



PHILIPS

informazioni tecniche

Le presenti informazioni sono state pubblicate sui n. 11 - 12 - 13 - 33 del BOLLETTINO TECNICO D'INFORMAZIONE PHILIPS - Milano, P.zza IV Novembre 3 - Ufficio D.E.P.

AMPLIFICATORI STEREO E MONOFONICI PER ALTA FEDELTA'

PHILIPS s.p.a. - Piazza IV Novembre 3 - Rep. Elettronica

AMPLIFICATORI PER ALTA FEDELTA'̀

In questo numero delle Informazioni Tecniche vengono riuniti tre articoli su amplificatori per alta fedeltà apparsi nei numeri 11-12-13 del Bollettino Tecnico d'Informazione. L'argomento è diviso in tre parti: nella prima parte si vuol dare una visione panoramica dei problemi relativi al progetto di apparecchiature per alta fedeltà; nella seconda parte viene presentata una interessante serie di amplificatori corredati di esaurienti descrizioni e diagrammi; nella terza parte infine vengono descritti due tipi di preamplificatori ed un miscelatore.

Iª Parte

CONSIDERAZIONI DI ORDINE GENERALE SUGLI AMPLIFICATORI DI ALTA QUALITÀ

Generalmente un complesso per la riproduzione della musica ad alta fedeltà è costituito da un giradischi, un fonorivelatore, un preamplificatore-equalizzatore, un amplificatore di potenza ed uno o più altoparlanti; per completare l'apparecchiatura vi si può aggiungere un sintonizzatore AM-FM e un registratore a nastro. Tutti questi elementi contribuiscono alla qualità della riproduzione (oppure possono produrre essi stessi eventuali distorsioni). Non possono comunque fare di più che riprodurre quello che è contenuto nella sorgente di segnale, cioè nella registrazione su disco o nastro o nella trasmissione radiofonica. La stessa sorgente può essere affetta da una certa distorsione. Per quanto riguarda la distorsione lineare una correzione completa può essere raggiunta per mezzo dell'equalizzatore oppure ottenuta a mezzo dei regolatori di tono. Per tutte le altre forme di distorsione contenute nella sorgente del segnale non esiste alcun rimedio. Per soddisfare il sempre crescente numero dei cultori dell'alta fedeltà le ditte produttrici di dischi e i tecnici addetti alla qualità delle radiotrasmis-

sioni hanno fatto considerevoli progressi per ridurre al minimo questa distorsione; anzi hanno conseguito decisivi successi in questo senso, per cui è pienamente giustificato l'interesse di un pubblico sempre più numeroso per quelle apparecchiature che sono in grado di mettere in evidenza l'eccellente qualità di queste « sorgenti ».

Nella catena di elementi compresi fra la sorgente del segnale e l'orecchio, l'amplificatore ha grande influenza sulla qualità della riproduzione; esso è inoltre l'unico anello della catena in cui si possono controllare importanti caratteristiche come la risposta di frequenza e l'amplificazione; nulla infatti si può fare per modificare le caratteristiche del fonorivelatore, della testina del magnetofono o dell'altoparlante. Le regolazioni che si possono inserire in un amplificatore danno la possibilità non solo di adattare tutto il complesso alta fedeltà alle caratteristiche di registrazione propria del disco o del nastro, ma anche alle caratteristiche acustiche del locale in cui esso viene installato. Da ultimo, ma non meno importan-

te, l'ascoltatore può adattare la risposta dell'amplificatore al suo gusto personale o alle caratteristiche del suo orecchio.

Dato che in un complesso di alta fedeltà l'amplificatore è l'elemento più flessibile, ci soffermeremo in primo luogo su alcune considerazioni d'ordine generale riguardo al suo progetto. In seguito discuteremo ampiamente il progetto e la realizzazione pratica di amplificatori di potenza e di preamplificatori con incorporato l'equalizzatore che possono considerarsi, oggi, tipici nel campo delle apparecchiature a prezzo basso e medio.

Requisiti di un amplificatore ad alta fedeltà (in inglese Hi Fi, abbreviazione di High Fidelity)

Le caratteristiche essenziali di un buon amplificatore si possono così riassumere:

- 1) bassa distorsione armonica (max. 0,5%)
- 2) bassa distorsione per intermodulazione (max. 2%)
- 3) bassa distorsione per nota di battimento (max. 0,8%)
- 4) curva di risposta di frequenza lineare sino ad almeno un'ottava oltre la massima frequenza udibile
- 5) minima distorsione di fase entro questa gamma di frequenze
- 6) basso livello di fruscio e di ronzio
- 7) ampia riserva di potenza per consentire la riproduzione dei transitori di potenza elevata senza sovraccaricare l'amplificatore
- 8) bassa resistenza d'uscita per permettere lo smorzamento elettrico dell'altoparlante.

Tali caratteristiche sono richieste naturalmente in tutti gli stadi dell'amplificatore, ma assumono un'importanza decisiva nella progettazione dello stadio finale. Per una riproduzione realistica di un brano per orchestra è necessario poter disporre di una sufficiente potenza. Per una stanza di normali dimensioni solitamente è richiesta una potenza di picco di 10 W, mentre per locali di dimensioni maggiori e per piccole sale è necessario disporre di almeno 15 W.

Esistono due tipi di stadi finali capaci di fornire all'altoparlante una potenza effettiva da 10 a 15 W con bassa distorsione:

- 1) lo stadio equipaggiato con pentodi in push-pull classe AB
- 2) lo stadio equipaggiato con triodi in push-pull classe A, oppure AB.

Entrambi questi circuiti hanno i loro pregi e la scelta tra l'uno e l'altro è dettata principalmente da criteri economici e di resa.

Stadio finale con pentodi

I pentodi di potenza EL 34 e EL 84, introdotti alcuni anni fa, hanno una dissipazione anodica di 25 W e 12 W rispettivamente. Con essi è possibile progettare stadi finali in classe AB capaci di fornire una potenza d'uscita effettiva di oltre 25 W o 12 W rispettivamente (supposto che il trasformatore d'uscita abbia un

rendimento dell'80%, valore tipico per i trasformatori attuali).

Il rendimento complessivo di tali stadi è considerevolmente elevato, essendo dell'ordine dal 40% al 50%. La distorsione armonica per contro s'aggira sul 3 e 4% alla massima uscita e di conseguenza si rende necessaria una controeazione di valore discretamente elevato per riportare la distorsione ad un livello inferiore allo 0,5% in condizioni di massima uscita.

Le condizioni di funzionamento in classe AB, normalmente raccomandate e pubblicate dai costruttori di valore, si riferiscono a misure effettuate con segnale d'ingresso di forma sinusoidale costante. La resistenza catodica è scelta in modo che, in assenza di segnale all'ingresso, le valvole lavorino in classe A mentre con l'intero segnale applicato il punto di lavoro delle medesime corrisponda al funzionamento in classe B.

Il carico fra anodo e anodo è scelto per il miglior funzionamento in classe B a pieno segnale. Lo spostamento del punto di lavoro è dovuto all'influenza dell'aumento delle correnti anodiche e di griglia schermo sulla polarizzazione di catodo. Per uno stadio d'uscita tipico con due pentodi EL 84 alimentati con 310 V, l'aumento della corrente catodica e quindi della polarizzazione di griglia è del 40% con segnale d'ingresso di forma sinusoidale.

Quando invece questo stadio di potenza è usato per la riproduzione della parola e della musica, le condizioni di funzionamento cambiano sensibilmente. Il valore medio del segnale è in questo caso molto basso paragonato al valore dei picchi che si succedono di quando in quando e anche il valore medio delle variazioni della corrente catodica è perciò molto basso. Dato il valore relativamente grande della costante di tempo della resistenza catodica e del condensa-

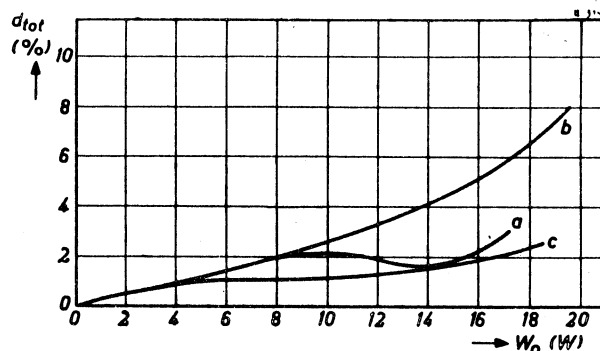


Fig. 1 - Confronto tra curve di distorsione di un amplificatore al cui ingresso è stato applicato un segnale di forma sinusoidale come nel caso di 2 x EL 84 funzionanti in controfase, classe AB; in (a) la polarizzazione è quella catodica normale, in (b) la polarizzazione è fissa e le altre condizioni corrispondono a quelle del caso (a), in (c) il carico è stato ridotto per consentire il miglior funzionamento con polarizzazione fissa.

tore ad essa in parallelo, lo spostamento del punto di lavoro, anche in presenza di picchi di segnale, è così piccolo che si può considerare lo stadio funzionante con una polarizzazione quasi fissa. Se in uno stadio normale classe AB (polarizzato di catodo) si

effettuano misure in condizioni di polarizzazione fissa e con all'ingresso un segnale di forma sinusoidale si trova che, alla massima potenza d'uscita, si verifica una distorsione maggiore di quella che si avrebbe con polarizzazione catodica. Queste due condizioni di funzionamento per pentodo finale EL 84 sono illustrate nella fig. 1 dalle curve **a** e **b**. In entrambi i casi la polarizzazione in condizioni di riposo è la stessa; nella curva **a** è indicato il funzionamento normale a cui si riferiscono i dati pubblicati con polarizzazione catodica, nella curva **b** il funzionamento con polarizzazione fissa. Da queste curve si ricava che, in pratica, uno stadio che funziona in classe AB, progettato per funzionare con tensioni di forma sinusoidale, produrrà una distorsione più elevata quando dovrà riprodurre i transitori di un brano di musica o di un discorso.

Un sistema per migliorare questa situazione consiste nel regolare il punto di lavoro dello stadio finale in assenza di segnale per il miglior funzionamento con polarizzazione fissa, anche se lo stadio è stato predisposto per funzionare con polarizzazione catodica. Ciò causa una più bassa corrente di riposo e una più bassa resistenza di carico da anodo ad anodo. Questi cambiamenti hanno come conseguenza forti variazioni dei valori istantanei delle correnti anodica e di griglia schermo quando allo stadio viene applicato il segnale, l'effetto di queste però è almeno in parte compensato in quanto anche il valore della costante di tempo del circuito catodico risulta aumentato. L'escursione del punto di lavoro in presenza del segnale si mantiene allora molto limitata.

Si è trovato che una buona costanza della tensione di alimentazione può essere garantita anche in condizioni di brusche variazioni della corrente anodica inserendo nei punti di alimentazione dell'anodo e della griglia schermo condensatori elettrolitici di valore elevato. In tal modo correnti di picco corrispondenti quasi a condizioni di sovraccarico possono essere effettivamente fornite da questi condensatori con una riduzione della tensione anodica di alimentazione di meno dello 0,5% e in tal modo lo stadio finale è sempre in grado di fornire valori elevati istantanei di potenza. Tali disposizioni combinate con un valore elevato del grado di controreazione (26 dB) comprendente il trasformatore d'uscita, corrispondono alla seconda ottima soluzione che noi proponiamo quando ci occuperemo del progetto dello stadio finale di un amplificatore con 10 W d'uscita. Un altro vantaggio di questa soluzione è che pentodi d'uscita da 12 W lavorano in condizioni da dissipare soltanto 7,5 W. Le corrispondenti condizioni di funzionamento con polarizzazione fissa in questo caso sono illustrate dalla curva **c** di fig. 1.

È necessario ricordare che queste condizioni di funzionamento valgono soltanto per la riproduzione della musica o della parola; per segnali sinusoidali, in queste stesse condizioni, ne risulterebbe un'eccessiva distorsione. Per questo motivo risulta difficile misurare direttamente il livello di distorsione nelle condizioni reali di funzionamento.

Un secondo sistema, che descriveremo in seguito e che permette di perfezionare i risultati dello stadio fi-

nale, è quello di far funzionare lo stadio d'uscita in condizioni di carico distribuito. In relazione al particolare valore del carico impiegato, la variazione nelle correnti di anodo e di griglia schermo può diventare tanto piccola da rendere il funzionamento con polarizzazione catodica, pressochè uguale a quello con polarizzazione fissa.

Stadio finale a triodi

In uno stadio finale push-pull equipaggiato con triodi e funzionante virtualmente in classe A il livello di distorsione propria è basso. Si è trovato che impiegando pentodi o tetrodi da 25 W collegati a triodo si può ricavare una potenza da 12 a 15 W con un livello di distorsione inferiore all'1%, disponendo una tensione di alimentazione anodica di 425 V.

La massima potenza d'uscita e la corrispondente distorsione variano in maniera apprezzabile al variare dell'impedenza di carico; la fig. 2 illustra il funzionamento tipico del pentodo di potenza EL 34 collegato a triodo e funzionante poco al di sotto della massima dissipazione consentita di 25 W.

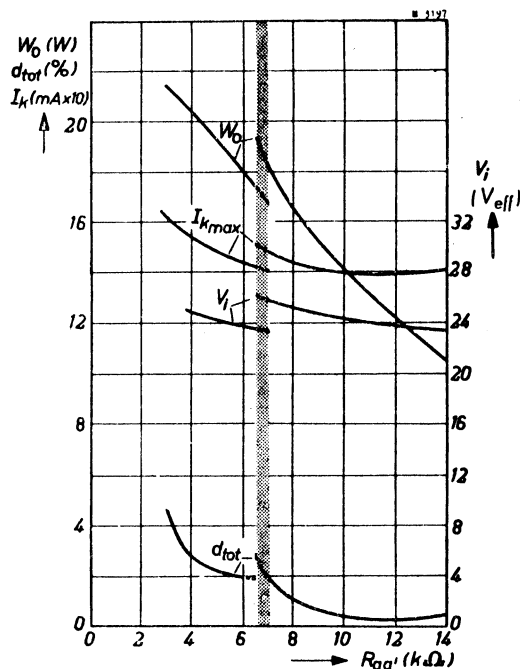


Fig. 2 - Curve relative al funzionamento in push-pull di due EL 34 collegate a triodo.

Con un'impedenza di carico fra anodo ed anodo al di sotto del valore di $7 k\Omega$ si possono usare sia una resistenza catodica comune sia due resistenze di catodo separate (e con condensatore in parallelo); per impedenze superiori a $7 k\Omega$ si ottiene il miglior risultato impiegando una resistenza catodica comune senza alcun condensatore in parallelo.

Se si aumenta l'impedenza di carico le condizioni di funzionamento si avvicinano a quelle di classe A e il miglior risultato per una resa di alta qualità si ottiene con una impedenza di carico di circa $10 k\Omega$.

In queste condizioni le valvole forniscono 14 W di uscita con una distorsione armonica complessiva inferiore allo 0,5 %.

Questo tipo di stadio finale è stato per molti anni impiegato con successo in amplificatori con una potenza di uscita effettiva di 12 W. Data la sua bassa distorsione esso richiede, a parità di potenza d'uscita un valore di controreazione inferiore a quello necessario negli stadi equipaggiati con pentodi o tetrodi; inoltre in un amplificatore composto di 3 o 4 stadi ed in cui la maggior parte della controreazione comprende tutto l'amplificatore (incluso il trasformatore d'uscita) è più facile avere, a parità di distorsione, una maggiore stabilità.

Stadio d'uscita ultralineare

Sebbene il triodo impiegato negli stadi finali push-pull abbia grandi vantaggi dal punto di vista della distorsione, il suo basso rendimento e la limitata potenza d'uscita sono ritenuti seriamente svantaggiosi. Questo è il motivo per cui vanno acquistando sempre più interesse i circuiti finali **con carico distribuito**, divenuti popolari con la denominazione di **stadi finali ultralineari**. Essi comportano l'applicazione di un certo grado di controreazione nello stesso stadio finale.

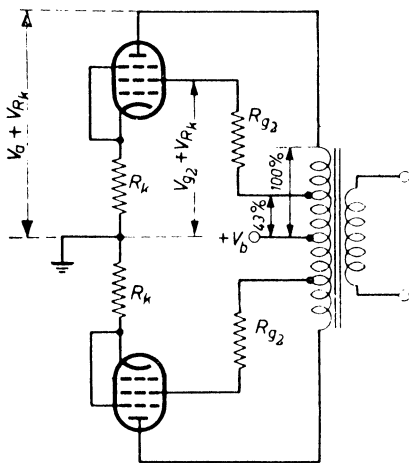


Fig. 3 - Schema elettrico semplificato di uno stadio finale push-pull ultralineare.

Le griglie schermo delle valvole finali (vedi fig. 3) sono alimentate da opportune prese sul primario del trasformatore d'uscita, cosicchè questo stadio si può considerare come avente applicata una controreazione, in modo non lineare, attraverso le griglie schermo stesse. Le caratteristiche di uno stadio finale ultralineare sono comprese fra quelle del pentodo e quelle del triodo; avvicinandosi a quest'ultimi man mano che aumenta la porzione di spire primarie comuni ai circuiti di griglia schermo e di anodo.

Col circuito ultralineare funzionante nelle migliori condizioni si può ricavare il 65 % della potenza d'uscita fornita da un equivalente stadio equipaggiato con pentodo con una distorsione considerevolmente più bassa mentre con la potenza d'uscita del corri-

spondente stadio a triodo si otterrebbe una distorsione dello stesso ordine di grandezza. Anche l'impedenza d'uscita viene ridotta ad un valore paragonabile a quello degli stadi push-pull convenzionali equipaggiati a triodi.

Amplificatori di alta qualità con potenza d'uscita superiore ai 20 W possono essere realizzati impiegando due pentodi della classe di 25 W in circuito « ultralineare »; in tal modo la potenza disponibile è considerevolmente più grande di quella fornita con funzionamento a triodo. Le prestazioni dei pentodi da 12 W migliorano notevolmente in un circuito ultralineare, anche se la potenza disponibile è un po' ridotta. Infatti si possono ancora ottenere potenze effettive dai 10 ai 12 W.

Nella tabella 1 sono messi a confronto i dati di funzionamento dei pentodi di potenza EL 34 ed EL 84 impiegati in stadi finali a triodo, a pentodo e in circuiti ultralineari. Per la EL 34 è del massimo interesse il confronto fra il funzionamento in circuito « ultralineare » e il funzionamento a triodo, giacchè il circuito ultralineare, con prese sul primario del trasformatore d'uscita consente di ottenere una potenza che è più del doppio di quella fornita da un circuito a triodo mentre la distorsione è mantenuta molto bassa.

Sebbene prove sperimentali abbiano dimostrato che con un rapporto dell'avvolgimento primario comune del valore di 0,2 (vale a dire con il 20 % dell'avvolgimento primario in comune ai circuiti di anodo e di griglia schermo) il livello di distorsione sia dell'ordine di quello dei circuiti a triodo, si è trovato che è possibile ottenere apprezzabili miglioramenti per potenze maggiori, quando il rapporto delle spire comuni è ulteriormente aumentato. Il miglior compromesso nel risultato complessivo si ottiene aumentando la percentuale dell'avvolgimento primario in comune sino a valori di 40-45 %. Anche se la potenza disponibile viene ridotta, si possono tuttavia avere 35 W di uscita con una distorsione percentuale di circa il 2,5 % all'inizio della corrente di griglia.

Nella fig. 4 è indicato il funzionamento tipico della valvola EL 34 impiegata con un trasformatore d'uscita nel cui primario è stata derivata la presa (per la griglia schermo) al 43 % dell'intero avvolgimento. I valori indicati per la potenza d'uscita sono quelli forniti al carico collegato ai capi del secondario.

Per la EL 84 il raffronto tra il funzionamento in un circuito ultralineare e il funzionamento a pentodo è ancora più significativo. Anche in questo caso il circuito ultralineare consente una considerevole riduzione della distorsione. Con un rapporto di avvolgimento primario in comune del valore di 0,2 le due valvole possono erogare approssimativamente una potenza di 15 W.

Dalle cifre esposte nella tabella 1 apparirebbe piccolo il vantaggio che si ottiene avvicinandosi ulteriormente alla condizione di funzionamento a triodo. Si hanno comunque almeno due vantaggi effettuando la presa al 40 % dell'avvolgimento primario, ciò vale particolarmente per la EL 34 che può fornire ancora una più elevata potenza; innanzi tutto si ottiene una identica prestazione sia con l'impiego di una polariz-

TABELLA 1

Tipo di valvola	Tipo di funzionamento	Condizioni di funzionamento					Distorsione totale in % a			
		V _a (V)	V _{g2} (V)	R _k (Ω)	R _{gr} (kΩ)	R _{g2} (Ω)	10 W	14 W	20 W	30 W
	collegamento a triodo	400	(*)	470 ciascuna valvola	10	(*)	0,5	0,7		
2 x EL 34	circuito ultralineare, 43 % di avvolgimento primario in comune	400	400	470 ciascuna valvola	6,6	1000 ciascuna valvola	0,6	0,7	0,8	1
	collegamento a pentodo	375	375	130 in comune	3,4	470 in comune	1,5	1,9	2,5	3,8
2 x EL 84	collegamento a triodo	300	(*)	150 in comune	10	(*)	5 W	10 W	15 W	
	circuito ultralineare, 20 % di avvolgimento primario in comune	300	300	270 ciascuna valvola	6,6		1			
	circuito ultralineare, 43 % di avvolgimento in comune	300	300	270 ciascuna valvola	8,0		0,8	1,0	1,5	
	collegamento a triodo	300	300	270 ciascuna valvola	8,0		0,7	0,9		
		300	300	270 ciascuna valvola	8,0		1,5	2,0	2,0	

(*) Griglia schermo collegata all'anodo.

zazione catodica che con una polarizzazione fissa, in quanto, avvicinandosi al funzionamento in classe A del triodo, le variazioni delle correnti nel circuito anodico e di griglia schermo diventano minime quando viene applicato il segnale in griglia. In secondo luogo, analogamente al funzionamento a triodo, anche in questo caso la potenza d'uscita e la distorsione dipendono in misura ridotta dal valore dell'impedenza di carico.

Con la presa al 40 % delle spire primarie, si rileva una piccola variazione nelle prestazioni per un cambiamento dell'impedenza di carico (fra anodo ed anodo) da 6 a 9 kΩ.

Controreazione

Il valore della distorsione indicato nella tabella 1 non è ritenuto sufficientemente basso per amplificatori di elevata qualità. La distorsione può essere ulteriormente ridotta mediante l'impiego della controreazione, generalmente, fra l'uscita e l'entrata dell'intero amplificatore comprendente il prestadio, lo stadio invertitore di fase e pilota e infine lo stadio finale («catena» di controreazione unica). La catena di controreazione comprende naturalmente anche il

trasformatore d'uscita e poichè il comportamento di questo elemento è molto dipendente dalla frequenza, l'entità della controreazione che si può applicare dipenderà moltissimo dalla qualità di questo componente.

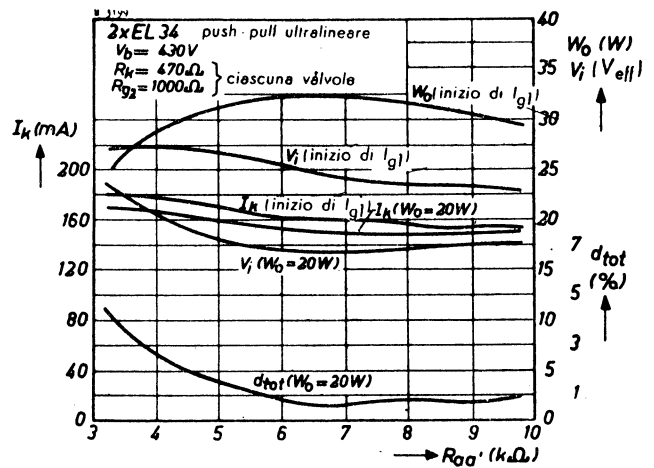


Fig. 4 - Curve relative al funzionamento di due pentodi EL 34 in uno stadio finale push-pull ultralineare con prese di griglia schermo derivate al 43 % delle spire primarie.

In un amplificatore in cui è applicata la controreazione si potranno verificare fenomeni di instabilità quando il guadagno della catena di controreazione (che è il prodotto del guadagno in assenza di controreazione per l'attenuazione che si verifica nella rete di controreazione) supera il valore di 1 a quelle frequenze alle quali la rotazione di fase complessiva ai capi della catena diventa 0 oppure 360° e rende quindi la tensione di controreazione in fase con quella presente all'ingresso. Dato che le condizioni per una controreazione implicano una rotazione di fase di 180° è evidente che si verificheranno fenomeni di instabilità tutte le volte che nell'amplificatore e nella linea di controreazione si avrà una rotazione di fase aggiuntiva all'incirca di 180° .

Solitamente è difficile effettuare la misura della rotazione di fase. Normalmente in sede di progetto si fa uso della relazione esistente tra rotazione di fase e attenuazione. Un semplice filtro RC passa-alto o passa-basso provoca, al limite, una rotazione di fase di 90° e l'attenuazione si avvicina asintoticamente ai 6 dB per ottava. Da ciò deriva che una successiva rotazione di fase di 180° corrisponde ad un valore finale di attenuazione di 12 dB per ottava. Si può disporre ancora di un sufficiente margine di stabilità quando i valori di attenuazione non superano i 10 dB per ottava in quella parte della caratteristica di guadagno della catena dove si ha una variazione da circa 10 dB a — 10 dB passando attraverso il punto a guadagno unitario (0 dB).

Da quanto esposto sopra si deduce che le caratteristiche dell'amplificatore devono essere controllate anche molto oltre il campo udibile. Tale controllo diventa sempre più difficoltoso col crescere del fattore di controreazione e, data l'attuale tendenza ad introdurre dai 25 ai 29 dB di controreazione, ben si comprende come la rotazione di fase causata dal trasformatore d'uscita, ponga dei limiti ben precisi al progetto di un amplificatore.

Diventa oltremodo difficile poter mantenere, entro l'intera gamma di frequenze acustiche, un elevato e costante livello di controreazione in un amplificatore a tre o quattro stadi in cui la catena di controreazione comprende il circuito completo e il trasformatore d'uscita. E' difficile poter realizzare un'adeguata stabilità. Di solito infatti si trova che il valore della controreazione reale diminuisce sia verso le frequenze alte sia verso quelle basse dello spettro acustico. E' necessario tuttavia poter disporre di un valore adeguato di controreazione in corrispondenza alla frequenza fondamentale di risonanza dell'altoparlante onde avere una bassa impedenza d'uscita necessaria per un efficace smorzamento. E' necessaria anche a quelle frequenze elevate le cui armoniche si trovano entro la gamma udibile, vale a dire verso i 10 kHz.

Trasformatore d'uscita

Il trasformatore d'uscita è l'elemento più critico di un amplificatore; un trasformatore d'uscita progettato male può essere all'origine di una distorsione che generalmente viene ricercata in altre parti dell'amplificatore.

I vari tipi di distorsione che possono avere origine nel trasformatore d'uscita sono i seguenti:

- 1) **Distorsione di frequenza**, causata sia da una induttanza primaria troppo bassa sia da un valore elevato della induttanza dispersa oppure da effetti di risonanza.
- 2) **Distorsione di fase**, causata da una rotazione di fase quando la tensione di controreazione viene prelevata dal secondario del trasformatore. Di solito questo tipo di distorsione si manifesta con oscillazioni spurie alle frequenze elevate causate da una rotazione di fase dovuta all'induttanza dispersa e alle capacità distribuite di valore elevato.
- 3) **Intermodulazione e distorsione armonica dello stadio finale**, causate da un sovraccarico alle frequenze basse quando l'induttanza del primario è troppo bassa. In primo luogo ciò conduce ad una riduzione dell'impedenza di carico effettiva e in secondo luogo si viene a creare, alle frequenze più basse, un carico reattivo. In questo caso la caratteristica di carico a forma ellittica tende ad assumere una forma circolare e ciò mal si adatta alle curve caratteristiche anodiche I_{II}/V_{II} delle valvole finali.
- 4) **Intermodulazione e distorsione armonica**, originate dall'andamento non lineare tra il flusso e l'intensità del campo magnetico nel nucleo del trasformatore. Questa distorsione è sempre presente; può ridursi considerevolmente qualora si tenga la densità del flusso B_{max} al di sotto di un certo limite (circa 7000 gauss con lamierini normali).
- 5) **Distorsione armonica**, introdotta da un'elevata resistenza dell'avvolgimento primario il che peggiora anche il rendimento.

Da ciò deriva che un buon trasformatore d'uscita deve avere le caratteristiche che qui sotto esponiamo:

- 1) Induttanza del primario elevata
- 2) Induttanza dispersa e capacità propria degli avvolgimenti basse
- 3) Densità del flusso magnetico B_{max} non eccessiva
- 4) Rendimento elevato (basse perdite negli avvolgimenti e nel nucleo)
- 5) Adattamento d'impedenza corretto.

E' chiaro che progettando un trasformatore d'uscita, si deve tenere conto delle suddette caratteristiche spesso contrastanti. Un'induttanza primaria elevata, per esempio, implica un considerevole numero di spire e ciò è in contrasto con la necessità di avere resistenza e capacità propria poco elevate; una induzione massima B_{max} non eccessiva richiede un'ampia sezione del nucleo e ciò porta ad aumentare le dimensioni geometriche con conseguente difficoltà ad ottenere una elevata induttanza primaria.

L'induttanza dispersa e la capacità propria possono essere ridotte entro limiti tollerabili qualora vengano adottati opportuni accorgimenti nell'effettuare gli avvolgimenti. Con tali sistemi, la frequenza di risonanza relativa alla induttanza e capacità suddette, viene spostata verso la gamma delle frequenze più elevate. Per una buona curva di risposta dell'amplificatore si richiede che, a questa frequenza di risonanza, sia imposto un valore minimo.

Se si desidera una riproduzione fedele sino ai 20kHz, la frequenza con 3 dB di attenuazione deve trovarsi all'incirca a 60 kHz. Quando devono essere soppresse, con uno o più filtri RC, oscillazioni parassite causate da rotazioni di fase nel circuito di controreazione e non si vuol influenzare la curva di risposta sino a 60 kHz, la frequenza di risonanza dovuta all'induttanza dispersa deve avere il valore di almeno 200 kHz (si tenga presente che il secondario del trasformatore di uscita fa parte del circuito di controreazione).

Il valore dell'induttanza dispersa può essere mantenuto basso prelevando la tensione di controreazione mediante un avvolgimento separato accoppiato molto strettamente al primario.

Prove sperimentali hanno tuttavia dimostrato che, amplificatori da 20 W equipaggiati con 2 x EL 34 pur rivelandosi stabili in ogni condizione di carico, avevano una curva di risposta che scendeva di 7 dB a 20 kHz in quanto l'avvolgimento dell'altoparlante non era incluso nel circuito di controreazione.

Risultati più soddisfacenti furono ottenuti con un trasformatore il cui primario era stato suddiviso in un certo numero di strati in parallelo tra i quali erano stati inseriti strati dell'avvolgimento secondario (anch'essi collegati in parallelo), ma l'accoppiamento tra gli strati dell'avvolgimento primario non poteva essere sufficientemente stretto per cui ne risultava una induttanza dispersa relativamente elevata. Adottando sistemi di avvolgimento più complicati si ottengono migliori risultati, ma la costruzione in serie di tali trasformatori presenta notevoli difficoltà. Invertendo infatti le direzioni degli avvolgimenti si possono bilanciare le capacità distribuite, ma basta una minima dissimmetria ed imprecisione nell'esecuzione degli avvolgimenti per rendere illusorio il vantaggio. I migliori risultati si ottengono adottando per il primario gli avvolgimenti in serie. Il supporto dell'avvolgimento è suddiviso in due sezioni identiche: entrambe sostengono metà avvolgimento primario, suddiviso, per esempio, in cinque strati, tra i quali sono inseriti strati di avvolgimento secondario. In tal modo si hanno dieci avvolgimenti primari ed otto secondari, essendo i primi collegati in serie ed i secondi in parallelo oppure in gruppi in parallelo connessi in serie tra di loro, secondo le esigenze dell'adattamento di impedenza. Questa costruzione consente di ottenere un trasformatore universale che può essere usato per svariati rapporti di trasformazione, inoltre offre il considerevole vantaggio di permettere la scelta della presa adatta per la griglia schermo occorrente negli stadi finali del tipo ultra-lineare.

Da quanto siamo venuti esponendo è chiaro che il trasformatore d'uscita è veramente l'elemento più critico e più costoso di un amplificatore.

Stadio finale push-pull senza trasformatore d'uscita

Non desta quindi meraviglia il fatto che si siano compiuti molti tentativi per cercare di adattare direttamente l'altoparlante allo stadio finale di un amplificatore senza dover impiegare il trasformatore di uscita.

Sono stati costruiti altoparlanti con bobina mobile dotata di presa centrale di $2 \times 2000 \Omega$ d'impedenza, tali da poter essere collegati direttamente ad uno stadio di uscita in push-pull convenzionale. Questa soluzione, tuttavia, non ha avuto molto successo. Il rendimento era basso a causa del basso valore del rapporto induttanza-resistenza della bobina mobile e inoltre l'accoppiamento tra i due avvolgimenti della medesima era troppo lasco.

Ciò appare evidente considerando uno stadio finale in push-pull convenzionale come quello indicato in fig. 5a e il relativo circuito equivalente di fig. 5b. Si può notare che il circuito equivalente comprende due generatori separati le cui uscite sono accoppiate soltanto induttivamente per mezzo del trasformatore d'uscita. Qualunque imperfezione in tale accoppiamento produce distorsione. L'accoppiamento tra i due avvolgimenti dell'altoparlante ad alta impedenza a cui abbiamo accennato sopra è inferiore a quello di un trasformatore e quindi maggiore è la distorsione che ne deriva.

Dalla fig. 5a si può notare che le valvole finali sono collegate in parallelo agli effetti della tensione di alimentazione mentre per ciò che riguarda il carico (c.a.) sono da considerarsi in serie. Se si scambiano fra di loro l'alimentazione e il carico si ottiene il circuito di fig. 6a. Per avere la stessa potenza d'uscita bisogna in questo caso che la tensione di alimentazione venga raddoppiata rispetto a quella del normale circuito push-pull; la corrente anodica però viene dimezzata per cui la potenza in gioco rimane costante. La resistenza di carico, collegata alla presa centrale della tensione di alimentazione, diventa un quarto della resistenza di carico anodica (R_{aa}) del

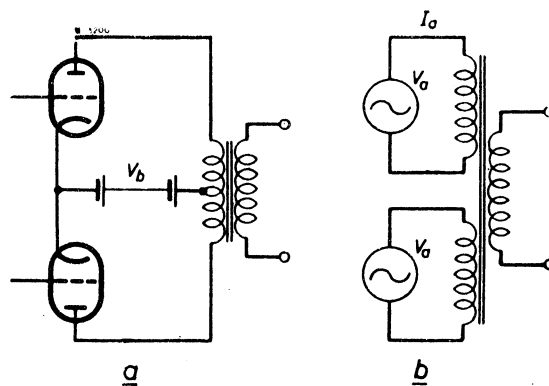


Fig. 5 - In (a) è illustrato un circuito semplificato di uno stadio push-pull, in (b) il relativo circuito equivalente.

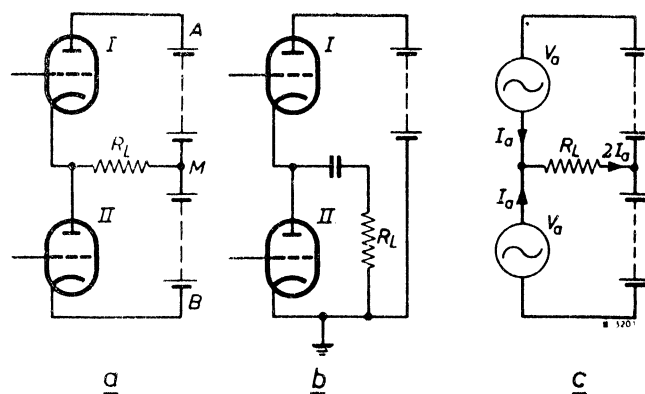


Fig. 6 - Circuito semplificato di uno stadio finale push-pull senza trasformatore d'uscita; in (a) la resistenza di carico è collegata al punto M, presa centrale della tensione di alimentazione, in (b) la resistenza di carico è collegata a massa. In (c) è indicato il circuito equivalente.

circuito push-pull convenzionale della fig. 5b in cui

$$R_{in} = 2 V_{II} / I_{II}$$

mentre nello stadio push-pull senza trasformatore di fig. 6c essa diventa

$$R_{I.} = V_{II} / 2 I_{II} = 1/4 R_{in}$$

Il circuito della fig. 6a ha lo svantaggio di avere il carico (la bobina mobile) a tensione elevata rispetto a massa. La fig. 6b indica che è possibile separare il carico dalla sorgente in c.c. e collegarlo a massa tramite un condensatore in serie. Quest'ultima soluzione ha inoltre il vantaggio di non richiedere la tensione di alimentazione con una presa centrale.

La resistenza di carico ottima per il circuito push-pull senza trasformatore d'uscita può essere ulteriormente ridotta impiegando valvole costruite appositamente per questo circuito, per es. la EL 86, la PL 84 e UL 84. Tali valvole possiedono una resistenza in c.c. bassa e consentono quindi una corrente anodica elevata con una tensione anodica relativamente bassa. Inoltre la loro resistenza interna in c.a. e quindi la loro resistenza di carico ottima sono considerevolmente più basse di quelle dei convenzionali pentodi d'uscita.

Il principio su cui si basa il funzionamento dello stadio finale push-pull senza trasformatore può essere ulteriormente modificato sia per realizzare amplificatori di altissima qualità come pure per disporre di stadi di uscita molto economici. Quest'ultima possibilità è di particolare interesse per i radioricevitori. Sono stati realizzati circuiti in cui lo stadio finale funziona anche da invertitore di fase. Questi circuiti sono costituiti da un numero limitato di componenti. La qualità della riproduzione e la potenza d'uscita sono soddisfacenti paragonate agli stadi finali normali in classe A con trasformatore. Un esame più approfondito di questi circuiti esula, comunque, dallo scopo della nostra trattazione la quale vuole occuparsi esclusivamente dei problemi inerenti ai complessi di riproduzione di alta fedeltà.

Problemi tipici inerenti agli stadi finali push-pull senza trasformatore

Lo stadio finale push-pull della fig. 6 funziona soddisfacentemente se si impiegano triodi o pentodi collegati a triodo. Se per avere un rendimento maggiore si devono usare i pentodi sorgono, per quanto riguarda l'alimentazione della griglia schermo, problemi che noi esamineremo brevemente.

L'alimentazione delle griglie schermo (vedi fig. 7) deve essere fatta in modo che queste siano allo stesso potenziale dei corrispondenti anodi e nello stesso tempo non siano sede di segnali rispetto ai catodi. Il metodo più semplice per ottenere ciò per la valvola II consiste nell'alimentare la sua griglia schermo dal $+V_b$ tramite la resistenza R_1 disaccoppiata

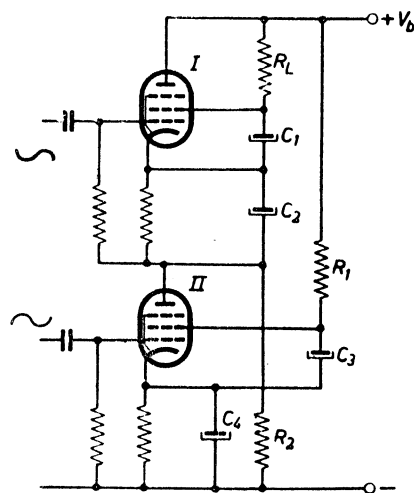


Fig. 7 - Stadio finale in push-pull senza trasformatore d'uscita equipaggiato con pentodi. La griglia schermo della valvola II è alimentata tramite R_1 , quella della valvola I per mezzo della resistenza di carico R_L . La corrente anodica della valvola II supera quella della valvola I in quanto tali valvole sono collegate in serie. Per ristabilire l'equilibrio in parallelo alla valvola II viene collegata la resistenza R_2 .

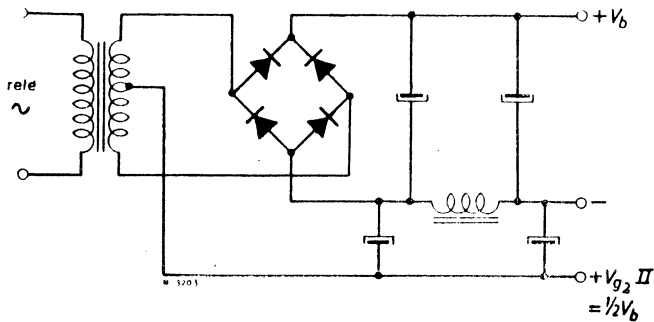


Fig. 8 - Circuito di un alimentatore con raddrizzatori metallici. La tensione per la griglia schermo della valvola II è prelevata dalla presa centrale del trasformatore d'alimentazione.

per mezzo di C_3 . Il valore di R_1 deve essere tale da portare la tensione della griglia schermo, in assenza di segnale, ad una tensione uguale alla metà del valore di $+V_b$. La corrente di griglia schermo, però, aumenta in presenza del segnale per cui si ha una corrispondente caduta di tensione sulla griglia con il risultato che il punto di lavoro della valvola si sposta facendo aumentare la distorsione.

Ancora più difficile è ottenere la corretta tensione per la griglia schermo della valvola I dato che la caduta di tensione tra anodo e griglia schermo dovrebbe essere trascurabile. Ai capi della resistenza di caduta di griglia schermo viene a trovarsi il segnale d'uscita per cui se questa ha un valore basso assorbirà una parte considerevole della potenza d'uscita disponibile. La migliore soluzione a questo problema si ottiene alimentando la griglia schermo della valvola I tramite il carico medesimo R_L , vale a dire collegando l'altoparlante ad alta impedenza tra l'anodo e la griglia schermo della valvola I. La bassa corrente continua del circuito di griglia schermo non pregiudica il funzionamento di un normale altoparlante a 800Ω per cui alla bobina mobile viene trasferita tutta la potenza disponibile senza alcuna perdita. Si può osservare però che la bobina mobile è collegata a massa solo tramite una capacità e si trova sotto tensione. Per evitare eventuali scariche tra la medesima e le parti metalliche dell'altoparlante si potrebbero collegare anche queste ultime al $+V_b$, anziché metterle a massa, ma ciò è in contrasto con le normali norme di sicurezza.

Una soluzione di compromesso è quella di impiegare una resistenza di caduta di $6,8 \text{ k}\Omega$, per esempio, nel circuito di griglia schermo e di collegare un capo della bobina mobile dell'altoparlante a massa e l'altro capo alimentarlo tramite l'usuale condensatore elettrolitico. Questo circuito consente un soddisfacente funzionamento per la valvola I, ma la perdita della potenza utile è di circa il 12%. Un'altra soluzione è quella di impiegare un'impedenza d'arresto anziché una resistenza. Le sue dimensioni possono essere molto inferiori a quelle di un normale trasformatore d'uscita e il suo traferro può essere molto esiguo dato il basso valore della corrente continua circolante in essa. Una induttanza di circa 5 H è sufficiente per una resistenza di carico di 800Ω e un limite inferiore di frequenza di 30 Hz .

La tensione alla griglia schermo della valvola II può essere stabilizzata mediante una valvola stabilizzatrice di tensione o una resistenza VDR. Si può inoltre prelevare una tensione con valore pari a $\frac{1}{2} V_b$, dall'alimentatore specialmente quando quest'ultimo è equipaggiato con elementi semiconduttori montati a ponte come indicato in fig. 8. La tensione richiesta si può prelevare dalla presa centrale del secondario del trasformatore d'alimentazione. L'impedenza di filtro deve essere inserita nel ritorno comune negativo in modo che anche la corrente della griglia schermo della valvola II venga livellata. La caduta di tensione ai capi dell'impedenza dà origine ad una asimmetria nelle tensioni di alimentazione e conseguentemente ad una leggera riduzione della potenza d'uscita. E' preferibile quindi dividere l'avvolgimento dell'impedenza in due parti uguali e includerle rispettivamente nel ramo positivo e negativo dell'alimentatore. Poiché le due valvole finali, agli effetti della corrente continua, sono collegate in serie, la corrente anodica circolante nella valvola II supererà quella della valvola I di un valore corrispondente alla corrente di griglia schermo di quest'ultima. Le condizioni di lavoro delle due valvole saranno quindi differenti nonostante le resistenze catodiche abbiano lo stesso valore.

E' necessario perciò, per soddisfare le condizioni richieste da un circuito push-pull, collegare in parallelo alla valvola II una resistenza (R_2 nella fig. 7) che compensi l'influenza della corrente di griglia schermo della valvola I in modo che le condizioni di lavoro delle due valvole e le loro correnti catodiche risultino identiche. Può darsi anche il caso che questa resistenza venga collegata in parallelo all'uscita, ma dato il suo valore generalmente elevato, si avrebbe una leggera perdita di potenza.

La soluzione più brillante al problema dell'alimentazione delle griglie schermo delle due valvole finali, si può vedere nel circuito semplificato della fig. 9.

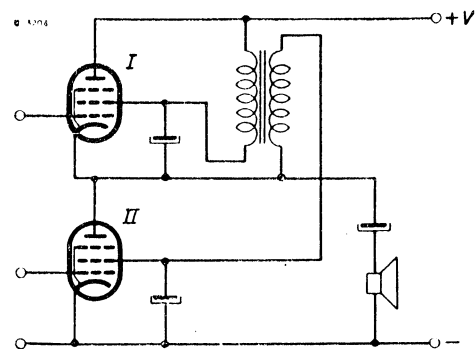


Fig. 9 - Alimentazione delle griglie schermo di uno stadio finale push-pull senza trasformatore mediante una doppia impedenza. Le griglie schermo hanno la stessa tensione dei rispettivi anodi. La magnetizzazione del nucleo dell'impedenza è nulla perchè le correnti di griglia schermo circolano negli avvolgimenti in senso opposto. In tal modo con un'impedenza di dimensioni ridotte si possono avere elevati valori di induttanza.

Vengono impiegate per l'alimentazione delle due griglie schermo due impedenze d'arresto in modo che ogni griglia schermo viene a trovarsi pressappoco alla stessa tensione del rispettivo anodo e le correnti catodiche delle due valvole risultano uguali.

Le correnti scorrono negli avvolgimenti in senso contrario per cui i relativi campi magnetici tendono ad annullarsi. Può essere impiegato un nucleo senza traferro e quindi si può avere un valore elevato dell'induttanza con dimensioni ridotte. Nel circuito di alimentazione non è più necessaria una presa centrale e il filtraggio è ottenuto con una resistenza e due condensatori elettrolitici.

A pagina 30 indichiamo lo schema elettrico completo di un amplificatore di alta qualità in cui per l'alimentazione delle griglie schermo è adottata questa soluzione. Tale circuito, naturalmente, deve le sue prestazioni veramente eccezionali, grazie all'impiego di altoparlanti ad alta impedenza.

Invertitore di fase

Lo stadio finale in push-pull deve essere pilotato da uno stadio invertitore di fase, il quale deve fornire alle griglie delle valvole finali due segnali di uguale ampiezza, ma in opposizione di fase. Tali segnali devono essere ben bilanciati e con bassa distorsione. Se si riesce in questo stadio ad avere un buon guadagno, tanto meglio. Un guadagno elevato infatti offre il vantaggio di permettere un ridotto numero di stadi per cui la rotazione di fase risulta minima e conseguentemente si ottiene una buona stabilità anche impiegando valori elevati di contoreazione.

Alcuni costruttori preferiscono avere un guadagno elevato a costo di introdurre un'inevitabile distorsione che poi riducono ad un valore accettabile introducendo un più elevato fattore di contoreazione; altri invece preferiscono avere uno stadio invertitore di fase che guadagni poco e che abbia quindi un minimo di distorsione.

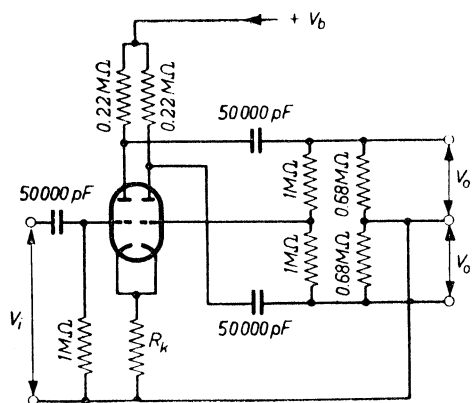


Fig. 10 - Circuito invertitore di fase ad alto guadagno, ma con considerevole distorsione.

Un circuito tipico impiegato dai costruttori del primo gruppo è dato in fig. 10 mentre nella fig. 11 è indicato uno stadio invertitore di fase « ad accoppiamento catodico » il quale invero ha una bassa distorsione e un guadagno molto basso. Il massimo segnale ottenibile alla sua uscita è infatti molto inferiore a quello fornito dal circuito della fig. 10. Entrambi questi circuiti possono impiegare il doppio triodo ECC 83 ad alto μ ; nella tabella 2 diamo le condizioni di funzionamento.

Nei triodi la distorsione diminuisce linearmente al diminuire della tensione d'uscita. Con i valori di $20 V_{eff}$ a $250 V$ di alimentazione e di $35 V_{eff}$ a $350 V$ la distorsione del circuito di fig. 10 è $3,2\%$ e $2,7\%$ rispettivamente, mentre essa diventa $1,8\%$ in entrambi i casi qualora si impieghi il circuito ad accoppiamento catodico. Il primo circuito ha il vantaggio di fornire una maggiore tensione d'uscita, il secondo quello di offrire una più bassa distorsione e inoltre una minima rotazione di fase in quanto l'anodo del primo stadio può essere accoppiato direttamente alla griglia dell'invertitore di fase. Dato che il guadagno ottenuto con il doppio triodo ECC 83 impiegato nel circuito ad accoppiamento catodico è ancora accettabile, tale circuito viene largamente preferito dai costruttori di amplificatori ad alta fedeltà.

La tensione di pilotaggio richiesta dai pentodi EL 34 per la massima uscita è circa $2 \times 25 V_{eff}$ mentre i pentodi EL 84 richiedono $2 \times 10 V_{eff}$. Queste condizioni valgono in entrambi i casi per il funzionamento a triodo, a pentodo e per l'ultralineare. Ciò implica che, quando il circuito di fig. 10 è impiegato in un amplificatore senza contoreazione, la tensione necessaria all'ingresso della ECC 83 deve essere dell'ordine di $0,4 V_{eff}$ per lo stadio che precede $2 \times EL 34$ con $350 V$ di tensione anodica; con un invertitore di fase ad accoppiamento catodico si richiedono invece circa $0,9 V_{eff}$. Per il caso di $2 \times EL 84$ questi valori sono rispettivamente $0,17$ e $0,4 V_{eff}$ con $250 V$ di tensione anodica.

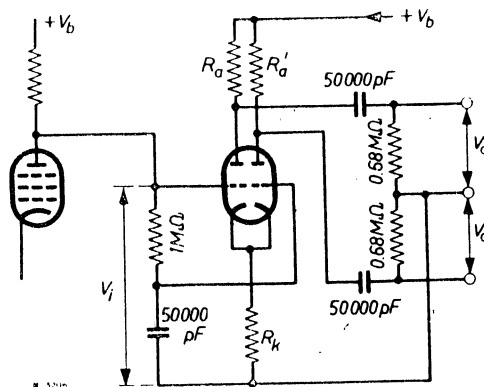


Fig. 11 - Circuito invertitore di fase ad accoppiamento catodico. Il guadagno realizzato in questo circuito è metà di quello di fig. 10, ma in compenso la distorsione è bassa.

TABELLA 2

Invertitore di fase	Fig. 10		Fig. 11		
Tensione anodica	250	350	250	350	V
Resistenza catodica	1200	820	68000	82000	Ω
Resistenza anodica	0,22	0,22	0,1	0,15	M Ω
Tensione d'uscita	35	45	20	35	V _{err}
Guadagno	58	62	25	27	
Distorsione totale	5,5	3,5	1,8	1,8	%

Con 26 dB di controreazione i valori precedentemente assegnati alla tensione d'ingresso devono essere moltiplicati per il fattore 20. Ciò implica che l'invertitore di fase deve essere preceduto da uno stadio che normalmente è equipaggiato con il pentodo preamplificatore EF 86.

Alcuni costruttori sono inclini ad impiegare la valvola ECC 83 nei preamplificatori ad alta sensibilità. Si deve tenere presente però che per il doppio triodo ECC 83 viene assicurata l'assenza di microfonicità solo nel caso in cui venga fatto funzionare con una sensibilità massima di 50 mV per 5 W d'uscita e con un altoparlante con rendimento del 5 % posto nell'immediate vicinanze della valvola. E' risaputo che alcuni costruttori hanno impiegato il doppio triodo ECC 83 per una sensibilità sino ad 1 mV; anche se alcuni esemplari hanno dato ottimi risultati, una tale prestazione non si può richiedere dalla maggior parte di dette valvole. Per la produzione in serie, in modo speciale dei magnetofoni e degli altri apparecchi che hanno incorporato l'altoparlante, noi non consigliamo di seguire la strada precedente, ma raccomandiamo l'uso del pentodo EF 86 antimicrofonico appositamente creato per questi impieghi.

Se questa valvola viene fatta funzionare al massimo guadagno, come solitamente accade in pratica, la sensibilità complessiva dell'amplificatore diventa troppo elevata per poter impiegare un sensibile fonorivelatore a cristallo. In un amplificatore da 16 W che descriveremo in seguito questo eccessivo guadagno viene sfruttato per incorporare nell'amplifi-

catore un controllo di tono veramente efficace. D'altra parte questa sensibilità diventa insufficiente nel caso di fonorivelatori magnetici o di microfoni. Gli attuali amplificatori quindi sono muniti di un preamplificatore separato in cui sono contenute tutte le regolazioni e i circuiti equalizzatori.

Tenendo presenti queste circostanze è stato sperimentato un nuovo tipo di invertitore di fase in cui la combinazione di reazione e controreazione ha consentito di ottenere un guadagno veramente elevato unitamente ad una buona stabilità e ad una distorsione relativamente basse. Con questo circuito si ottiene facilmente un guadagno di 800, le frequenze più alte dello spettro udibile vengono però attenuate considerevolmente. E' per questo che nel circuito di fig. 12 il guadagno è stato ridotto a circa 220.

L'anodo della sezione di sinistra del doppio triodo ECC 83 è alimentato dal catodo della sezione di destra. Il terminale freddo della resistenza catodica di quest'ultimo è collegato al catodo del primo per cui il fattore di reazione della sezione di destra supera il fattore di controreazione della sezione di sinistra. La reazione tramite R_2 condurrebbe facilmente a fenomeni di instabilità se il lato freddo di R_3 non fosse collegato al catodo della sezione di destra. Dato che questa tensione catodica è in fase con la tensione dell'anodo della sezione di sinistra, ne deriva l'applicazione di una controreazione aggiuntiva.

Questo tipo di invertitore di fase, seguito da uno stadio push-pull convenzionale e con una controreazione di 26 ÷ 30 dB applicata a tutto l'amplificatore, rende superfluo un pre stadio, a condizione che venga impiegato un preamplificatore separato contenente le varie regolazioni e l'equalizzatore.

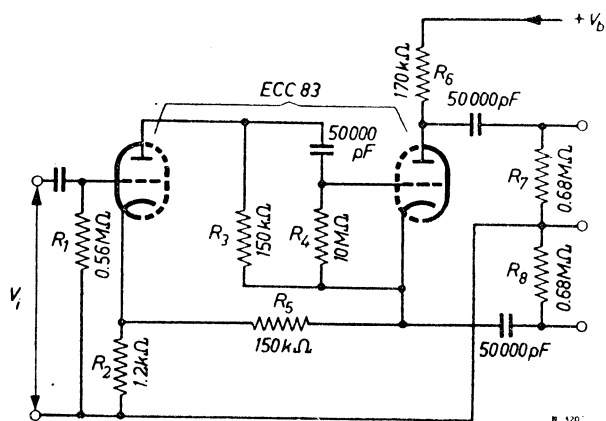


Fig. 12 - Circuito invertitore di fase con reazione e controreazione. Si può realizzare un guadagno di 220 con una buona stabilità e una buona risposta in frequenza. Con guadagni più alti l'attenuazione delle frequenze elevate diventa eccessiva.

Preamplificatore e invertitore di fase per uno stadio push-pull senza trasformatore

Uno dei principali vantaggi offerto dallo stadio push-pull senza trasformatore d'uscita è la facilità con cui può essere inserita la controreazione in quanto la variazione di fase viene ridotta al minimo per la mancanza del trasformatore d'uscita. Ciò agevola moltissimo la progettazione del pre stadio e dell'invertitore di fase; in quest'ultimo il valore della reazione può essere regolato al limite dell'oscillazione mentre la controreazione applicata all'amplificatore completo provvede a mantenere la stabilità richiesta.

La fig. 13 illustra il principio di funzionamento di questo circuito. La sezione di sinistra del doppio triodo funziona da preamplificatore. Il suo segnale viene applicato sia alla griglia controllo della sezione destra

dell'ECC 83, sia a quella della valvola finale II. La sezione destra del doppio triodo funziona da invertitrice di fase e il suo segnale d'uscita viene applicato alla griglia controllo della valvola finale I.

Si osservi che la tensione dei segnali applicati alle griglie delle due valvole finali hanno un valore completamente diverso. Al tubo II il segnale è applicato nella maniera solita. La valvola I invece può considerarsi montata come un « cathode follower » in cui la valvola II funge da resistenza catodica variabile ai cui estremi è applicata una tensione alternata uguale alla tensione d'uscita. Ciò implica che la tensione da applicare alla griglia della valvola I dovrebbe essere uguale alla somma della tensione d'uscita più una tensione corrispondente a quella necessaria per avere una corrente d'uscita dello stesso valore di quella fornita dalla valvola II supposto che il catodo fosse a potenziale zero. Ciò significa che la tensione da applicare in griglia dovrebbe essere di $105 V_{eff}$ alla massima potenza d'uscita. Un siffatto valore non è ammissibile per un'ECC 83 in normali condizioni di funzionamento; di qui la necessità di prendere speciali cautele.

Il valore richiesto all'uscita dell'invertitore di fase può essere ottenuto in una maniera abbastanza semplice alimentando l'anodo del medesimo con una sorgente in c.c. a cui sia sovrapposta la tensione d'uscita dell'amplificatore. Tale tensione è disponibile sulla griglia schermo della valvola d'uscita I dove sono presenti la tensione d'alimentazione e la tensione d'uscita. Poichè la valvola d'uscita I funge da « cathode follower » le tensioni d'uscita e d'entrata sono in fase, per cui quando la tensione anodica (+ V_b') viene prelevata dalla suddetta griglia schermo, è sufficiente che l'invertitore di fase fornisca alla valvola finale la normale tensione di pilotaggio oltre alla caduta di tensione ai capi di R_2 . Una tensione siffatta può essere facilmente fornita da una sezione del doppio triodo ECC 83.

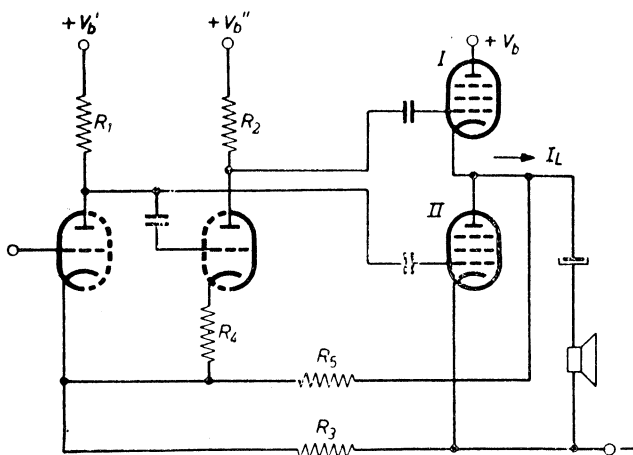


Fig. 13 - Circuito semplificato di un invertitore di fase a reazione collegato ad uno stadio push-pull finale senza trasformatore. La stabilità è ottenuta controeazionando dall'uscita all'entrata tramite R_5 .

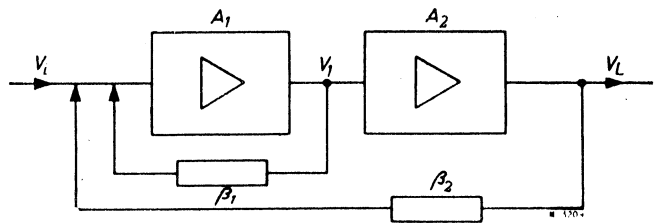


Fig. 14 - Diagramma a blocchi dei due amplificatori A_1 e A_2 collegati in cascata. L'uscita di A_2 è riportata all'ingresso di A_1 per mezzo di β_2 .

La tensione anodica (+ V_b') per la sezione sinistra dell'ECC 83 può essere invece prelevata dal + B tramite un normale filtro RC di disaccoppiamento.

Si può aumentare sensibilmente il guadagno del pre-stadio e dell'invertitore introducendovi un certo valore di reazione. Ciò viene effettuato tramite la resistenza R_3 comune ai due circuiti catodici delle due sezioni triodiche, mentre dall'uscita all'entrata dell'amplificatore viene inserito il necessario valore di controeazione tramite la resistenza R_5 . L'azione simultanea della reazione e della controeazione è facilmente comprensibile quando si consideri lo schema a blocchi della fig. 14. A_1 e A_2 rappresentano due stadi amplificatori collegati in cascata come potrebbero essere un pre-stadio e uno stadio finale. Con le lettere A_1 e A_2 indicheremo anche i guadagni in tensione di questi stadi. Una frazione $\beta_1 V_1$ del segnale d'uscita V_1 fornito da A_1 è riportata all'ingresso di A_1 , unitamente alla frazione $\beta_2 V_L$ del segnale d'uscita V_L fornito dallo stadio finale A_2 . Indicando il segnale di ingresso con V_i si ha:

$$V_1 = A_1 (V_i + \beta_1 V_1 + \beta_2 V_L)$$

e

$$V_L = A_2 V_1.$$

Il guadagno complessivo di tensione diventa:

$$A = \frac{V_L}{V_i} = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1 \beta_1 - A_1 A_2 \beta_2} = \frac{A_1 A_2}{N}$$

in cui

$$N = 1 - A_1 \beta_1 - A_1 A_2 \beta_2.$$

In analogo modo si può dimostrare che se le distorsioni dei due stadi vengono indicate rispettivamente con d_1 e d_2 , la distorsione complessiva assume il valore di:

$$d = \frac{1}{N} \cdot d_1 + \frac{1 - A_1 \beta_1}{N} \cdot d_2 + \frac{1 - A_1 \beta_1}{N} \cdot d_1 d_2.$$

Questa espressione rivela ciò che si verifica quando il prodotto $A_1 \beta_1$ è uguale all'unità, in questo caso d è ridotta al valore di d_1/N ; ciò significa che la distorsione dell'amplificatore A_2 non contribuisce più alla distorsione totale.

La distorsione risultante d_1/N è determinata dal valore normalmente basso di d_1 del primo amplificatore e dalla quantità N che, nel caso di $A_1\beta_1 = 1$, diventa uguale a $-A_1A_2\beta_2$. Espresso in valore assoluto, il valore $A_1A_2\beta_2$ può diventare molto più grande dell'unità e la distorsione totale d diventerà in tal caso molto più piccola di d_1 . Il valore assoluto del guadagno totale A diventa ora uguale a $1/\beta_2$, vale a dire non dipende più da A_2 .

La condizione $A_1\beta_1 = 1$ può essere soddisfatta entro una vasta gamma di frequenze ammesso naturalmente che in tale gamma A_1 e β_1 siano numeri reali e cioè che l'amplificatore A_1 e la catena di reazione β_1 non contengano elementi che introducano una variazione di fase. Questa condizione in uno stadio preamplificatore può realizzarsi con grande approssimazione.

Per soddisfare la condizione $A_1\beta_1 = 1$ la reazione positiva dell'amplificatore A_1 deve avere un livello tale da portare l'amplificatore al punto di oscillazione. Ciò non significa tuttavia che la combinazione $A_1\beta_1 - \beta_2A_2\beta_2$ dia luogo ad instabilità. Se il secondo amplificatore e la sua catena di controreazione non contengono elementi che introducono variazioni di fase sfavorevoli, tutto il circuito può essere efficacemente stabilizzato assegnando al fattore di controreazione β_2 un valore negativo. L'assenza di un trasformatore d'uscita e di tutti i suoi dannosi sfasamenti consente di progettare circuiti che possono sfruttare il principio a cui abbiamo accennato sopra. È possibile quindi costruire un amplificatore con una distorsione notevolmente bassa e una sensibilità considerevole in quanto la perdita di guadagno introdotta da un elevato fattore di controreazione è compensata dall'introduzione di una buona dose di reazione positiva.

L'alimentatore

L'alimentazione di un amplificatore ad alta fedeltà non presenta particolari problemi. Sebbene i primi amplificatori per alta fedeltà avessero un alimentatore separato equipaggiato con filtri ad impedenza dimensionati con un largo margine di sicurezza, l'esperienza di questi ultimi anni ha portato ad incorporare l'alimentatore nello stesso chassis dell'amplificatore specialmente quando per segnali deboli viene usato un preamplificatore separato. Questa soluzione non richiede altro che una disposizione razionale di tutti gli elementi, il che non dovrebbe presentare difficoltà alcuna.

L'impedenza di filtro può essere omessa quando gli anodi delle finali vengono alimentati dal primo condensatore di filtro e le griglie schermo da un condensatore e una resistenza di filtro. L'invertitore di fase e il preadadio solitamente vengono alimentati con filtri adeguati formati da una resistenza e un condensatore elettrolitico da 8 a 25 μF . Con ciò il livello di ronzio viene facilmente tenuto da -70 a -90 dB rispetto alla massima uscita.

Le valvole raddrizzatrici sono di preferenza a riscaldamento indiretto con tempo di preriscaldamento un

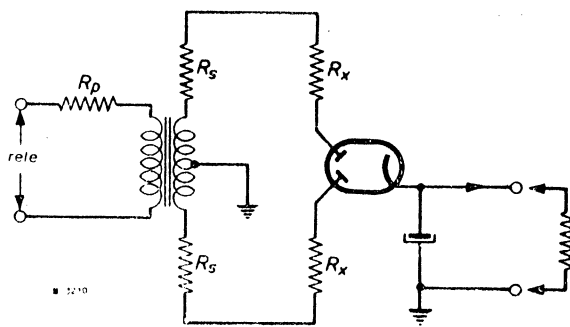


Fig. 15 - Circuito raddrizzatore di due semionde. La resistenza ohmica del primario del trasformatore d'alimentazione è indicato con R_p , quella di ciascuna metà del secondario con R_s . R_x è la resistenza aggiuntiva da collegare in serie a ciascun circuito anodico allo scopo di mantenere la resistenza del trasformatore al valore più basso ammissibile.

po' più lungo di quello delle valvole finali in modo che la tensione ai condensatori di filtro non superi considerevolmente il valore stabilito.

Per correnti sino a 150 mA e tensioni sino a 2×350 V, si raccomanda la EZ 81; si preferisce il tipo GZ 34 per correnti da 150 mA a 250 mA e tensioni sino a 2×450 V.

Si deve fare in modo che la resistenza del trasformatore (R_t) non sia al di sotto del valore minimo stabilito dai dati caratteristici della valvola. Il valore di questa resistenza viene calcolato nel modo seguente.

Si misurano la resistenza ohmica del primario (R_p) e quella di uno dei secondari (R_s). La resistenza del trasformatore è data allora da

$$R_t = R_s + n^2R_p$$

in cui n è il rapporto spire (rapporto di tensione) tra un secondario e il primario (vedi fig. 15). Se il valore così ricavato è inferiore a $R_{t_{min}}$ indicato nei dati caratteristici della valvola sarà necessario collegare in serie a ciascun anodo raddrizzatore una resistenza R_x con valore pari a $R_{t_{min}} - R_t$. Ciascuna resistenza è percorsa da una corrente il cui valore corrisponde alla metà della corrente continua totale più la metà dell'alternata residua. È necessario quindi che sia dimensionata per sopportare una corrente il cui valore corrisponde alla corrente continua totale fornita dal raddrizzatore maggiorata del 20%. Un'altra soluzione consiste nel sostituire le due precedenti resistenze con una sola di equal valore collegata in serie al catodo della valvola raddrizzatrice; il wattaggio della suddetta resistenza deve essere in questo caso calcolato per la corrente continua totale moltiplicata per 2,4.

Il primo condensatore di filtro del circuito raddrizzatore deve essere in grado di sopportare una corrente alternata residua il cui valore corrisponde alla corrente continua totale fornita dal raddrizzatore moltiplicato per 1,4. Nei raddrizzatori ad una sola semionda (raramente impiegati in amplificatori per alta fedeltà) il valore della corrente alternata residua corrisponde al valore della corrente continua moltiplicato per un fattore che va da 2,4 a 2,7.

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_4C_3 rispettivamente di 22 k Ω e 25 μ F.

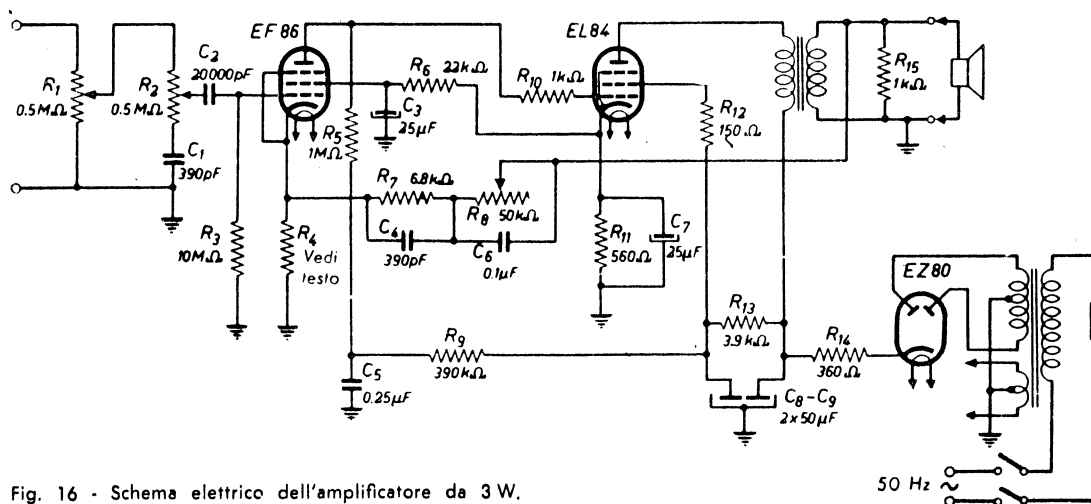


Fig. 16 - Schema elettrico dell'amplificatore da 3 W.

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, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_2 = 22000 \text{ pF}$
$R_6 = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_3 = 25 \mu\text{F}$, 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.	$C_5 = 0,25 \mu\text{F}$, 350 V lavoro
$R_9 = 0,39 \text{ M}\Omega \pm 10\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_6 = 0,1 \mu\text{F} \pm 10\%$, 150 V lavoro
$R_{10} = 1 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_7 = 25 \mu\text{F}$, 50 V lavoro
$R_{11} = 560 \Omega \pm 5\%$, 3 W , a filo	$C_8 = 2 \times 50 \mu\text{F}$, 350 V
$R_{12} = 150 \Omega \pm 20\%$, $\frac{1}{4} \text{ W}$	$C_9 = 2 \times 50 \mu\text{F}$, 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-

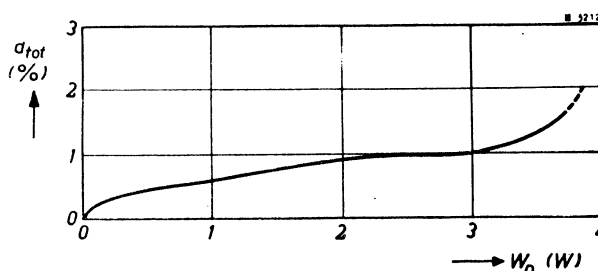


Fig. 17 - Distorsione armonica d_{tot} in funzione della potenza d'uscita W_o rilevata nell'amplificatore da 3 W alla frequenza di 400 Hz .

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

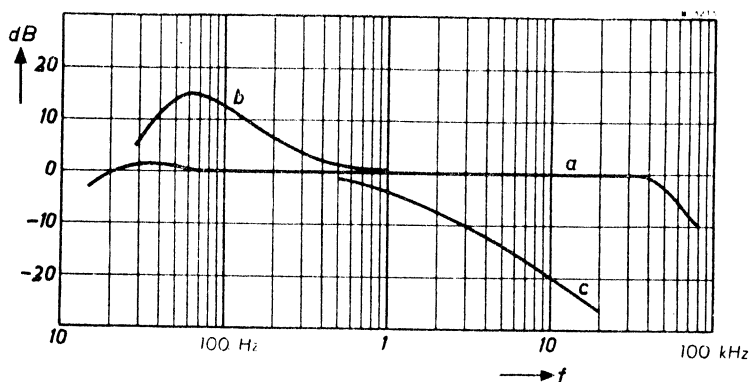


Fig. 18 - Esaltazione massima delle note basse in (b) e attenuazione massima delle note alte in (c). Se entrambe le regolazioni sono al minimo si ha una curva di risposta in frequenza (a) virtualmente piatta da 20 Hz a 30 kHz.

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

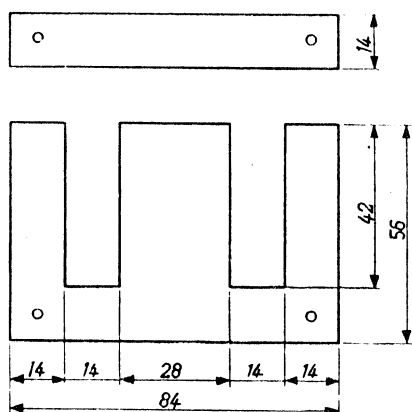


Fig. 19 - Dimensioni in mm dei lamierini del trasformatore d'uscita dell'amplificatore da 10 W con stadio finale in push-pull.

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.

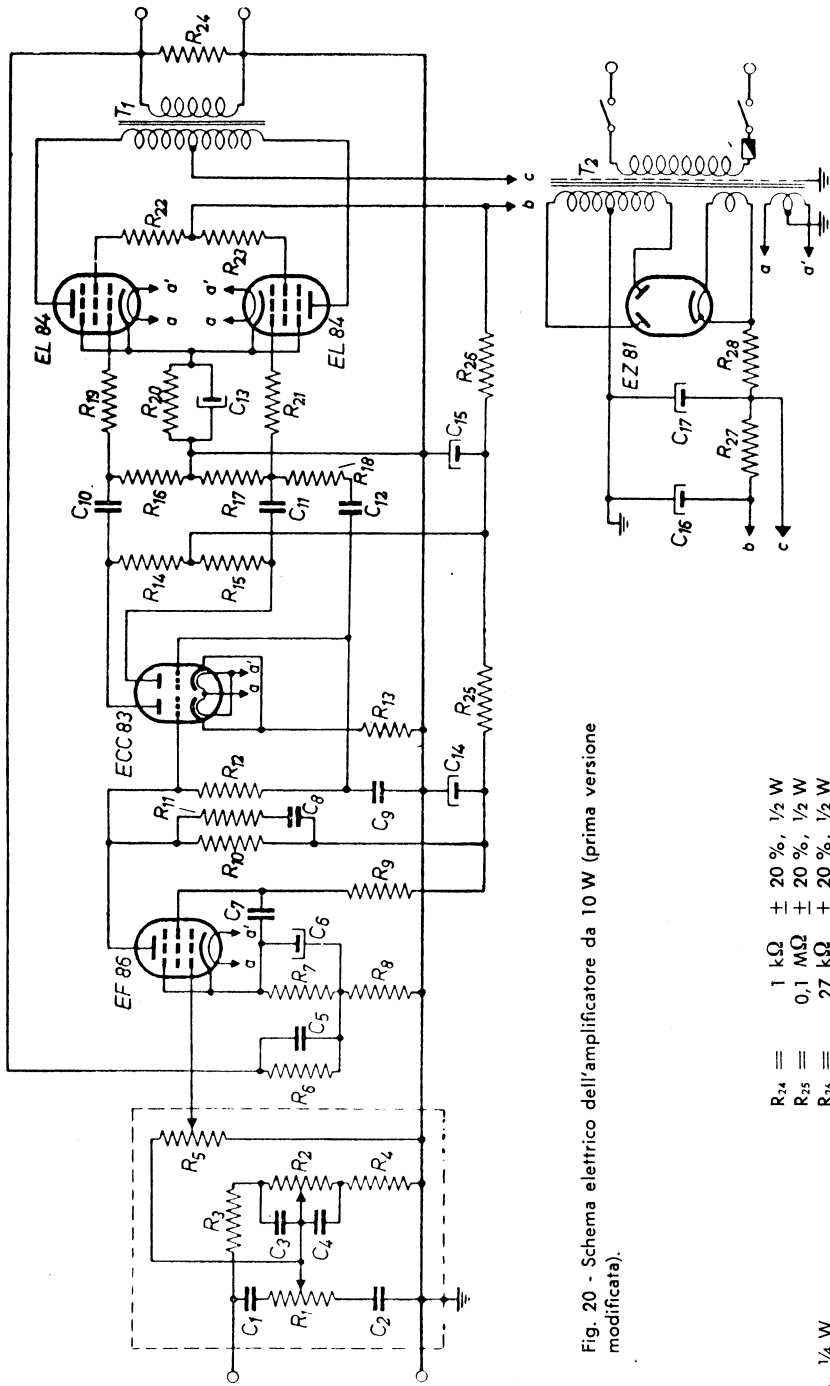


Fig. 20 - Schema elettrico dell'amplificatore da 10 W (prima versione modificata).

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	C ₁	± 10 %
R ₇	2,2 kΩ ± 10 %, 1/4 W	C ₂	± 10 %
R ₈	10 Ω ± 5 %, alta stabilità, 1/2 W	C ₃	± 10 %
R ₉	1 MΩ ± 10 %, 1/2 W	C ₄	± 10 %
R ₁₀	0,18 MΩ ± 10 %, alta stabilità, 1/2 W	C ₅	± 10 %
R ₁₁	22 kΩ ± 10 %, 1/4 W	C ₆	100 μF, 13 V lavoro
R ₁₂	1 MΩ ± 10 %, 1/4 W	C ₇	± 20 %
R ₁₃	68 kΩ ± 10 %, 1/2 W	C ₈	150 pF ± 20 %
R ₁₄	0,1 MΩ ± 10 %, 1/2 W	C ₉	± 20 %
R ₁₅	0,12 MΩ ± 10 %, 1/2 W	C ₁₀	0,1 μF ± 20 %
R ₁₆	0,33 MΩ ± 10 %, 1/4 W	C ₁₁	0,1 μF ± 20 %
R ₁₇	0,33 MΩ ± 10 %, 1/4 W	C ₁₂	47000 pF ± 20 %
R ₁₈	0,56 MΩ ± 10 %, 1/4 W	C ₁₃	± 20 %
R ₁₉	1 kΩ ± 20 %, 1 W	C ₁₄	50 μF, 25 V lavoro
R ₂₀	135 Ω ± 5 %, 1 W	C ₁₅	± 20 %
R ₂₁	1 kΩ ± 20 %, 1/4 W	C ₁₆	2 x 50 μF, 350 V lavoro
R ₂₂	220 Ω ± 20 %, 1/2 W	C ₁₇	2 x 50 μF, 350 V lavoro
R ₂₃	220 Ω ± 20 %, 1/2 W		

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.

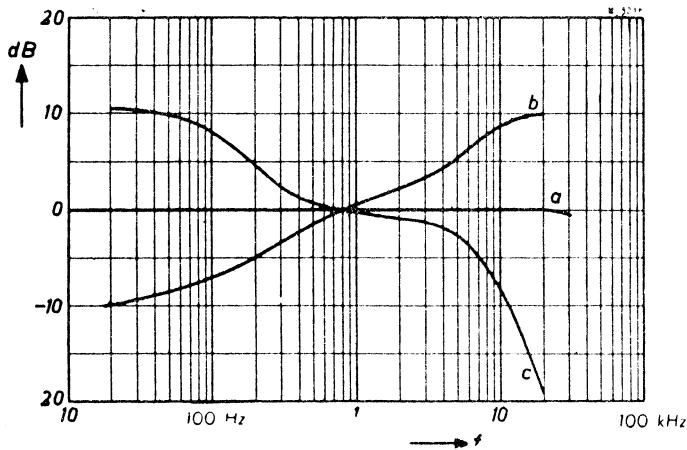


Fig. 21 - Curve di risposta in frequenza caratteristiche del regolatore di tono dell'amplificatore da 10 W (prima versione modificata). La curva (a) si ha quando entrambi i regolatori di tono sono nella posizione intermedia. La curva (b) è relativa alla massima esaltazione delle note alte e al massimo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

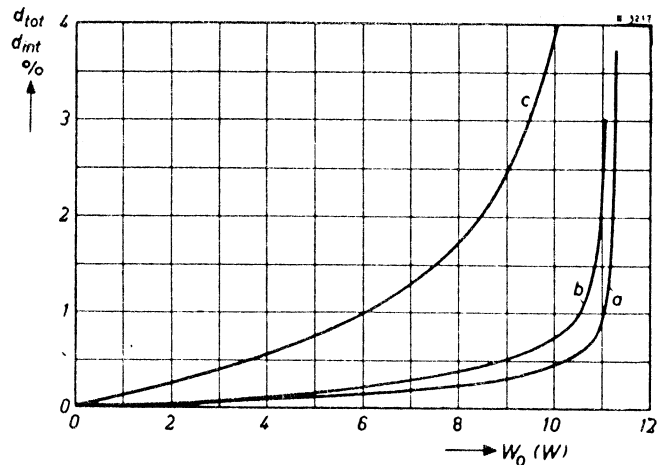


Fig. 22 - Distorsione armonica, d_{tot} , misurata in (a) a 400 Hz e in (b) a 40 Hz e distorsione per intermodulazione (c) misurata alle frequenze di 40 Hz e 10 kHz con rapporto di ampiezza di 4 : 1 rispettivamente, relative all'amplificatore da 10 W (prima versione modificata).

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-

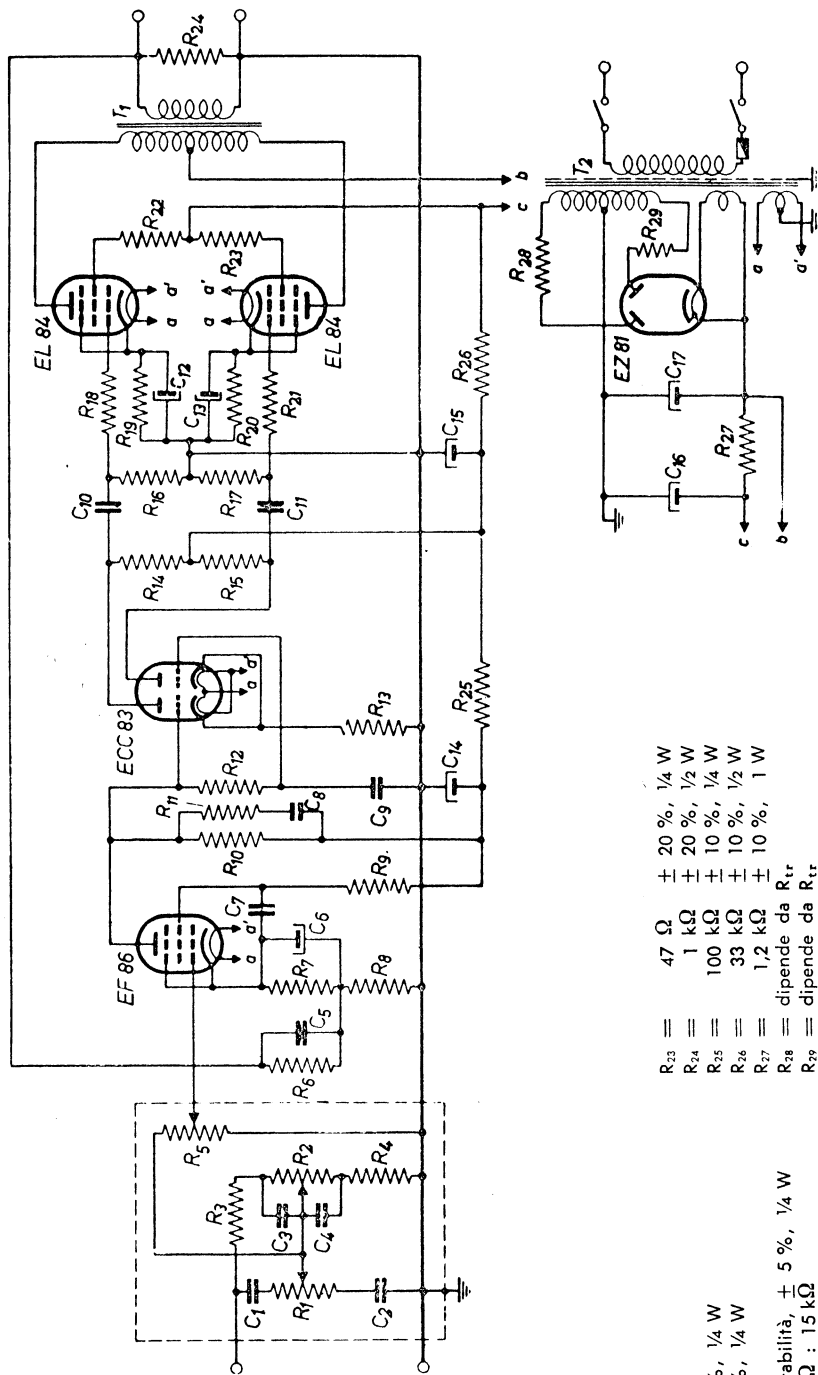


Fig. 23 - Schema elettrico dell'amplificatore da 10 W (seconda versione modificata).

Componenti	
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
R ₂₃	47 Ω ± 20%, 1/4 W
R ₂₄	1 kΩ ± 20%, 1/2 W
R ₂₅	100 kΩ ± 10%, 1/4 W
R ₂₆	33 kΩ ± 10%, 1/2 W
R ₂₇	1,2 kΩ ± 10%, 1 W
R ₂₈	dipende da R _{tr}
C ₁	dipende da R _{tr}
C ₂	33 pF ± 10%
C ₃	680 pF ± 10%
C ₄	270 pF ± 10%
C ₅	3300 pF ± 10%
C ₆	150 pF ± 5%; con carico di 3,75 Ω
C ₇	120 pF ± 5%; con carico di 7 Ω
C ₈	100 μF, 12,5 V lavoro
C ₉	47000 pF, 350 V lavoro c.c.
C ₁₀	330 pF ± 10%
C ₁₁	0,1 μF, 350 V lavoro c.c.
C ₁₂	0,1 μF, 350 V lavoro c.c.
C ₁₃	50 μF, 25 V lavoro
C ₁₄	50 μF, 25 V lavoro
C ₁₅	2 x 8 μF, 350 V
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.

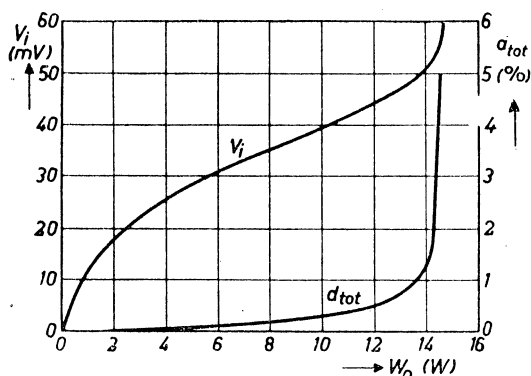


Fig. 24 - Distorsione totale, d_{tot} , e tensione d'ingresso, V_i , in funzione della potenza d'uscita W_o rilevate nell'amplificatore da 10 W (seconda versione) alla frequenza di 400 Hz .

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

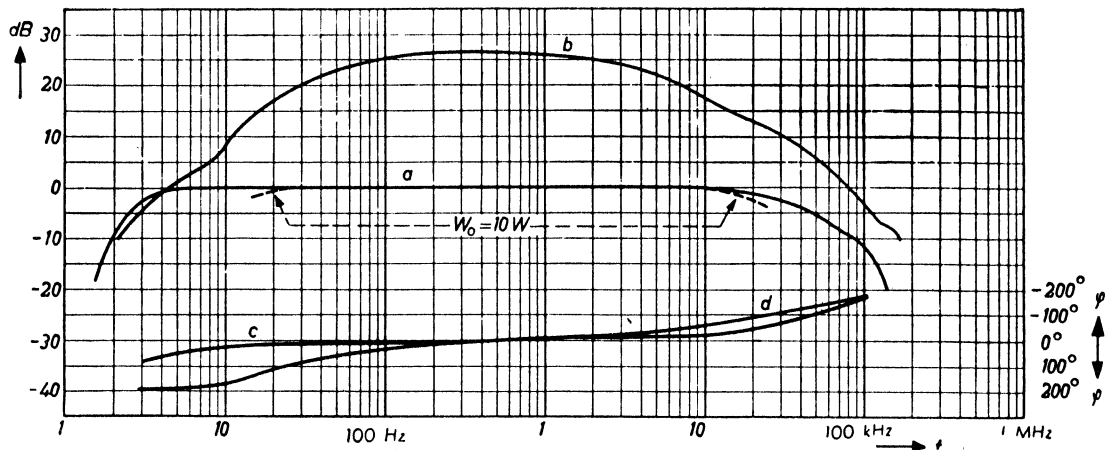


Fig. 25 - Curve in funzione della frequenza rilevate nell'amplificatore da 10 W e relative: alla risposta in frequenza e potenza (a), al guadagno della catena di controreazione (b), alla distorsione di fase (c) e alla catena di controreazione (d).

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

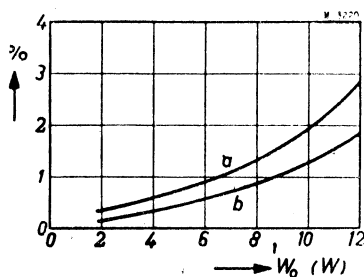


Fig. 26 - Intermodulazione in funzione della potenza d'uscita W_o , misurata con segnali di 40 Hz e 10 kHz (a) e con segnali di 70 Hz e 7 kHz (b) entrambi con rapporto di ampiezza di 4 : 1.

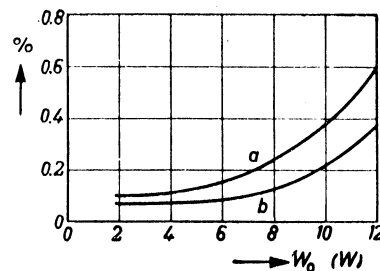


Fig. 27 - Distorsione per nota di battimento in funzione della potenza d'uscita W_o ; in (a) misurata con segnali di uguale ampiezza alla frequenza di 14 e 15 kHz in (b) con segnali di 9 e 10 kHz.

* 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) : $0,5 V_{eff}$

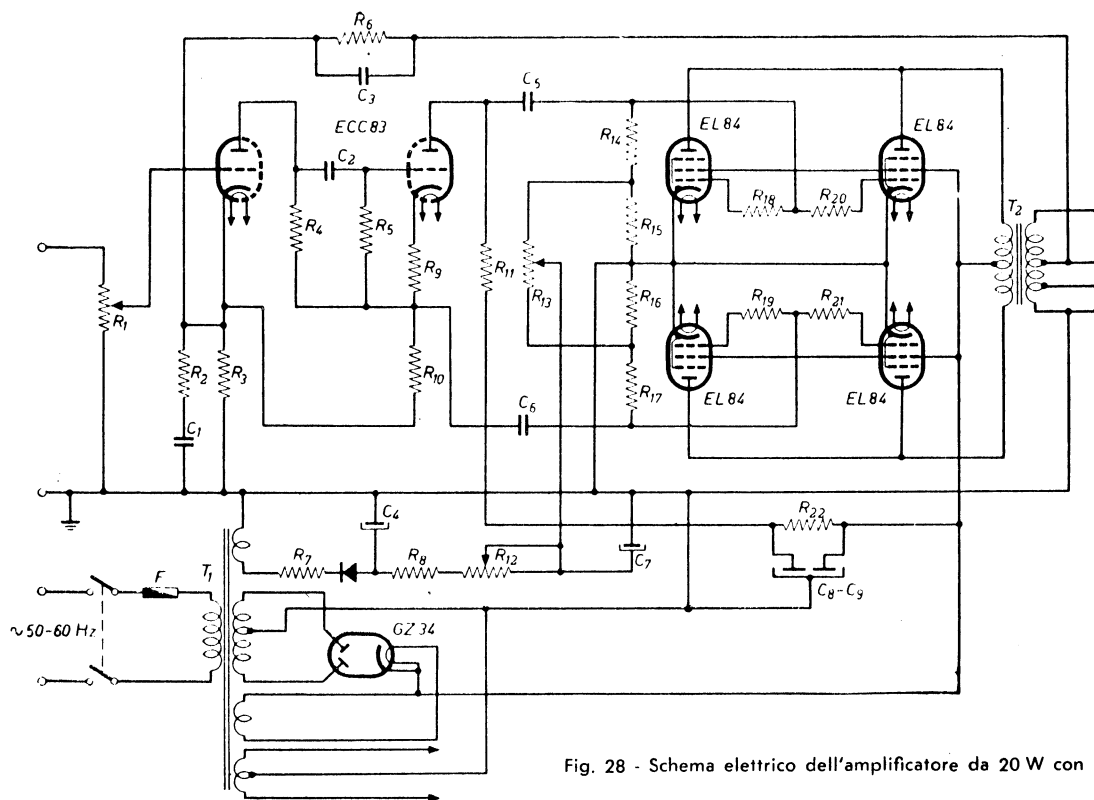


Fig. 28 - Schema elettrico dell'amplificatore da 20 W con 2 x 2 EL 84.

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_{n-n})	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 %

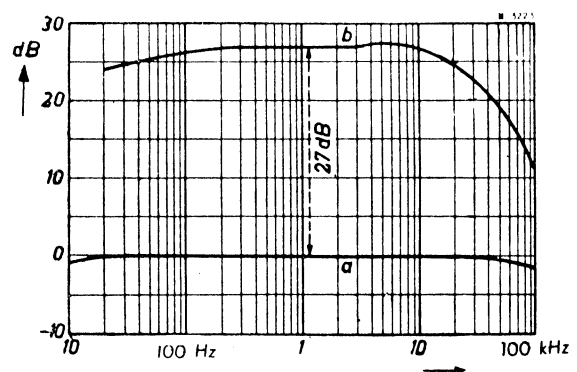


Fig. 29 - Curve di risposta in frequenza: in (a) con controreazione in (b) senza la controreazione, nell'amplificatore da 20 W con 2 x 2 EL 84 in push-pull. La controreazione è 27 dB alla frequenza di 1 kHz.

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 160 mA, 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.

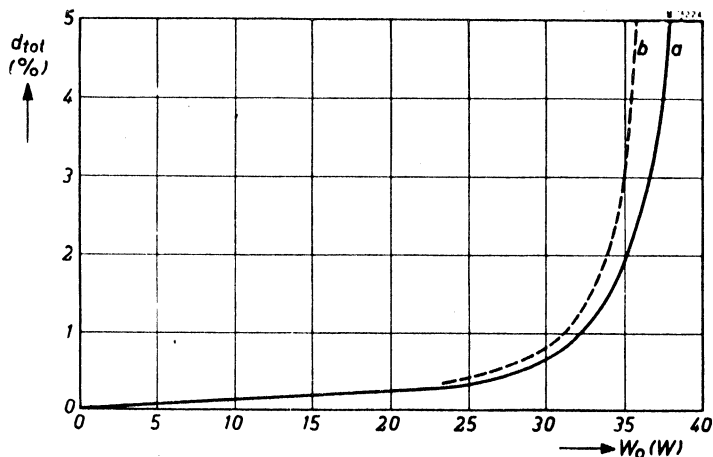


Fig. 30 - Distorsione armonica totale dell'amplificatore da 20 W con 2 x 2 EL 84 in push-pull misurata in (a) alla frequenza di 1 kHz: in (b) alla frequenza di 40 Hz.

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.

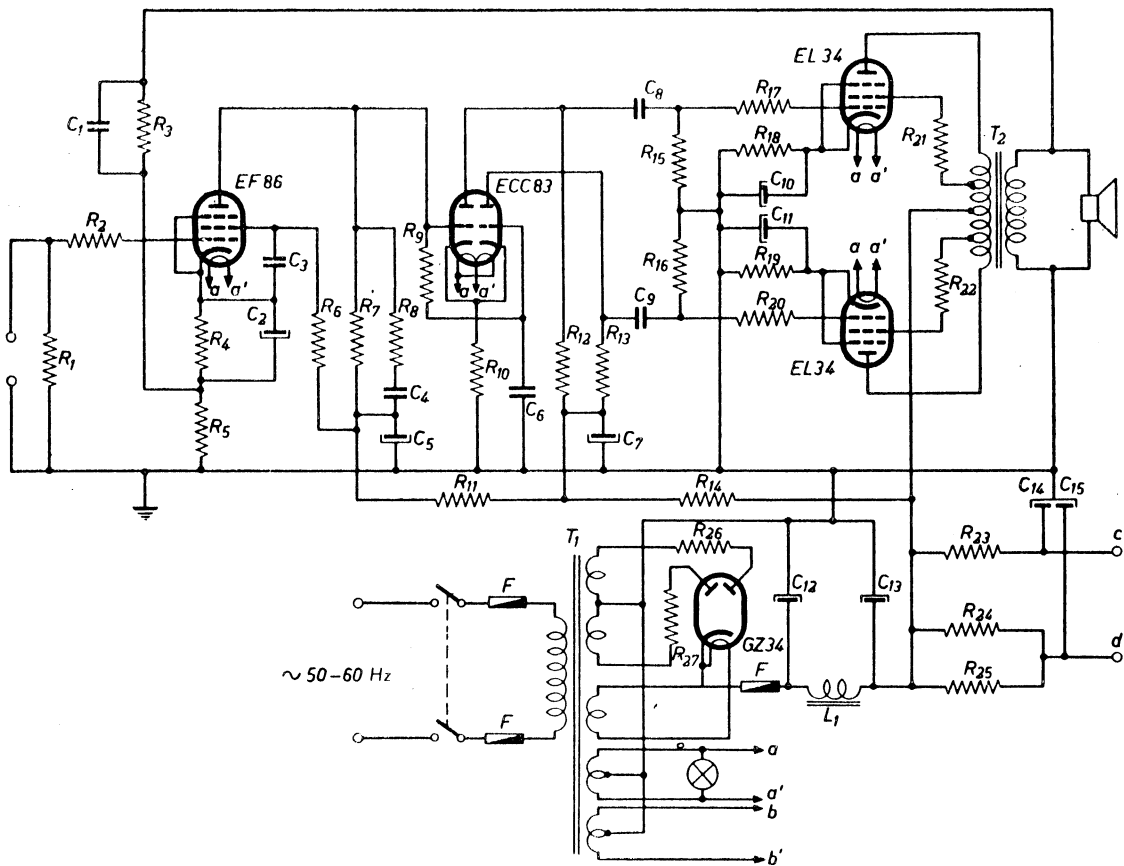


Fig. 31 - Schema elettrico dell'amplificatore da 20 W con due pentodi di potenza EL 34 in uno stadio finale ultralineare.

Componenti

R ₁ = 1 M Ω \pm 20 %, 1/4 W	R ₁₅ = 470 k Ω \pm 10 %, 1/4 W	C ₂ = 50 μ F, 12 V lavoro
R ₂ = 4,7 k Ω \pm 20 %, 1/4 W	R ₁₆ = 470 k Ω \pm 10 %, 1/4 W	C ₃ = 56000 pF, 350 V lavoro
R ₃ = alta stabilit \grave{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 k Ω \pm 20 %, 1/4 W	C ₄ = 47 pF \pm 10 %
R ₄ = 2,2 k Ω \pm 10 %, alta stabilit \grave{a}	R ₁₈ = 470 Ω \pm 5 %, 3 W, a filo	C ₅ = 8 μ F, 450 V lavoro
R ₅ = 100 Ω \pm 5 %, alta stabilit \grave{a}	R ₁₉ = 470 Ω \pm 5 %, 3 W, a filo	C ₆ = 0,22 μ F, 350 V lavoro
R ₆ = 390 k Ω \pm 10 %, alta stabilit \grave{a}	R ₂₀ = 2,2 k Ω \pm 20 %, 1/4 W	C ₇ = 8 μ F, 450 V lavoro
R ₇ = 100 k Ω \pm 10 %, alta stabilit \grave{a}	R ₂₁ = 1 k Ω \pm 10 %, 1/2 W	C ₈ = 0,47 μ F, 350 V lavoro
R ₈ = 4,7 k Ω \pm 10 %, 1/4 W	R ₂₂ = 1 k Ω \pm 10 %, 1/2 W	C ₉ = 0,47 μ F, 350 V lavoro
R ₉ = 1 M Ω \pm 20 %, 1/4 W	R ₂₃ = 56 k Ω \pm 10 %, 1 W	C ₁₀ = 50 μ F, 50 V lavoro
R ₁₀ = 82 k Ω \pm 10 %, 1/2 W	R ₂₄ = 12 k Ω \pm 20 %, 6 W	C ₁₁ = 50 μ F, 50 V lavoro
R ₁₁ = 270 k Ω \pm 10 %, 1/2 W	R ₂₅ = 12 k Ω \pm 20 %, 6 W	C ₁₂ = 50 μ F, 450 V lavoro
R ₁₂ = 180 k Ω \pm 10 %, 1/2 W *)	R ₂₆ = dipende dal valore di R ₁₇	C ₁₃ = 50 μ F, 450 V lavoro
R ₁₃ = 180 k Ω \pm 10 %, 1/2 W *)	R ₂₇ = dipende dal valore di R ₁₇	C ₁₄ } 2 x 8 μ F, 450 V lavoro
R ₁₄ = 15 k Ω \pm 20 %, 1/2 W	C ₁ = \pm 5 % per adattamento 12 \div 16 Ω : 220 pF per adattamento 6 \div 8 Ω : 330 pF	C ₁₅ }

*) entro la tolleranza del 5 %, R₁₃ > R₁₂.

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 poichè 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 $R_0 C_0$ 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

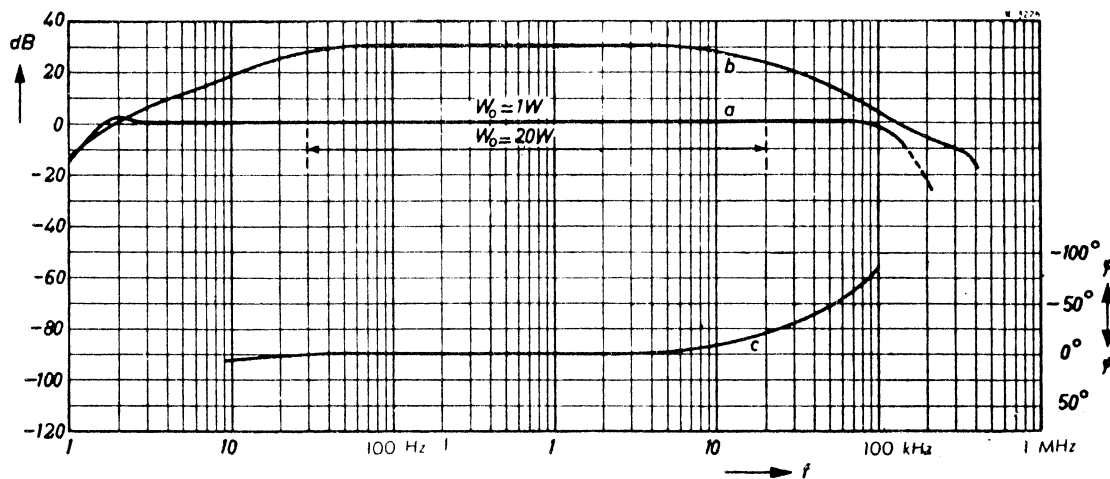


Fig. 32 - Curve in funzione della frequenza relative: alla risposta in frequenza e in potenza (a), al guadagno della catena di controreazione (b) ed alla distorsione di fase (c) rilevate nell'amplificatore da 20 W con stadio finale ultralineare equipaggiato con $2 \times \text{EL } 34$.

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.

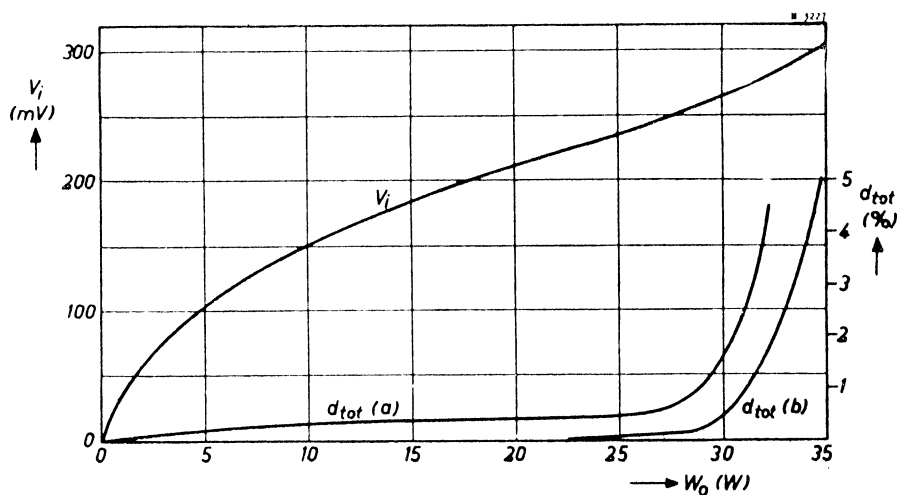


Fig. 33 - Curve in funzione della potenza d'uscita relative alla distorsione armonica totale e alla tensione d'ingresso (V_i): senza controreazione (a), con 30 dB di controreazione (b) alla frequenza di 400 Hz.

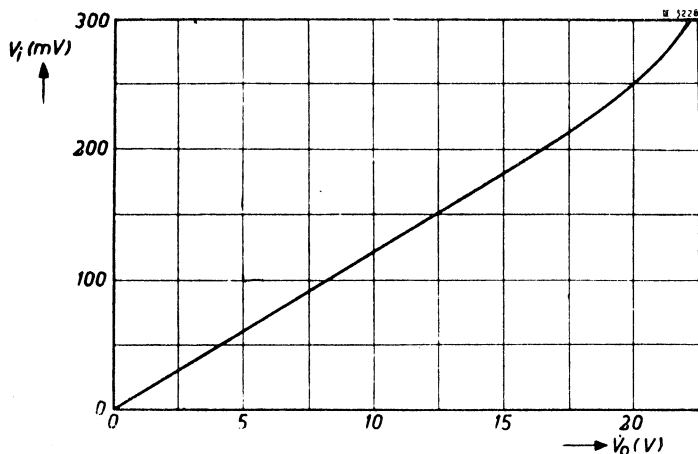


Fig. 34 - Tensione d'ingresso, V_i , in funzione della tensione d'uscita per 15Ω di carico sul secondario del trasformatore d'uscita.

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.

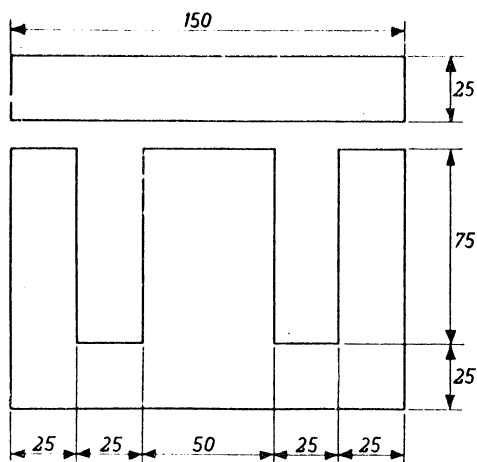


Fig. 35 - Dimensioni in mm dei lamierini del nucleo del trasformatore d'uscita.

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)

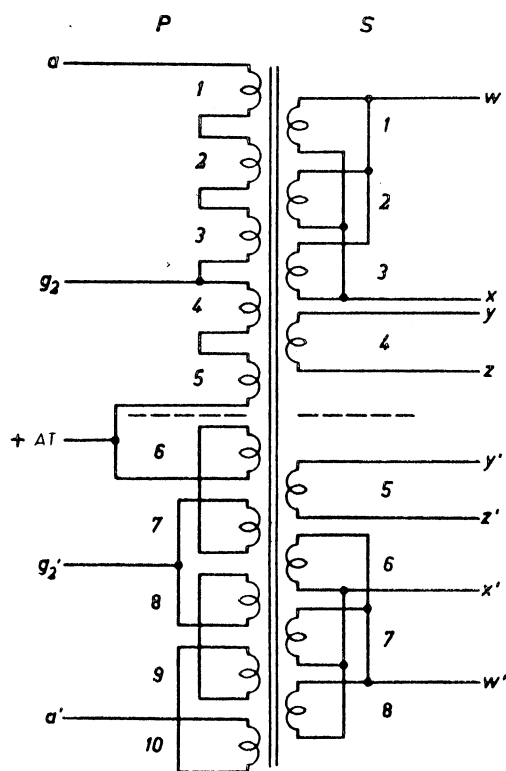


Fig. 36 - Collegamenti da effettuarsi tra i vari avvolgimenti parziali del primario e del secondario.

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)

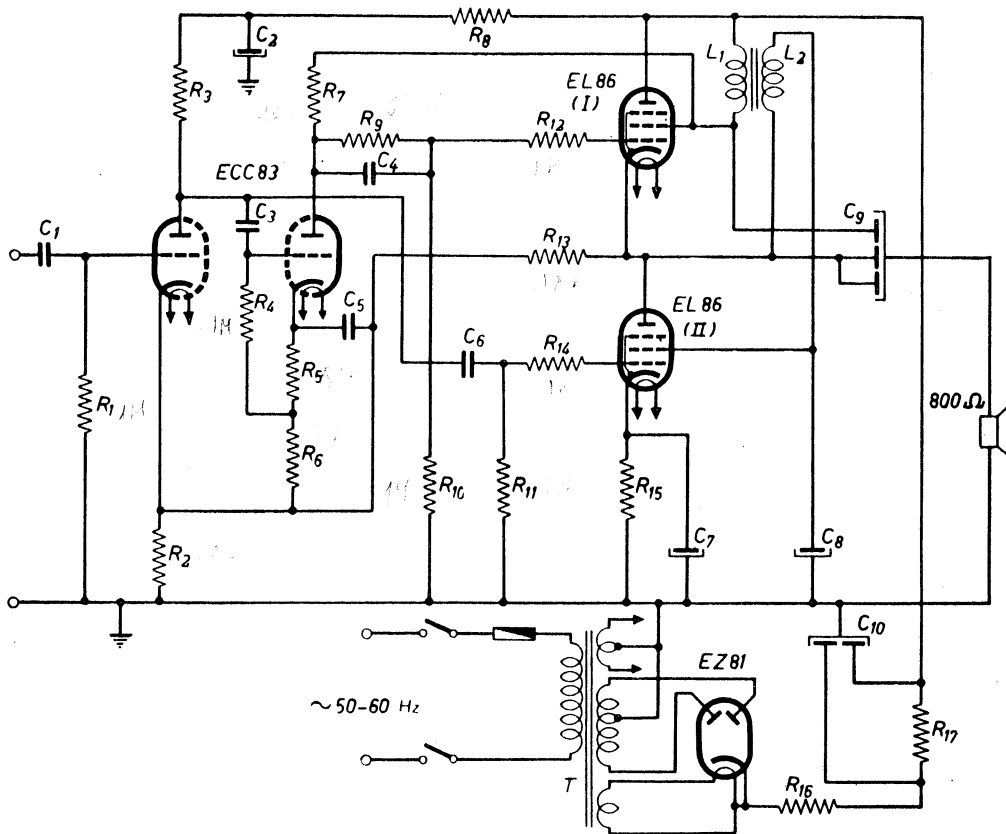


Fig. 37 - Schema elettrico dell'amplificatore con stadio finale in push-pull senza trasformatore d'uscita equipaggiato con 2 x EL 86.

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\u00e0	: 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

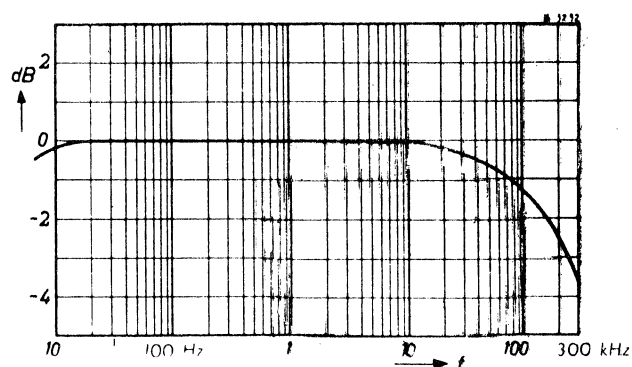


Fig. 38 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore senza trasformatore d'uscita equipaggiato con 2 x EL 86.

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-

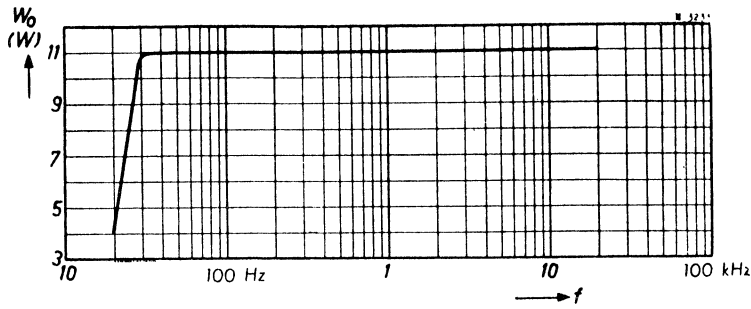


Fig. 39 - Curva di risposta di potenza per una distorsione armonica dell'1 %.

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

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 controeazione 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 controeazione 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 controeazione 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

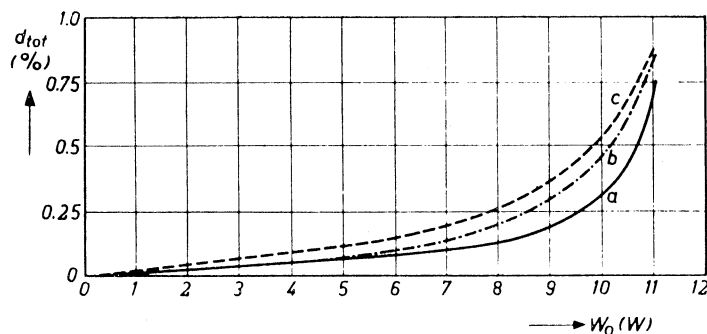


Fig. 40 - Distorsione armonica totale in funzione della potenza di uscita misurata in (a) alle frequenze di 400 Hz e 1 kHz, in (b) alla frequenza di 4 kHz ed in (c) alla frequenza di 90 Hz.

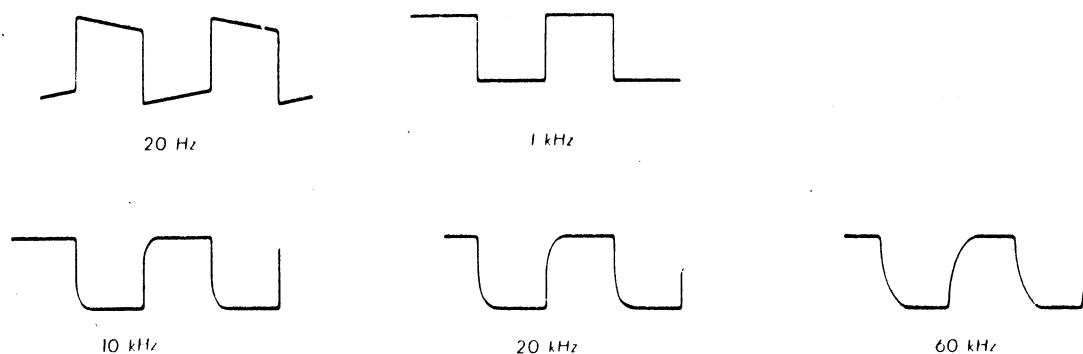


Fig. 41 - Risposta in frequenza esaminata su onde quadre di differente frequenza.

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/equalizzatore, 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.

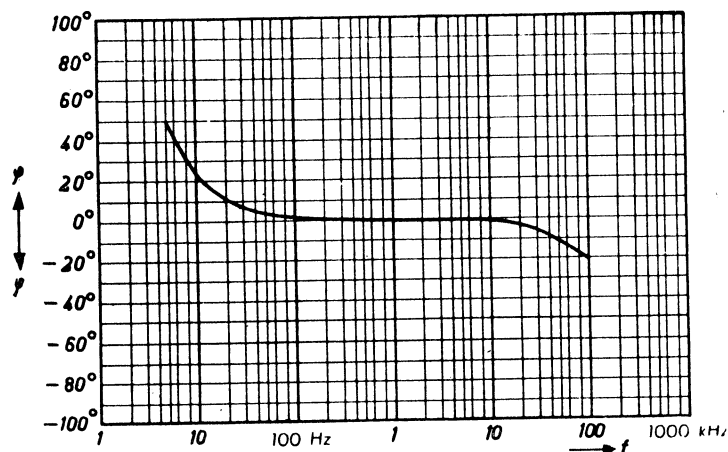


Fig. 42 - Distorsione di fase dell'amplificatore push-pull senza trasformatore d'uscita.