

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 transistor n-p-n BDT 63 in quanto in questo transistor 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:

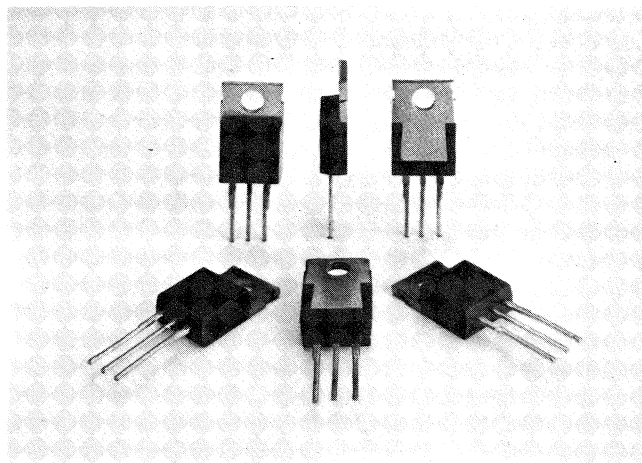


Fig. 1 - Le coppie Darlington *BDT 62* pnp/ *BDT 63* npn hanno il contenitore TO-220

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
β_{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)

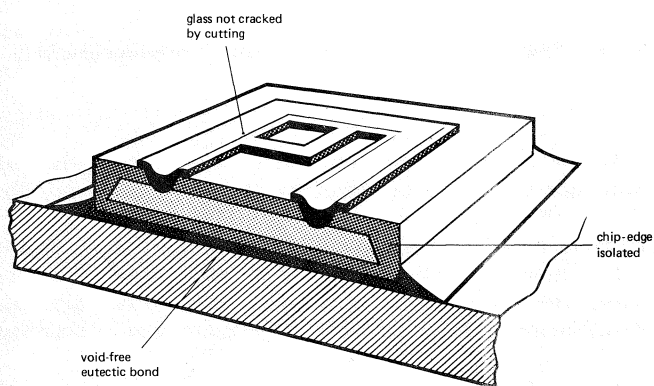
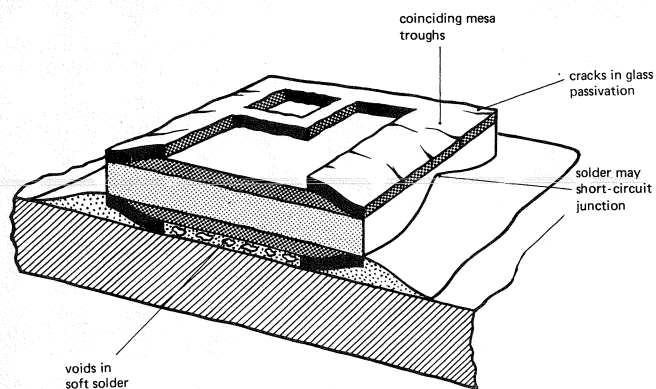


Fig. 2 - (in alto) Formazione di bolle d'aria nel materiale normale che salda il chip alla piastra di supporto in metallo. (in basso) La saldatura eutettica in oro elimina le bolle e diminuisce pertanto la resistenza termica. L'eccessivo riscaldamento del dispositivo tende infatti a deformare anche il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

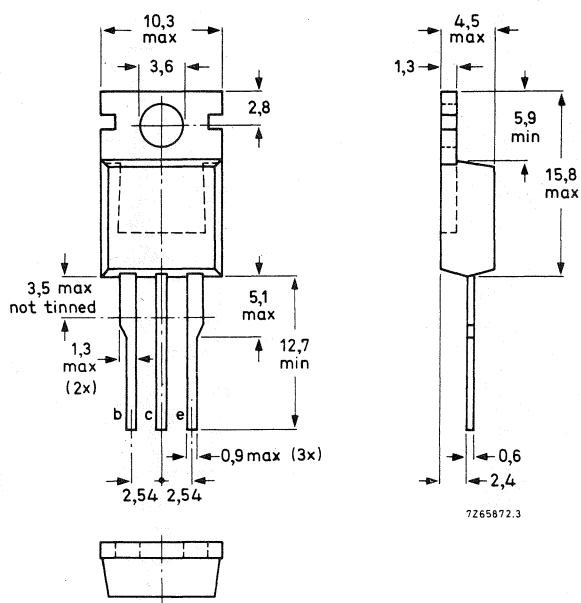
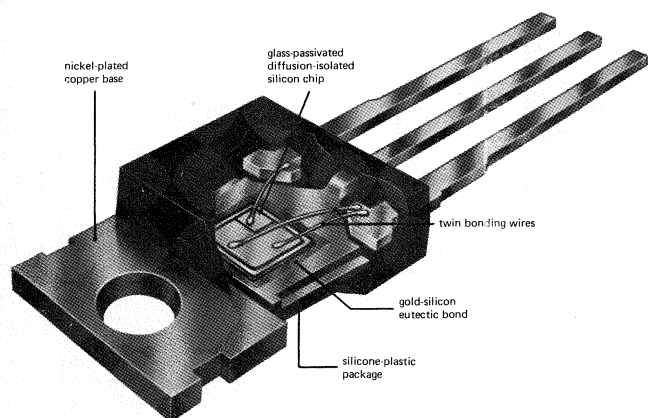


Fig. 3 - Spaccato del contenitore TO-220. Questo contenitore (e ancora di più il SOT-93) tendono a sostituire nei transistori di potenza il vecchio TO-3. Le caratteristiche di grande sicurezza di funzionamento e ridotta "fatica" termica sono state ottenute adottando i processi tecnologici di saldatura 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 controeazione (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.

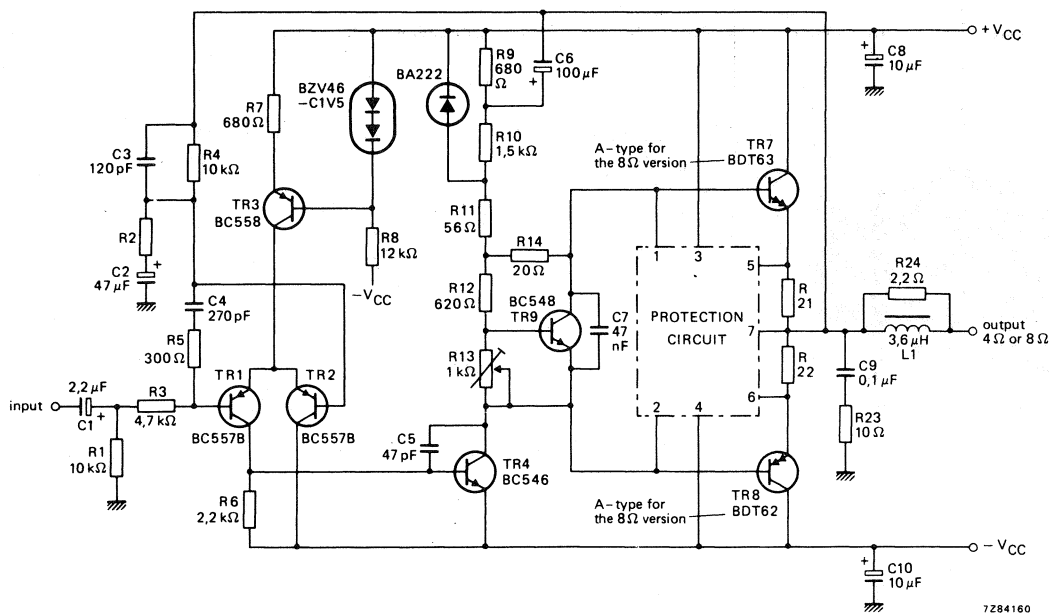


Fig. 4 - Schema dell'amplificatore. Sostituendo i BDT 62/63 con i corrispondenti BDT 62A/63A la potenza d'uscita ottenibile da questo amplificatore passa da 25 W (4Ω) a 30 W (8Ω)

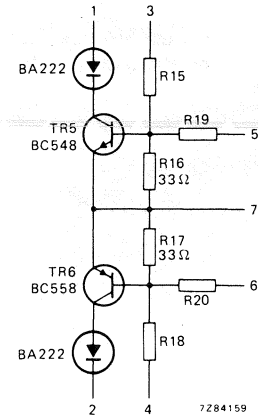


Fig. 5 - Circuito di protezione contro i sovraccarichi

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 Darling-ton 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

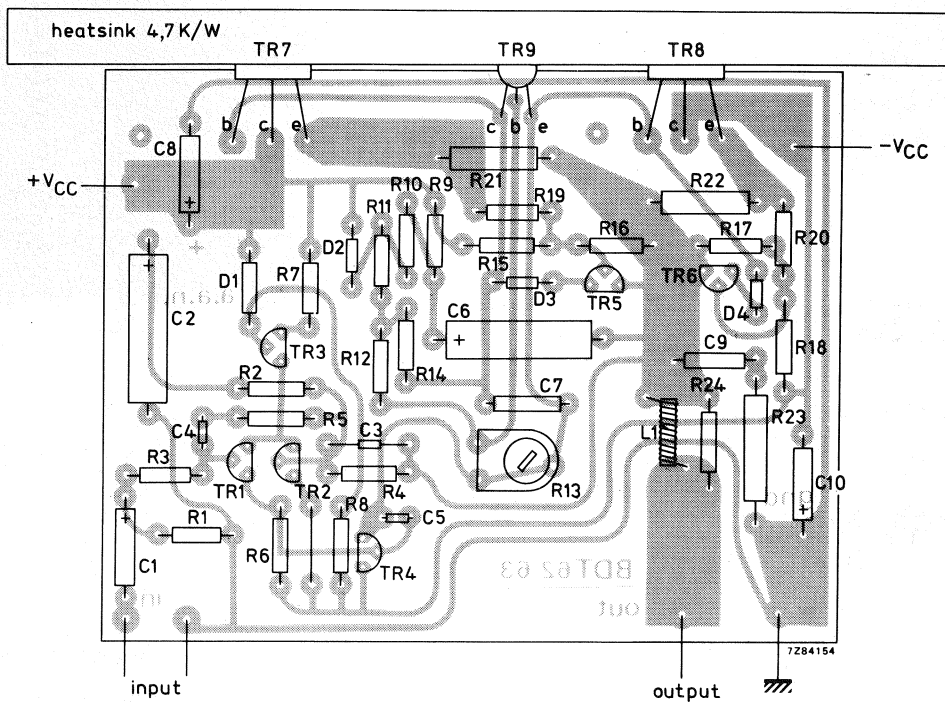
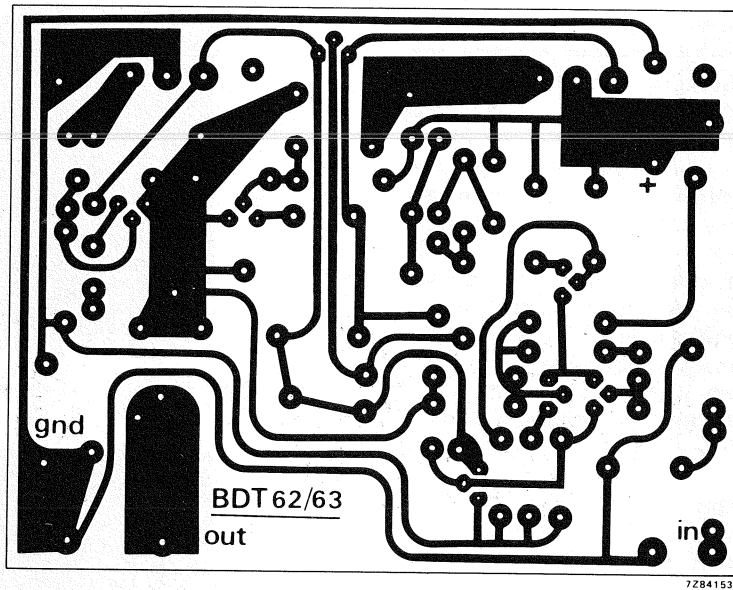


Fig. 6 - Circuito stampato usato per la realizzazione dell'amplificatore di fig. 4 visto dalla parte del rame in alto; visto dalla parte dei componenti in basso. Si tenga presente che il dissipatore di calore dovrà avere una resistenza termica di 4,7 K/W

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 transistore BC 557B.

Il valore *massimo* di I_B per il transistore BC 557 B è 24 μ A (ad una I_C di 0,5 mA), e il valore minimo è 1,1 μ A. 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:

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

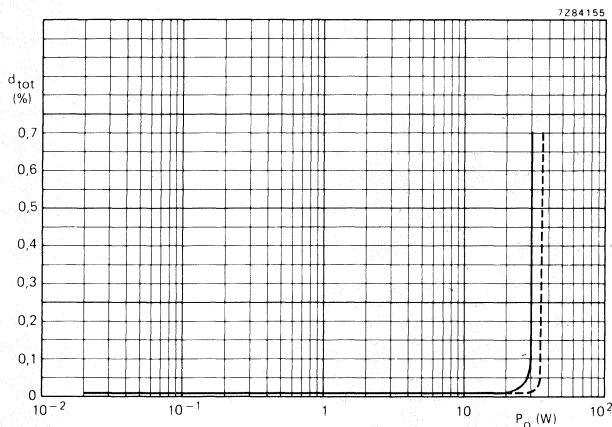


Fig. 7 - Distorsione armonica complessiva in funzione della potenza d'uscita. Tratto continuo = versione a 4Ω; in tratteggio versione a 8Ω.

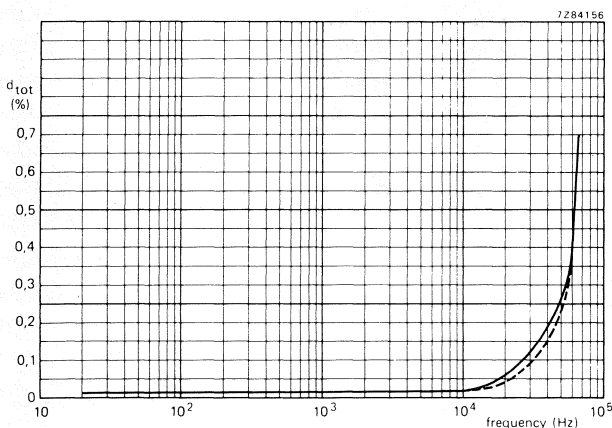
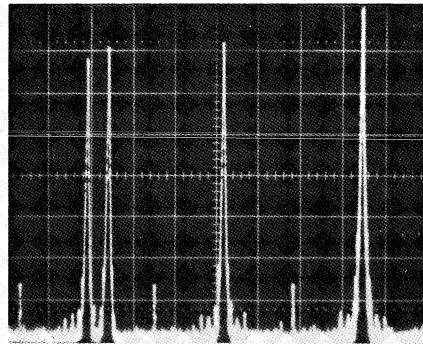
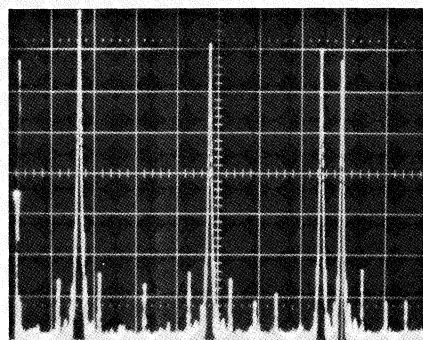


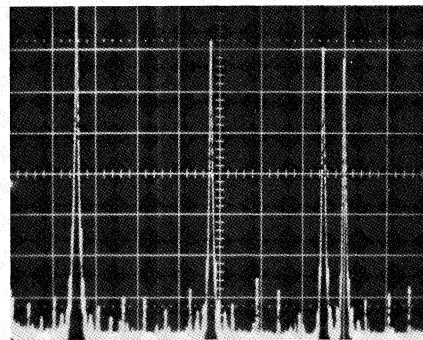
Fig. 8 - Distorsione armonica complessiva in funzione della frequenza. Tratto continuo = versione a 4Ω; in tratteggio = versione a 8Ω.



a)



b)



c)

Fig. 9 - Distorsione d'intermodulazione dovuta a transitorio (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

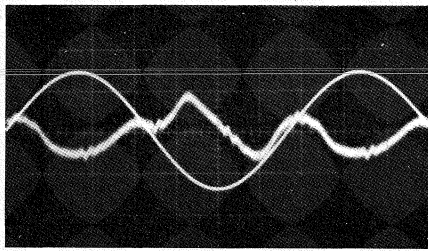
PRESTAZIONI

Distorsione armonica complessiva

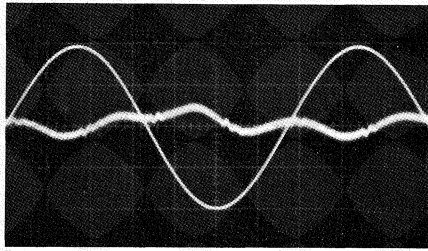
La distorsione armonica complessiva d_{tot} in funzione della potenza d'uscita e in funzione della frequenza per una potenza d'uscita di 10 W sono riportate nelle figg. 7 e 8, rispettivamente.

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.
 $f = 10 \text{ kHz}$, $P_o = 1 \text{ W}$

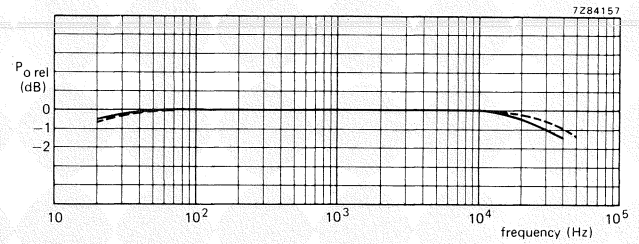


Fig. 11 - Curva di risposta in frequenza misurata secondo le norme DIN 45 500

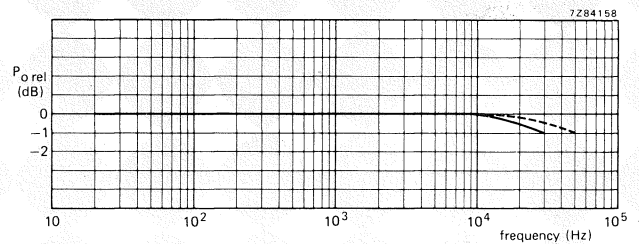
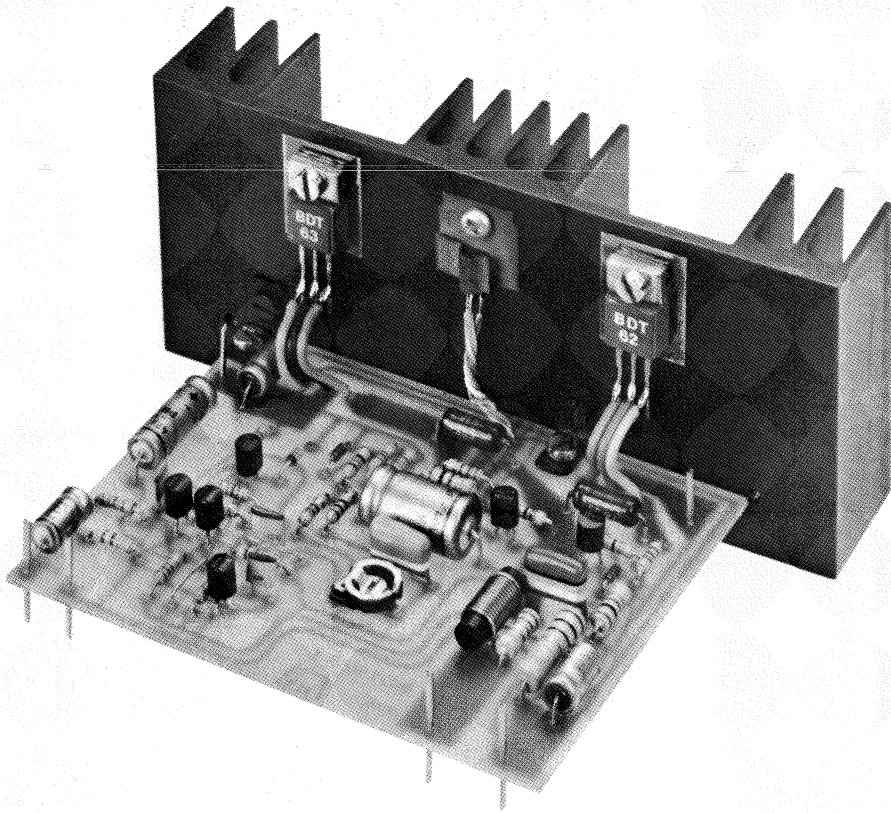


Fig. 12 - Curva della larghezza di banda della potenza misurata a $d_{tot} = 0,7\%$

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	≈ 50 mA	≈ 50 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	≈ 1,2 A	≈ 0,9 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 kΩ	10 kΩ
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 $P_o = 50 \text{ mW}$ (misurato secondo norme IEC 268-3, curva A)	84 dB	84 dB
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 (Livello di 1 dB alla massima P_o ; $d_{tot} = 0,76\%$ max)	< 20 Hz, > 30 kHz	< 20 Hz, > 50 kHz

* 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 Darlingtton 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 Darlingtton 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 .