stampato

sulla quale può essere montato questo amplificatore, vista dalla parte del rame. In figura 3 si può invece vedere questa stessa piastra vista dalla parte dove sono montati i componenti.

TABELLA 1 - Prestazioni dell'amplificatore

— Valore nominale della tensione di alimentazione a pieno carico (tensione di alimentazione simmetrica)	$\pm 26 \text{ V}$		
— Corrente di alimentazione alla $P_{o \text{ nom}}$	0,8 A		
— Sensibilità di ingresso per la $P_{o \text{ nom}}$	430 mV		
— Impedenza d'ingresso	350 k Ω		
— Impedenza d'uscita	0,2 Ω		
— Distorsione di intermodulazione (DIN 45500)	< 0,3 %		
— Distorsione armonica d_{tot} alla frequenza di 12,5 kHz fino alla $P_{o \text{ nom}}$	< 0,1 %		
— Rumore: {	rumore equivalente	$\ll 0,1 \text{ mV}$	All'uscita (con una sorgente di 1 k Ω)
	larghezza di banda = 0 — 20 kHz	$\ll 1,6 \text{ mV}$	All'uscita (con impedenza infinita della sorgente)

Amplificatore B.F. a simmetria complementare a bassa tensione di alimentazione

- Potenza d'uscita: 1,2 W
- Tensione di alimentazione: 6 V

Viene presentato un amplificatore B.F. di potenza con stadio finale a simmetria complementare che può dare ottime prestazioni con tensioni di alimentazione che vanno da 3,6 V a 7,5V, e può quindi essere alimentato mediante batteria. La potenza di uscita massima è 1,8 W.

Lo schema elettrico è riportato in fig. 1. I transistori dello stadio finale, a simmetria complementare, sono la coppia BC 368-369, n-p-n planari epitassiali al silicio. Per evitare fenomeni di taglio del segnale, molto probabili quando vengono impiegati transistori al silicio a bassa tensione di alimentazione, si è dovuto leggermente modificare lo schema classico del circuito.

Il transistoro pilota T2 lavora, in questo caso, come emitter-follower. Per consentire un pilotaggio completo e sicuro dello stadio finale si preleva una frazione della tensione di uscita e la si accoppia tramite C5 al collettore del transistoro pilota T2. Per permettere al transistoro d'ingresso T1 di dare il massimo guadagno in tensione, si accoppia in c.a. il suo resistore di carico all'emettitore del transistoro pilota (T2) tramite il condensatore C4. Come si vede, i vantaggi del circuito "bootstrap" vengono sfruttati due volte, e precisamente dal transistoro pilota (tramite C5), e dal transistoro d'ingresso (tramite C4).

La controreazione in c.c., necessaria per stabilizzare la tensione dimezzata, (emettitori di T4-T5) è ottenuta

"partendo" dallo stadio finale alla base di T1.

L'amplificatore può funzionare egregiamente con tensione di alimentazione compresa tra 6 V e 7,5 V, e può dare ancora buone prestazioni, naturalmente a potenza ridotta, anche quando la tensione delle singole celle della batteria è scesa da 1,5 a 0,9 V. La tensione di uscita è 1,2 W su 4 Ω con una tensione di alimentazione di 6 V, e di 1,8 W su 4 Ω con una tensione di alimentazione di 7,5 V.

In fig. 2 è riportata la piastrina del circuito stampato sulla quale può essere realizzato questo amplificatore, vista dalla parte del rame; in fig. 3 si può vedere la stessa piastrina vista dalla parte dove vengono montati i componenti. Si tenga presente che sia il transistoro pilota T2 che i transistori finali T4 e T5 non richiedono nessun radiatore di calore. Nella tabella 1 sono riportati i dati di funzionamento e le prestazioni dell'amplificatore.

L'andamento del fattore di distorsione in funzione della potenza di uscita è riportato nelle figure 4 e 5 rispettivamente.

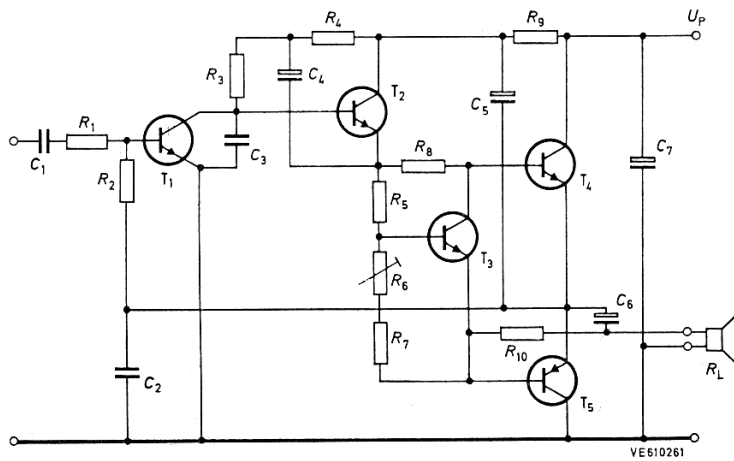


Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore B.F. con stadio finale a simmetria complementare, con alimentazione mediante batteria

COMPONENTI

T1	BC 548 B
T2	BC 548
T3	BC 548
T4	BC 368
T5	BC 369
R1	20 kΩ
R2	1,5 MΩ
R3	820 Ω
R4	270 Ω
R5	1 Ω
R6	470 Ω
R7	1 kΩ
R8	10 Ω
R9	100 Ω
R10	200 Ω
C1	0,1 μF
C2	47 nF
C3	1,5 nF
C4	22 μF 10 V
C5	47 μF 10 V
C6	470 μF 10 V
C7	220 μF 10 V

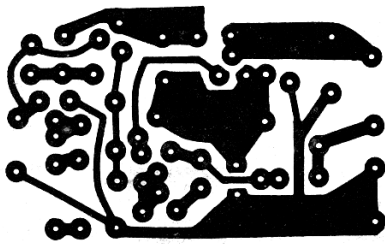


Fig. 2 - Circuito stampato dell'amplificatore visto dalla parte del rame.

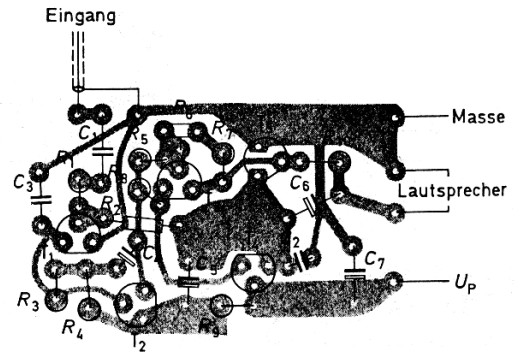


Fig. 3 - Circuito stampato dell'amplificatore con i componenti montati. Eingang = ingresso; Masse = massa; Lautsprecher = altoparlante; U_p = tensione di alimentazione.

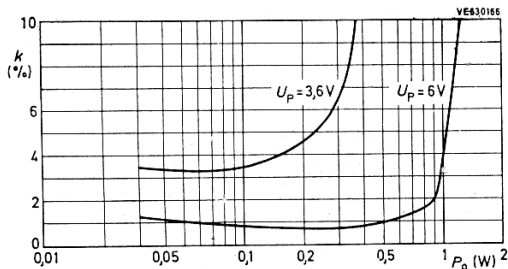


Fig. 4 - Fattore di distorsione dell'amplificatore B.F. in funzione della potenza di uscita per tensioni di alimentazione rispettivamente di 6V, e 3,6V

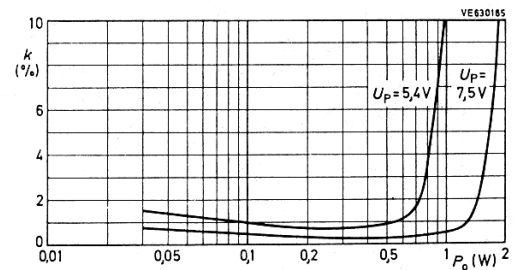


Fig. 5 - Andamento del fattore di distorsione dell'amplificatore B.F. in funzione della potenza di uscita per tensioni di alimentazione rispettivamente di 7,5 e 5,4V.

Tabella 1 - Dati di funzionamento e prestazioni dell'amplificatore

Tensione di alimentazione	6	3,6	7,5	5,4	V
Tensione dimezzata	3	1,7	3,9	2,7	V
Corrente di collettore per lo stadio d'ingresso T1	0,4	0,2	0,5	0,3	mA
Corrente di collettore dello stadio pilota T2	11	5	15	9,5	mA
Corrente di riposo dello stadio finale T4, T5	5	3,5	5	4,8	mA
Potenza di uscita su $R_L = 4 \Omega$ con $f = 1 \text{ kHz}$ e $k = 10\%$	1,2	0,35	1,8	0,95	W
Banda amplificata	120...8000	170...5800	110...9000	130...7200	Hz
Tensione di ingresso per $P_o = 50 \text{ mW}$	8	13	8	8	mV
per pieno pilotaggio	45	32	53	40	mV
Impedenza d'ingresso	20	20	20	20	$k\Omega$
Controreazione	13		15		dB
Tensione di rumore riferita a $P_o = 50 \text{ mV}$	≥ 70		≥ 70		dB

Amplificatori di potenza Hi-Fi da 25/30 W realizzati con transistori Darlington in contenitore TO-220

I nuovi transistori Darlington BDT 62/63 in contenitore plastico TO 220 consentono di realizzare amplificatori Hi-Fi di media potenza, economici e di funzionamento sicuro. In questo articolo viene presentato il progetto di un amplificatore realizzabile in due versioni con potenza d'uscita di 25 e 30 W rispettivamente.

Presentiamo un interessante impiego dei nuovi transistori Darlington BDT 62 (p-n-p) e BDT 63 (n-p-n) in uno stadio finale di un amplificatore Hi-Fi di potenza.

I transistori BDT 62/63 si presentano nel contenitore plastico TO-220 (fig. 1) il quale, com'è noto, riunisce in sé i pregi di robustezza e basso costo. I chip dei transistori sono saldati eutetticamente al supporto; questo sistema evita il formarsi di bolle d'aria nel materiale saldante, riducendo in questa maniera la resistenza termica tra chip e base di montaggio con conseguente miglioramento delle prestazioni del dispositivo (fig. 2).

Il miglioramento delle prestazioni risulta ancora più spinto nel transistore n-p-n BDT 63 in quanto in questo transistore è stato applicato il nuovo processo "triplo" epitassiale, il quale rispetto al normale processo epitassiale "doppio" prevede la deposizione di un terzo strato in corrispondenza della regione di emettitore.

Il contenitore TO-220 (fig. 3) è più economico dei SOT-93, e di conseguenza sopporta valori di dissipazione minori. E' per questo motivo che gli amplificatori realizzati con le coppie BDT 62/63 non possono dare potenze superiori a 30 W (onda sinusoidale), mentre quelli realizzati con transistori con contenitore

SOT 93 possono arrivare fino a 50 W d'uscita. (Per potenze comprese tra 10 e 15 W conviene impiegare le coppie BDT 60/61, anch'esse in contenitore TO-220).

Le coppie BDT 62/63 sono disponibili in 4 selezioni di V_{CE0} e cioè:

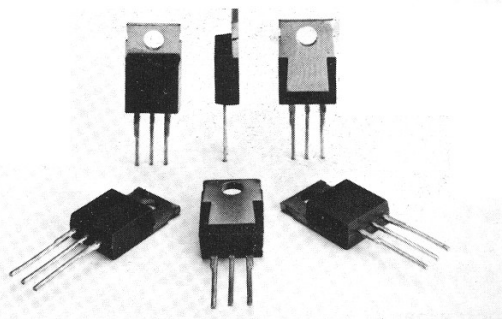


Fig. 1 - Le coppie Darlington BDT 62 pnp/ BDT 63 npn hanno il contenitore TO-220

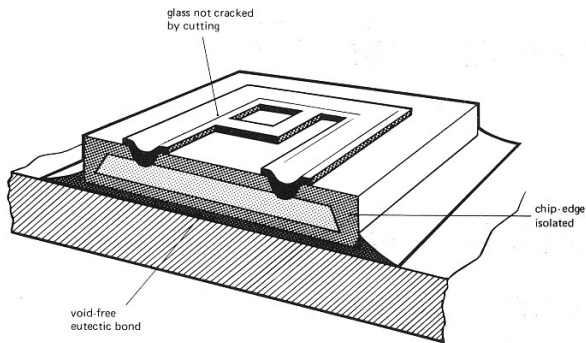
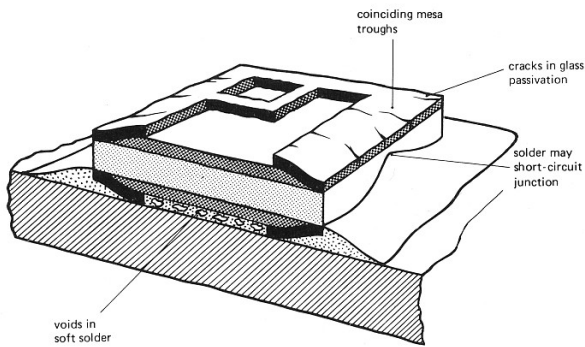


Fig. 2 - (in alto) Formazione di bolle d'aria nel materiale normale che salda il chip alla piastra di supporto in metallo. (in basso) La saldatura eutettica in oro elimina le bolle e diminuisce pertanto la resistenza termica. L'eccessivo riscaldamento del dispositivo tende infatti a deformare anche il rivestimento esterno del chip.

BDT 62/63	60 V (massimo)
BDT 62A/63A	80 V (massimo)
BDT 62B/63B	100 V (massimo)
BDT 62C/63C	120 V (massimo)

I dati caratteristici più importanti di questi transistori sono riportati nella tabella 1.

Qui di seguito descriveremo un amplificatore da 25 W (4 Ω) impiegante nello stadio finale le coppie Darlington BDT 62/63. Sostituendovi le coppie BDT 62A/63A è possibile ottenere una potenza di 30 W (8 Ω).

Tabella 1 - DATI CARATTERISTICI PIU' IMPORTANTI DEI TRANSISTORI DARLINGTON BDT 62/63

I_{CM} (picco)	15 A
P_{tot} ($T_{mb} = 25^\circ C$)	90 W
R_{th} (j-mb)	1,39 K/W *
$T_{j\ max}$	150 °C
h_{FE} ($V_{CE} = 3\ V; I_C = 3\ A$)	> 1000
V_{BE} ($V_{CE} = 3\ V; I_C = 3\ A$)	< 2,5 V
V_{CEsat} ($I_C = 3\ A, I_B = 12\ mA$)	< 2 V
h_{fe} ($a\ I_C = 3\ A, f = 1\ MHz$)	> 25

* K indica la temperatura in gradi Kelvin ed è la misura internazionale (unità SI) della differenza di temperatura (1 K/W = 1 °C/W)

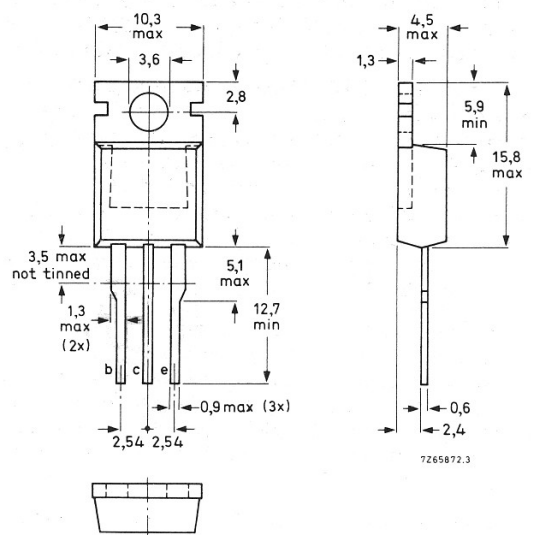
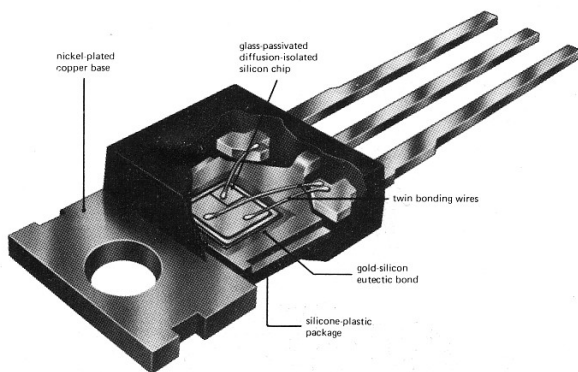


Fig. 3 - Spaccato del contenitore TO-220. Questo contenitore (e ancora di più il SOT-93) tendono a sostituire nei transistori di potenza il vecchio TO-3. Le caratteristiche di grande sicurezza di funzionamento e ridotta "fatica" termica sono state ottenute adottando i processi tecnologici di saldatura eutettica e di passivazione del chip (e cioè rivestimento in vetro del chip). A destra dimensioni (in mm) e collegamenti nei transistori BDT 62/63

DESCRIZIONE DELL'AMPLIFICATORE

Lo schema è riportato in fig. 4. Questo progetto prevede un'alimentazione simmetrica. Questo sistema di alimentazione migliora, com'è noto, la risposta alle basse frequenze e tende a ridurre i transitori al momento della messa in funzione dell'amplificatore in quanto nel circuito d'uscita non è presente il condensatore elettrolitico. Lo schema incorpora pertanto un amplificatore differenziale d'ingresso (TR1, TR2), controllato da un anello di reazione, il quale fa sì che nella bobina mobile dell'altoparlante non circoli corrente continua, eventualità quest'ultima che potrebbe verificarsi nel caso in cui il "punto intermedio" delle tensioni di alimentazione non si trovasse a zero volt.

Una sorgente di corrente TR3 provvede a mantenere la corrente complessiva circolante nello stadio di ingresso su un valore costante di 1 mA.

Il transistor TR4, lavorante in classe A, comandato dallo stadio differenziale d'ingresso va, a sua volta, a pilotare lo stadio finale formato dalla coppia complementare Darlington TR7, TR8. La corrente di riposo assorbita dallo stadio finale viene stabilizzata termicamente dal transistor TR9, montato sul dissipatore di calore dei transistori finali; il montaggio dei tre transistori TR7, TR8 e TR9 sul radiatore dovrà essere effettuato oltre che con la rondella isolante in mica anche con pasta al silicone (compound).

La stabilità in alternata è assicurata da opportune reti RC inserite rispettivamente nello stadio d'ingresso e nell'anello di controreazione (R3, R5, C4, C5).

La protezione contro i sovraccarichi è assicurata dal circuito di fig. 5, il quale nel caso vengano cortocircuitati i morsetti di uscita dall'altoparlante fa in modo che i transistori finali lavorino sempre *entro* i valori ammessi e non vadano pertanto incontro a sicura distruzione.

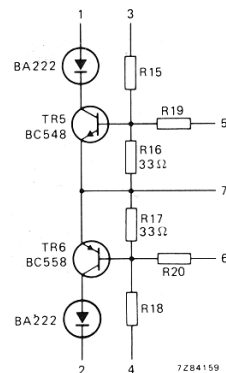


Fig. 5 - Circuito di protezione contro i sovraccarichi

Qui di seguito ci limiteremo ad indicare il sistema usato per calcolare la massima tensione di off-set che può verificarsi nell'amplificatore. Per il calcolo della corrente e della tensione di picco dello stadio finale, della tensione di alimentazione e della dissipazione rimandiamo il lettore a quanto già illustrato nell'articolo "Amplificatore Hi-Fi da 50 W realizzato con i Darlington BDV 64/65A in contenitore SOT-93. (Nota di Applicazione 148)

Tabella 2 - VALORI DEI RESISTORI DEL CIRCUITO DI PROTEZIONE PER LE DUE VERSIONI DELL'AMPLIFICATORE

versione	R2	R21, R22	R15, R18	R19, R20
4 Ω	680 Ω	0,47 Ω	2 kΩ	120 Ω
8 Ω	430 Ω	0,75 Ω	2,5 kΩ	160 Ω

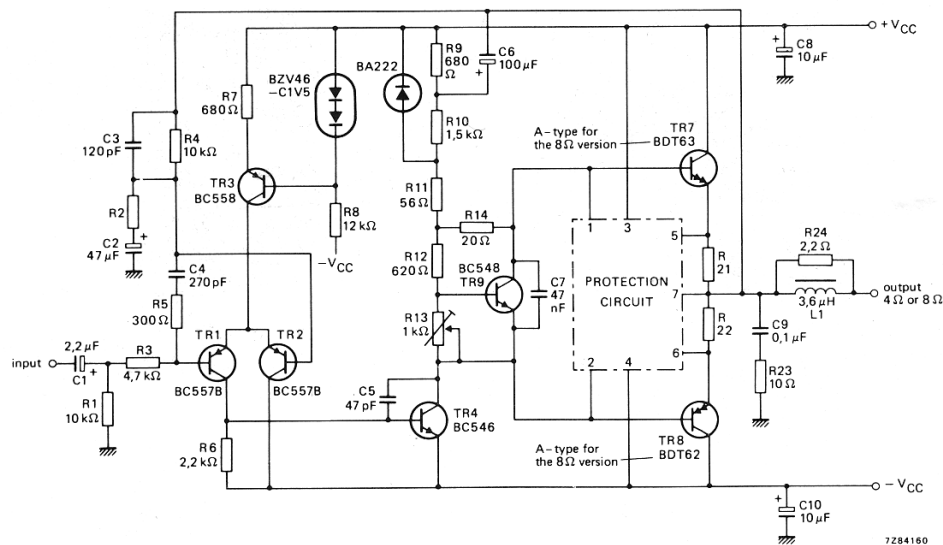


Fig. 4 - Schema dell'amplificatore. Sostituendo i BDT 62/63 con i corrispondenti BDT 62A/63A la potenza d'uscita ottenibile da questo amplificatore passa da 25 W (4 Ω) a 30 W (8 Ω)

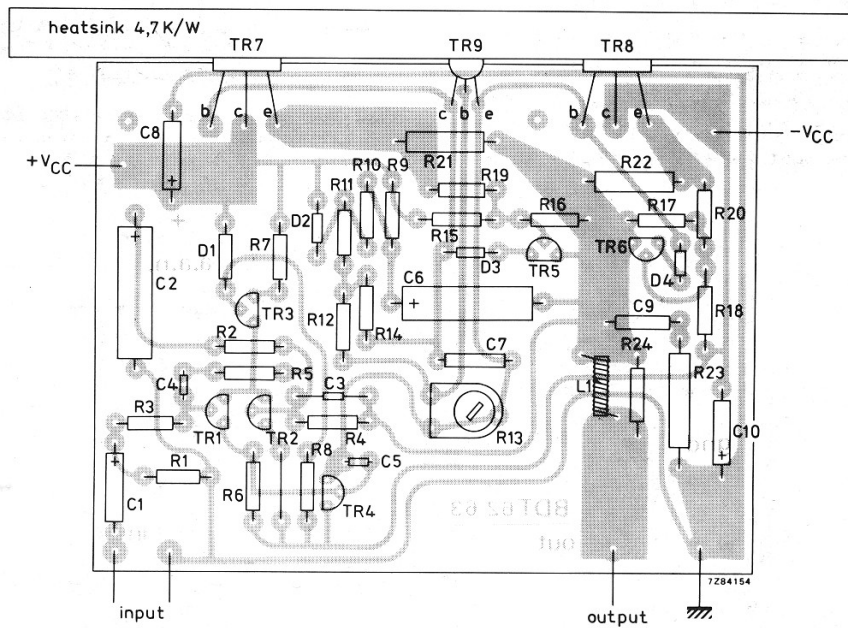
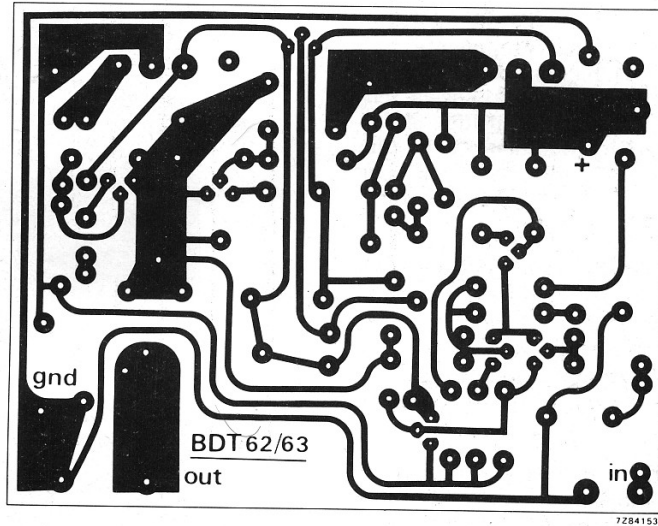


Fig. 6 - Circuito stampato usato per la realizzazione dell'amplificatore di fig. 4 visto dalla parte del rame in alto; visto dalla parte dei componenti in basso. Si tenga presente che il dissipatore di calore dovrà avere una resistenza termica di 4,7 K/W

MASSIMA TENSIONE DI OFF-SET

Per evitare una polarizzazione in continua dell'altoparlante, (e cioè circolazione di una componente continua nel medesimo), la massima tensione di off-set non dovrà superare i 100 mV. (Ricordiamo che la tensione di off-set in questo caso è quella tensione che si forma sul punto intermedio di collegamento delle due tensioni di alimentazione, punto intermedio che, per evitare una polarizzazione in c.c. dell'altoparlante, deve sempre trovarsi a zero volt).

In pratica, per impedire che si formi la tensione di off-set occorrerà scegliere transistori d'ingresso (e cioè TR1 e TR2) aventi uguali valori di h_{FE} e V_{BE} . Questa esigenza si soddisfa impiegando due transistori BC 557 B. In questa maniera il massimo valore della tensione in c.c. di off-set dipenderà solamente dalle tolleranze dei valori di I_B e di V_{BE} del transistor BC 557B.

Il valore massimo di I_B per il transistor BC 557 B è 24 μA (ad una I_C di 0,5 mA), e il valore minimo è 1,1 μA . Pertanto, la tensione off-set causata dalla tolleranza di I_B sarà:

$$(R1 + R3) I_{Bmax} (TR1) - R4 I_{Bmin} (TR2) = 25 \text{ mV}$$

A sua volta, le tolleranze di V_{BE} con una I_C di 0,5 mA è 30 mV. Pertanto, il valore massimo della tensione di off-set in corrispondenza di un identico valore di corrente circolante in TR1 e TR2 sarà:

$$(25 + 30) \text{ mV} = 55 \text{ mV}$$

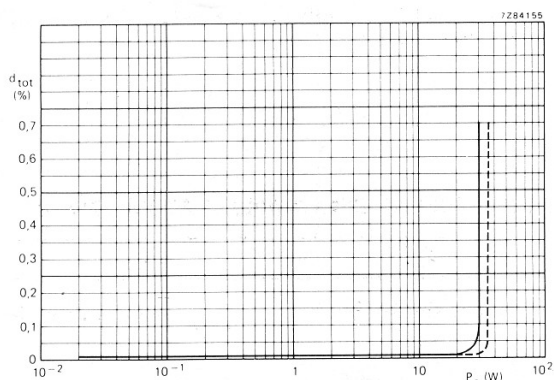


Fig. 7 - Distorsione armonica complessiva in funzione della potenza d'uscita. Tratto continuo = versione a 4 Ω ; in tratteggio versione a 8 Ω .

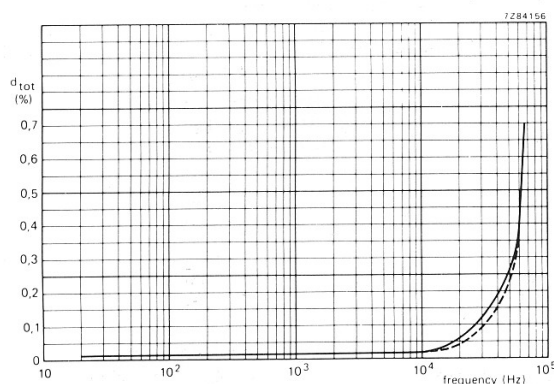
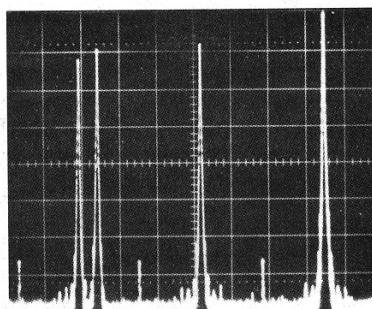


Fig. 8 - Distorsione armonica complessiva in funzione della frequenza. Tratto continuo = versione a 4 Ω ; in tratteggio = versione a 8 Ω .



a)

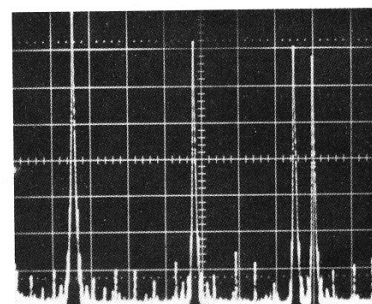
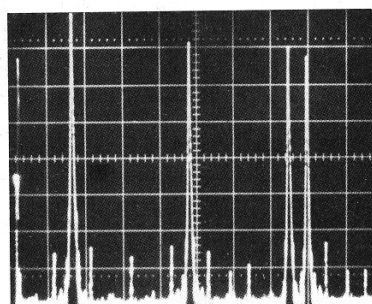


Fig. 9 - Distorsione d'intermodulazione dovuta a transistorio (a) = segnale d'ingresso, (b) e (c) segnali d'uscita negli amplificatori da 25 W e 30 W rispettivamente. $f_1 = 3,18 \text{ kHz}$, $f_2 = 15 \text{ kHz}$. Scale: orizzontale = 2 kHz/div.; verticale = 11,25 dB/div

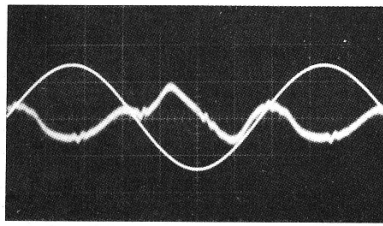
PRESTAZIONI

Distorsione armonica complessiva

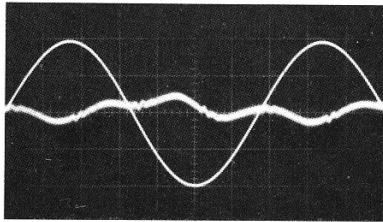
La distorsione armonica complessiva d_{tot} in funzione della potenza d'uscita e in funzione della frequenza per una potenza d'uscita di 10 W sono riportate nelle figg. 7 e 8, rispettivamente.

Distorsione per intermodulazione

La distorsione per intermodulazione viene misurata nelle condizioni specificate dalle norme DIN 45 500 e con l'amplificatore regolato alla massima potenza di uscita. Sia nell'amplificatore da 25 W che in quello da



a)



b)

Fig. 10 - Segnale d'uscita e corrispondente curva di distorsione.

(a) = versione 25 W; (b) = versione 30 W.
 $f = 10 \text{ kHz}$, $P_o = 1 \text{ W}$

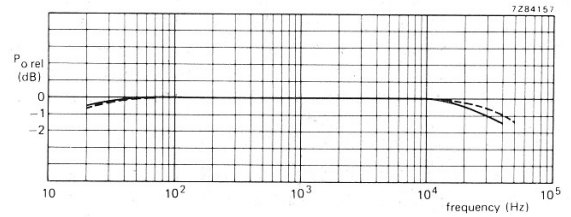


Fig. 11 - Curva di risposta in frequenza misurata secondo le norme DIN 45 500

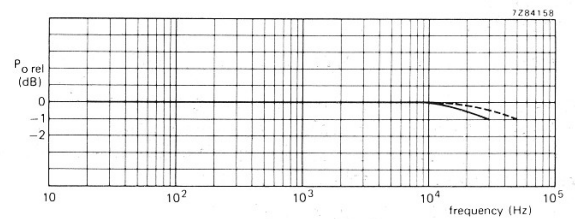
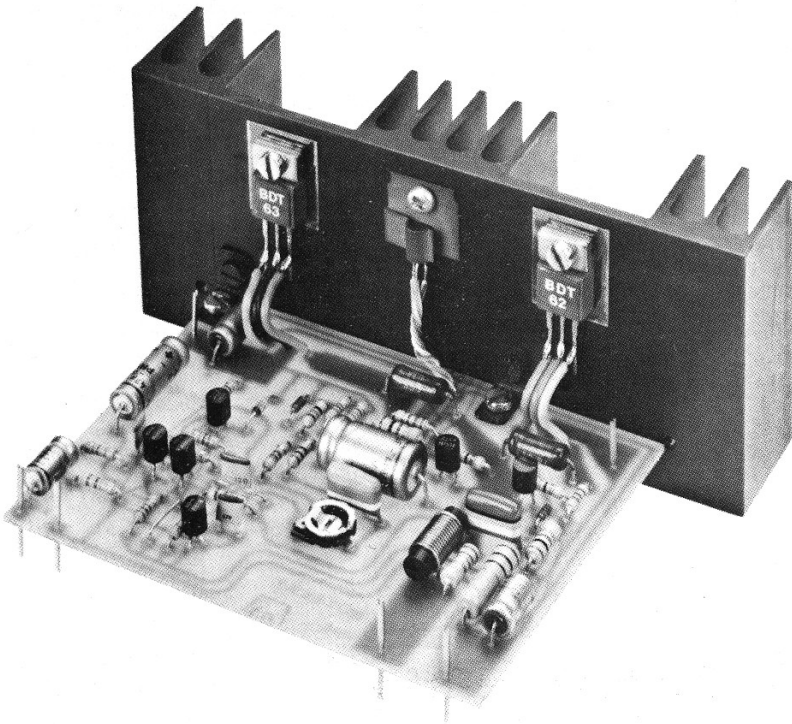


Fig. 12 - Curva della larghezza di banda della potenza misurata a $d_{tot} = 0,7\%$

Tabella 3 - PRESTAZIONI E DATI CARATTERISTICI DELLE DUE VERSIONI DELL'AMPLIFICATORE DESCRITTO

Impedenza di carico	4 Ω	8 Ω
potenza d'uscita	25 W (onda sinusoidale)	30 W (onda sinusoidale)
tensione di picco d'uscita V_o	14 V	22 V
corrente di picco d'uscita I_o	3,3 A	2,7 A
$I_{c \text{ nom}}$ TR1 e TR2	0,5 mA	0,5 mA
$I_{c \text{ nom}}$ TR4	4,5 mA	4,5 mA
corrente di riposo di TR7/TR8	$\approx 50 \text{ mA}$	$\approx 50 \text{ mA}$
tensione di alimentazione V_{cc} (sotto carico)	19 V	27 V
tensione di alimentazione V_{cc} (senza carico)	22,4 V	31,8 V
corrente di alimentazione al massimo carico P_o	$\approx 1,2 \text{ A}$	$\approx 0,9 \text{ A}$
$P_o \text{ max}$ a $f = 1 \text{ kHz}$, $d_{tot} = 0,7\%$	30 W (onda sinusoidale)	36 W (onda sinusoidale)
d_{tot} a $f = 1 \text{ kHz}$, alla massima potenza P_o	$< 0,05 \%$	$< 0,05 \%$
sensibilità d'ingresso alla massima potenza	650 mV	650 mV
impedenza d'ingresso	10 k Ω	10 k Ω
impedenza d'uscita	0,1 Ω	0,1 Ω
distorsione per intermodulazione a P_o massima	0,1 %	0,1 %
distorsione al transitorio alla massima P_o	0,15 %	0,2 %
rapporto segnale/disturbo a $P_o = 50 \text{ mW}$	84 dB	84 dB
(misurato secondo norme IEC 268-3, curva A)		
guadagno ad anello aperto	78 dB	79,5 dB
guadagno ad anello chiuso	24 dB	28 dB
risposta in frequenza (entro 1 dB rispetto al livello di riferimento)*	20-30.000 Hz	20-30.000 Hz
larghezza di banda della potenza	$< 20 \text{ Hz}$, $> 30 \text{ kHz}$	$< 20 \text{ Hz}$, $> 50 \text{ kHz}$
(Livello di 1 dB alla massima P_o ; $d_{tot} = 0,76\% \text{ max}$)		

* Livello di riferimento: 10 dB al di sotto della potenza massima alla frequenza di 1 kHz.



Prototipo di laboratorio dell'amplificatore Hi-Fi di potenza da 25/30 W realizzato con i Darlingtong BDT 62/63 in contenitore TO-220

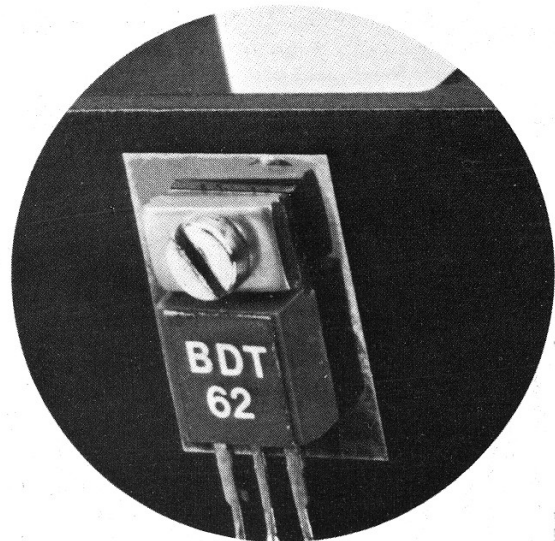
30 W, la distorsione per intermodulazione ammonta a 0,1%, valore quest'ultimo molto al di sotto di quello specificato dalle norme DIN 45 500.

Distorsione per intermodulazione dovuta a transistori

I risultati della misura di questo particolare tipo di intermodulazione si possono vedere nella fig. 9. Qui è indicato lo spettro di un segnale d'ingresso e il corrispondente spettro del segnale d'uscita per le due versioni di amplificatore rispettivamente da 25 e 30 W; il volume è regolato in maniera che un ulteriore avanzamento di regolazione produrrebbe il taglio (clipping) del segnale.

Distorsione da crossover secondario

Il "punto di saldatura" (crossover) tra le due semionde prodotte dai due Darlingtong finali può essere soggetto ad un certo ritardo dovuto alla formazione di cariche all'interno del materiale delle basi dei transistori. Alle frequenze audio più elevate (≈ 10 kHz), questo fenomeno produce un particolare effetto noto come "distorsione da crossover secondario". La fig. 10 riporta i segnali d'uscita e le relative curve di distorsione per le versioni di amplificatore rispettivamente da 25 e 30 W. (Le curve di distorsione sono state ottenute, confrontando i segnali d'ingresso con quelli di uscita). Si ha distorsione da crossover elevata quando in corrispondenza della "saldatura" (crossover) delle due semionde si ha formazione di un picco. Nelle curve di figura 10, questi "picchi" non si notano, e pertanto in questo amplificatore, questo tipo di distorsione è assolutamente trascurabile.



Risposta in frequenza

E' riportata in fig. 11 ed è stata rilevata secondo le norme DIN 45 500 tra 20 Hz e 30 kHz; la curva di risposta della versione a 25 W varia di circa 1 dB rispetto al livello a 1 kHz; quella della versione a 30 W varia invece solo di 0,5 dB.

Larghezza di banda della potenza

La curva di risposta è indicata in fig. 12. Per le due versioni dell'amplificatore (25 e 30 W rispettivamente); tale banda si estende da 20 Hz a 30 kHz.

Nella tabella sono riportate per esteso le caratteristiche e le prestazioni delle due versioni dell'amplificatore descritto, riferite a due carichi possibili, e cioè 4 e 8 Ω .



Prezzo L. 7.400 pagg. 204 (L. 7.255)

SOMMARIO

AMPLIFICATORI D'ANTENNA

OM250, OM236, OM239: Nuovi amplificatori ibridi a larga banda (VHF/UHF) per sistemi di amplificazione d'antenna e per strumentazione. » 9

Amplificatori VHF/UHF ibridi a larga banda per sistemi di amplificazione d'antenna singoli e centralizzati e per strumentazione. » 20

Progetto completo di 10 amplificatori d'antenna operanti nelle bande I/III VHF e IV/V UHF. » 28

Esame delle cause che producono i fenomeni di intermodulazione negli amplificatori di antenna. » 46

AMPLIFICATORI PER RIPETITORI TV, BANDE III/IV E V

BLW75: Trasformatore per ripetitori e trasmettitori TV in banda III (VHF). » 59

Amplificatore a larga banda per ripetitori TV, bande IV/V, impiegate due BLW8 in parallelo. » 65

Pre-amplificatore per ripetitori TV, bande IV/V, realizzato con il BLX98. » 80

AMPLIFICATORI PER TRASMETTITORI S.S.B., F.M., VHF E UHF

Amplificatore S.S.B. (Single Side Band) a bassa distorsione: il BLW8 in un amplificatore di potenza a larga banda per trasmettitori FM. » 89

BLY9C: trasformatore di potenza per trasmettitori VHF. » 104

Amplificatore VHF di potenza a due stadi per trasmettitori mobili realizzato con i transistor BFQ42 e BLW29. » 109

Amplificatore di potenza per ricetrasmittitori VHF realizzato con i transistor BRQ42 e BLW41. » 116

Amplificatori modulari di potenza a larga banda (bande I e III) per trasmettitori VHF. » 124

Due amplificatori VHF di potenza a larga banda per incrementare la potenza d'uscita dei moduli BGY32, BGY36, BLW9, BLW8 e BLW81: Trasformatori di potenza per impieghi in U.H.F. » 144

Amplificatore UHF di potenza a tre stadi per trasmettitori mobili. » 152

Amplificatori R.F. di potenza per ripetitori/trasmettitori TV (bande I e III), apparecchiature professionali (VHF/UHF) e sistemi di trasmissione S.S.B. (Single Side Band). » 161

GUIDA ALLA SCELTA DEI TRANSISTORI R.F.

Catene di transistori consigliate per ottenere una data potenza d'uscita. » 175



Prezzo L. 10.000 pagg. 262 (L. 9.804)

SOMMARIO

AMPLIFICATORI B.F. A CIRCUITI INTEGRATI IBRIDI E MONOLITICI

OM 951/OM 961: Due moduli di circuito integrato ibrido a film sottile per la realizzazione di amplificatori B.F. Hi-Fi di potenza da 20 e 80 W. » 9

TDA 1010: un circuito integrato audio in contenitore SIL-9 con potenza d'uscita di 6 W. » 17

Amplificatore B.F. da 5 e 6 W d'uscita realizzati con i nuovi circuiti integrati in contenitore SIL-9. » 27

Amplificatore stereo economico realizzato con il TDA 1004. » 33

TDA 1028/1029: circuiti integrati che sostituiscono i commutatori e gli interruttori meccanici nei sistemi di amplificazione B.F. stereofonica. » 37

Volume, bilanciamento dei due canali e toni bassi/alti di un amplificatore stereo regolati in c.c. mediante i circuiti integrati TCA 730 e TCA 740. » 47

TDA 1022: linea di ritardo Back-to-Back per la realizzazione degli effetti di riverberazione, vibrato con ad effetto coro negli organi elettronici e negli strumenti musicali. » 52

FREQUENZIMETRO PER RICEVITORI AM/FM - RADIO TUNING SYSTEM - DECODIFICATORE STEREO

Frequenzimetro per ricevitori AM/FM realizzato con i circuiti integrati SAA 1058 e SAA 1070. » 61

Radio Tuning System (RTS): il primo sistema di sintonia PLL con circuiti LSI e controllo mediante microcomputer. » 80

Progetto di due decodificatori stereo con il circuito integrato PLL TDA 1085. » 83

TBA 570A: un circuito integrato comprendente la maggior parte delle funzioni richieste da un radiorecettore AM/FM. » 93

AMPLIFICATORI B.F. HI-FI DI POTENZA

Amplificatori Hi-Fi da 50 W realizzati con i Darlington BDV 64A e BDV 65A in contenitore SOT-93. » 107

Amplificatori B.F. Hi-Fi di potenza (fino a 100 W) con transistori Darlington complementari nello stadio finale. » 115

Amplificatori B.F. Hi-Fi di media potenza con stadio finale a simmetria complementare. » 124

Amplificatore B.F. Hi-Fi da 10, 15, 25, 50 e 100 W con alimentazione asimmetrica. » 133

Amplificatore B.F. Hi-Fi da 25 W in c.c. con alimentazione simmetrica. » 141

Amplificatore B.F. Hi-Fi a simmetria complementare a bassa tensione di alimentazione (6 V) e potenza d'uscita di 1,2 W. » 144

CASSE ACUSTICHE BASS-REFLEX E ERMETICAMENTE CHIUSE

Casse acustiche bass-reflex a tre e a due vie da 50 W e 35 W con altoparlanti accoppiati elettronicamente. » 149

Realizzazione pratica di casse acustiche ermeticamente chiuse per potenze da 50 W, 60 W e 80 W. » 154

APPENDICE 1: REGOLE E NOMOGRAMMI PER LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI B.F.

Regole pratiche per il progetto di amplificatori B.F. Hi-Fi con finali Darlington di potenza. » 167

Nomoagrammi per il calcolo delle dimensioni di radiatori di calore piatti o estrusi. » 179

Sistemi di montaggio dei circuiti integrati con contenitore SOT-100 e SOT-110A. » 188

I vantaggi del nuovo contenitore SOT-93 che sostituisce il vecchio TDA 3 nei transistori di potenza. » 195

APPENDICE 2: DATA SHEETS DEI NUOVI CIRCUITI INTEGRATI

TDA 1011: Amplificatore di potenza da 2 a 6 W. » 209

TDA 1512: Amplificatore di potenza da 12 W Hi-Fi. » 212

TCA 730A: Regolatore in c.c. del volume e del bilanciamento stereo. » 214

TCA 740A: Regolatore in c.c. dei toni alti e dei bassi stereo. » 218

TDA 1074: Circuito di regolazione per amplificatori stereo. » 220

TCA 750: Stabilizzatore per sistemi di sintonia elettronica. » 223

TDA 1008: Divisore di frequenza per strumenti musicali elettronici. » 226

TDA 1059B: Regolatore di velocità dei motori per registratori a cassette. » 228

TDA 5700: Ricevitore radio AM/FM integrato. » 229

TDA 1072: Circuito integrato ricevitore AM. » 232

TDA 1005A: Decodificatore PLL stereo. » 235

DATI TECNICI RIASSUNTIVI DEI TRANSISTORI E DEI MODULI PER BASSA FREQUENZA

Transistori B.F. per impieghi generali. » 241

Transistori B.F. di potenza. » 244

Circuiti integrati ibridi B.F. di potenza. » 250

APPENDICE 3: DATI TECNICI GENERALI DEGLI ALTOPARLANTI

Altoparlanti Hi-Fi di potenza elevata. » 254

Filtri cross-over. » 257

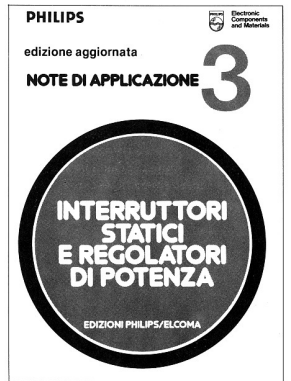
Altoparlanti di potenza elevata a doppio cono. » 258

Altoparlanti di potenza media. » 259

Altoparlanti elittici di potenza media. » 260

Altoparlanti di piccola potenza. » 261

Sistema di codifica della sigla. » 262



Prezzo L. 6.500 pagg. 120 (L. 6.373)

SOMMARIO

TCA 280A: un modulo per il comando di transistori e triac. » 7

Interruttori statici per termoelementi, relè di potenza e motori in c.a. » 16

Sistemi di controllo a parzializzazione di fase della potenza elettrica in alternata. » 25

Sistemi monofasi e trifasi di controllo proporzionale della temperatura. » 32

Interruttori statici realizzati con i triac BT 138/139 e con il circuito integrato TDA 1024. » 42

Termostati elettronici per apparecchi elettrodomestici realizzabili con gli integrati TDA 1023 e TDA 1024 e i triac BT 138/139. » 48

Regolatore dell'intensità luminosa di lampade ad incandescenza. » 53

Regolazione della potenza di un aspirapolvere realizzata con il triac BT 138. » 55

APPENDICE 1

Circuiti per la rivelazione del passaggio per lo zero della tensione di rete realizzati con componenti discreti. » 59

Termometro clinico digitale impiegate l'integrato NE 556 Signetics e la sonda NTC Philips 2322 627 11224. » 64

Possibilità di impiego dell'integrato NE 555 Signetics come temporizzatore programmabile in scale di conteggio. » 68

Temporizzatore per lo sviluppo di pellicole fotografiche realizzato con integrati LOC MOS. » 72

Sensore di umidità capacitivo per igrometri. » 77

APPENDICE 2



Prezzo L. 12.000 pagg. 304 (L. 11.765)

SOMMARIO

GENERALITÀ	
Vantaggi degli alimentatori stabilizzati a commutazione Conversioni c.c./c.c. normalmente impiegati per la realizzazione di alimentatori a commutazione	pag. 9 » 14
ESEMPI PRATICI	
Alimentatore a commutazione per la realizzazione di un caricabatterie da rete trifase, 380 V - 2 kW	» 25
Due alimentatori a commutazione di potenza: tensione/corrente d'uscita: 24 V / 21 A - 5,5 V / 200 A	» 34
Due alimentatori a commutazione per calcolatori elettronici: tensione / corrente d'uscita: 5,5 V / 20 A - 5,5 V / 40 A	» 47
Alimentatore a commutazione per calcolatori elettronici: tensione/potenza d'uscita: 5,5 V / 200 W	» 53
Due alimentatori a commutazione d'impiego generale: tensione / corrente d'uscita: 24 V / 12 W - 24 V / 240 W	» 59
Alimentatore a commutazione: tensione / corrente d'uscita: 150 V / 1 A	» 65
Due alimentatori a commutazione d'impiego generale: tensione / corrente d'uscita: 24 V / 15 A - 5 V / 5 A	» 73
Due alimentatori a commutazione, tensione / potenza d'uscita: 24 V / 2 W - 14,5 V / 5 W	» 81
Alimentatore a commutazione; tensione / corrente d'uscita: 12 V / 2,5 A	» 87
Alimentatore a commutazione; tensione / potenza d'uscita: 24 V / 12 W	» 95
SPP - Synchronised power pack, un nuovo sistema per produrre tutte le tensioni di alimentazione richieste da un televisore a colori	» 99
Componenti attivi e passivi consigliati per la realizzazione degli alimentatori stabilizzati a commutazione	» 109
CIRCUITI INTEGRATI DI CONTROLLO E PROTEZIONE	
TDA 1060: circuito integrato di controllo e protezione per impieghi professionali	» 113
TDA 2640: circuito integrato di controllo e protezione	» 127
TECNOLOGIA E CARATTERISTICHE RICHIESTE AI COMPONENTI	
Tecnologia di costruzione e caratteristiche dei diodi a recupero molto veloce da impiegare nel circuito raddrizzatore d'uscita	» 139
Regole pratiche per il corretto impiego dei diodi a recupero molto veloce	» 145
REGOLE PRATICHE PER IL PROGETTO DEL CHOKO DEL TRASFORMATORE D'USCITA E DEI RADIATORI DI CALORE	
Switched mode power supply power inductor and transformer design	» 161
Part 1: Core size, air gap and number of turns	» 167
Part 2: Minimum loss transformer winding design	» 180
Design charts for power chokes on ferroxcube 3C8 cores with air gap	» 189
A design method for forward converters illustrated on a mains operated 15 V / 3,15 A S.M.P.S. on Eurocard	» 202
Nomogrammi per il calcolo delle dimensioni dei radiatori di calore dei transistori e dei diodi	» 202
DATA SHEETS DEI DIODI, DEI TRANSISTORI E DEI CIRCUITI INTEGRATI	



Prezzo L. 8.000 pagg. 138 (L. 7.844)

SOMMARIO

BPX 47B/18 e BPX 47C/36: nuovi pannelli a celle solari	pag. 7
Progettazione e installazione di impianti per lo sfruttamento dell'energia solare basati sull'impiego dei pannelli solari Philips/Elicoma	» 15
Due esempi di progettazione di impianti a pannelli solari	» 26
REGOLE PRATICHE PER IL CORRETTO IMPIEGO DEI PANNELLI SOLARI	
Definizioni, simboli e richiami di astronomia	» 42
Il modulo BPX 47A	» 45
Generatori solari con batteria	» 59
Generatori solari senza batteria	» 81
Conclusioni	» 85
Relazione tra superficie dei pannelli e numero di accumulatori impiegati	» 89
ESEMPI D'IMPIEGO	
Nel settore delle telecomunicazioni	» 112
Per la realizzazione di radio-fari	» 118
Per la realizzazione di segnalazioni luminose	» 120
Nel settore della didattica	» 122
Nel sistema di pompaggio dell'acqua	» 124
Nelle imbarcazioni a vela da competizione e da ulipporto	» 126
Nel sistema di avvistamento	» 128
DATA SHEETS	
BPX 47C/36	» 133
BPX 47B/18	» 135
BPX 47A	» 137

Allegati: una carta geografica della terra indicante la distribuzione media annuale dell'energia solare in kJ/cm²