

II° Parte

DATI TECNICI E DIAGRAMMI DI ALCUNI AMPLIFICATORI PER ALTA FEDELTA'

AMPLIFICATORE DA 3 W PER FONOGRAFO

Il circuito indicato in fig. 16 prevede poche valvole ed un limitato numero di componenti; è stato progettato per chi desidera un amplificatore semplice e nello stesso tempo in grado di fornire una buona riproduzione. È adattabile a qualunque tipo di fonorivelatore a cristallo; la sua sensibilità inoltre è tale da consentire l'inserzione di una rete di correzione tra il fonorivelatore e l'ingresso dell'amplificatore. Ha un'uscita di 3 W e una distorsione armonica totale dell'1 %.

Caratteristiche elettriche

Valvole	: EF 86, preamplificatrice EL 84, finale EZ 80, raddrizzatrice per due semionde
Potenza d'uscita	: 3 W, 1% di distorsione armonica totale
Curva di risposta	: piatta entro ± 1 dB (rispetto al livello ad 1 kHz) da 20 Hz a 40 kHz
Regolazione del tono	: attenuazione delle note alte alla frequenza di 10 kHz: circa 20 dB esaltazione delle note basse alla frequenza di 70 Hz: circa 15 dB
Sensibilità	: 100 mV per 3 W d'uscita
Livello di fruscio e di ronzio	: --- 70 dB alla massima uscita

Descrizione del circuito

L'amplificatore, alimentato in c.a., impiega la EF 86 come preamplificatrice, la EL 84 come finale e la EZ 80 come raddrizzatrice. Il circuito prevede tre regolazioni: a) del volume tramite R_1 (potenziometro logaritmico da 0,5 M Ω), b) dell'attenuazione delle note alte effettuata tramite R_2 (potenziometro lineare da 0,5 M Ω), c) dell'esaltazione delle note basse attuata col circuito di controreazione (R_3 , potenziometro logaritmico da 50 k Ω).

La valvola EF 86 lavora a basso regime; infatti le sue correnti e tensioni hanno un valore che è molto inferiore al normale e ciò è dovuto all'elevato valore (1 M Ω) della resistenza anodica e al basso valore della tensione alla griglia schermo prelevata dal catodo della valvola finale.

La polarizzazione per corrente di griglia è ottenuta per mezzo di una resistenza di fuga di valore elevato (10 M Ω). Il guadagno è molto elevato essendo due o tre volte superiore a quello che si può ottenere nelle normali condizioni di funzionamento. Le basse tensioni di lavoro consentono di effettuare un accoppiamento diretto tra l'anodo della preamplificatrice e la griglia della finale. Per avere una corretta polarizzazione di quest'ultima è necessario che la resistenza di catodo abbia un valore più elevato del solito. Si dovrà impiegare un tipo a filo da 560 Ω , tolleranza 5 %, in grado di dissipare 3 W.

La tensione di griglia schermo per la EF 86 è fornita dal catodo della finale tramite il filtro R_6C_3 rispettivamente di 22 k Ω e 25 μ F.

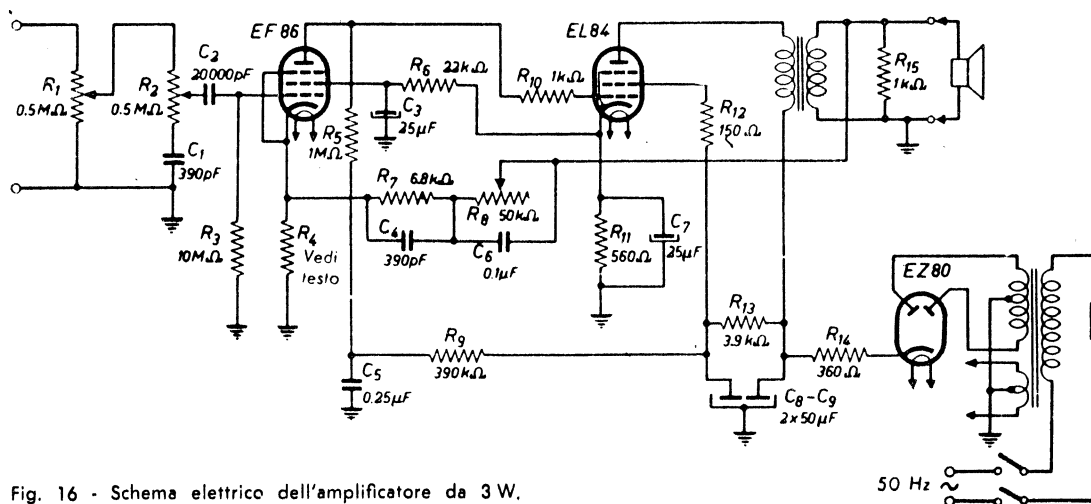


Fig. 16 - Schema elettrico dell'amplificatore da 3 W.

Componenti

$R_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$, log.	$R_{13} = 3,9 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{2} \text{ W}$
$R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$, lineare	$R_{14} = \text{vedi testo}$, 2 W
$R_3 = 10 \text{ M}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{15} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$
$R_4 = \text{vedi testo}$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_1 = 390 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega \pm 10\%$, ad alta stabilità, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_2 = 22000 \text{ pF}$
$R_6 = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_3 = 25 \text{ }\mu\text{F}$, 50 V lavoro
$R_7 = 6,8 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_4 = 390 \text{ pF} \pm 10\%$
$R_8 = 50 \text{ k}\Omega$, log.	$C_5 = 0,25 \text{ }\mu\text{F}$, 350 V lavoro
$R_9 = 0,39 \text{ M}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_6 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$, $\pm 10\%$, 150 V lavoro
$R_{10} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 25 \text{ }\mu\text{F}$, 50 V lavoro
$R_{11} = 560 \text{ }\Omega \pm 5\%$, 3 W , a filo	$C_8 = 2 \times 50 \text{ }\mu\text{F}$, 350 V
$R_{12} = 150 \text{ }\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_9 = 2 \times 50 \text{ }\mu\text{F}$, 350 V

Questo filtro e la resistenza catodica della finale di valore elevato provvedono ad inserire una notevole controreazione in c.c. che stabilizza le condizioni di lavoro sia nei riguardi di eventuali fluttuazioni della tensione di rete sia contro le variazioni delle caratteristiche delle valvole dovute alle normali tolleranze di produzione.

Data l'alta percentuale di distorsione propria di uno stadio finale ad una sola valvola, si rende necessario, onde avere un'uscita di qualità accettabile, inserire un cospicuo valore di controreazione che include la valvola finale e il trasformatore e che viene inserita dal secondario del trasformatore d'uscita alla resistenza di catodo della EF 86 (senza condensatore in parallelo). Il valore di questa resistenza è determinato in base al tipo di trasformatore d'uscita e di altoparlante secondo la seguente tabella:

Impedenza della bobina mobile	Resistenza di catodo
(Ω)	(Ω)
15	82
7	100
5	120
3,75	150

In ogni caso il primario del trasformatore d'uscita deve adattare l'impedenza della bobina mobile del-

l'altoparlante ai $5 \text{ k}\Omega$ d'impedenza di carico della valvola finale.

La fig. 17 indica la curva di distorsione in funzione della potenza d'uscita.

Il guadagno dell'amplificatore non è così elevato da consentire un completo taglio degli alti e una completa esaltazione dei bassi. È stato quindi necessario inserire nel circuito di controreazione una regolazione per l'esaltazione delle note basse mentre il taglio delle note alte è inserito tra la regolazione del volume e la griglia controllo dell'EF 86. Quando queste due regolazioni sono al minimo, la curva di risposta è piatta con tolleranza di $\pm 1 \text{ dB}$ tra 20 Hz e 40 kHz e i punti a -3 dB si trovano a 15 Hz e 50 kHz . Per le note basse si ha una esaltazione massima di 15 dB a 70 Hz , mentre per le note alte si ha una riduzione massima di 20 dB a 10 kHz . Ciò consente di riprodurre adeguatamente tutti i tipi di dischi e di sop-

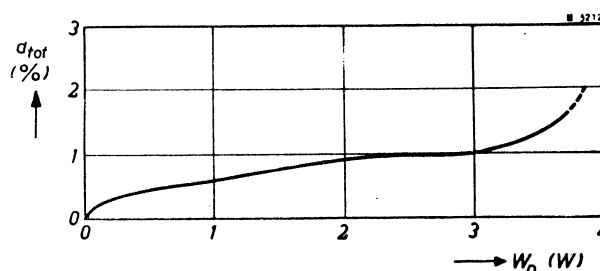


Fig. 17 - Distorsione armonica d_{tot} in funzione della potenza d'uscita W_o rilevata nell'amplificatore da 3 W alla frequenza di 400 Hz .

primere quasi completamente il fruscio della puntina nei dischi molto usati a 78 giri (vedi fig. 18). Ai capi del secondario del trasformatore d'uscita viene collegata una resistenza da 1000 Ω per proteggere lo stadio finale nel caso venga tolto l'altoparlante oppure si abbia un aumento del carico capacitivo causato dal prolungamento del cavo di collegamento dell'altoparlante.

L'alimentatore è convenzionale. Il filamento della valvola EZ 80 raddrizzatrice a due semionde può essere alimentato dallo stesso trasformatore che provvede all'alimentazione dei filamenti delle altre valvole, come indicato nello schema. È preferibile comunque un avvolgimento separato. Se si impiega un avvolgimento unico questo deve essere dimensionato per 2 A; quando se ne impiegano due, ciascuno deve essere dimensionato per 1 A. L'avvolgimento per la tensione anodica è calcolato per 2 x 300 V, 60 mA, ma può essere di 2 x 275 V nel qual caso R_{14} deve essere ridotta a 100 Ω . Il primario ha le prese per tensioni normali di rete di 110 V, 125 V, 160 V e 220 V.

L'anodo della valvola finale è alimentato dal primo

condensatore e la griglia schermo del secondo condensatore di filtro. La resistenza di filtro è di 3,9 k Ω , ½ W. L'anodo della preamplificatrice è alimentato tramite una resistenza da 390 k Ω disaccoppiata da un condensatore da 0,25 μ F a carta con tensione di lavoro di 350 V.

Correnti e tensioni misurate

(le tensioni sono state misurate rispetto allo chassis)

Tensione ai capi di C_8	290 V
Tensione ai capi di C_9	310 V

EL 84

Tensione anodica	290 V
Corrente anodica	43 mA
Tensione di griglia schermo	290 V
Corrente di griglia schermo	5 mA
Tensione catodica	27 V

EF 86

Tensione anodica	20 V
Corrente anodica	195 μ A
Tensione di griglia schermo	27 V

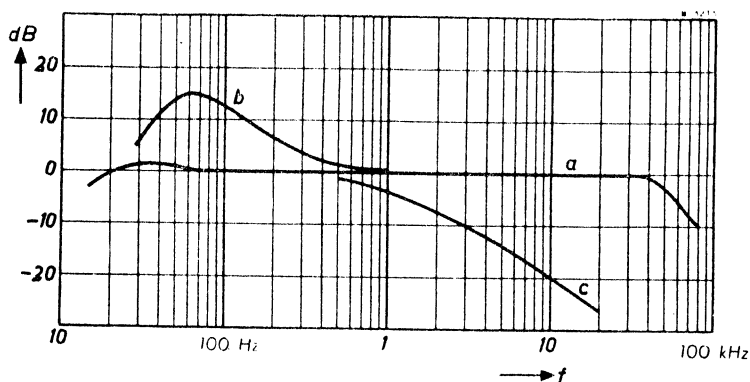


Fig. 18 - Esaltazione massima delle note basse in (b) e attenuazione massima delle note alte in (c). Se entrambe le regolazioni sono al minimo si ha una curva di risposta in frequenza (a) virtualmente piatta da 20 Hz a 30 kHz.

AMPLIFICATORE PER ALTA FEDELTA' CON 10 W D'USCITA EQUIPAGGIATO CON DUE EL 84 IN PUSH-PULL

Il circuito di questo amplificatore venne pubblicato per la prima volta alcuni anni fa. Successivamente apparve e venne discusso nei più importanti periodici di radiotecnica in quanto fu considerato il primo amplificatore ad alta fedeltà realizzato con criteri di economia.

Sulla base di questo interessante schema venne costruito un gran numero di amplificatori e furono ottenuti sperimentalmente risultati, nella maggior parte dei casi, soddisfacenti. Fu rilevata tuttavia una certa instabilità ora alle alte ora alle basse frequenze e occasionalmente ad entrambe. Tralasciando quei casi in cui tale instabilità era da imputarsi ad un montaggio e cablaggio errati in tutti gli altri traeva origine dal trasformatore d'uscita il quale non era

stato costruito secondo i dati pubblicati. In alcuni infatti l'induttanza del primario era elevata, in altri era scarsa, in altri infine l'induttanza dispersa era superiore al massimo valore prestabilito.

Si fecero fruttuosi tentativi per ridurre l'instabilità causata dalle notevoli differenze delle caratteristiche dei trasformatori d'uscita dovute ai diversi procedimenti di produzione. In generale si può affermare che se l'amplificatore viene costruito con una adeguata accuratezza tali differenze hanno un'influenza difficilmente apprezzabile in sede di riproduzione. Descriveremo due amplificatori realizzati su larga scala che, grazie alla loro stabilità, hanno incontrato il favore dei tecnici.

Trasformatore d'uscita

Dati elettrici del prototipo:

Rapporto di trasformazione	34,5 : 1
Induttanza del primario (50 Hz, 10 V)	
senza corrente continua	40 H
con corr. continua di 5 mA	28 H
Induttanza dispersa	22 mH
Resistenza del primario	2 x 240 Ω
Resistenza del secondario	0,4 Ω
Rendimento a 1000 Hz	85 %
Lamierini (vedi fig. 19)	
normali fogli dinamo da	0,5 mm
Nucleo	con lamierini I ed E
Dimensioni	84 x 70 mm
Larghezza del nucleo	28 mm
Pacco	senza traferro
Altezza del pacco	28 mm
Sezione del nucleo	7,86 cm ²

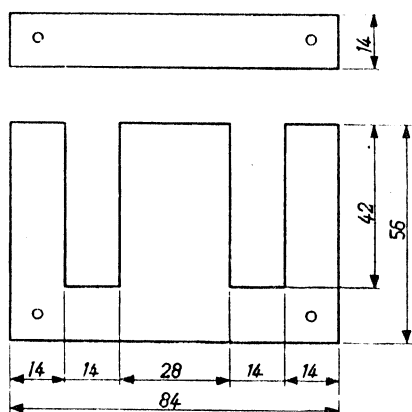


Fig. 19 - Dimensioni in mm dei lamierini del trasformatore d'uscita dell'amplificatore da 10 W con stadio finale in push-pull.

Avvolgimento	Numero spire	Ø Cu smalt.	Largh. avvolg.	Numero strati	Isolamento tra gli strati
P ₁	1650	0,11	34	7	30 μ, carta
S ₁	96	0,6	34	2	0,1 mm, pressspan
P ₂	1650	0,11	34	7	30 μ, carta
P ₃	1650	0,11	34	7	30 μ, carta
S ₂	96	0,6	34	2	0,1 mm, pressspan
P ₄	1650	0,11	34	7	30 μ, carta

L'isolamento tra gli avvolgimenti è costituito da 0,1 mm (pressspan) e uno strato di carta di 60 μ. Se P₁ e P₂ vengono avvolti in senso orario, gli altri avvolgimenti devono essere avvolti in senso antiorario. È necessario inoltre che la fine e l'inizio di ciascun avvolgimento venga connesso nel modo migliore. Gli avvolgimenti P₁ e P₄ sono collegati in parallelo e costituiscono metà dell'avvolgimento pri-

mario mentre P₂ e P₃, collegati anch'essi in parallelo, ne formano l'altra metà. Il secondario è costituito da S₁ e S₂ collegati in parallelo. L'impedenza del primario, quando il carico è formato da una bobina mobile di 7 Ω, è di 8 kΩ.

Il primo amplificatore che ci accingiamo a descrivere prevede un trasformatore d'uscita le cui caratteristiche elettriche sono:

Rapporto di trasformazione	35 : 1
Indutt. del primario (50Hz, 10V)	
senza corrente continua	35 H
con corrente continua di 5 mA	28 H
Induttanza dispersa	20 mH
Resistenza del primario	2 x 253 Ω
Resistenza del secondario	0,72 Ω
Rendimento a 1000 Hz	81 %

AMPLIFICATORE DA 10 W

(prima versione)

Descrizione del circuito

In fig. 20 è indicato lo schema elettrico. Se lo paragoniamo allo schema originale *) possiamo constatare che ben poche sono le varianti introdotte. La resistenza di carico della EF 86 ha in parallelo una resistenza (R₁₁) e un condensatore (C₈) collegati in serie, rispettivamente di 22 kΩ e 150 pF. La resistenza di controreazione (R₆) è stata portata a 2,7 kΩ, mentre il condensatore in parallelo (C₅) è stato ridotto a 470 pF. Entrambe queste modifiche tendono ad abbassare il guadagno della catena di controreazione alle frequenze più elevate aumentando, a quelle frequenze, la stabilità della curva di risposta. Alle frequenze inferiori ai 10 Hz si migliora tale stabilità diminuendo l'induttanza del primario del trasformatore d'uscita e riducendo il condensatore in parallelo alla resistenza catodica delle finali al valore di 50 μF nonché introducendo mediante R₁₈ e C₁₂ un certo grado di controreazione nell'invertitore di fase. Dato che l'introduzione di questo gruppo RC aumenta il carico della seconda sezione del doppio triodo ECC 83, la resistenza anodica di questa sezione viene portata dal valore di 0,1 MΩ a quello di 0,12 MΩ. Le resistenze dello stadio invertitore di fase devono avere una tolleranza massima del 5%. Anche lo stadio finale è stato leggermente modificato come pure l'alimentatore in cui l'impedenza di filtro è stata sostituita da una resistenza da 1,5 kΩ. È stato possibile alimentare gli anodi delle finali direttamente dal primo condensatore di filtro senza introdurre un apprezzabile ronzio. Le griglie schermo sono alimentate dal secondo condensatore di filtro: non viene usata, nei circuiti di griglia schermo, una resistenza in comune per non abbassare eccessivamente le rispettive tensioni e di conseguenza la potenza d'uscita.

In questo amplificatore viene impiegata la valvola raddrizzatrice EZ 81 la quale non era ancora disponibile quando apparve la prima versione di questo circuito. Tale valvola può fornire una corrente sufficiente ad alimentare anche un sintonizzatore AM/FM se anche il trasformatore d'alimentazione è adeguatamente dimensionato.

* Cfr. E. Rodenhuis, Electronic Valves in A.F. Amplifiers, Fig. 74; Philips Techn. Library 1954.

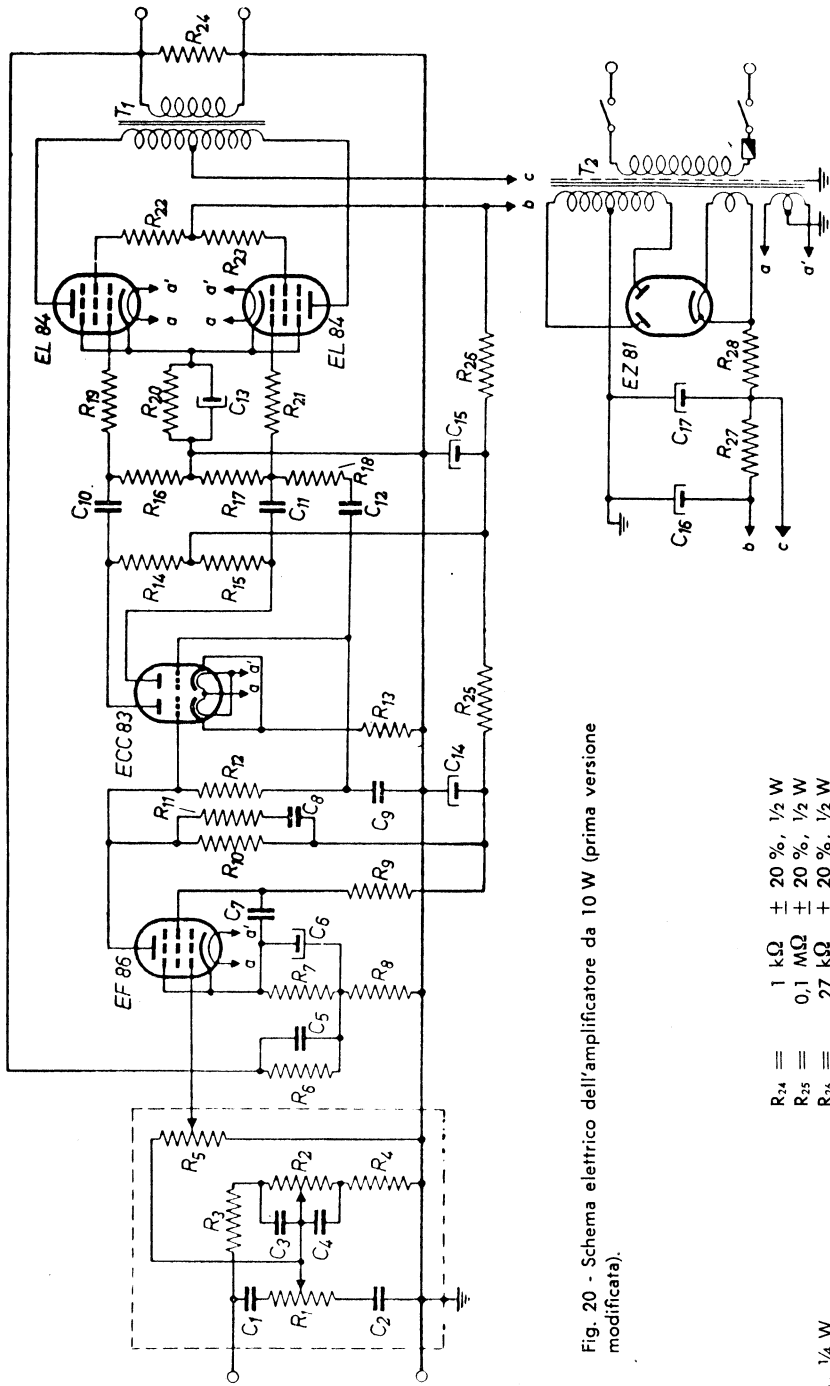


Fig. 20 - Schema elettrico dell'amplificatore da 10 W (prima versione modificata).

Componenti

R ₁	2 MΩ, log.	1 kΩ	± 20 %, 1/2 W
R ₂	2 MΩ, log.	0,1 MΩ	± 20 %, 1/2 W
R ₃	1,5 MΩ, ± 10 %, 1/4 W	27 kΩ	± 20 %, 1/2 W
R ₄	0,15 MΩ, ± 10 %, 1/4 W	1,5 kΩ	± 20 %, 2 W, a filo
R ₅	1 MΩ, log.	220 Ω	± 20 %, 6,5 W, a filo
R ₆	2,7 kΩ, ± 5 %, alta stabilità, 1/2 W	33 pF	± 10 %
R ₇	2,2 kΩ, ± 10 %, 1/4 W	680 pF	± 10 %
R ₈	10 Ω, ± 5 %, alta stabilità, 1/2 W	270 pF	± 10 %
R ₉	1 MΩ, ± 10 %, 1/2 W	3300 pF	± 10 %
R ₁₀	0,18 MΩ, ± 10 %, alta stabilità, 1/2 W	470 pF	± 10 %
R ₁₁	22 kΩ, ± 10 %, 1/4 W	100 μF, 13 V lavoro	
R ₁₂	1 MΩ, ± 10 %, 1/4 W	47000 pF	± 20 %
R ₁₃	68 kΩ, ± 10 %, 1/2 W	150 pF	± 10 %
R ₁₄	0,1 MΩ, ± 10 %, 1/2 W	0,1 μF	± 20 %
R ₁₅	0,12 MΩ, ± 10 %, 1/2 W	0,1 μF	± 20 %
R ₁₆	0,33 MΩ, ± 10 %, 1/4 W	0,1 μF	± 20 %
R ₁₇	0,33 MΩ, ± 10 %, 1/4 W	47000 pF	± 20 %
R ₁₈	0,56 MΩ, ± 10 %, 1/4 W	50 μF, 25 V lavoro	
R ₁₉	1 kΩ, ± 20 %, 1 W		
R ₂₀	135 Ω, ± 5 %, 1 W		
R ₂₁	1 kΩ, ± 20 %, 1/4 W		
R ₂₂	220 Ω, ± 20 %, 1/2 W		
R ₂₃	220 Ω, ± 20 %, 1/2 W		
R ₂₄			
R ₂₅			
R ₂₆			
R ₂₇			
R ₂₈			
C ₁			
C ₂			
C ₃			
C ₄			
C ₅			
C ₆			
C ₇			
C ₈			
C ₉			
C ₁₀			
C ₁₁			
C ₁₂			
C ₁₃			
C ₁₄			
C ₁₅			
C ₁₆			
C ₁₇			

Trasformatori

T₁ vedi testo

T₂ primario: 250, 220, 150, 125 e 110 V_{err}: 50 - 60 Hz

secondari: 2x280 V, min.100 mA; 2x3,15 V_{err} min.2,1 A; 6,3 V, 1 A

Se viene collegato anche il sintonizzatore il trasformatore di alimentazione dovrà essere ridimensionato in base alla corrente totale richiesta.

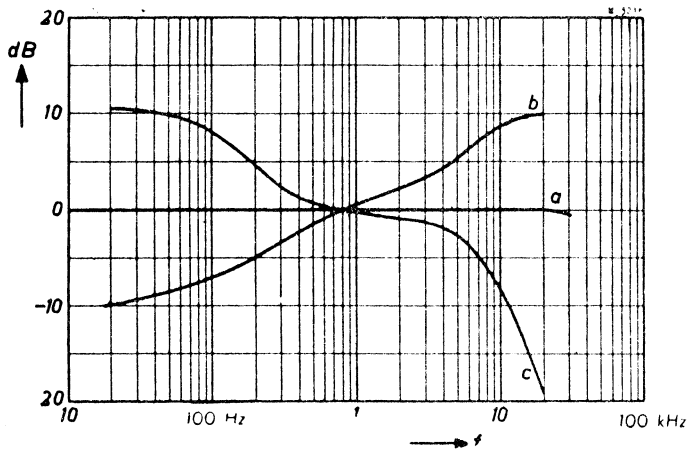


Fig. 21 - Curve di risposta in frequenza caratteristiche del regolatore di tono dell'amplificatore da 10 W (prima versione modificata). La curva (a) si ha quando entrambi i regolatori di tono sono nella posizione intermedia. La curva (b) è relativa alla massima esaltazione delle note alte e al massimo taglio delle note basse, mentre la curva (c) si riferisce alla massima esaltazione delle note basse ed alla massima attenuazione delle note alte.

Sensibilità

La sensibilità dell'amplificatore è di circa 400 mV per 10 W, sufficiente quindi per fonorivelatori a cristallo e per sintonizzatori AM/FM. Per la riproduzione di registrazioni su nastro magnetico è necessario un equalizzatore.

La fig. 21 indica la curva di risposta di frequenza con i regolatori di tono al massimo e al minimo. In posizione media la curva di risposta dell'amplificatore è sostanzialmente piatta da 10 Hz a circa 30 kHz.

AMPLIFICATORE DA 10 W

(seconda versione)

Descrizione del circuito

Il circuito indicato nella fig. 23 viene raccomandato in quei casi in cui l'induttanza del primario del trasformatore d'uscita ha un valore molto più grande di quello indicato nello schema originale. Le modifiche da apportare sono ancora quelle precedentemente discusse con l'aggiunta di una riduzione di amplificazione nel primo stadio onde avere, alla frequenza di 1 kHz, un guadagno della catena di controreazione non superiore a 26 dB e ciò per estendere ulteriormente il margine di stabilità.

Il valore dei condensatori in parallelo alle resistenze di catodo dello stadio finale è stato abbassato a 50 μ F: ciò allo scopo di ridurre il guadagno ed aumentare la stabilità nella gamma delle basse frequenze.

Sempre per questo motivo è stato ridotto il valore della costante di tempo (di disaccoppiamento) del circuito di griglia schermo del primo stadio.

Alle frequenze elevate (specialmente con carichi capacitivi) la stabilità viene migliorata modificando le costanti di tempo di C_9-R_{11} e C_8-R_{10} del circuito di

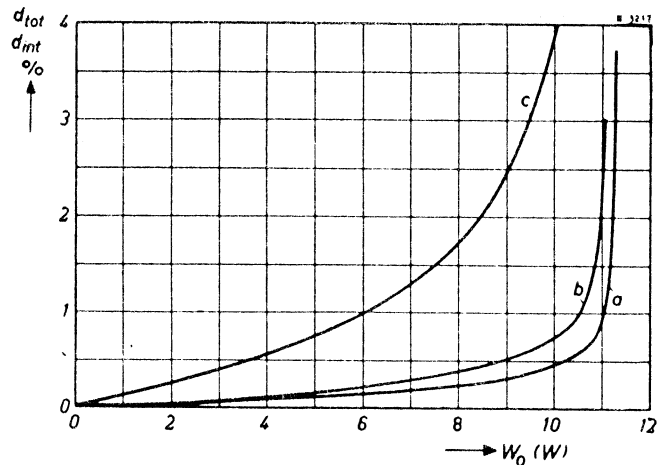


Fig. 22 - Distorsione armonica, d_{tot} , misurata in (a) a 400 Hz e in (b) a 40 Hz e distorsione per intermodulazione (c) misurata alle frequenze di 40 Hz e 10 kHz con rapporto di ampiezza di 4 : 1 rispettivamente, relative all'amplificatore da 10 W (prima versione modificata).

Distorsione

A 400 Hz e 10 W d'uscita l'amplificatore presenta una distorsione armonica inferiore allo 0,5 %; a 40 Hz la distorsione sale circa allo 0,8 %.

La distorsione per intermodulazione viene misurata con due segnali di 40 Hz e 10000 Hz rispettivamente nel rapporto di 4 : 1. La potenza d'uscita equivalente è di 8,2 W con il 2 % di distorsione per intermodulazione. In fig. 22 diamo le curve di distorsione armonica e di intermodulazione in funzione della potenza d'uscita.

sfasamento all'uscita del primo stadio. Dato che il guadagno totale di controreazione viene ridotto, sarà necessario modificare anche il valore di C_5 nel circuito di controreazione. I valori assegnatigli nella lista dei componenti (costante di tempo di $C_5 \cdot R_6 = 4 \times 10^{-6}$ sec) hanno dato in generale buoni risultati; può tuttavia verificarsi che per ogni singolo trasformatore d'uscita questo valore debba essere leggermente ritoccato in vista di una perfetta prestazione alle alte frequenze.

Si può aumentare il fattore di controreazione di 6 dB (diminuendo il valore di R_6) sino a portare il normale funzionamento dell'amplificatore alla condizione di instabilità e questo è un ottimo metodo per verificare il grado di stabilità ad amplificatore ultimato. Sono state fatte delle prove con numerosi trasformatori d'uscita aventi, a 10 V e 50 Hz, induttanza primaria con valori da 40 H a circa 100 H ed una induttanza dispersa non superiore a 30 mH. Si è constatato che la stabilità veniva mantenuta anche in condizione di circuito aperto e con un carico capa-

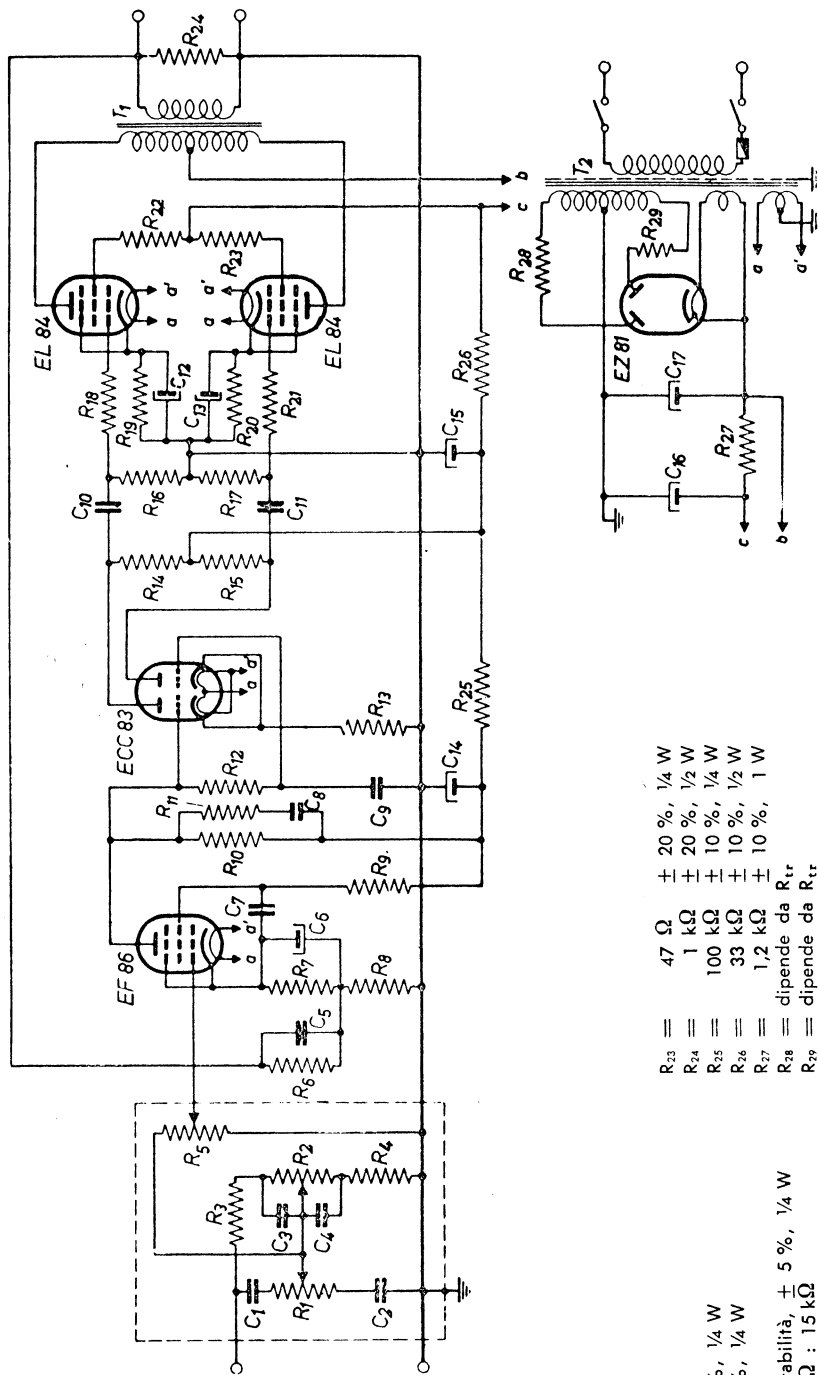


Fig. 23 - Schema elettrico dell'amplificatore da 10 W (seconda versione modificata).

Componenti	Valore	Tolleranza	Potenza
R ₁	2 MΩ	log.	
R ₂	2 MΩ	log.	
R ₃	1,5 MΩ	± 10 %	1/4 W
R ₄	150 kΩ	± 10 %	1/4 W
R ₅	1 MΩ	log.	
R ₆	resistenza ad alta stabilità, ± 5 %, 1/4 W		
	con carico di 3,75 Ω : 15 kΩ		
	con carico di 7 Ω : 27 kΩ		
	con carico di 15 Ω : 33 kΩ		
R ₇	1,8 kΩ	± 10 %	1/4 W
R ₈	100 Ω	alta stabilità	± 5 %, 1/4 W
R ₉	470 kΩ	alta stabilità	± 10 %, 1/4 W
R ₁₀	100 kΩ	alta stabilità	± 10 %, 1/4 W
R ₁₁	10 kΩ	± 10 %	1/4 W
R ₁₂	1 MΩ	± 10 %	1/4 W
R ₁₃	68 kΩ	± 10 %	1 W
R ₁₄	100 kΩ	± 10 %	1/2 W
R ₁₅	100 kΩ	± 10 %	1/2 W
R ₁₆	0,82 MΩ	± 10 %	1/4 W
R ₁₇	0,82 MΩ	± 10 %	1/4 W
R ₁₈	4,7 kΩ	± 10 %	1/4 W
R ₁₉	270 Ω	± 5 %	2 W (carico normale)
R ₂₀	437 Ω	± 5 %	2 W (carico ridotto)
R ₂₁	437 Ω	± 5 %	2 W (carico normale)
R ₂₂	4,7 kΩ	± 20 %	1/4 W
	47 Ω	± 20 %	1/4 W
R ₂₃	1 kΩ	± 20 %	1/2 W
R ₂₄	100 kΩ	± 10 %	1/4 W
R ₂₅	33 kΩ	± 10 %	1/2 W
R ₂₆	1,2 kΩ	± 10 %	1 W
R ₂₇	dipende da R _{tr}		
R ₂₈	dipende da R _{tr}		
C ₁	33 pF	± 10 %	
C ₂	680 pF	± 10 %	
C ₃	270 pF	± 10 %	
C ₄	3300 pF	± 10 %	
C ₅	270 pF	± 5 %	con carico di 3,75 Ω
	150 pF	± 5 %	con carico di 7 Ω
	120 pF	± 5 %	con carico di 15 Ω
C ₆	100 μF	12,5 V lavoro	
C ₇	47000 pF	350 V lavoro c.c.	
C ₈	330 pF	± 10 %	
C ₉	0,1 μF	350 V lavoro c.c.	
C ₁₀	0,1 μF	350 V lavoro c.c.	
C ₁₁	0,1 μF	350 V lavoro c.c.	
C ₁₂	50 μF	25 V lavoro	
C ₁₃	50 μF	25 V lavoro	
C ₁₄	2 x 8 μF, 350 V		
C ₁₅	2 x 50 μF, 350 V lavoro		
C ₁₆	2 x 50 μF, 350 V lavoro		
C ₁₇	2 x 50 μF, 350 V lavoro		

citivo sino a $0,05 \mu\text{F}$ ciò significa che non si devono temere inconvenienti quando si usano cavi molto lunghi per gli altoparlanti.

Sensibilità

La sensibilità dell'amplificatore (modificato) è 40 mV per 10 W d'uscita con i circuiti di regolazione di tono esclusi. L'attenuazione introdotta da questi circuiti è di circa 20 dB , per cui la sensibilità con i regolatori di tono diventa 400 mV per 10 W d'uscita. In fig. 24 viene rappresentata la sensibilità in funzione della potenza d'uscita. L'amplificatore munito del regolatore di tono può adattarsi quindi ad un fonorivelatore a cristallo come pure ad un sintonizzatore AM/FM. Per la riproduzione di registrazioni su nastro magnetico è indispensabile l'uso di un equalizzatore. Per l'impiego di fonorivelatori magneto-dinamici è assolutamente necessario disporre di un ulteriore preamplificatore in cui possono essere inclusi anche i circuiti per la regolazione del tono. A tale scopo si potrà sceglierne uno tra quelli descritti nella III^a parte.

Risposta in frequenza e distorsione di fase

Nella fig. 25 riportiamo le curve caratteristiche tipiche della risposta in frequenza, del guadagno della catena di controreazione e della distorsione di fase introdotta sia dall'amplificatore sia dal circuito di controreazione. Tali curve si riferiscono ad un carico anodico (R_{n-a}) di $8 \text{ k}\Omega$ e si estendono anche al di sotto dei 10 Hz dimostrando che anche a quelle frequenze si ha una buona stabilità.

Distorsione

Il diagramma di fig. 24 rappresenta la distorsione armonica totale e la tensione d'ingresso in funzione della potenza d'uscita. La distorsione per intermodulazione è indicata in fig. 26 e si riferisce a coppie di frequenze di $40 \text{ Hz} - 10 \text{ kHz}$ e di $70 \text{ Hz} - 7 \text{ kHz}$. In entrambi i casi l'ampiezza corrispondente alla frequenza più bassa è quattro volte superiore a quella della frequenza più elevata.

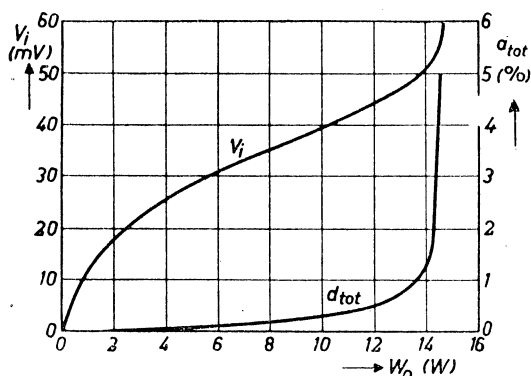


Fig. 24 - Distorsione totale, d_{tot} , e tensione d'ingresso, V_i , in funzione della potenza d'uscita W_o rilevate nell'amplificatore da 10 W (seconda versione) alla frequenza di 400 Hz .

L'entità della distorsione derivante dalla nota di battimento è stata misurata con due coppie di frequenze rispettivamente $9 \text{ kHz} - 10 \text{ kHz}$ e $14 \text{ kHz} - 15 \text{ kHz}$; in entrambi i casi i due segnali d'ingresso avevano la stessa intensità. La frequenza-differenza (1 kHz) presente nella tensione d'uscita è indicata in percento nella fig. 27.

Carico ridotto

Nella 1^a parte abbiamo discusso brevemente le condizioni di funzionamento con carico ridotto. Nelle condizioni di funzionamento con carico normale le valvole finali lavorano in classe AB in conformità alle condizioni prescritte dai dati caratteristici delle valvole stesse e cioè con resistenze di catodo separate da 270Ω oppure comune da 130Ω e con resistenza di carico da anodo ad anodo di 8000Ω e corrente anodica di $2 \times 36 \text{ mA}$.

Nel funzionamento con bassi valori di carico l'impedenza tra anodo ed anodo viene ridotta a 6000Ω e la corrente anodica di riposo è soltanto $2 \times 24 \text{ mA}$. Si dovranno quindi usare resistenze da 437Ω ($390 \Omega + 47 \Omega$) in ogni catodo. Quando il segnale d'ingresso è costituito da musica o parole il funzionamento dello stadio diventa molto simile a quello che si ha con polarizzazione fissa anche se in realtà la polarizzazione è catodica (vedi fig. 3).

I vantaggi di questo funzionamento sono diversi. La potenza nominale massima è richiesta soltanto per brevi periodi e quindi essa è mediamente bassa. Perché i vari livelli sonori di un brano musicale vengano fedelmente riprodotti si deve poter disporre di una elevata potenza di uscita. Uno stadio finale funzionante a carico ridotto riduce la distorsione proprio a questi elevati picchi di potenza; tali miglioramenti però difficilmente sono apprezzati da un orecchio non abituato all'alta fedeltà in quanto si verificano durante intervalli di tempo di breve durata.

Il consumo di uno stadio finale a carico ridotto è più basso del normale. La dissipazione su ciascun anodo passa da 11 W a $7,5 \text{ W}$. Le valvole finali lavorano quindi molto al di sotto della loro massima dissipazione anodica di 12 W e conseguentemente la loro durata aumenta, inoltre, con il carico ridotto si avrà nella tensione di alimentazione un'alternata residua di livello più basso; il trasformatore d'alimentazione sarà di dimensioni più ridotte e quindi più economico.

Il funzionamento a carico ridotto prevede nello stadio finale valori di picco di corrente più elevati di quelli che si verificano nel normale funzionamento in classe AB. Tali picchi per la parola e la musica hanno una durata breve e vengono alimentati dal primo condensatore di filtro che deve essere di valore elevato ($50 \mu\text{F}$).

Uno svantaggio (che in realtà ha soltanto valore teorico), consiste nel fatto che la massima potenza d'uscita dell'amplificatore non può essere misurata con un segnale di forma sinusoidale. Il controllo della

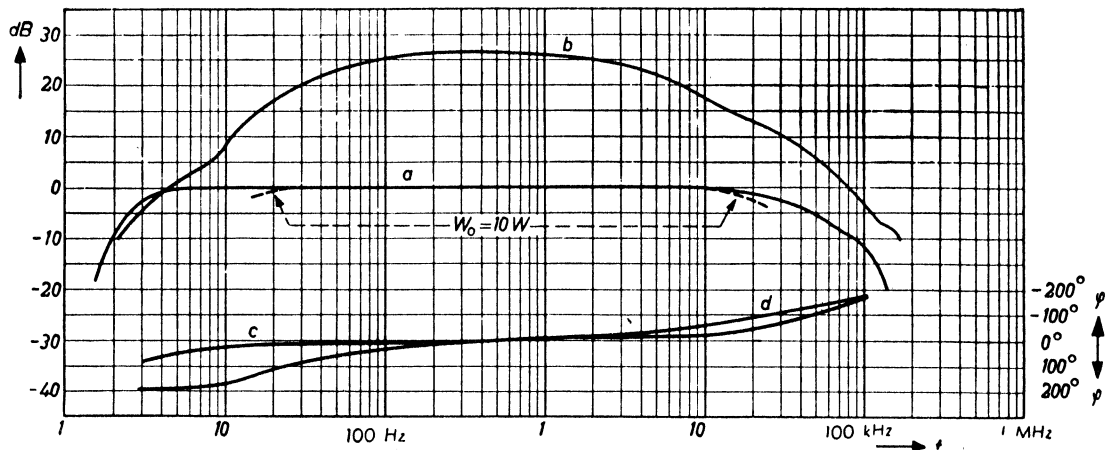


Fig. 25 - Curve in funzione della frequenza rilevate nell'amplificatore da 10 W e relative: alla risposta in frequenza e potenza (a), al guadagno della catena di controreazione (b), alla distorsione di fase (c) e alla catena di controreazione (d).

curva di risposta di frequenza viene effettuato con un segnale sinusoidale di basso livello e per una potenza d'uscita non superiore a 1 o 1,5 W poiché oltre questo livello si avrebbe un'eccessiva distorsione. Tale controllo può essere fatto anche con segnale ad onde quadre; anche in questo caso però il livello del segnale non deve superare quello precedentemente specificato per onde sinusoidali.

Funzionamento ultralineare

L'amplificatore è stato provato anche con lo stadio finale ultralineare. A tale scopo sono state effettuate sul trasformatore d'uscita prese per la griglia schermo in corrispondenza del 43 % delle spire primarie a partire dalla presa centrale. Il valore della capacità del condensatore (C₅) del circuito di controreazione è stato ridotto di circa il 20 %.

La tabella comparativa che segue illustra le prestazioni per parole e musica di uno stadio finale normale in push-pull classe AB (A), di uno stadio push-pull ultralineare (B) e infine di uno stadio finale con carico ridotto (C).

Tipo di circuito

	A	B	C
Potenza d'uscita nominale	10	10	10 *) W
Livello di sovraccarico	14	11	14 *) W
Sensibilità ai capi del regolatore di volume	40	40	— mV
Distorsione armonica (10 W, 400 Hz)	0,3	0,1	— %
Distorsione per intermodulazione (10 W, 40 Hz - 10 kHz nel rapporto di 4 : 1)	2	1	— %
Distorsione per nota di battimento con 10 W			
a 9 kHz - 10 kHz	0,25	0,25	— %
a 14 kHz - 15 kHz	0,4	0,35	— %
Guadagno della catena di controreazione a 1000Hz	26	20,5	— dB

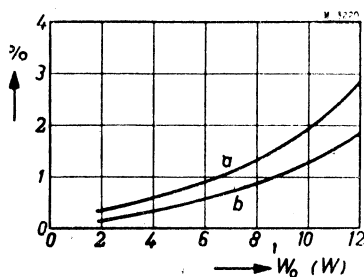


Fig. 26 - Intermodulazione in funzione della potenza d'uscita W_o, misurata con segnali di 40 Hz e 10 kHz (a) e con segnali di 70 Hz e 7 kHz (b) entrambi con rapporto di ampiezza di 4 : 1.

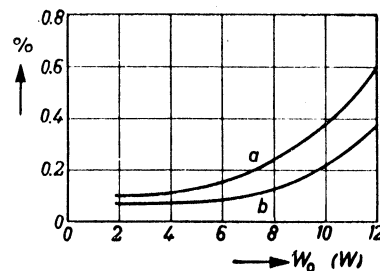


Fig. 27 - Distorsione per nota di battimento in funzione della potenza d'uscita W_o; in (a) misurata con segnali di uguale ampiezza alla frequenza di 14 e 15 kHz in (b) con segnali di 9 e 10 kHz.

* Potenza d'uscita equivalente con segnale sinusoidale.

AMPLIFICATORE DA 20 W PER ALTA FEDELTA' CON 2 x 2 PENTODI EL 84 IN PUSH-PULL

In molte circostanze è richiesta una potenza superiore a 10 W ottenibile equipaggiando lo stadio finale dell'amplificatore con due pentodi di potenza EL 34 in push-pull, oppure collegando in ciascun ramo del push-pull due pentodi EL 84 in parallelo. Quest'ultima soluzione comporta indubbiamente un cablaggio più complesso ma offre in compenso i seguenti vantaggi che possono avere un certo peso nella scelta tra i due circuiti:

- 1) Lo stadio finale lavora con tensione di alimentazione più bassa e ciò comporta un trasformatore d'alimentazione e condensatori di filtro meno costosi.
- 2) La tensione di pilotaggio è uguale a quella richiesta negli amplificatori da 10 W, ciò significa che anche alla massima uscita il segnale di pilotaggio è relativamente basso con conseguente diminuzione della percentuale di distorsione.
- 3) La resistenza di carico da anodo ad anodo è inoltre più bassa che con due EL 34 e ciò offre il van-

taggio di poter ridurre considerevolmente l'induttanza dispersa del trasformatore d'uscita e inserire un fattore di controreazione elevato senza incorrere in fenomeni di instabilità.

Prestazioni

- Potenza d'uscita nominale : 20 W
 Picchi di potenza : 35 W
 Risposta di frequenza : piatta con tolleranza di $\pm 0,5$ dB da 10 Hz a 100 kHz
 Risposta di potenza : costante con tolleranza di $\pm 0,25$ dB da 50 Hz a 50 kHz
 Distorsione armonica a 400 Hz ed alla potenza nominale : 0,3 %
 Sensibilità (alla potenza nominale) : $0,5 V_{eff}$

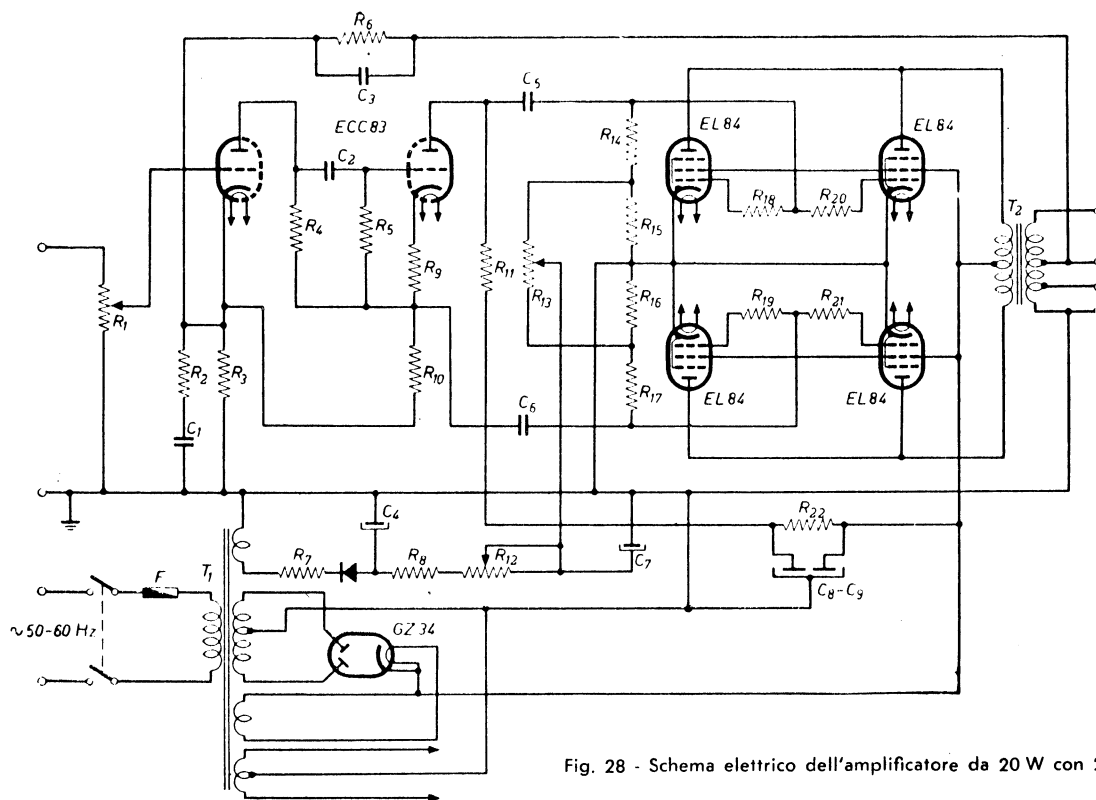


Fig. 28 - Schema elettrico dell'amplificatore da 20 W con 2 x 2 EL 84.

Componenti

$R_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$, lin.	$R_{12} = 25 \text{ k}\Omega$, lin.	$C_1 = 2700 \text{ pF}$ $\pm 5\%$
$R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega \pm 5\%$, alta stabilità, $\frac{1}{4}$ W	$R_{13} = 50 \text{ k}\Omega$ lin.	$C_2 = 0,1 \mu\text{F} \pm 20\%$, 350 V lavoro
$R_3 = 1,2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$, alta stabilità, $\frac{1}{2}$ W	$R_{14} = 330 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4}$ W	$C_3 = 56 \text{ pF} \pm 5\%$
$R_4 = 150 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{2}$ W	$R_{15} = 56 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4}$ W	$C_4 = 25 \mu\text{F}$, 50 V lavoro
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4}$ W	$R_{16} = 56 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4}$ W	$C_5 = 0,1 \mu\text{F} \pm 10\%$, 350 V lavoro
$R_6 = 27 \text{ k}\Omega \pm 5\%$, alta stabilità, $\frac{1}{4}$ W	$R_{17} = 330 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4}$ W	$C_6 = 0,1 \mu\text{F} \pm 10\%$, 350 V lavoro
$R_7 = 2,7 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4}$ W	$R_{18} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4}$ W	$C_7 = 50 \mu\text{F}$, 25 V lavoro
$R_8 = 27 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4}$ W	$R_{19} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4}$ W	$C_8 = 32 \mu\text{F}$, 350 V lavoro
$R_9 = 3,3 \text{ k}\Omega \pm 5\%$, $\frac{1}{2}$ W	$R_{20} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4}$ W	$C_9 = 64 \mu\text{F}$, 350 V lavoro
$R_{10} = 150 \text{ k}\Omega \pm 5\%$, alta stabilità, $\frac{1}{2}$ W	$R_{21} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4}$ W	
$R_{11} = 160 \text{ k}\Omega$, $\pm 5\%$, alta stabilità, $\frac{1}{2}$ W	$R_{22} = 27 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{2}$ W	

Descrizione del circuito

In fig. 28 è indicato lo schema elettrico del circuito. L'amplificatore prevede l'installazione delle seguenti valvole:

- un doppio triodo ECC 83 come invertitore di fase e pre stadio in un circuito a reazione
- quattro pentodi di potenza EL 84 in un circuito push-pull
- una valvola tipo GZ 34 raddrizzatrice per due semionde.

Le valvole finali sono collegate in parallelo a coppie per cui la pendenza viene raddoppiata e l'impedenza di carico dimezzata. La potenza d'uscita è doppia rispetto al push-pull convenzionale da 10 W.

Le valvole finali lavorano con polarizzazione fissa. Se si fossero impiegate resistenze catodiche separate con i relativi condensatori in parallelo si sarebbe potuto annullare, quasi del tutto, la differenza dei valori di corrente catodica delle singole valvole di potenza dovuta alle normali tolleranze di produzione; tuttavia l'impiego della polarizzazione fissa e la possibilità di regolarla mediante R_{12} ed il potenziometro di bilanciamento R_{13} rende particolarmente flessibile il circuito per ciò che riguarda la sua messa a punto. L'adattabilità dello stadio finale permette infatti di passare, regolando soltanto la polarizzazione di griglia, dal funzionamento normale a quello con carico ridotto in classe AB ed addirittura a quello in classe B. Le numerose prese sul secondario del trasformatore d'uscita consentono di adattare il carico dell'amplificatore alle condizioni di carico ottimo.

Per ottenere uno stadio finale funzionante con carico ridotto si deve dimensionare opportunamente l'alimentatore. Se l'amplificatore è destinato alla riproduzione della musica o della parola (come accade nella maggior parte dei casi) è previsto un assorbimento complessivo di 110 mA di corrente. Il primo condensatore di filtro deve avere una notevole capacità per poter fornire, durante i transitori di massima potenza, la corrente istantanea necessaria. Di regola la tensione di alimentazione di 310 V non deve diminuire più di 2 o 3 V durante questi transitori.

Lo stadio finale con carico normale equipaggiato con quattro EL 84 assorbe circa 180 mA con 300 V di alimentazione, mentre con carico ridotto l'assorbimento di corrente, in condizioni di riposo, si riduce a 110 mA e ciò consente l'impiego di un trasformatore di alimentazione più economico unitamente ad una valvola raddrizzatrice tipo EZ 81. La corrente alternata residua nel primo condensatore di filtro ha un valore più basso che consente di adottare valori di capacità più bassi e quindi condensatori meno costosi.

Oltre a ciò il funzionamento con carico ridotto offre il vantaggio di fornire la riproduzione della musica e della parola con una distorsione percentualmente più bassa ed un più basso livello di ronzio. L'unico svantaggio è rappresentato dall'impossibilità di effettuare misure comparative di distorsione, ma ciò ha poca importanza quando la qualità della riproduzione può essere valutata ad orecchio.

L'invertitore di fase e il pre stadio di questo amplifi-

catore (descritti nella prima parte di questo articolo) prevedono l'impiego del doppio triodo ECC 83 in un circuito in cui è applicata la reazione e la controreazione. Il guadagno è circa 220 e ciò rappresenta una buona sensibilità in relazione al limitato numero di valvole e componenti impiegati.

Collegando la presa a 15Ω del secondario del trasformatore d'uscita alla resistenza di catodo della prima sezione del doppio triodo ECC 83 tramite un elemento RC si ottiene un valore di controreazione di 27 dB.

Al limite della gamma delle alte frequenze il guadagno della catena di controreazione viene ridotto dal condensatore C_3 (56 pF) in parallelo alla resistenza di controreazione R_6 e dal filtro passa-alto R_2C_1 (3,9 k Ω e 2700 pF rispettivamente) in parallelo alla resistenza catodica della prima sezione del doppio triodo. Un numero considerevole di amplificatori montati secondo i criteri qui sopra esposti non ha presentato nessun fenomeno di instabilità alle basse frequenze.

Trasformatore d'uscita

I dati caratteristici del trasformatore d'uscita sono i seguenti:

impedenza di adattamento del primario (R_{1-1})	3,6 k Ω
impedenze di adattamento del secondario	3-5-7-15-400 Ω (100 V)
induttanza del primario (da anodo ad anodo)	90 H
induttanza dispersa tra le due metà del primario	3,5 mH
induttanza dispersa tra il primario e il secondario	10 mH
frequenza di risonanza dovuta all'induttanza dispersa + la capacità distribuita	100 kHz
resistenza del primario	2 x 95 Ω
massima corrente continua nel primario	2 x 175 mA
massima differenza ammissibile delle correnti continue nelle due metà del primario	7 mA
rendimento a 1000 Hz	91 %

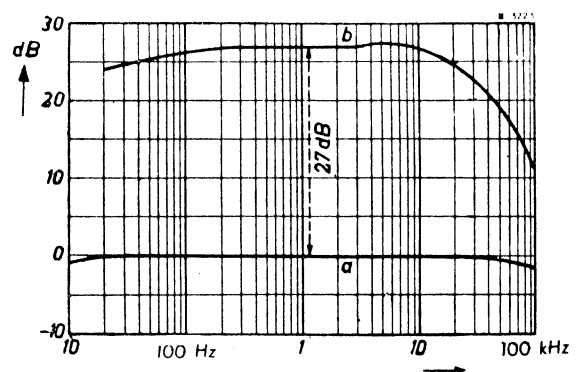


Fig. 29 - Curve di risposta in frequenza: in (a) con controreazione in (b) senza la controreazione, nell'amplificatore da 20 W con 2 x 2 EL 84 in push-pull. La controreazione è 27 dB alla frequenza di 1 kHz.

Il nucleo del trasformatore deve essere ad elevata permeabilità e i vari avvolgimenti disposti in strati alternati. Con questo metodo si riesce ad ottenere valori di impedenza di adattamento che differiscono del $\pm 30\%$ dal valore nominale.

Deciso di adattare il circuito normale oppure quello con carico ridotto e noto il carico al secondario, conviene impiegare il tipo di trasformatore meno costoso che abbiamo già descritto nella prima parte e che non comporta un' apprezzabile diminuzione della qualità. In questo caso, l'impedenza di adattamento deve avere un valore di $3000\ \Omega$ (prossimo a quello dell'impedenza primaria) per funzionamento con carico ridotto e di $4000\ \Omega$ per funzionamento con carico normale.

Alimentatore

Il trasformatore di alimentazione deve essere dimensionato per fornire a carico normale:

2 x 300 V_{eff}, 225 mA

25 V_{eff}, 5 mA

6,3 V_{eff}, 3,5 A

5 V_{eff}, 2 A.

È consigliabile un avvolgimento supplementare di 2 x 3,75 V_{eff}, 2 A per il filamento della valvola preamplificatrice o del sintonizzatore AM/FM.

Se anche quest'ultimo deve essere alimentato dalla stessa tensione anodica è necessario che il trasformatore d'alimentazione sia dimensionato per 260 mA. Ciò significa che la corrente alternata residua nel primo condensatore di filtro sarà dell'ordine di 370 mA. Se lo stadio finale è predisposto per funzionare con carico ridotto, l'avvolgimento AT del trasformatore di alimentazione dovrà essere dimensionato per 160mA, quello per la tensione di accensione del filamento della raddrizzatrice EZ 81 per 6,3 V, 1 A. Questa valvola può fornire una corrente raddrizzata di 150 mA con valori di punta sino a 450 mA e soddisfa quindi adeguatamente alle necessità di uno stadio finale funzionante con carico ridotto.

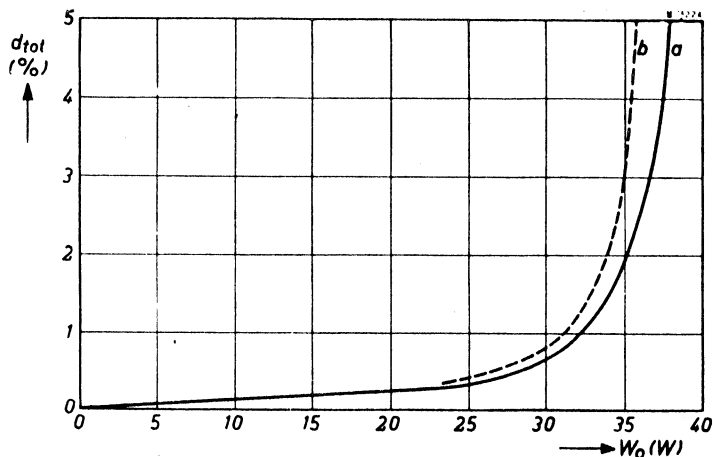


Fig. 30 - Distorsione armonica totale dell'amplificatore da 20 W con 2 x 2 EL 84 in push-pull misurata in (a) alla frequenza di 1 kHz: in (b) alla frequenza di 40 Hz.

Questo stesso raddrizzatore può alimentare un preamplificatore separato; se viene impiegato un sintonizzatore AM/FM è necessario un secondo alimentatore.

La tensione di polarizzazione di 25 V per lo stadio finale è fornita da un avvolgimento del trasformatore di alimentazione e raddrizzata da un diodo al germanio tipo OA 85 adatto per sopportare tensioni inverse di cresta relativamente elevate. La resistenza variabile R₁₂, per la tensione di polarizzazione, viene regolata in modo che circolino, in ciascuna valvola finale, 36 mA con un carico normale e 24 mA con carico ridotto. Il bilanciamento è ottenuto tramite R₁₃.

Risposta in frequenza e distorsione

La fig. 29 riporta la curva di risposta in frequenza con e senza controreazione. La distorsione armonica misurata alle frequenze di 40 Hz e di 1 kHz è indicata in fig. 30. Naturalmente le curve precedenti sono state ricavate da uno stadio finale con carico normale.

AMPLIFICATORE HI-FI DA 20 W CON 2 x EL 34 IN UNO STADIO PUSH-PULL ULTRALINEARE

L'amplificatore che ci accingeremo a descrivere impiega due EL 34 in uno stadio push-pull ultralinearare e deve essere accoppiato con un preamplificatore separato comprendente tutte le necessarie regolazioni. Salvo l'interruttore di accensione, non sono presenti in esso altri comandi.

Questo amplificatore ha una potenza d'uscita che può soddisfare alle esigenze di sale ed auditorium di media grandezza. Può arrivare a transistori di potenza di 30 W senza distorsione apprezzabile.

Dati caratteristici

Valvole	: EF 86	prestadio,
	ECC 83	pilota-invertitrice di fase,
	2 x EL 34	stadio finale in push-pull,
	GZ 34	raddrizzatrice per due semionde.

Potenza d'uscita minima : 20 W da 30 Hz a 20 kHz
Risposta in potenza : uniforme entro 0,5 dB da 30 Hz a 20 kHz (riferita al livello di 20 W alla frequenza di 1 kHz)
Risposta in frequenza : uniforme entro 1 dB da 2 Hz a 100 kHz (riferita al livello di 1 W alla frequenza di 1 kHz)
Distorsione armonica : < 0,05 % a 20 W alla frequenza di 400 Hz
Distorsione per intermodulazione : 0,7% per picchi di potenza di 20 W di segnale sinusoidale.

1 % per picchi di potenza di 29 W di segnale sinusoidale. (in entrambi i casi la misura è effettuata con due segnali rispettivamente di 40 Hz e 10 kHz nel rapporto di 4 : 1)
Ronzio e fruscio : — 89 dB relativi a 20 W con una resistenza della sorgente di 10 k Ω
Sensibilità : 220 mV per 20 W d'uscita
Distorsione di fase : massima di 10° a 10 Hz
 massima di 20° a 20 kHz
Impedenza d'uscita : circa 0,3 Ω (a 40 Hz, 1 kHz e 20 kHz) con 20 W d'uscita.

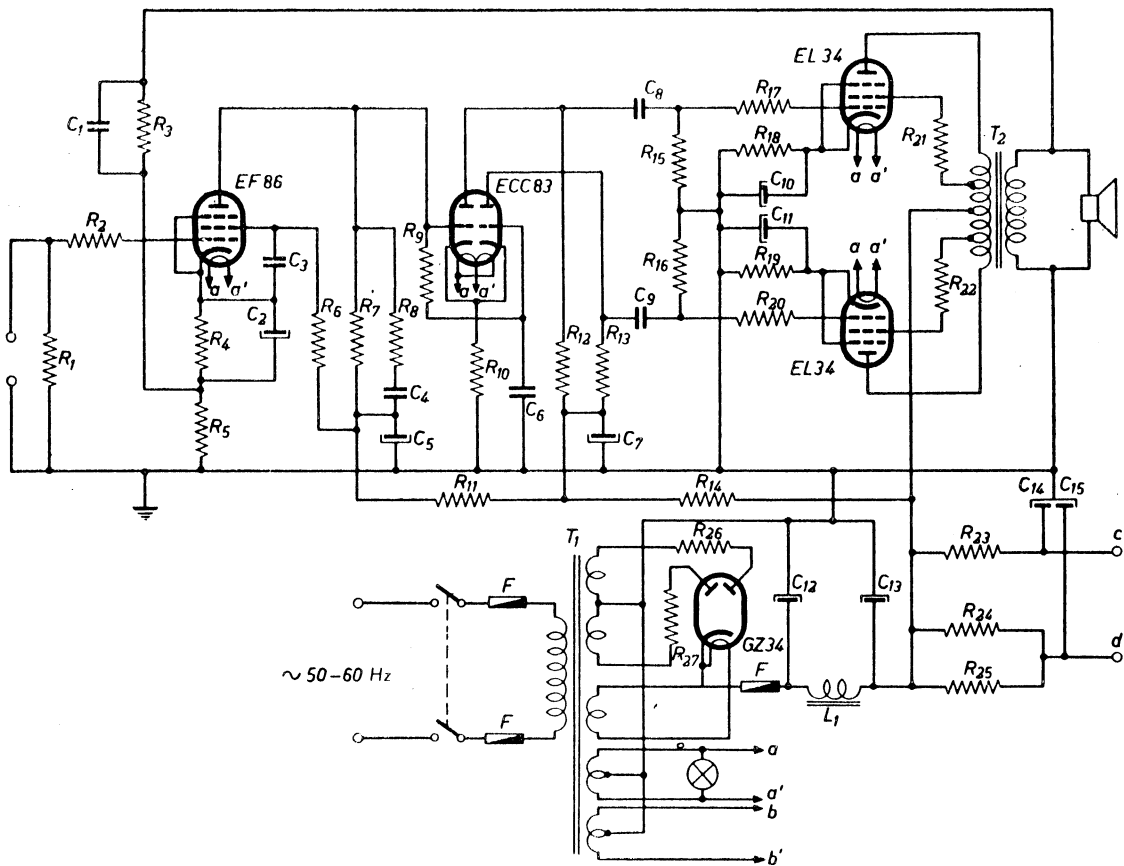


Fig. 31 - Schema elettrico dell'amplificatore da 20 W con due pentodi di potenza EL 34 in uno stadio finale ultralineare.

Componenti

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20 \%, 1/4 \text{ W}$	$R_{15} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/4 \text{ W}$	$C_2 = 50 \mu\text{F}, 12 \text{ V lavoro}$
$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, 1/4 \text{ W}$	$R_{16} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/4 \text{ W}$	$C_3 = 56000 \text{ pF}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_3 = \text{alta stabilit\`a} \pm 5 \%$ con carico di 12-16 Ω : 8,2 k Ω con carico di 6-8 Ω : 5,6 k Ω	$R_{17} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, 1/4 \text{ W}$	$C_4 = 47 \text{ pF} \pm 10 \%$
$R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \text{ alta stabilit\`a}$	$R_{18} = 470 \Omega \pm 5 \%, 3 \text{ W, a filo}$	$C_5 = 8 \mu\text{F}, 450 \text{ V lavoro}$
$R_5 = 100 \Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}$	$R_{19} = 470 \Omega \pm 5 \%, 3 \text{ W, a filo}$	$C_6 = 0,22 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_6 = 390 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \text{ alta stabilit\`a}$	$R_{20} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, 1/4 \text{ W}$	$C_7 = 8 \mu\text{F}, 450 \text{ V lavoro}$
$R_7 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \text{ alta stabilit\`a}$	$R_{21} = 1 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/2 \text{ W}$	$C_8 = 0,47 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_8 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/4 \text{ W}$	$R_{22} = 1 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/2 \text{ W}$	$C_9 = 0,47 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_9 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20 \%, 1/4 \text{ W}$	$R_{23} = 56 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1 \text{ W}$	$C_{10} = 50 \mu\text{F}, 50 \text{ V lavoro}$
$R_{10} = 82 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/2 \text{ W}$	$R_{24} = 12 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, 6 \text{ W}$	$C_{11} = 50 \mu\text{F}, 50 \text{ V lavoro}$
$R_{11} = 270 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/2 \text{ W}$	$R_{25} = 12 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, 6 \text{ W}$	$C_{12} = 50 \mu\text{F}, 450 \text{ V lavoro}$
$R_{12} = 180 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/2 \text{ W}^*)$	$R_{26} = \text{dipende dal valore di } R_{17}$	$C_{13} = 50 \mu\text{F}, 450 \text{ V lavoro}$
$R_{13} = 180 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/2 \text{ W}^*)$	$R_{27} = \text{dipende dal valore di } R_{17}$	$C_{14} \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} 2 \times 8 \mu\text{F}, 450 \text{ V lavoro}$
$R_{14} = 15 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, 1/2 \text{ W}$	$C_1 = \pm 5 \%$	$C_{15} \left. \begin{array}{l} \\ \end{array} \right\} 2 \times 8 \mu\text{F}, 450 \text{ V lavoro}$
	per adattamento 12 \div 16 Ω : 220 pF	
	per adattamento 6 \div 8 Ω : 330 pF	

*) entro la tolleranza del 5 %, $R_{13} > R_{12}$.

Descrizione del circuito

Stadio finale

In fig. 31 è indicato lo schema elettrico dell'amplificatore completo. Nella prima parte di questo articolo abbiamo discusso e messo in evidenza i meriti di questo circuito per ciò che riguarda la disponibilità in potenza d'uscita e il valore basso della distorsione.

Le tensioni di griglia schermo delle due finali sono fornite da due prese derivate in corrispondenza del 40 % dell'avvolgimento primario del trasformatore d'uscita. La resistenza di carico da anodo ad anodo è circa $6,6 \text{ k}\Omega$. La tensione di alimentazione alla presa centrale del trasformatore d'uscita è di 440 V e la dissipazione complessiva di anodo e di griglia schermo di ciascuna valvola ammonta a 28 W .

Con questo particolare rapporto di carico anodo-griglia schermo si è constatato che la migliore linearità viene raggiunta, per livelli di potenza superiori a 15 W , quando vengono inserite resistenze di griglia schermo con valore ohmico dell'ordine di $1 \text{ k}\Omega$. Il leggero calo della potenza disponibile durante i transitori è in pratica insignificante.

Vengono impiegate resistenze catodiche separate allo scopo di limitare lo sbilanciamento delle componenti di corrente continua nel primario del trasformatore d'uscita. Non si è ritenuto necessario ricorrere ad altri sistemi per avere il bilanciamento in c.c. Impiegando il bilanciamento in c.c. si ha una migliore prestazione, specialmente alle frequenze basse. In questo particolare circuito è necessario che i catodi siano disaccoppiati a massa anche quando viene usata una resistenza catodica in comune.

Stadio pilota

Il doppio triodo ECC 83 è impiegato nella duplice funzione di stadio pilota e invertitore di fase. Per quest'ultimo si è preferito il circuito ad accoppiamento catodico allo scopo di avere un elevato grado di bilanciamento dello stadio push-pull unitamente

ad una distorsione più bassa possibile. Dato il valore elevato della tensione di alimentazione è possibile ottenere una tensione di pilotaggio con un livello di distorsione di appena lo $0,4 \%$. Per un buon funzionamento il valore di $180 \text{ k}\Omega$ per le resistenze R_{12} e R_{13} deve essere contenuto entro i limiti di tolleranza del 5% ed R_{13} deve avere in ogni caso il valore maggiore.

Il bilanciamento ottimo è ottenuto quando i carichi anodici effettivi non differiscono più del 3% . È necessario che le resistenze di griglia R_{15} e R_{16} siano entrambe a tolleranza bassa poiché fanno parte dei carichi anodici dello stadio pilota. Il bilanciamento alle frequenze elevate è determinato in gran parte dalla disposizione dei vari collegamenti dei componenti e si richiede per esso che le capacità distribuite (in parallelo) siano uguali. Il bilanciamento alle basse frequenze dipende dal valore della costante di tempo $R_0 C_s$ dei circuiti di griglia. Il valore scelto di $0,25 \mu\text{F}$ assicura un adeguato bilanciamento sino alle frequenze più basse.

Lo svantaggio principale dell'invertitore di fase ad accoppiamento catodico consiste in un guadagno in tensione effettivo metà di quello che si otterrebbe collegandolo secondo un normale amplificatore di tensione. D'altra parte, grazie all'elevato μ del doppio triodo ECC 83, il guadagno effettivo dello stadio rimane circa 25.

Prestadio

Nel pre-stadio viene usato il pentodo EF 86 ad alto guadagno e basso fruscio. Il guadagno dello stadio è circa 120. Nei circuiti anodico, di griglia schermo e di catodo vengono impiegate speciali resistenze a carbone ad alta stabilità le quali consentono di avere il livello del rumore di fondo notevolmente più basso di quello generato da normali resistenze a carbone. Il pre-stadio è accoppiato direttamente all'invertitore di fase allo scopo di avere alle griglie di quest'ultimo la tensione positiva richiesta e in pari

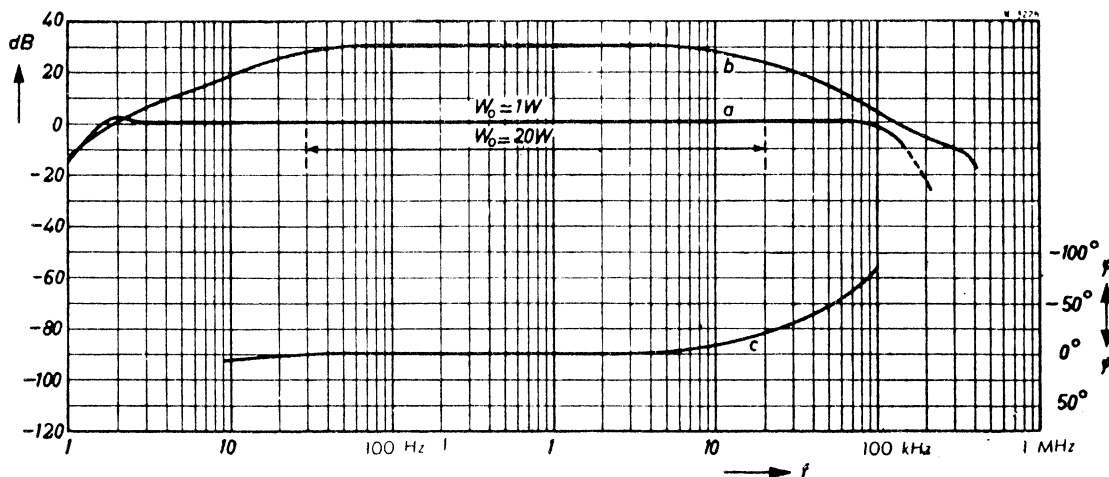


Fig. 32 - Curve in funzione della frequenza relative: alla risposta in frequenza e in potenza (a), al guadagno della catena di controreazione (b) ed alla distorsione di fase (c) rilevate nell'amplificatore da 20 W con stadio finale ultralineare equipaggiato con $2 \times \text{EL } 34$.

tempo di minimizzare la distorsione di fase alle basse frequenze e migliorare la stabilità a queste frequenze quando viene introdotta la controreazione.

Controreazione

La sensibilità dell'amplificatore senza controreazione è 6,5 mV per 20 W d'uscita, con la controreazione e per la stessa potenza d'uscita essa diventa circa 220 mV essendo il guadagno complessivo della catena di controreazione di circa 30 dB. Il guadagno della catena di controreazione, la risposta in frequenza e la distorsione di fase dell'amplificatore sono indicate in fig. 32.

Nonostante il valore elevato del fattore di controreazione, il margine di stabilità raggiunto è notevole. Nel prototipo di questo amplificatore si è mantenuta la completa stabilità anche in condizioni di circuito aperto. Si potrebbe aumentare di almeno 10 dB il valore della controreazione riducendo il valore di R_3 senza che si verificano fenomeni d'instabilità alle alte frequenze. In questo tipo di amplificatore non si ha instabilità per oscillazioni dovute a carichi capacitivi neppure quando si impiegano cavi di altoparlanti molto lunghi.

Distorsione

La distorsione armonica (a 400 Hz) di questo amplificatore sperimentale, misurata senza controreazione e con carico resistivo è indicata nella fig. 33 unitamente alla curva di distorsione con 30 dB di controreazione in condizione di sovraccarico. Al livello di 20 W la distorsione senza controreazione si trova al di sotto dell'1 %, con la controreazione scende oltre lo 0,05 %. La distorsione armonica a 400 Hz raggiunge lo 0,1 % a circa 27 W d'uscita.

Le caratteristiche del guadagno della catena di controreazione sono tali da consentire appena 20 dB tra 15 Hz e 25 kHz e 26 dB a 30 Hz.

Le misure relative alla distorsione per intermodula-

zione sono state eseguite con frequenze di 40 Hz e 10 kHz nel rapporto di ampiezza di 4 : 1.

L'andamento della tensione d'uscita in funzione della tensione d'ingresso è indicato nella curva caratteristica della fig. 34 la quale mostra che si ha una buona linearità sino a 20 V misurati ai capi di un carico di 15 Ω , corrispondente ad una potenza d'uscita di 27 W.

Sensibilità

La sensibilità dell'amplificatore è circa 220 mV per 20 W d'uscita e 300 mV in condizione di sovraccarico alle frequenze intermedie. Il livello del rumore di fondo dell'amplificatore sperimentale misurato con un generatore di resistenza interna di 10 k Ω , è inferiore ad 89 dB. Ciò corrisponde ad una tensione di circa 5,5 μ V ai morsetti d'ingresso. Si può aumentare di 6 dB la sensibilità complessiva dell'amplificatore pur mantenendo basso il livello del rumore di fondo, ed avere margine di stabilità e guadagno del circuito di controreazione elevati. D'altra parte, la possibilità di progettare adatti circuiti preamplificatori unitamente alla necessità di avere un adeguato rapporto segnale-disturbo, rendono dubbi i vantaggi derivanti da una sensibilità così spinta.

Risposta in potenza

La potenza disponibile nella gamma delle basse frequenze udibili dipende principalmente dalla qualità del trasformatore d'uscita. È desiderabile che i circuiti del preamplificatore separato attenuino le frequenze molto basse non riproducibili senza una considerevole distorsione dall'amplificatore alla potenza d'uscita nominale. Impiegando il trasformatore d'uscita descritto più avanti si possono avere, alla frequenza di 20 Hz, almeno 20 W di potenza. La risposta in frequenza, a questo livello di potenza, è lineare da 30 Hz a 20 kHz.

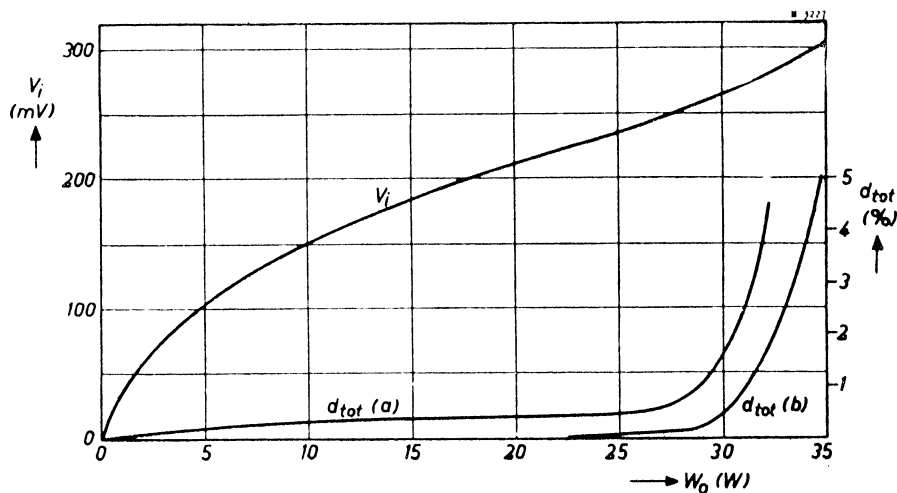


Fig. 33 - Curve in funzione della potenza d'uscita relative alla distorsione armonica totale e alla tensione d'ingresso (V_i): senza controreazione (a), con 30 dB di controreazione (b) alla frequenza di 400 Hz.

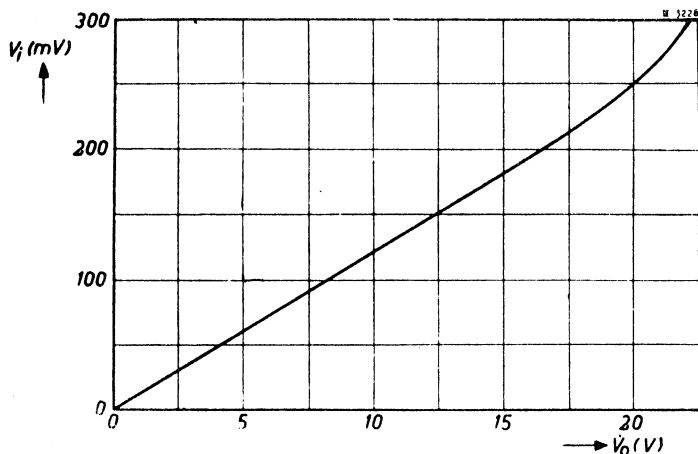


Fig. 34 - Tensione d'ingresso, V_i , in funzione della tensione d'uscita per 15Ω di carico sul secondario del trasformatore d'uscita.

Trasformatore d'uscita

Il trasformatore d'uscita è stato costruito per adattare impedenze da 6Ω a 8Ω e da 12Ω a 16Ω . L'induttanza del primario misurata a 50 Hz e 5 V è 72 H; a 50 Hz e 10 V è 120 H. L'induttanza dispersa è 8 mH con il secondario in cortocircuito e 6 mH con una metà del primario in cortocircuito. La resistenza complessiva del primario è 310Ω , quella del secondario ammonta a $0,45 \Omega$ per l'adattamento da 12 a 16Ω e a $0,18 \Omega$ per l'adattamento da 6 a 8Ω . La massima densità del flusso, B_{max} , misurata a 20 Hz e 500 V di cresta, è 5800 gauss.

Gli avvolgimenti sono disposti su di un supporto diviso in due sezioni uguali in ciascuna delle quali è contenuta una metà dell'avvolgimento primario. Ciascuna metà è suddivisa a sua volta in 5 sezioni collegate in serie e tra l'una e l'altra sezione è inserito l'avvolgimento secondario. In definitiva si hanno quindi 10 sezioni di avvolgimento primario e 8 sezioni di avvolgimento secondario, di quest'ultime alcune sono collegate in serie, altre in parallelo.

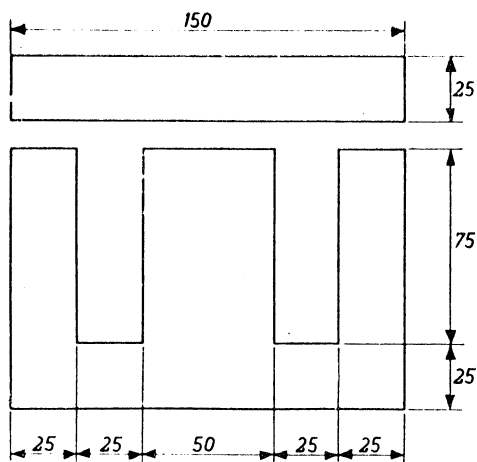


Fig. 35 - Dimensioni in mm dei lamierini del nucleo del trasformatore d'uscita.

I dati relativi al nucleo del trasformatore d'uscita sono i seguenti:

Nucleo	normali lamierini dinamo di forma I ed E
Dimensioni esterne	150 x 125 mm
Larghezza del nucleo	50 mm
Pacco lamellare	senza traferro
Altezza del pacco	50 mm
Sezione	25 cm ²

Le dimensioni dei lamierini sono riportate in fig. 35. Il supporto ha due flange ai lati e una terza disposta esattamente al centro del supporto. Qui sotto indicheremo la sequenza degli avvolgimenti alloggiati sul supporto.

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo	Larghezza dell'avvolgimento	Numero degli strati
$P_1 \cdot P_{10}$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_1 \cdot S_8$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_2 \cdot P_9$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_2 \cdot S_7$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_3 \cdot P_8$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_3 \cdot S_6$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_4 \cdot P_7$	380	0,28 mm	32 mm	4
$S_4 \cdot S_5$	60	1,0 mm	33 mm	2
$P_5 \cdot P_6$	380	0,28 mm	32 mm	4

Per tutti gli avvolgimenti viene usato filo di rame smaltato. Nel primo prototipo i vari avvolgimenti erano separati tra di loro da uno strato di presspan da 0,1 mm e due strati di carta da 60 μ . L'inizio degli avvolgimenti si trova sulle flange esterne.

I collegamenti interni tra i vari avvolgimenti del primario devono essere eseguiti secondo la sequenza indicata nella tabella che segue:

fine di P_1 all'inizio di P_2	fine di P_{10} all'inizio di P_9
fine di P_2 all'inizio di P_3	fine di P_9 all'inizio di P_8
fine di P_3 all'inizio di P_4	fine di P_8 all'inizio di P_7
fine di P_4 all'inizio di P_5	fine di P_7 all'inizio di P_6
fine di P_5 alla fine di P_6	

L'inizio e la fine delle frazioni S_1, S_2, S_3 ed S_6, S_7, S_8 dell'avvolgimento secondario fanno capo comune per cui gli avvolgimenti di ciascun gruppo risultano collegati in parallelo (vedi la fig. 36).

I collegamenti esterni sono i seguenti:

l'inizio di P_1 va collegato all'anodo della EL 34 (I)

l'inizio di P_{10} all'anodo della EL 34 (II)

Il punto di unione tra P_3 e P_4 alla griglia schermo della EL 34 (I)

Il punto di unione tra P_7 e P_8 alla griglia schermo della EL 34 (II)

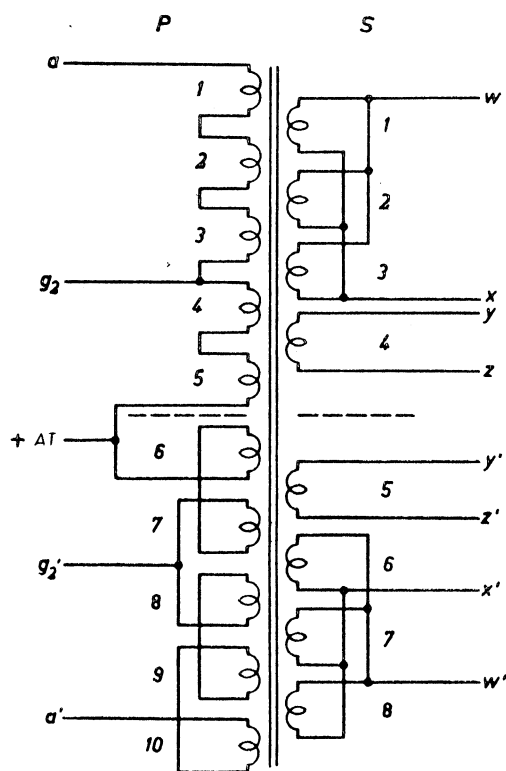


Fig. 36 - Collegamenti da effettuarsi tra i vari avvolgimenti parziali del primario e del secondario.

Il punto di unione tra P_5 e P_6 alla tensione di alimentazione $+ B$.

I vari collegamenti da effettuare sul secondario si comprenderanno meglio con l'aiuto della fig. 36. Per un adattamento d'impedenza da 5Ω a 8Ω , gli inizi di S_1 , S_2 e S_3 vengono collegati all'inizio di S_4 ; la fine di ciascuno dei precedenti avvolgimenti fa capo a Z (cioè W collegato a Y e X collegato a Z). Ciò vale anche per gli altri avvolgimenti (cioè W' collegato

a Y' e X' collegato a Z'). I due gruppi di combinazioni sono collegati in serie e gli altoparlanti vanno collegati ai terminali W e W'. Per un adattamento d'impedenza da 12Ω a 16Ω gli avvolgimenti S_4 e S_5 vengono collegati in parallelo (Y a Y'; Z a Z'). I tre gruppi vengono collegati in serie (Y e Y' a Z; Z e Z' a X'), mentre gli altoparlanti sono collegati ai terminali W e W'.

Alimentazione

Gli avvolgimenti secondari del trasformatore d'alimentazione debbono possedere i seguenti requisiti:

- L'avvolgimento per l'AT deve poter fornire 410 V e 180 mA (per consentire di alimentare oltre l'amplificatore anche un sintonizzatore AM/FM).
- L'avvolgimento per il filamento della raddrizzatrice di due semionde GZ 34 deve essere dimensionato per 5 V, 3 A.
- L'avvolgimento per i filamenti delle altre valvole dell'amplificatore deve avere la presa centrale e fornire 6,3 V, 4 A.
- Infine l'avvolgimento per l'accensione dei filamenti del preamplificatore e del sintonizzatore deve avere la presa centrale e fornire 6,3 V, 3 A.

I valori delle resistenze R_{26} e R_{27} dipendono dalla resistenza in c.c. degli avvolgimenti del trasformatore. La resistenza del trasformatore con la valvola GZ 34 deve essere per lo meno di 110Ω .

L'impedenza di filtro L_1 deve avere un'induttanza che va da 5 a 8 H con 180 mA ed una resistenza dell'ordine di 200Ω .

Il primo condensatore di filtro C_{12} deve poter sopportare una tensione di lavoro di 450 V unitamente ad una corrente alternata residua notevole.

L'AT per il preamplificatore può essere prelevata dal punto c mentre per il sintonizzatore può essere derivata dal punto d. Le precedenti tensioni di alimentazione sono disaccoppiate dal doppio condensatore elettrolitico C_{14} - C_{15} di $2 \times 8 \mu F$, 450 V.

AMPLIFICATORE DA 10 W AD ALTISSIMA FEDELTA' CON STADIO D'USCITA CON 2 x EL 86 SENZA TRASFORMATORE

Lo stadio finale senza trasformatore d'uscita fu originariamente progettato per essere impiegato in radioricevitori unitamente ad un altoparlante ad alta impedenza. Questo circuito consente una notevole riduzione del costo dell'apparecchio fornendo nello stesso tempo una potenza d'uscita ed una qualità di riproduzione superiori a quelle che si possono ottenere con un convenzionale stadio in classe A. In questi circuiti *) il controllo di tono è normalmente inserito nella rete di controeazione a spese della qualità di riproduzione. Tuttavia, apportando alcune modifiche ed usando un preamplificatore separato che comprenda regolazioni di tono ed equalizzazione, è possibile ottenere un amplificatore di b.f. di qualità eccellente. Ovviamente l'uso di un

altoparlante ad alta impedenza rimane essenziale. In fase di progettazione del circuito si è incontrata la difficoltà di misurare la distorsione con i soliti oscillatori di bassa frequenza e con i distorsimetri in quanto la distorsione insita in questi oscillatori è notevolmente maggiore di quella dell'amplificatore, specialmente a bassi livelli della potenza d'uscita. Con i distorsimetri convenzionali infatti non si possono misurare percentuali di distorsione inferiori allo 0,1 %. E' necessario quindi collegare dei filtri sintonizzabili tra l'oscillatore di bassa frequenza e l'ingresso dell'amplificatore e misurare la distorsione con un analizzatore d'onda.

*) Vedi Electr. Appl. 17, pag. 81 - 1956-57 (N. 3)

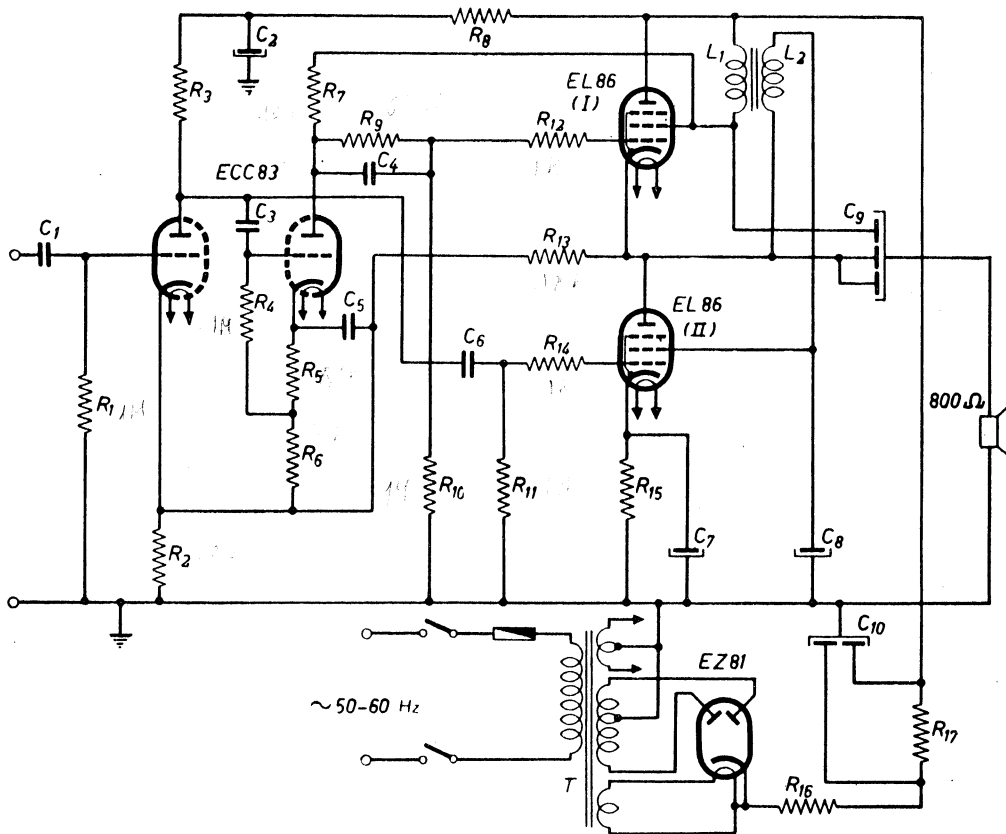


Fig. 37 - Schema elettrico dell'amplificatore con stadio finale in push-pull senza trasformatore d'uscita equipaggiato con 2 x EL 86.

Componenti

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20 \%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{15} = 150 \Omega \pm 5 \%$
$R_2 = 680 \Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{16} = \text{vedi testo}$
$R_3 = 220 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$R_{17} = 150 \Omega \pm 20 \%, 6 \text{ W a filo}$
$R_4 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20 \%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_1 = 0,1 \mu\text{F}$
$R_5 = 5,1 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_2 = 8 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_6 = 33 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_3 = 0,1 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_7 = 100 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_4 = 0,1 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_8 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_5 = 47 \text{ pF}$
$R_9 = 620 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_6 = 47000 \text{ pF}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_{10} = 1 \text{ M}\Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 100 \mu\text{F}, 25 \text{ V lavoro}$
$R_{11} = 1 \text{ M}\Omega \pm 10 \%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_8 = 8 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_{12} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_9 = 3 \times 50 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_{13} = 120 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, \text{ alta stabilit\`a}, \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_{10} = 2 \times 50 \mu\text{F}, 350 \text{ V lavoro}$
$R_{14} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20 \%, \frac{1}{4} \text{ W}$	

Dati tecnici principali

Potenza d'uscita	: 10 W
Distorsione armonica	: a 10 W : < 0,3 % a 11 W : < 1 % a 2 W : < 0,02 %
Curva di risposta in frequenza	: piatta da 7 Hz a 40 kHz inferiore di 3,8 dB a 300 kHz
Risposta in potenza	: il livello corrispondente all'1 % di distorsione \u00e8 uniforme da 30 Hz a 20 kHz. Non si \u00e8 potuto estendere la misura oltre questa frequenza a causa della limitata gamma del distorsionmetro

Sensibilit\`a	: a 50 mW di potenza d'uscita : 40 mV alla massima potenza d'uscita : 0,6 V
Impedenza d'uscita	: 800 Ω
Resistenza interna	: 50 Ω .

Descrizione del circuito

Lo schema elettrico \u00e8 rappresentato in fig. 37. Nello stadio d'uscita vengono usati due pentodi EL 86 mentre un doppio triodo ECC 83 ad alto μ funziona da prestadio ed invertitore di fase in un circuito a reazione.

Il problema tipico degli stadi finali push-pull senza trasformatore d'uscita \u00e8 quello relativo all'alimenta-

zione della griglia schermo, specialmente per il pentodo (I). Nel nostro caso il problema è stato risolto in quanto ogni griglia schermo viene alimentata dal relativo anodo tramite un avvolgimento di una doppia impedenza. La magnetizzazione del nucleo è neutralizzata dal passaggio in senso inverso in ognuno degli avvolgimenti, delle uguali correnti di griglia schermo. E' pertanto possibile ottenere facilmente una induttanza di 60 H per ogni impedenza con ridotte dimensioni del nucleo.

L'altoparlante è percorso solo da correnti di bassa frequenza e può quindi essere collegato a massa. La perdita di potenza è trascurabile; la curva di risposta in potenza scende rapidamente oltre la frequenza di 30 Hz.

La EL 86 (II) è polarizzata a mezzo di una resistenza catodica di 150 Ω con relativo condensatore in parallelo e la resistenza di griglia di 1 M Ω è collegata a massa. La resistenza di griglia da 1 M Ω della EL 86 (I) è pure collegata a massa allo scopo di avere una notevole contoreazione a tutto vantaggio di una minore distorsione; ciò tuttavia rende necessario applicare alla griglia della valvola una tensione continua positiva ottenuta collegando una resistenza di valore ben definito in parallelo al condensatore di accoppiamento tra l'anodo della sezione di destra del doppio triodo ECC 83 e la griglia della EL 86 (I). E' stata usata allo scopo una resistenza da 0,62 M Ω con tolleranza del 5 %.

Evidentemente il miglior bilanciamento si ottiene quando il punto di lavoro in c.c. dei due pentodi è identico e ciò si verifica quando con una tensione di alimentazione di 320 V ed una tensione negativa di - 11 V alla griglia di ciascun pentodo, la tensione anodica della EL 86 (II) è di 165,5 V rispetto a massa. In questo caso la tensione alla griglia della EL 86 (I) deve essere di 154,5 V rispetto a massa. Il valore di quest'ultima dipende in gran parte dal punto di lavoro della sezione di destra del doppio triodo ECC 83 alimentata a sua volta dalla griglia schermo della EL 86 (I).

La resistenza di ciascun avvolgimento della doppia impedenza è di circa 400 Ω , e la corrente di griglia schermo è circa 4 mA. La caduta di tensione ai capi dell'impedenza sarà quindi di circa 1,6 V, per cui la tensione di alimentazione del triodo avrà il valore di 318 V. La caduta di tensione ai capi della resistenza di carico (100 k Ω) deve essere di 67 V perchè risulti applicato il giusto valore della tensione di polarizzazione alla griglia della EL 86 (I). La corrente circolante nel partitore di tensione R_9 , R_{10} è di 0,555 mA, quella nella R_7 di 0,67 mA; da ciò si deduce che la corrente anodica del triodo dovrebbe essere di 0,51 mA. Supponendo che la tensione tra anodo e catodo sia circa 230 V, la polarizzazione di griglia richiesta per avere questa corrente dovrebbe essere di 2,4 V. La resistenza catodica quindi deve essere di 4,7 k Ω ; in pratica conviene usare una resistenza da 5,1 k Ω con tolleranza del 5 %.

Da quanto sopra esposto si deduce che in questo particolare circuito tutti gli elementi sono legati tra di loro e che l'inesatto valore di un elemento può

notevolmente influenzare le condizioni di funzionamento di vari circuiti.

Ciò vale anche se si considerano le condizioni di funzionamento dello stadio d'uscita. La EL 86 (I) può considerarsi funzionante in un circuito « cathode follower ». La sua resistenza di catodo è rappresentata dalla EL 86 (II) ai capi della quale si trova una tensione di b.f. uguale alla tensione di uscita dell'amplificatore. È risaputo che il fattore di amplificazione di un circuito cathode follower è inferiore all'unità, infatti il valore della tensione d'ingresso della EL 86 (I) è uguale alla tensione di uscita aumentata della tensione di pilotaggio necessaria per ottenere quella tensione di uscita in un normale circuito con catodo a massa, e cioè nella misura di circa $7 V_{eff}$ a pieno pilotaggio. Se la tensione di uscita è di

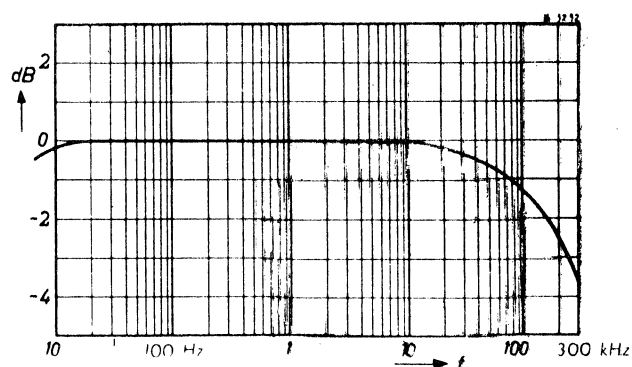


Fig. 38 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore senza trasformatore d'uscita equipaggiato con 2 x EL 86.

100 V_{eff} la tensione di pilotaggio della EL 86 (I) sarà quindi di 107 V_{eff} . Ma il doppio triodo ECC 83, in un circuito normale, non è in grado di fornire questa tensione. L'anodo quindi della sua seconda sezione (invertitrice di fase) viene alimentato dalla griglia schermo del pentodo finale EL 86 (I) sulla quale è presente una tensione che varia col variare della tensione d'uscita dello stadio finale. La resistenza di carico dell'invertitore di fase è di 100 k Ω , e la resistenza interna del medesimo in serie con la resistenza del circuito catodico è di circa 800 k Ω , per cui, in definitiva, all'anodo dell'invertitore di fase è presente circa l'89 % della tensione d'uscita. L'invertitore di fase deve quindi fornire solo la quota di 18 V_{eff} dell'intera tensione d'ingresso richiesta di 107 V_{eff} . La sezione sinistra del doppio triodo ECC 83 funziona da pre-stadio. Il suo segnale d'uscita viene portato alla griglia della EL 86 (II) tramite C_6 ed alla griglia dell'invertitore di fase tramite C_3 . Il pre-stadio lavora con una resistenza di carico maggiore di quella dell'invertitore di fase. Il segnale di uscita di quest'ultimo deve essere circa 2,5 volte superiore a quello del pre-stadio, tuttavia, i valori delle resistenze di carico impiegate non consentono di ottenere una differenza di amplificazione corrispondente a questo rapporto. La resistenza di catodo del pre-stadio, senza il condensatore in parallelo, ha per-

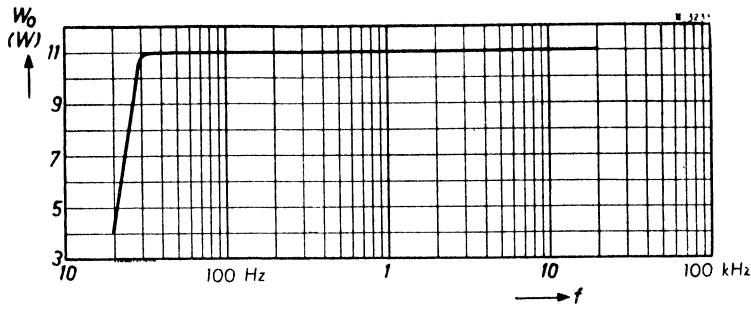


Fig. 39 - Curva di risposta di potenza per una distorsione armonica dell'1 %.

tanto un valore molto inferiore a quella dell'invertitore di fase e di conseguenza quest'ultimo risulta notevolmente controreazionato.

La funzione di questa resistenza di catodo (R_2) è piuttosto interessante. Essa è attraversata dalle correnti continue del pre stadio, dell'invertitore di fase e da quella circolante nella resistenza di controreazione R_{13} . La corrente totale è di circa 2,35 mA e la tensione ai capi di R_2 (680Ω) è quindi di circa 1,6 V; quest'ultima serve per la polarizzazione catodica del pre stadio. Ma R_2 , oltre che dalle precedenti correnti continue, è attraversata anche da quelle alternate in controfase del pre stadio e dell'invertitore di fase. Tra le due prevale la corrente alternata dell'invertitore di fase e di conseguenza al pre stadio viene applicata una reazione positiva che ne aumenta notevolmente l'amplificazione pure introducendo una certa instabilità che viene completamente annullata dalla controreazione complessiva applicata dall'uscita all'ingresso dell'amplificatore a mezzo di R_{13} .

Il valore della reazione inserita nel pre stadio non può essere tanto elevato da portare lo stadio al punto di oscillare, poichè se si verificasse questa condizione lo stadio finale verrebbe pilotato da un segnale d'ingresso troppo ampio che causerebbe distorsione ed inesatto rapporto tra il valore della controreazione ed il segnale d'ingresso e di conseguenza il pre stadio comincerebbe ad oscillare. Comunque i valori assegnati agli elementi del circuito assicurano ottima stabilità.

Si sarà notato che il condensatore di accoppiamento C_4 alla griglia della EL 86 (I) è da $0,1 \mu\text{F}$, mentre

quello di accoppiamento alla griglia della EL 86 (II) è di soli 47000 pF , ciò allo scopo di avere, alle frequenze basse, un buon segnale alle griglie delle finali. La griglia della EL 86 (II) è pilotata direttamente dal pre stadio, mentre quella della EL 86 (I) è pilotata dall'invertitore di fase a sua volta accoppiato all'anodo del pre stadio tramite un condensatore da $0,1 \mu\text{F}$. In tal modo le costanti di tempo nei circuiti di griglia delle valvole d'uscita diventano eguali e viene perciò evitato lo sbilanciamento, con conseguente distorsione, alle basse frequenze.

Il condensatore C_5 (47 pF) è inserito, nell'invertitore di fase, per compensare l'effetto Miller tendente a diminuire la tensione di pilotaggio della EL 86 (I) alle alte frequenze.

L'alimentatore è molto semplice. Un trasformatore di alimentazione che fornisce $2 \times 300 \text{ V}_{\text{eff}}$ a 90 mA , $6,3 \text{ V}$ a $2,4 \text{ A}$ e $6,3 \text{ V}$ a 1 A è in grado di alimentare non solo l'amplificatore ma anche un eventuale preamplificatore/egualizzatore. Viene impiegata una raddrizzatrice per due semionde EZ 81. Il livellamento è ottenuto con un doppio condensatore elettrolitico di $2 \times 50 \mu\text{F}$ ed una resistenza a filo da 150Ω , 6 W . In queste condizioni la resistenza del trasformatore dovrebbe essere di $2 \times 200 \Omega$. Il circuito di livellamento può essere così semplice poichè le griglie schermo delle EL 86 sono convenientemente disaccoppiate a mezzo della doppia impedenza, mentre l'alimentazione del pre stadio viene disaccoppiata a mezzo di una resistenza da $100 \text{ k}\Omega$ e un condensatore elettrolitico da $8 \mu\text{F}$. Quest'ultimo può essere combinato nello stesso involucro del condensatore

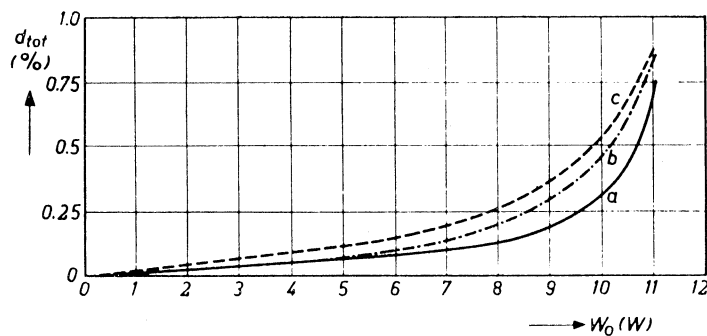


Fig. 40 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita misurata in (a) alle frequenze di 400 Hz e 1 kHz, in (b) alla frequenza di 4 kHz ed in (c) alla frequenza di 90 Hz.

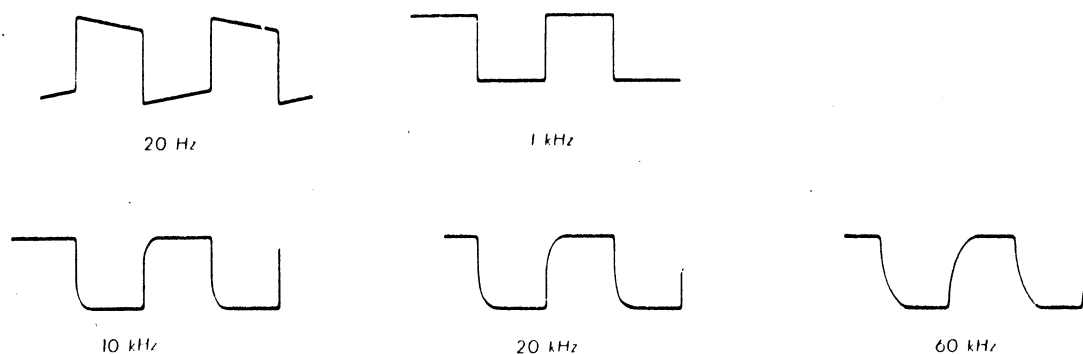


Fig. 41 - Risposta in frequenza esaminata su onde quadre di differente frequenza.

da 8 μF usato come condensatore di disaccoppiamento della griglia schermo della EL 86 (II). Anche il condensatore elettrolitico da 50 μF di disaccoppiamento della griglia schermo della EL 86 (I) è nello stesso involucro del condensatore da 2 x 50 μF in serie al circuito d'uscita e ciò fa risparmiare spazio e usare una sola ranella isolante tra l'involucro ed il telaio.

Preamplificatore

Il presente amplificatore richiede un preamplificatore/egualizzatore, il cui schema è indicato a pag. 40 di questo articolo. Il preamplificatore può essere costruito su di un telaio separato oppure su quello stesso dell'amplificatore di potenza. In quest'ultimo caso è indispensabile schermare con cura le due sezioni.

Misure effettuate

Risposta in frequenza

La risposta in frequenza è data in fig. 38. La curva è praticamente piatta (meno di $-0,5$ dB) tra 7 Hz e 40 kHz. Il punto di attenuazione a -3 dB è a circa 230 kHz; a 300 kHz l'attenuazione è di $-3,8$ dB.

Risposta in potenza

La fig. 39 rappresenta la risposta in potenza misurata all'1 % di distorsione armonica. La curva cade ra-

pidamente al di sotto dei 30 Hz a causa della presenza dell'impedenza nel circuito di griglia schermo della EL 86 (I). La risposta in potenza non è stata misurata al di sopra dei 20 kHz a causa della limitata gamma di funzionamento del distorsiometro.

Distorsione armonica

In fig. 40 sono rappresentate le curve di distorsione armonica in funzione della potenza d'uscita alle seguenti frequenze: 90 Hz, 400 Hz, 1 kHz e 4 kHz. La distorsione armonica è stata misurata alla massima potenza d'uscita per le frequenze di 10 kHz e 20 kHz. In entrambi i casi la distorsione, a 11 W di uscita, è inferiore all'1 %; a 10 W di uscita la distorsione è risultata dello 0,23 % a 10 kHz, dello 0,33 % a 20 kHz.

Risposta alle onde quadre

Gli oscillogrammi relativi alla risposta alle onde quadre per le frequenze di 20 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 20 kHz, e 60 kHz sono riportati in fig. 41. Si può constatare che la risposta ideale si ha alla frequenza di 1 kHz, ed è sostanzialmente buona alle altre frequenze.

Distorsione di fase

La curva di risposta di fase è quella di fig. 42 dalla quale si può rilevare la presenza di uno sfasamento in anticipo di 50° a 5 Hz ed uno in ritardo di 20° a 100 kHz, tali comunque da assicurare la stabilità dell'amplificatore.

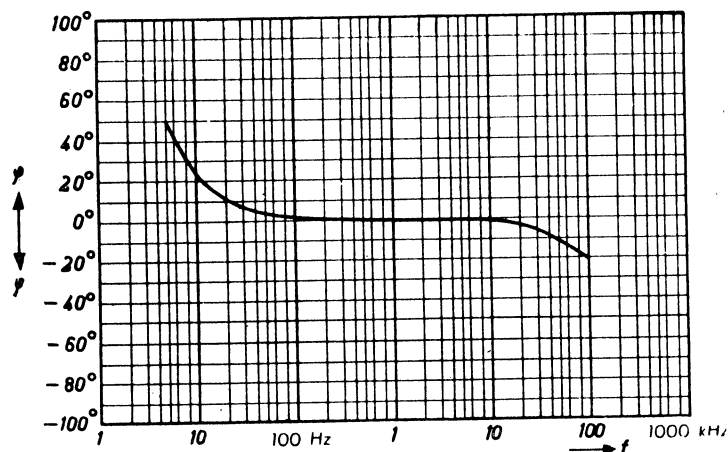


Fig. 42 - Distorsione di fase dell'amplificatore push-pull senza trasformatore d'uscita.