

L'AMPLIFICATORE AD AUDIOFREQUENZA

Guadagno degli stadi di amplificazione.

Ciascun stadio d'amplificazione ha un certo *guadagno*, il quale dipende dal tipo di valvola e dagli altri componenti. Per *guadagno* (G) s'intende il rapporto tra la tensione del segnale ad audiofrequenza all'uscita dello stadio e la stessa tensione alla sua entrata. Se, ad es., la tensione del segnale all'uscita è di 25 volt e quella d'entrata è di 2 volt, il guadagno è di 12,5.

Il guadagno di ciascun stadio d'amplificazione dipende dall'amplificazione di tensione del segnale di cui è capace la valvola utilizzata, ossia dal suo *coefficiente di amplificazione*, indicato con lettera greca μ (mu). Il guadagno dello stadio è mi-

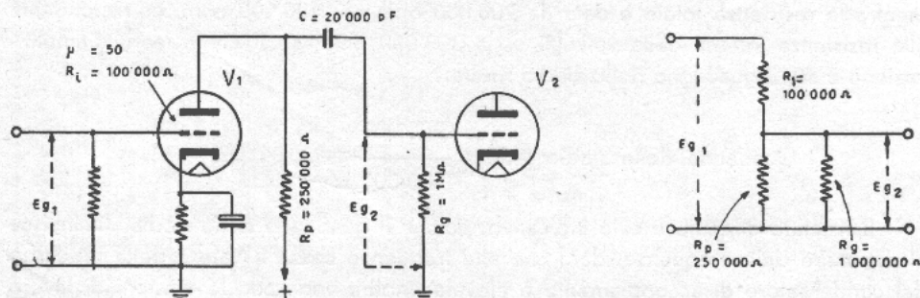


Fig. 8.1. - La resistenza interna della valvola, e le resistenze di placca e di griglia della valvola seguente, formano un *diversore di tensione* dal quale dipende il guadagno dello stadio.

nore del coefficiente d'amplificazione della valvola, e dipende dalle tensioni di lavoro e dalle caratteristiche del circuito. Così, ad es., il coefficiente d'amplificazione del triodo 6C5 è di 20, mentre il guadagno di uno stadio con tale valvola, in condizioni normali di funzionamento, va da 12,6 a 14,5; il coefficiente d'amplificazione del pentodo amplificatore 6SJ7, molto usato negli stadi preamplificatori, è addirittura di 1100, mentre in pratica il guadagno di uno stadio con tale pentodo va da 102 a 236.

Il guadagno dello stadio è minore del coefficiente d'amplificazione poichè la valvola possiede una propria resistenza interna (R_i) la quale si trova in serie con altra resistenza, e con essa forma un *divisore di tensione*. Nell'esempio di fig. 8.1 il guadagno dello stadio comprendente il triodo V_1 può venir facilmente calcolato. Come detto, esso è dato dal rapporto tra la tensione ad audiofrequenza E_{g2} presente all'u-

scita dello stadio, ossia ai capi della resistenza di griglia (R_g) della valvola seguente V_2 , e la tensione E_{g1} ai capi della resistenza di griglia di V_1 . Ossia il guadagno dello stadio è dato da $E_{g2} : E_{g1}$.

La resistenza interna della valvola si trova in serie con la resistenza di griglia R_g e la resistenza di placca R_{p1} in parallelo tra di loro, come nello schema equivalente a destra nella stessa figura. È presente anche la reattanza del condensatore di accoppiamento, la quale si considera di valore trascurabile. Il guadagno si calcola con la formula seguente:

$$\text{Guadagno dello stadio} = \text{Coefficiente d'amplificazione} \times \frac{\text{Resistenze in parallelo}}{\text{Resistenza totale}}$$

Supponendo che nell'esempio di fig. 8.1 la resistenza di placca sia di 250 000 ohm, quella di griglia di 1 megaohm e la resistenza interna della valvola sia di 100 000 ohm, il valore delle resistenze in parallelo è di:

$$\frac{250\,000 \times 1\,000\,000}{250\,000 + 1\,000\,000} = 200\,000 \text{ ohm.}$$

mentre la resistenza totale è data da 200 000 ohm più 100 000 ohm, corrispondente alla resistenza interna della valvola, ossia 300 000 ohm; se il coefficiente d'amplificazione è 50, il guadagno dello stadio risulta:

$$\text{Guadagno dello stadio} = 50 \times \frac{200\,000}{300\,000} = 50 \times 0,66 = 33.$$

Il risultato ottenuto è solo indicativo, poichè il guadagno dello stadio diminuisce al diminuire della frequenza, dato che alle frequenze basse il valore della reattanza del condensatore di accoppiamento è elevata; inoltre varia con le tensioni di lavoro della valvola.

La tabella a pagina seguente costituisce un prontuario dei guadagni di stadi di amplificazione con le principali valvole; essa consente di avere un'idea immediata del guadagno ottenibile dagli stadi d'amplificazione di tensione.

CALCOLO DELLA RESISTENZA DI CATODO.

In base alla legge di Ohm, il valore della resistenza di catodo risulta dalla formula:

$$\text{Resistenza di catodo in ohm} = \frac{\text{Tensione negativa di griglia in volt} \times 1000}{\text{Corrente di catodo in milliampere}}$$

Nei triodi, la corrente di catodo è eguale alla corrente di placca; nei tetrodi e nei pentodi è eguale alla corrente di placca più la corrente di schermo. Ad es., nel caso

GUADAGNO DI UNO STADIO D'AMPLIFICAZIONE

Con valvola 6C5

Resistenza di placca in MΩ	Resistenza di griglia in MΩ	Guadagno
0,047	0,1	12,6
0,047	0,27	13,45
0,1	0,1	13,2
0,1	0,47	14,25
0,27	0,27	13,6
0,27	0,47	14,1

Con valvola ECC40 (una sezione)

Resistenza di placca in MΩ	Resistenza di griglia in MΩ	Guadagno
0,1	0,33	22
0,1	0,68	22,5
0,22	0,33	23
0,22	0,68	23,5
0,33	0,33	24
0,33	0,68	25

Con valvola 6Q7 o 6AQ6 o 6AT6

0,1	0,27	42,3
0,1	0,47	44
0,27	0,27	49
0,27	0,47	52
0,27	1	54
0,47	0,47	53
0,47	1	57

Con valvola 6J5 o 6SN7

0,047	0,1	14,8
0,047	0,27	15
0,1	0,1	15,2
0,1	0,47	16,2
0,27	0,27	15,9
0,27	0,47	16,2

Con valvola 6SJ7 o 12SJ7

Resistenza di placca in MΩ	Resistenza di schermo in MΩ	Resistenza di griglia in MΩ	Guadagno
0,1	0,39	0,27	102
0,1	0,39	0,47	115
0,27	1,2	0,47	179
0,27	1,2	1,00	216
0,47	2,2	0,47	195
0,47	2,2	1,00	236

Con valvola EF40

0,1	0,5	0,33	115
0,1	0,5	0,68	135
0,22	1,0	0,33	165
0,22	1,0	0,68	180
0,33	1,5	0,68	190
0,33	1,5	1,00	210

Con valvola 6SL7 o 12SL7 o 6AQ7. - Valori per una sezione.

A) Con 100 volt di tensione anodica:

Resistenza di placca in MΩ	Resistenza di griglia in MΩ	Guadagno
0,1	0,27	32,0
0,1	0,47	32,3
0,27	0,27	37,0
0,27	0,47	41,5
0,27	1	45,0
0,47	0,47	42,8
0,47	1	48,5

B) Con 250 volt di tensione anodica:

Resistenza di placca in MΩ	Resistenza di griglia in MΩ	Guadagno
0,1	0,27	40,0
0,1	0,47	41,0
0,27	0,27	45,0
0,27	0,47	50,0
0,27	1	52,5
0,47	0,47	52,5
0,47	1	55,5

NOTA. — Salvo contraria indicazione, la tensione anodica di alimentazione si intende di 250 volt, e la tensione di griglia ottenuta con resistenza catodica. La resistenza di griglia s'intende sempre quella della valvola seguente.

della valvola finale 6V6:

Tensione negativa di griglia	— 12,5 volt
Corrente di placca	45 milliampere
Corrente di schermo	4,5 milliampere
Corrente di catodo	49,5 milliampere

$$\text{Resistenza di catodo in ohm} = \frac{12,5 \times 1000}{49,5} = 250 \text{ ohm.}$$

Qualora una sola resistenza di catodo provveda alla tensione di griglia di 2 valvole, la corrente di catodo va moltiplicata per 2; ad es. nel caso di due 6V6 in controfase o in parallelo, la corrente di catodo è di $49,5 \times 99 \text{ mA}$, per cui la resistenza dovrà essere di $12.500 : 99 = 125 \text{ ohm}$.

Gli esempi fatti si riferiscono alla classe A_1 . Qualora le valvole siano utilizzate in classe AB_1 occorre tener conto della maggior tensione negativa di griglia e delle correnti di placca e di schermo di riposo. Le valvole usate in classe AB_2 non vengono polarizzate con resistenza catodica ma con tensione negativa fornita dall'alimentatore anodico.

Stadio finale in controfase.

Lo stadio finale ad una valvola sola è utilizzato soltanto negli amplificatori di piccola potenza ed a bassa fedeltà; in tutti gli altri amplificatori, di media e di grande potenza, ed anche in quelli di piccola potenza a media o ad alta fedeltà, lo stadio finale è a due valvole in controfase detto anche *in pushpull*. Il principio di funzionamento è illustrato dalla fig. 8.3, e consiste nel fatto che lo stadio finale può amplificare simultaneamente sia la semionda positiva che quella negativa del segnale ad audiofrequenza, con importanti vantaggi. Essi sono:

- riduzione considerevole della distorsione, dovuta alla cancellazione di tutte le armoniche;
- assenza di saturazione del nucleo del trasformatore d'uscita poichè la corrente continua di alimentazione si divide in due parti eguali ed opposte, con conseguente migliore responso alle frequenze basse;
- riduzione del ronzio;
- assenza di dissimetriche e del *motorboating*.

Come indica la fig. 8.3, il trasformatore d'uscita è provvisto di presa centrale, ossia è provvisto di due primari in serie; se all'entrata delle due valvole giunge un segnale in fase, quale può essere la tensione alternativa di ronzio, a ciascuna valvola è presente la stessa semionda, della stessa polarità; in ciascuna delle due valvole si ha la stessa variazione della tensione di placca, per cui il primario è percorso da

due correnti eguali e di senso opposto, le quali si annullano, sicchè non vi è alcuna corrente nel secondario del trasformatore, e l'altoparlante non riproduce il ronzio.

Affinchè lo stadio in controfase possa funzionare, è necessario che il segnale, all'entrata di una delle valvole sia in opposizione di fase, in controfase rispetto al segnale presente all'entrata dell'altra valvola. In tal modo la corrente di placca subisce un aumento in una delle valvole e una diminuzione nell'altra valvola; il pri-

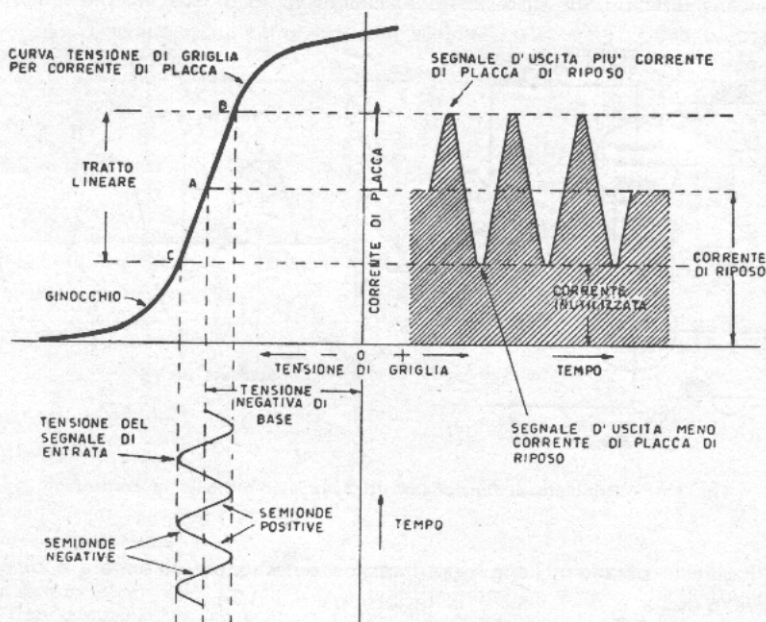


Fig. 8.2. - La curva indica come varia l'intensità della corrente di placca della valvola amplificatrice al variare della tensione di griglia della valvola stessa. Il segnale presente all'entrata risulta amplificato all'uscita.

mario del trasformatore risulta anche in questo caso percorso da due correnti, ma aventi lo stesso senso, con il risultato che anche il secondario è percorso da corrente. Se una delle valvole distorce il segnale in un senso, l'altra valvola lo distorce nello stesso modo ma in senso opposto; le due distorsioni si neutralizzano. Non è più necessario far funzionare le valvole solo nel tratto lineare della curva caratteristica, possono funzionare anche nel tratto non-lineare, quello a forte distorsione, dato che la distorsione stessa viene annullata, con conseguente possibilità di amplificare segnali d'entrata d'ampiezza maggiore, ed ottenere quindi maggiore potenza d'uscita.

Ad es., se lo stadio finale è costituito da una sola valvola 6V6, funzionante a 250 volt di placca e di schermo ed a — 12,5 volt di griglia, la massima ampiezza del segnale alla sua entrata è di 8,8 volt; con tale segnale si ottiene all'uscita la potenza di 4,5 watt con 8 % di distorsione. Se invece lo stadio finale è a due valvole 6V6 in

controfase, funzionanti con 250 volt di placca e di schermo e — 15 volt di griglia, la massima ampiezza del segnale all'entrata è di 21 volt, alla quale corrisponde la potenza d'uscita di 10 watt, con il 5 % di distorsione.

Le due valvole finali possono venir collegate in parallelo anzichè in controfase, con le griglie unite insieme, le placche, gli schermi, ed i catodi collegati nello stesso modo; ma in tal caso si raddoppia la potenza d'uscita di una valvola sola, e non si ottiene alcuna diminuzione di distorsione. Nell'esempio di due valvole finali 6V6, se

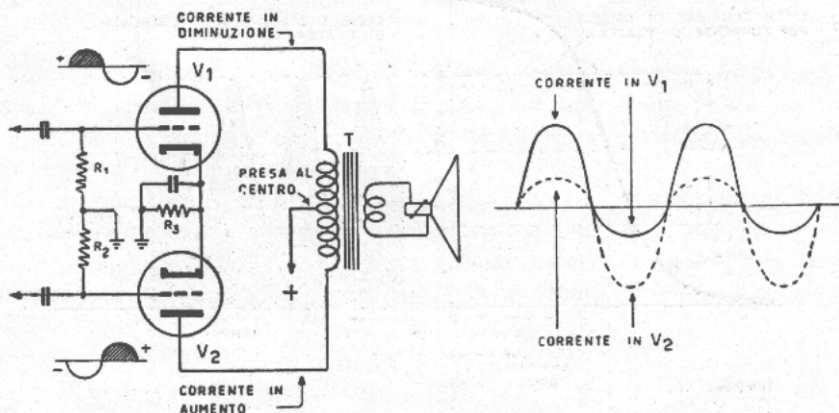


Fig. 8.3. - Principio di funzionamento dello stadio finale in controfase.

sono collegate in parallelo, l'ampiezza massima del segnale all'entrata è di 8,8 volt, la potenza d'uscita è di 9 watt e la distorsione dell'8 %.

Nei grandi amplificatori, da 50 watt ed oltre, vi sono a volte quattro valvole finali, con ciascuna coppia in parallelo collegata in controfase. Si ottiene in tal modo il raddoppio della potenza, a bassa distorsione.

L'inconveniente della disposizione in controfase delle valvole finali consiste nella maggiore ampiezza del segnale d'entrata, quindi nella necessità di uno stadio d'amplificazione in più, nel fatto di richiedere il trasformatore d'uscita a due primari e di richiedere un qualche dispositivo in grado di determinare la necessaria inversione di fase del segnale da presentare all'entrata delle valvole.

Stadio invertitore di fase.

L'inversione di fase del segnale d'entrata veniva ottenuta un tempo con un trasformatore d'entrata provvisto di secondario con presa centrale, posto tra la valvola precedente lo stadio finale e quest'ultimo; attualmente questo sistema d'inversione di fase è abbandonato, eccezione fatta per alcuni amplificatori di grande potenza, in classe AB₂, come nell'esempio di fig. 8.7.

Nella maggior parte degli amplificatori di recente costruzione, le valvole finali

in controfase sono precedute da una valvola a doppio triodo — 6SL7 se di tipo americano, ECC40 se di tipo europeo. Uno dei triodi provvede all'amplificazione di tensione invertendo la polarità del segnale, come necessario per l'altra valvola.

La fig. 8.4 illustra un esempio di amplificatore da 10 watt, con due valvole 6V6 finali in controfase, precedute da una valvola doppio triodo 6SL7. La tensione ad audiofrequenza, all'entrata dell'amplificatore viene amplificata anzitutto da un pentodo 6SJ7 dopo di che risulta presente ai capi della resistenza variabile che provvede al controllo di volume, all'entrata di una sezione della 6SL7. Dalla placca di que-

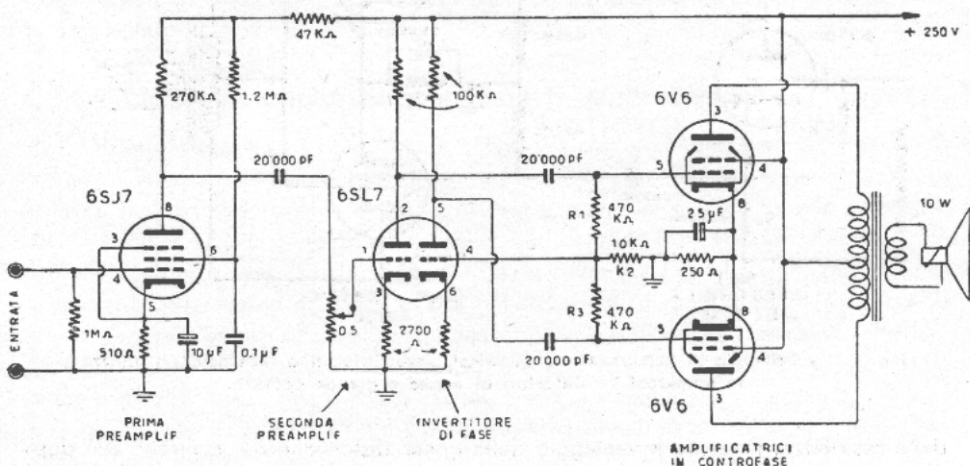


Fig. 8.4. - Schema basilare di moderno amplificatore di piccola potenza, ad alto guadagno, per sintonizzatore-radio, rivelatore fonografico per dischi a microsolco e microfono. Lo schema va completato con controlli di responso ai due estremi della gamma acustica, dei quali sarà detto nel prossimo capitolo.

sta sezione della 6SL7, la tensione amplificata viene trasferita direttamente alla griglia della 6V6 segnata in alto; è presente ai capi della resistenza di griglia di tale valvola, costituita da due parti, R_1 di 470 000 ohm e R_2 di 10 000 ohm. Le due resistenze formano un divisore della tensione con il quale è possibile prelevare una piccola parte della tensione stessa e presentarla all'entrata dell'altra sezione della 6SL7. Poichè la tensione all'entrata è in opposizione di fase rispetto alla tensione d'uscita, all'entrata della seconda sezione della 6SL7 risulta presente una tensione ad audiofrequenza eguale a quella presente all'entrata dell'altra sezione, ma di polarità opposta, ossia in opposizione di fase.

Al posto del doppio triodo, in alcuni amplificatori è usato il circuito a fase splitter, il cui principio è indicato dalla fig. 8.5. Il divisore di tensione è in questo caso presente nel circuito di catodo, ed è costituito dalle due resistenze R_1 di 800 ohm e R_2 di 50 000 ohm. Il valore di R_1 è quello necessario per la polarizzazione della valvola, la quale nell'esempio fatto è una 6AT6 a — 1 V di griglia e 0,8 mA di corrente catodo-

dica. Questo tipo di invertitore presenta l'inconveniente di non consentire alcun guadagno, od assai basso, inferiore a 2 ed a volte anche ad 1, a seconda della valvola e

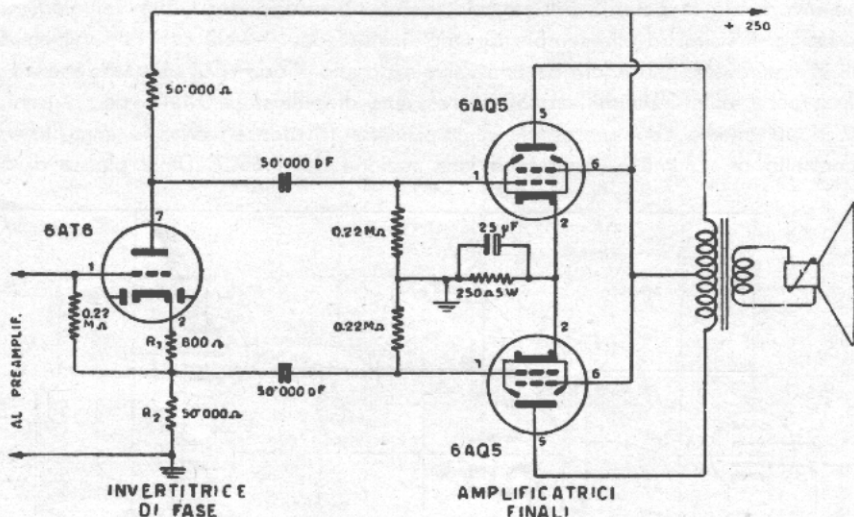


Fig. 8.5. - Principio di funzionamento di valvola invertitrice tipo fase splitter, utilizzata in numerosi amplificatori di media e grande potenza.

delle resistenze. Presenta il vantaggio della minor distorsione nei confronti del doppio triodo. È usato in amplificatori ad alte caratteristiche musicali, nei quali poco conta

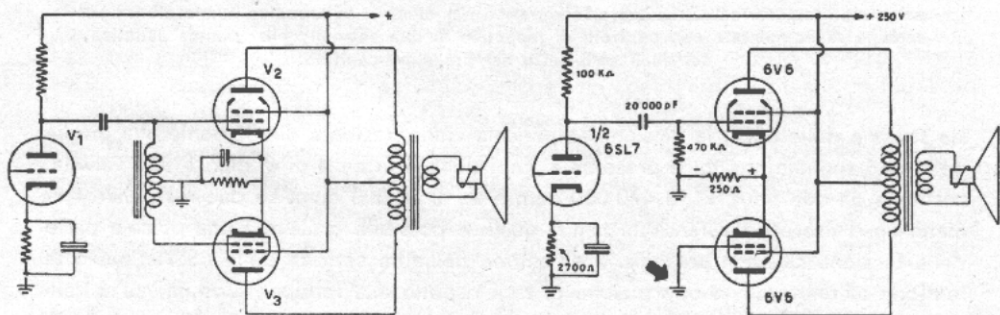


Fig. 8.6. - Due esempi di stadio finale a due valvole in controfase non precedute da valvola invertitrice di fase.

uno stadio in più. Schemi di amplificatori con fase splitter sono riportati nel capitolo decimo.

Altri due sistemi di inversione di fase, meno usati dei due precedenti, sono quelli riportati dalla fig. 8.6. In ambedue l'inversione di fase del segnale è ottenuta senza

alcuna valvola; in uno, mediante l'uso di un'impedenza provvista di presa al centro; nell'altro, mediante la messa a terra della griglia di una delle valvole finali. Il primo caso è simile a quello con trasformatore d'entrata con secondario a presa centrale di cui la fig. 8.7, con la variante dell'assenza dell'avvolgimento primario, costituito dall'accoppiamento a resistenza-capacità. Nel secondo caso, tra la griglia collegata a massa ed il proprio catodo vi è lo stesso segnale presente tra la griglia ed il catodo dell'altra valvola, con la differenza che è invertito di fase, ciò per il fatto che i due catodi sono collegati insieme, e vi è una sola resistenza di griglia, ad un capo della quale è collegata la griglia di una delle valvole, ed all'altro — quello a massa — è collegata la griglia dell'altra valvola.

Le tre classi di amplificazione finale in controfase.

Gli amplificatori con stadio finale a due valvole in controfase si distinguono in tre classi: A_1 di piccola potenza, AB_1 di media potenza ed AB_2 di grande potenza. Le valvole finali possono essere le stesse; la resa d'uscita varia notevolmente a seconda della classe in cui vengono fatte funzionare. Ad es., la potenza massima d'uscita ottenibile con due valvole finali 6L6 funzionanti in classe A_1 è di 14,5 watt, con tensione di placca e di schermo di 250 V e con polarizzazione di griglia di — 16 V; con le stesse due valvole 6L6 la potenza d'uscita è di 26,5 watt qualora vengano fatte funzionare in classe AB_1 con 360 V di placca, 270 V di schermo e — 225 V di polarizzazione di griglia. Infine, con le stesse valvole e con le stesse tensioni di placca, schermo e griglia si ottengono 47 watt d'uscita se il funzionamento è in classe AB_2 . Varia l'intensità della corrente anodica.

Non vi è molta differenza dal punto di vista costruttivo tra gli amplificatori con stadio finale in classe A_1 o in classe AB_1 , vi è molta differenza quando lo stadio finale è in classe AB_2 . Generalmente, gli amplificatori in classe AB_2 sono distinti in due parti: il preamplificatore o unità pilota e l'amplificatore finale o unità di potenza. Gli amplificatori in classe A_1 o in classe AB_1 differiscono soprattutto per la maggiore tensione della corrente raddrizzata fornita dall'alimentatore anodico.

La fig. 8.7 illustra tre esempi di stadi finali con valvole 6L6, nelle tre diverse classi di funzionamento. Le differenze tra lo stadio finale A_1 e lo stadio finale AB_1 sono indicate da tre frecce nere. La resistenza di catodo è di 125 ohm in classe A_1 e di 250 ohm in classe AB_1 ; inoltre vi è una resistenza tra il circuito di schermo e quello di placca delle due valvole.

Lo schema dello stadio finale in classe AB_2 è completamente diverso; anzitutto vi è una valvola di potenza precedente le due finali, detta *pilota*, inoltre essa è accoppiata alle finali mediante un trasformatore intervalvolare a rapporto discendente; trasformatore e collegamenti sono accuratamente schermati; infine è usata una valvola rettificatrice particolare, non indicata nello schema.

La diversità sostanziale tra le tre classi di amplificazione finale consiste nella diversa ampiezza del segnale all'entrata dello stadio; tale ampiezza è maggiore in classe AB_1 che non in classe A_1 , ed è maggiore in classe AB_2 che non in classe AB_1 .

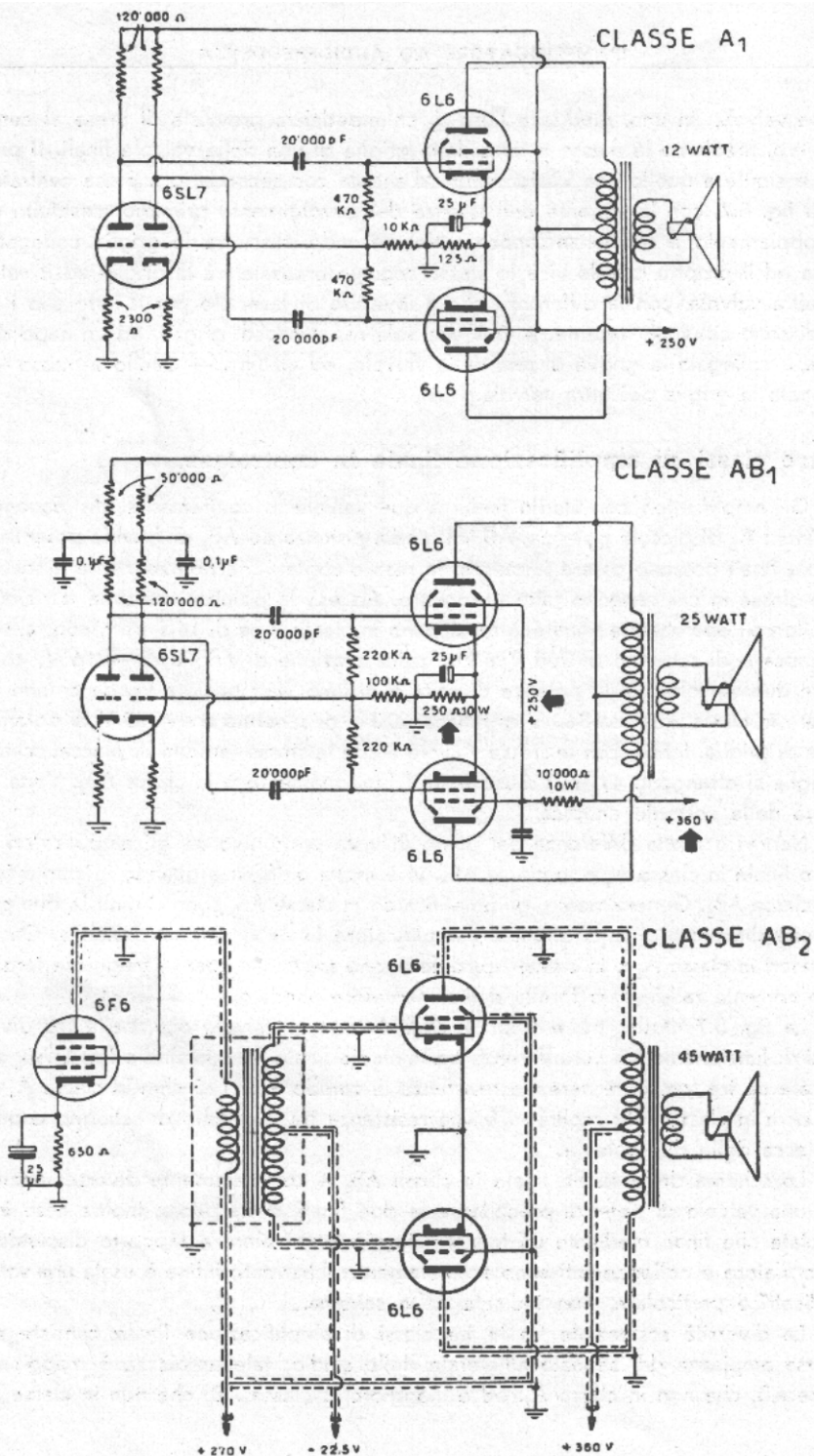


Fig. 8.7. - Le tre classi di funzionamento degli stadi finali in controfase.

Ad es., con due valvole finali 6L6 in classe A_1 l'ampiezza massima del segnale d'entrata è di 22,5 volt, per la resa d'uscita di 26,5 watt, ed è di 51 volt in classe AB_2 per la resa d'uscita di 47 watt.

In **classe A_1** (detta anche classe A) la tensione di polarizzazione di griglia è

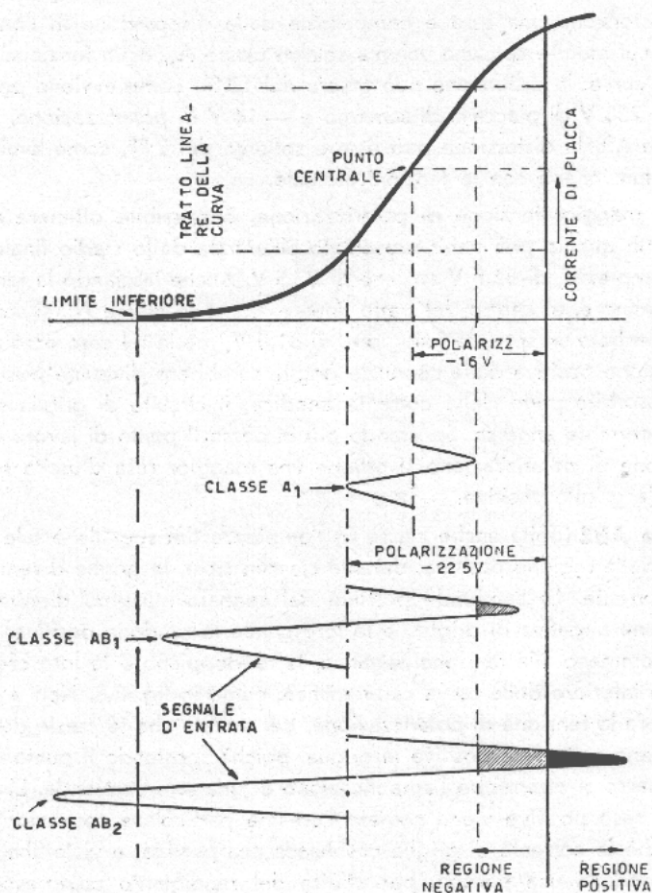


Fig. 8.8. - Principio di funzionamento delle tre classi di amplificazione finale. In classe A_1 la tensione negativa di griglia corrisponde al punto centrale del tratto lineare della curva. Nelle classi AB_1 e AB_2 , la tensione negativa è maggiore; il punto di lavoro delle valvole è spostato verso il ginocchio inferiore della curva.

tale da far funzionare la valvola nel tratto lineare della sua curva caratteristica, come indica la fig. 8.8. L'ampiezza del segnale d'entrata è limitata dal tratto lineare della caratteristica, o supera di poco tale tratto, ciò che non comporta distorsione data la disposizione in controfase. Vi è piccola differenza tra la corrente di placca in pre-

senza o in assenza del segnale d'entrata; una parte della corrente di placca, e quindi della potenza dello stadio, non viene utilizzata, come indica la fig. 8.9.

In **classe AB₁** (detta anche classe AB) la tensione di polarizzazione di griglia è tale da far funzionare ciascuna valvola oltre il tratto lineare della caratteristica, per cui il punto di lavoro è spostato verso il ginocchio inferiore della curva, come in fig. 8.8. Ne risulta distorsione, ma essa è compensata dalla disposizione in controfase delle valvole, per cui mentre con una valvola sola in classe A₁, ossia funzionante nel tratto lineare della curva, la distorsione può essere del 10 %, come avviene per la 6L6 funzionante con 250 V di placca e di schermo e — 14 V di polarizzazione, con due valvole in classe AB₁ la distorsione può essere soltanto del 2 %, come avviene con due valvole 6L6 funzionanti con le tensioni indicate.

Data la maggior tensione di polarizzazione, è possibile ottenere una maggior resa d'uscita in quanto può venir presentato all'entrata dello stadio finale un segnale di maggior ampiezza, di 31,8 V anziché di 22,5 V. Anche lasciando la tensione di polarizzazione minore, al centro del tratto lineare, come in classe A₁, si sarebbe potuto applicare all'entrata un segnale maggiore, di 31,8 V, ma in tal caso esso avrebbe raggiunto la regione positiva della curva; le griglie sarebbero divenute positive e quindi avrebbero assorbito parte della corrente anodica; il circuito di griglia sarebbe stato percorso da corrente anodica. Spostando più in basso il punto di lavoro con l'aumentare la tensione di polarizzazione si ottiene una maggior resa d'uscita senza l'inconveniente delle griglie positive.

In **classe AB₂** (detta anche classe B) l'ampiezza del segnale è tale da invadere anche parte della regione positiva; durante ciascun ciclo, le griglie diventano positive, assorbono corrente. Le semionde positive del segnale massimo d'entrata annullano l'intera tensione negativa di griglia, e le loro creste la rendono positiva; le semionde negative si sommano alla tensione negativa, la raddoppiano e le loro creste oltrepassano il limite inferiore della curva caratteristica, come in fig. 8.8. Non è possibile aumentare ancora la tensione di polarizzazione, per evitare che le creste delle semionde positive abbiano a rendere positiva la griglia, poichè spostando il punto di lavoro ancora più in basso si otterrebbe l'amplificazione di una sola semionda. L'inconveniente delle griglie rese positive viene ovviato con una particolare costruzione dell'amplificatore. Poichè la corrente di griglia costituisce una perdita, e visto che anche il trasformatore produce una perdita, per effetto del rendimento compreso tra il 70 e l'80 %, onde compensare la somma di queste due perdite, è necessario che lo stadio finale sia preceduto da uno stadio pilota di potenza, con valvola adatta a funzionare con l'adeguata corrente di placca. Per di più, date le forti fluttuazioni della corrente anodica totale, indicate in fig. 8.9 nell'esempio di due finali 6L6, l'alimentatore deve consentire notevoli variazioni nell'intensità della corrente raddrizzata senza che esse abbiano a determinare analoghe variazioni nella tensione anodica, diversamente la potenza diminuisce e la distorsione aumenta. A tale scopo vengono utilizzate apposite valvole, ad es. la 5V4 G, con impedenza anzichè con capacità d'entrata, e con trasformatori d'alimentazione appositamente dimensionati. Le fluttuazioni di corrente ri-

chiedono infine l'accurato schermaggio del trasformatore intervalvolare e dei collegamenti onde evitare accoppiamenti nocivi e disturbi.

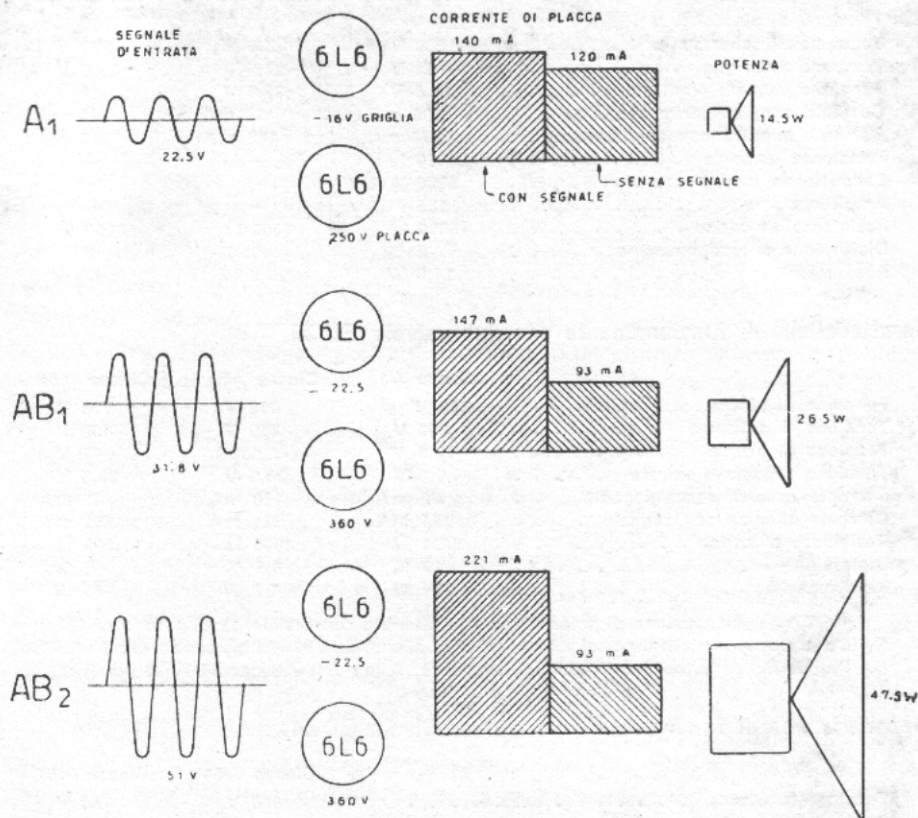


Fig. 8.9. - Le tre classi di amplificazione finale rispetto al segnale d'entrata, alla variazione della corrente di placca ed alla resa d'uscita.

Caratteristiche di funzionamento con valvola 6V6 G o GT.

	Una valvola in Classe A1	Due valvole in Classe AB1
Tensione di placca	250 V	285 V
Tensione di schermo	250 V	285 V
Tensione di griglia	-12,5 V	-19 V
Tensione segnale d'entrata	8,8 V	27 V
Corrente anodica senza segnale	49,5 mA	74 mA
Corrente anodica con segnale max	54 mA	105,5 mA
Resistenza anodica	52000 Ω	—
Conduttanza mutua	4100 μ A/V	—
Amplificazione	215	—
Resistenza di carico	5000 Ω	8000 Ω
Distorsione a resa massima	8 %	3,5 %
Resa massima	4,5 W	14 W

Caratteristiche di funzionamento con due valvole 6L6 G.

	Classe A1	Classe AB1	Classe AB2
Tensione di placca	250 V	360 V	360 V
Tensione di schermo	250 V	270 V	270 V
Tensione di griglia	-16 V	-22,5 V	-22,5 V
Tensione segnale d'entrata	22,5 V	31,8 V	51 V
Corrente anodica senza segnale	130 mA	93 mA	93 mA
Corrente anodica con segnale max	156 mA	147 mA	221 mA
Resistenza anodica	24500 Ω	—	—
Conduttanza mutua	5500 μ A/V	—	—
Amplificazione	135	—	—
Resistenza di carico	5000 Ω	6600 Ω	3800 Ω
Distorsione a resa massima	2 %	2 %	2 %
Resa massima	14,5 W	26,5 W	47 W

Caratteristiche di funzionamento con due valvole EL 34.

	Classe A1	Classe AB1	Classe AB2
Tensione di placca	265 V	350 V	775 V
Tensione di schermo	250 V	350 V	400 V
Tensione di griglia	-13,5 V	(v. nota)	-41 V
Tensione segnale d'entrata	9,3 V	20,5 V	28,5 V
Corrente anodica senza segnale	90 mA	170 mA	44 mA
Corrente anodica con segnale	114 mA	224 mA	251 mA
Resistenza di carico	2000 Ω	4000 Ω	11.000 Ω
Distorsione	10 %	3,5 %	6 %
Resa massima	12 W	37 W	108 W

NOTA. — La tensione di polarizzazione è ottenuta con resistenza di catodo di 132 ohm. Nella raccolta schemi, in fondo al volume, vi sono diversi schemi Philips con valvole finali EL 34. (La Philips indica le tre classi nel modo seguente: A per A1, AB per AB1 e B per AB2).

Caratteristiche di funzionamento con due valvole EL 51.

	Classe AB1	Classe AB2
Tensione di placca	500 V	750 V
Tensione di schermo	500 V	750 V
Tensione di griglia	(v. nota)	40 V
Tensione segnale entrata	19 V	28,5 V
Corrente anodica senza segnale	200 mA	95 mA
Corrente anodica con segnale	263 mA	350 mA
Resistenza di carico	4800 Ω	6000 Ω
Distorsione	5 %	5 %
Resa massima	67,5 W	140 W

NOTA. — La tensione di polarizzazione è ottenuta con resistenza di catodo di 100 Ω .

Caratteristiche di funzionamento con valvola EL 84.

	Classe A	Classe AB1
Tensione di placca	250 V	300 V
Tensione di schermo	250 V	300 V
Tensione di griglia	-7,3 V	—
Tensione segnale d'entrata	4,8 V eff.	2 $\times$ 10 V eff.
Corrente anodica senza segnale	48 mA	2 $\times$ 46 mA
Corrente anodica con segnale max	50,5 mA	—

	Classe A	Classe AB1
Corrente di schermo	5,5 mA	2×11 mA
Resistenza anodica	38 k Ω	—
Conduttanza mutua	11,5 mA/V	—
Amplificazione ($\mu G1$, $\mu G2$)	19	—
Resistenza di carico	4,5 k Ω	8 k Ω
Resistenza di catodo	135 Ω	130 Ω
Distorsione a resa massima	11,5 %	4 %
Resa massima	6 W	17 W

Categorie di amplificatori.

La potenza degli amplificatori dipende dal tipo di valvola finale, dalla tensione e dalla corrente anodica, oltre che dall'ampiezza del segnale d'entrata. Il loro guadagno dipende dal preamplificatore, il quale può non esistere, ed in tal caso il guadagno è molto basso, oppure essere costituito da uno, due o tre stadi di amplificazione di tensione.

AMPLIFICATORI DA 1 A 2 WATT. — I piccoli amplificatori, senza trasformatore d'alimentazione, con una 12SJ7 preamplificatrice, una 50L6 finale a 90 V o 110 V di placca e schermo, forniscono da 1 a 2 watt, con distorsione da 8 a 10 % a massima resa; funzionano con rettificatrice 35W4 o 35Z5. Buon responso possiedono gli amplificatori di questo tipo con due valvole finali in controfase, 25L6 o 35B5, precedute da una 12SJ7 preamplificatrice d'entrata e da una 12SL7 amplificatrice pilota e invertitrice di fase; raddrizzatrice è una 25Z6 o una 35W4 a seconda della tensione della rete-luce. Da 2 watt, con trasformatore d'uscita, sono gli amplificatori con EF40 preamplificatrice e EL41 finale a 180 V di placca e di schermo; raddrizzatrice una EZ4.

AMPLIFICATORI DA 3 WATT. — Tre watt si ottengono con una finale 6V6 a 235 V di placca e di schermo, preceduta da una 6SQ7 o 6SJ7; la distorsione è notevole, 8 %; raddrizzatrice una 6X5. La stessa resa si ottiene con una EL41 finale, preceduta da una EF40; tensione di placca e di schermo 240 V, raddrizzatrice una EZ4; distorsione 6 %.

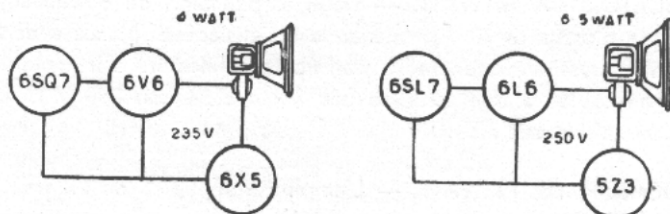


Fig. 8.10. - Valvole e tensioni anodiche più in uso nei piccoli amplificatori.

AMPLIFICATORI DA 4 WATT. — Quelli per sintonizzatore-radio e per pickup a cristallo sono a due valvole più la raddrizzatrice: una 6SQ7 o una 6SJ7 preamplificatrice, ed una 6V6 finale; raddrizzatrice una 6X5. Gli stessi amplificatori con valvole

europee funzionano con una EBC41 preamplificatrice ed una EL41 finale, raddrizzatrice una EZ40; oppure una EBC3 o una EF6 preamplificatrice ed una EL3 o EL6 finale; raddrizzatrice una AZ1. La tensione di placca e di schermo è sempre di 250 V; la distorsione è dell'8 %. Questi amplificatori sono incorporati negli apparecchi radio e nei piccoli radiofonografi, in genere non sono adatti per dischi a microsolco, sia per l'insufficiente guadagno che per la breve estensione della gamma delle audiofrequenze riproducibili. È possibile aggiungere un'altra valvola preamplificatrice in modo da aumentare il guadagno, ma ciò non è quasi mai opportuno, data la distorsione conseguente all'impiego di una sola valvola nello stadio finale.

AMPLIFICATORI DA 5 WATT. — Si ottengono 5 watt dagli amplificatori da 4 watt sopraindicati applicando alla valvola finale 315 V di placca e 225 V di schermo; la distorsione sale al 12 %, per cui questa possibilità non è raccomandabile. Buon responso hanno gli amplificatori da 5 watt con una 6C5 preamplificatrice d'entrata, una 6SL7 amplificatrice di tensione ed invertitrice di fase, e due 6F6 finali, con una 5Y3 raddrizzatrice; tensione di placca e di schermo 250 V.

AMPLIFICATORI DA 6 WATT. — Sono poco in uso. Con le valvole finali normali si ottengono da 3 a 4 watt con una valvola sola, e da 8 a 12 watt con due. Si ottengono 6 watt da una finale 6L6 a tensione di placca e di schermo di 250 V, preceduta da una 6SJ7 a due stadi d'amplificazione di tensione; raddrizzatrice una 6X6 o una 5Z3. Responso scadente, distorsione 8 %.

AMPLIFICATORI DA 8 WATT. — L'amplificatore con una valvola 6SL7 utilizzata quale preamplificatrice e quella invertitrice di fase, seguita da due valvole finali 6V6 in controfase, a 220 V di placca e di schermo, consente la resa d'uscita di 8 watt con 2 % di distorsione. È bene adatto per radiofonografi, in quanto la sensibilità è sufficiente per il sintonizzatore-radio e per il pickup a cristallo. Lo stesso amplificatore può funzionare con una ECC40 e due EL41. L'uso del microfono richiede uno stadio d'amplificazione in più, costituito da una 6SJ7 oppure da una EF40.

AMPLIFICATORI DA 10 WATT. — Dagli amplificatori da 8 watt sopra indicati si ottiene la resa d'uscita di 10 watt elevando la tensione di placca e di schermo da 220 V a 250 V. È possibile ottenere 10 watt con amplificatore a tre sole valvole, una ECC40 preamplificatrice a due stadi ed una finale EL34 con 250 V di placca e di schermo; raddrizzatrice una AZ4.

AMPLIFICATORI DA 12 WATT. — L'amplificatore tipico da 12 watt consiste di una 6SJ7 preamplificatrice d'entrata, da una 6SL7 con una sezione preamplificatrice e l'altra invertitrice di fase, da due 6V6 in controfase, con tensione di placca e di schermo di 315 V, e da una 5V4 raddrizzatrice a 350 V di placca; la distorsione è del 4 % a resa massima; l'amplificatore è provvisto di due entrate, una ad alto guadagno, per microfono, all'entrata della 6SJ7 e l'altra a basso guadagno, per pickup, all'entrata della 6SL7. Responso migliore e più bassa distorsione (2,5 %) si ottengono con due

valvole finali 2A3 al posto delle 6V6, con 300 V di placca; ma è necessario un segnale d'entrata allo stadio finale più ampio, ottenibile con un maggior guadagno degli stadi precedenti, i quali possono essere con le stesse valvole, una 6SJ7 seguita da una 6SL7.

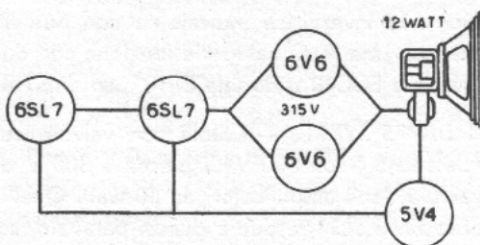


Fig. 8.11. - Tipica disposizione delle valvole nei moderni amplificatori da stanza di soggiorno (12 watt).

AMPLIFICATORI DA 18 WATT. — L'amplificatore tipico da 18 watt è simile a quello da 12 watt, con la differenza che le due finali sono 6L6 a 315 V anziché 6V6 alla stessa tensione.

AMPLIFICATORI DA 25 WATT. — Sono simili agli amplificatori da 18 watt, con la differenza che le due valvole finali 6L6 vengono fatte funzionare in classe AB₁, con tensione di placca di 360 V e tensione di schermo di 270 V con 120 mA di corrente anodica. Raddrizzatrice una 5Z3 o 5X4.

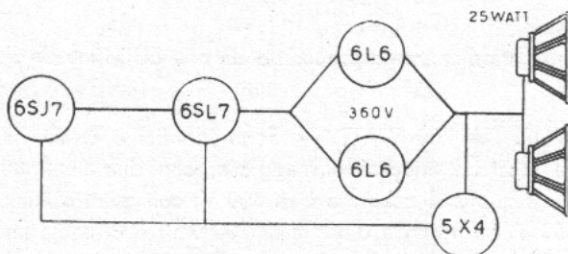


Fig. 8.12. - Tipica disposizione delle valvole nei moderni amplificatori di media potenza da cinema.

AMPLIFICATORI DA 30 WATT. — Quelli a medio guadagno ed a media musicalità funzionano con una 6SJ7 prima preamplificatrice, un'altra 6SJ7 seconda preamplificatrice, una 6SN7 terza preamplificatrice ed invertitrice di fase, e due 6L6 in classe AB₂ con 360 V di placca e 225 V di schermo. Raddrizzatrice una 5X4. Gli amplificatori da 30 watt ad alto guadagno e ad alta musicalità funzionano con tre 6SJ7 preamplificatrici, una 6SL7 invertitrice di fase e due finali 807 a 350 V di placca, e 250 V di schermo, oppure con due EF40 preamplificatrici, una ECC40 preamplificatrice e invertitrice di fase e due EL34 a 360 V di placca e di schermo, con raddrizzatrice AX50.

AMPLIFICATORI DA 50 WATT. — Una categoria di amplificatori da 50 W funziona con una 6SJ7 preamplificatrice, una 6SL7 invertitrice di fase e quattro 6L6, a 360 V di placca e 225 V di schermo, a due a due in parallelo. Raddrizzatrice due 83 o una 5X4 ed una 5Y3. Una seconda categoria di amplificatori da 50 watt funziona con le preamplificatrici e la invertitrice indicate, e con due finali 807 a 400 V di placca e 300 V di schermo. Una terza categoria funziona con due finali EL34 a 400 V di placca, precedute da due ECC40 e da una EF40, con due AX50 raddrizzatrici.

AMPLIFICATORI DA 75 WATT. — Quelli con valvole europee sono provvisti di due 807 finali in classe AB₂, con 600 V di placca e 300 V di schermo; sono precedute dalle stesse valvole degli amplificatori da 50 watt. Quelli con valvole europee sono provvisti di quattro finali EL34, a due a due in parallelo, con 350 V di placca, e

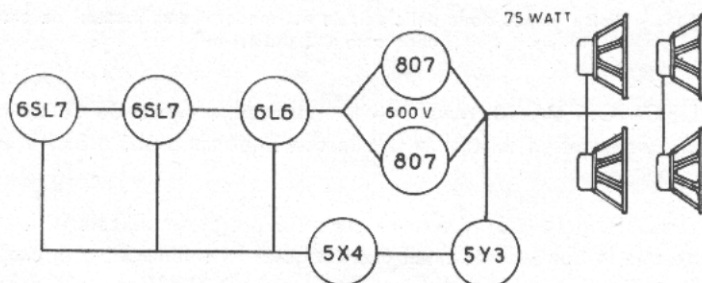


Fig. 8.13. - Valvole a tensione anodica generalmente usate nei moderni amplificatori di grande potenza.

416 mA di corrente anodica; sono precedute da una ECC40 e da due EF40; raddrizzatrici due AX50.

AMPLIFICATORI DA 100 WATT. — Sono identici a quelli da 75 watt, con la differenza che la tensione anodica è maggiore; con due finali 807 la tensione di placca è di 750 V e quella di schermo è di 300 V; con quattro finali EL34 la tensione di placca è di 450 V. La potenza d'uscita di 100 watt è ottenuta anche con due sole EL34, con tensione di placca di 850 V.

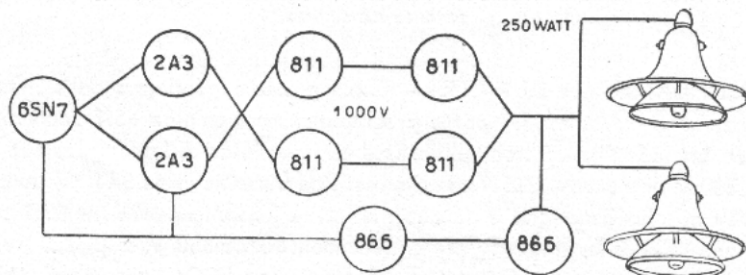


Fig. 8.14. - Disposizione tipica di valvole nei moderni amplificatori di grandissima potenza.

AMPLIFICATORI DA 250 WATT. — Lo stadio finale comprende quattro triodi 811 a 1000 V di placca, preceduto dallo stadio pilota comprendente due triodi 2A3 in controfase, a sua volta pilotato da uno stadio con una 6SN7. L'amplificatore è preceduto dal preamplificatore. Raddrizzatrici: due 866A.

Caratteristiche importanti dell'amplificatore.

DISTORSIONE. — Vi è distorsione quando la forma del segnale presente all'uscita dell'amplificatore differisce in qualche modo da quella del segnale alla sua entrata.

L'entità della distorsione presente all'uscita dell'amplificatore è determinata da: a) la percentuale della distorsione armonica e b) la percentuale della intermodulazione.

La distorsione armonica, ossia la percentuale del contenuto di armoniche, si riferisce all'entità delle armoniche presenti all'uscita dell'amplificatore quando alla sua entrata sia stato applicato un tono puro, perfettamente sinusoidale, e quindi privo di armoniche. Le armoniche presenti all'uscita sono dovute al funzionamento non lineare di qualche parte dell'amplificatore, per es. da rettificazione di griglia, da stadi sovraccaricati, da squilibrio di impedenze, ecc.

La distorsione s'intende tollerabile quando la percentuale del contenuto d'armoniche non supera il 5 %; negli amplificatori ad alta fedeltà non supera il 2 %, a resa massima.

La percentuale d'intermodulazione viene misurata applicando all'entrata dell'amplificatore due toni puri, sinusoidali, e controllando all'uscita l'entità delle frequenze di battimento, dovute alla somma ed alla differenza tra le due frequenze applicate all'entrata. Queste nuove frequenze si producono soltanto per effetto di non linearità presenti nell'amplificatore, ossia per effetto di distorsione.

Vi è intermodulazione tollerabile quando è del 10 % a pieno volume, e le frequenze applicate all'entrata sono di 40 e di 2000 c/s. Negli amplificatori di alta qualità non supera l'8 %.

RONZIO. — Si suol dire che il livello di ronzio è di un certo numero di decibel sotto l'uscita normale, per es. — 60 decibel sotto la massima potenza d'uscita. A volte, il livello di ronzio viene riferito ad una data potenza minima, per es. rispetto ad 1 milliwatt. In questo caso il numero dei decibel risulta minore, per es. può essere di — 40 decibel sotto 1 milliwatt. Un altro modo per indicare il livello rumore è quello di indicare il rapporto tra la tensione rumore e la tensione massima del segnale, all'uscita dell'amplificatore. Il rapporto di 1/2500 è considerato soddisfacente.

GAMMA DI FREQUENZE. — La potenza d'uscita dell'amplificatore non si mantiene costante a tutte le frequenze, decresce a ciascuno dei due estremi, in corrispondenza delle frequenze più basse e di quelle più alte. È detta frequenza di taglio quella alla quale la potenza d'uscita scende a 0 decibel. Per risposta lineare s'intende quel tratto della gamma di frequenze nel quale il livello sonoro si mantiene pratica-

IL RESPONSO DI FREQUENZA DEGLI AMPLIFICATORI

Principio dei filtri di frequenza.

I filtri di frequenza sono di basilare importanza nella tecnica degli amplificatori ad audiofrequenza; con essi è possibile effettuare ampie correzioni di responso, in modo da adeguare l'amplificatore alle caratteristiche della sorgente di segnale (microfono, pickup, sintonizzatore, testa magnetica, ecc.) ed alle caratteristiche dell'altoparlante. Non è sempre opportuno che l'amplificatore amplifichi uniformemente tutte le frequenze, ma è quasi sempre necessario che esso compensi l'insufficiente trasduzione da parte della sorgente di segnale o l'inadeguata riproduzione dell'altoparlante, in modo che il responso complessivo dell'intero impianto sonoro riesca perfetto.

A base dei filtri di frequenza vi è il condensatore, per il fatto che la resistenza che esso oppone alle varie frequenze, ossia la sua reattanza capacitiva (X_c), varia con il variare della frequenza; la reattanza capacitiva è, infatti, molto grande rispetto le frequenze basse, e tende a diventare addirittura infinita a mano a mano che la fre-

REATTANZA CAPACITIVA ALLE VARIE FREQUENZE

	50 c/s	100 c/s	500 c/s	1000 c/s	5000 c/s	10.000 c/s
50 pF	63.694.327	31.847.133	6.369.432	3.184.788	636.943	318.417 ohm
100 pF	31.847.133	15.923.500	3.184.713	1.592.350	318.471	159.235 ohm
250 pF	12.738.853	6.369.426	1.273.885	636.492	127.388	63.694 ohm
500 pF	6.369.432	3.184.713	636.943	318.473	63.694	31.841 ohm
1.000 pF	3.184.713	1.592.350	318.471	159.235	31.847	15.923 ohm
5.000 pF	636.943	318.471	63.694	31.847	6.369	3.185 ohm
10.000 pF	318.471	159.200	31.847	15.920	3.185	1.592 ohm
15.000 pF	212.314	106.157	21.231	10.615	2.123	1.061 ohm
20.000 pF	159.235	79.617	15.923	7.961	1.592	796 ohm
50.000 pF	63.694	31.847	6.369	3.184	636	318 ohm
100.000 pF	31.847	15.920	3.184	1.592	318	159 ohm

quenza scende verso zero. Essa è invece bassa alle frequenze elevate; più aumenta la frequenza più diminuisce la reattanza. Sicchè rispetto alle audiofrequenze, il condensatore si comporta come una resistenza variabile; ossia come un elemento selettore di frequenza.

Per ottenere un filtro di frequenza basta collegare una resistenza fissa in serie

ad un condensatore; poichè il condensatore si comporta come una resistenza variabile, si ottiene un divisore di tensione, un elemento del quale è variabile e l'altro è fisso.

Con un condensatore ed una resistenza si può realizzare tanto un filtro per le frequenze alte, tale da attenuare prevalentemente i toni alti, quanto un filtro per le frequenze basse, tale da attenuare i toni bassi a preferenza di quelli alti. In fig. 91A il filtro è costituito da una resistenza di 25 000 ohm con in serie un condensatore di 10 000 picofarad ossia 0,01 microfarad. L'entrata del filtro è ai capi dell'insieme resistenza-condensatore; l'uscita del filtro è ai capi della resistenza. Questo è un filtro dei toni bassi, infatti si supponga che alla sua entrata siano presenti due tensioni alternative eguali, una a 64 cicli e l'altra a 6400 cicli; la reattanza del condensatore a queste due frequenze si calcola con la solita formula:

$$\text{Reattanza del condensatore in ohm} = \frac{1\,000\,000}{2\pi \times \text{frequenza in cicli} \times \text{capacità in microfarad}}$$

$$\text{Reattanza a 64 cicli} = 1\,000\,000 : (6,28 \times 64 \times 0,01) = 1\,000\,000 : 5 = 200\,000 \text{ ohm}$$

$$\text{Reattanza a 6400 cicli} = 1\,000\,000 : (6,28 \times 6400 \times 0,01) = 1\,000\,000 : 500 = 2000 \text{ ohm}$$

Rispetto alla frequenza a 64 cicli, il filtro di fig. 9.1 A si comporta come un divi-

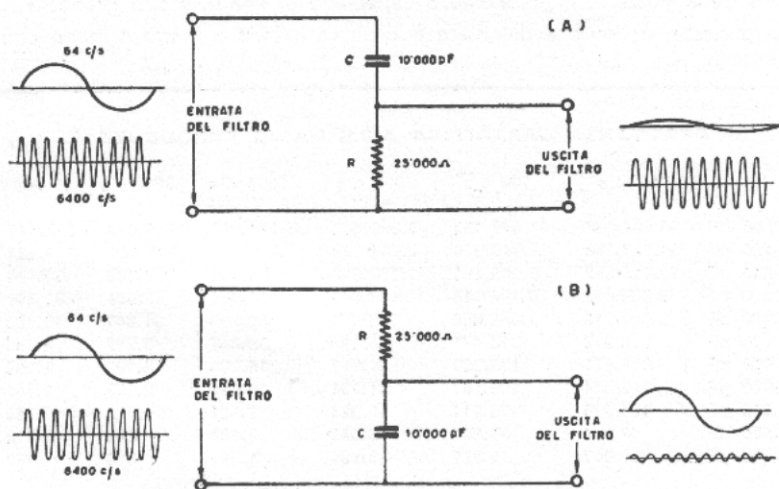


Fig. 9.1. - Principio dei filtri attenuatori di frequenza.

sore di tensione formato da una resistenza di 25 000 ohm in serie con altra di 200 000 ohm; poichè l'uscita del filtro è ai capi della resistenza di 25 000 ohm, solo una piccola parte della tensione a 64 cicli è presente all'uscita; data la divisione di tensione essa è

in gran parte presente ai capi del condensatore di 10 000 picofarad; ne risulta che la frequenza a 64 cicli è fortemente attenuata.

Rispetto alla frequenza a 6400 cicli, il filtro si comporta come un divisore formato da una resistenza di 25 000 ohm e da un'altra di 2000 ohm; poichè l'uscita del filtro è ai capi della resistenza di 25 000 ohm, la tensione a 6400 cicli è quasi completamente presente all'uscita del filtro; solo una minima parte è presente ai capi del condensatore di 10 000 picofarad. Anche la frequenza a 6400 cicli risulta attenuata, ma l'attenuazione è minima in confronto alla frequenza a 64 cicli. Questo filtro lascia passare le frequenze alte, non lascia passare che in minima parte le basse; da ciò il termine di *filtro attenuatore dei toni bassi*.

Il filtro di fig. 9.1 B non è altro che quello precedente capovolto; in questo caso l'uscita del filtro è ai capi del condensatore anzichè della resistenza. Poichè, come detto, la frequenza a 64 cicli è in gran parte ai capi del condensatore, dato che il condensatore è all'uscita del filtro, essa è pure presente all'uscita del filtro. L'altra frequenza, quella a 6400 cicli, è invece presente in gran parte ai capi della resistenza, ed in minima parte ai capi del condensatore, all'uscita del filtro, quindi risulta fortemente attenuata. Questo filtro lascia passare le frequenze basse a preferenza delle alte, per cui è detto *filtro attenuatore dei toni alti*.

Il più diffuso filtro di frequenza, presente in tutti gli amplificatori, è quello usato per l'accoppiamento di una valvola con la seguente, costituito dal condensatore di accoppiamento e dalla resistenza di griglia. L'uscita di questo filtro è ai capi della resistenza, quindi è un filtro attenuatore dei toni bassi. È per questa ragione che è necessario elevare alquanto la capacità di accoppiamento e ridurre al minimo ammissibile la resistenza di griglia, onde evitare l'eccessiva attenuazione dei toni bassi.

Riducendo la resistenza di griglia si riduce anche il guadagno dello stadio; per cui gli amplificatori ad alta fedeltà di riproduzione sono provvisti di uno stadio d'amplificazione in più rispetto quelli a bassa fedeltà di riproduzione, dato che gli stadi ad alta fedeltà sono sempre a basso guadagno, onde evitare perdite di frequenze basse.

Basta variare la capacità del condensatore di accoppiamento per variare l'azione del filtro; un esempio di controllo di responso di questo tipo è quello dell'amplificatore da cinema mod. 151 delle Officine Prevost (v. schema in fondo al volume), nel quale il condensatore di accoppiamento tra il primo ed il secondo triodo della prima 6SL7 può avere sei diversi valori, compresi tra 5000 e 100 000 pF.

Negli esempi di fig. 9.1, vien detta *frequenza di passaggio* o di *crossover* quella frequenza alla quale la reattanza del condensatore è di 25 000 ohm; il filtro è formato allora da due resistenze di eguale valore.

Circuito di rinforzi dei toni bassi.

Il guadagno di uno stadio d'amplificazione dipende anche dalla resistenza di griglia della valvola seguente; se, ad es., lo stadio è ad una valvola 6SJ7, dalla Tabella del capitolo precedente risulta che il guadagno può essere di 179 con resistenza

di griglia di 0,47 megaohm, oppure di 216 elevando il valore della resistenza di griglia ad 1 megaohm, lasciando invariato ogni altro fattore. Si approfitta di questo fatto per variare il guadagno degli stadi d'amplificazione al variare della frequenza, in modo da ottenere una maggiore amplificazione in corrispondenza di certe frequenze, a seconda delle necessità, ciò mediante una resistenza ed un condensatore in serie, posti in parallelo alla resistenza di griglia, come in fig. 9.2.

Le resistenze R_1 e R_2 possono essere di 1 megaohm, il condensatore C_1 può essere di 500 picofarad. Alla frequenza di 100 cicli, la resistenza del condensatore è di

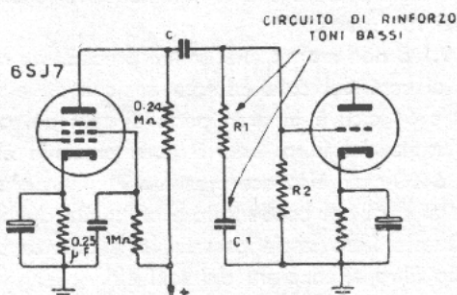


Fig. 9.2. - Principio del circuito di rinforzo dei toni bassi usato per variare il guadagno dello stadio d'amplificazione.

3 184 000 ohm, mentre alla frequenza di 5000 cicli è di 63 700 ohm; dunque il condensatore si comporta come una resistenza variabile al variare della frequenza. Poiché il condensatore si trova in parallelo alla resistenza di griglia, il valore complessivo è alto in presenza di frequenze basse, ed è basso in presenza di frequenze alte, quindi il guadagno dello stadio è massimo in corrispondenza della frequenza più bassa, e minimo in corrispondenza della frequenza più alta. Questo è un *circuito di rinforzo dei toni bassi*.

Anziché in parallelo alla resistenza di griglia, il circuito di rinforzo dei toni bassi viene a volte posto in parallelo alla resistenza di placca; in tal caso il carico anodico varia al variare della frequenza, e quindi varia il guadagno dello stadio, il quale risulta alto alle frequenze basse, e basso alle frequenze alte.

Il circuito di rinforzo dei toni bassi differisce dal filtro attenuatore, per il fatto che in tal caso non è usato il principio del divisore di tensione.

Circuito di rinforzo dei toni alti.

Per ottenere il rinforzo dei toni alti, anziché ricorrere al sistema di variare il guadagno della valvola, si applica il principio del controllo di volume, e si approfitta del variare della reattanza del condensatore per formare all'entrata della valvola un divisore di tensione dinamico. Il principio è illustrato dalla fig. 9.3. In questo caso il condensatore C è in parallelo alla resistenza R_1 ; essi formano il *circuito di rinforzo dei toni alti*, posto in serie tra il condensatore di accoppiamento e la resistenza di griglia.

La reattanza del condensatore di 1000 pF è di 1 600 000 ohm a 100 cicli ed è di 31 800 ohm a 5000 cicli, come risulta dalla Tabella.

All'entrata della valvola è presente un divisore di tensione, un lato del quale (quello costituito da R_1 e da C) è variabile, mentre l'altro è fisso (quello costituito dalla resistenza di griglia). In presenza di frequenza molto bassa, per es. 100 cicli, il valore ohmmico di R_1 e di C è praticamente quello di R_2 , per cui solo metà della tensione del segnale risulta presente all'entrata della valvola. In presenza di frequenza molto alta, per es. 5000 cicli, il valore ohmmico di R_1 e di C è molto basso, quindi la maggior parte della tensione del segnale è presente ai capi di R_2 all'entrata della valvola. Ne risulta che i toni alti vengono amplificati molto più dei toni bassi; l'entità della

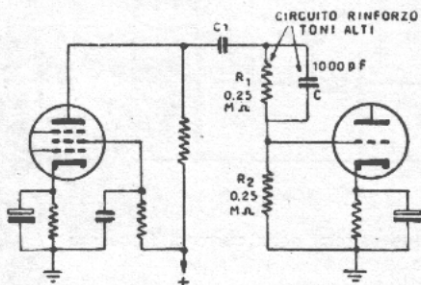


Fig. 9.3. - Principio del circuito di rinforzo dei toni alti.

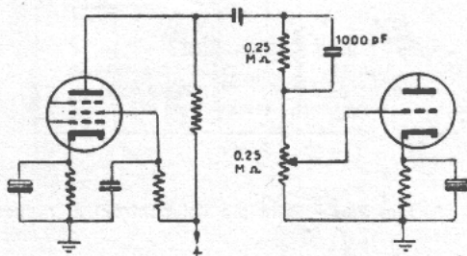


Fig. 9.4. - Circuito di rinforzo dei toni alti in serie al controllo di volume.

differenza di amplificazione viene determinata dal valore di R_1 mentre l'inizio in cui tale differenza ha luogo viene determinato dal valore di C.

Spesso il circuito di rinforzo dei toni alti viene unito al controllo di volume, il quale provvede in tal modo anche a determinare l'entità della differenza di amplificazione delle frequenze alte rispetto quelle basse. Un esempio è riportato dalla fig. 9.4.

Controlli di responso.

Il controllo di responso consente di modificare l'andamento della curva di frequenza dell'amplificatore ad una delle sue estremità, in modo da adeguarla alla sorgente di segnale, all'altoparlante, alle caratteristiche degli stadi d'amplificazione ed alle condizioni dell'ambiente. I controlli di responso sono due: uno per l'estremo basso della curva, e l'altro per l'estremo alto. Il principio di funzionamento è quello stesso dei filtri attenuatori e dei circuiti di rinforzo ai quali è già stato accennato.

Nell'esempio di fig. 9.2, il circuito di rinforzo è costituito da una resistenza e da un condensatore, ambedue fissi; se in parallelo al condensatore viene collocata una resistenza variabile, essa diventa il controllo di responso all'estremo basso, in quanto influisce sull'azione del condensatore. Un esempio di controllo di responso di questo tipo è riportato dalla fig. 9.5; il circuito è costituito da R_1 con in serie C_1 , l'azione di

quest'ultimo è determinata dalla posizione della resistenza variabile R_2 in parallelo ad esso.

Oltre al controllo di responso all'estremo basso, all'entrata della valvola V2 di fig. 9.5 è presente anche il controllo di responso all'estremo alto, formato dalla resistenza di griglia R_{g1} variabile, e dal condensatore C_2 . Quando il cursore della resistenza variabile si trova in posizione A, l'azione del condensatore è nulla, in quanto è in corto-

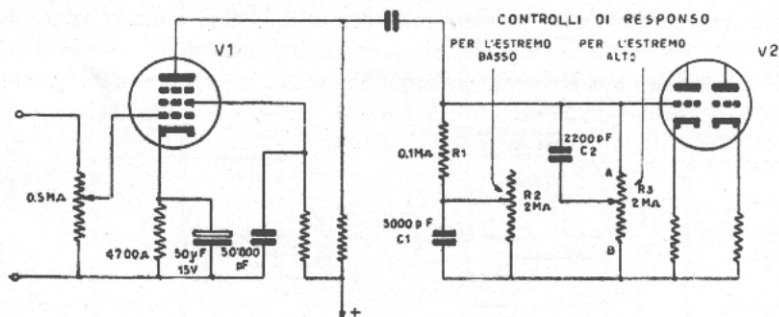


Fig. 9.5. - Principio dei controlli di responso ai due estremi della curva di frequenza dell'amplificatore.

circuito; quando invece è in posizione B, l'azione del condensatore è massima, ed in presenza di frequenze elevate, esso riduce fortemente la resistenza di griglia della valvola, quindi il guadagno dello stadio per tali frequenze, le quali risultano in tal modo attenuate fortemente. Il controllo consente di variare l'azione del condensatore tra questi due estremi.

Va notato che negli amplificatori i controlli di responso hanno grandissima importanza; spesso essi vengono utilizzati con circuito a reazione inversa, specie quando si tratta di amplificatori di media o grande potenza. I due controlli di fig. 9.5 sono bene adatti per amplificatore da radiofonografo.

Esempio di correzione di responso con circuiti di rinforzo dei toni alti e dei toni bassi.

Tutti gli amplificatori a media o ad alta fedeltà di riproduzione sonora sono provvisti di circuiti di rinforzo tanto dei toni alti quanto dei toni bassi, allo scopo di sostenere gli estremi della curva di responso, ed assicurare l'ottima amplificazione di una gamma musicale assai vasta. I circuiti di rinforzo sono presenti all'uscita del primo stadio d'amplificazione e all'entrata del secondo, ed a volte anche all'uscita del secondo e all'entrata del terzo stadio d'amplificazione, quando si tratta di amplificatori di alta musicalità e di notevole potenza.

Un esempio pratico è quello di fig. 9.6. I circuiti di rinforzo sono tre, due per i toni bassi ed uno per quelli alti. All'uscita della preamplificatrice 6SJ7 vi è uno dei

circuiti di rinforzo bassi, costituito da una resistenza R_1 in serie con uno o due condensatori fissi, il circuito è in parallelo alla resistenza anodica. Un inseritore consente di variare la capacità, ponendo in serie ad R_1 di 10 000 ohm, un condensatore C_1 di 10 000 pF, o di aggiungere ad esso un condensatore C_2 di 40 000 pF o un condensatore C_3 di 10 000 pF.

Il principio è quello di fig. 9.2. Affinchè le variazioni della reattanza complessiva del circuito di rinforzo siano intese dalla resistenza di carico anodico, il valore di quest'ultima è di 240 000 ohm. In presenza di audiofrequenza bassa, la reattanza capacitiva diviene molto alta, quindi la riduzione del carico anodico è minima, con conseguente maggior guadagno dello stadio preamplificatore limitato alle frequenze basse. In presenza di audiofrequenze medie o alte, il guadagno dello stadio è normale.

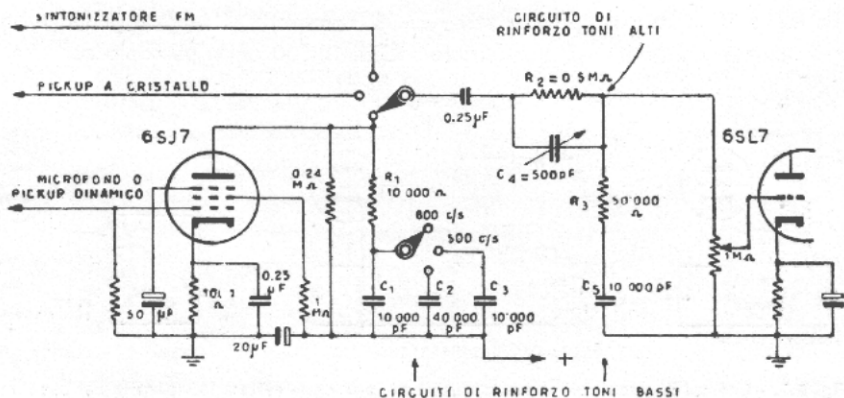


Fig. 9.6. - I circuiti di rinforzo dei due estremi della curva di responso dell'amplificatore vengono generalmente collocati tra il primo ed il secondo stadio di preamplificazione, come in questo esempio, il quale costituisce un'applicazione pratica dei principi illustrati dalle figg. 9.2 e 9.4.

Un secondo circuito di rinforzo, simile a quello presente nel circuito di placca della 6SJ7, è presente in parallelo alla resistenza di griglia di un triodo della 6SL7, l'altro essendo usato per l'inversione di fase. È costituito da una resistenza R_3 di 50 000 ohm e da un condensatore in serie di 10 000 pF. Questi due valori sono diversi da quelli indicati dalla fig. 9.2, data la presenza degli altri due circuiti di rinforzo.

Il terzo circuito di rinforzo, quello per i toni alti, è simile a quello di fig. 9.3; consiste di una resistenza R_2 di 0,5 megaohm in parallelo ad un condensatore variabile C_4 di 500 pF. È stato indicato un condensatore variabile essendo possibile con esso ottenere un'accurata regolazione del rinforzo dei toni alti; il suo valore può essere minore di quello indicato, per es. di 250 o di 300 pF. Il condensatore C_4 può essere fisso, ed in tal caso è opportuno che R_2 sia variabile.

Regolando opportunamente i due controlli variabili di rinforzo toni bassi e toni alti, è possibile ottenere un responso uniforme entro una gamma estesissima, da 20 a 20 000 cicli/secondo, almeno in questa parte dell'amplificatore.

Controlli di volume a compressione di tono.

Sono utili particolarmente per i radiofonografi ed in genere per i complessi sonori da abitazione, onde evitare l'inconveniente della « perdita dei bassi » quando il controllo di volume è in posizione di minimo livello sonoro. La perdita dei toni bassi non è effettiva, ma solo apparente, essendo dovuta alla caratteristica dell'orecchio, poco sensibile ai toni bassi, i quali diventano inaudibili a volume molto ridotto, come detto nel capitolo primo, ed illustrato dalla fig. 1.10. I controlli di volume provvisti di compensazione possono essere di vario tipo; si distinguono in due categorie: a) « elettrici » e b) « meccanici »; i primi sono ottenuti con filtri o circuiti di rinforzo accoppiati al controllo di volume, i secondi mediante l'accoppiamento meccanico di due resistenze variabili, una per il controllo di volume ed una per il controllo di tono.

La fig. 9.7A illustra il tipo più semplice di *correttore di tono* aggiunto al controllo di volume; consiste di un condensatore C di 10 000 pF in parallelo con una re-

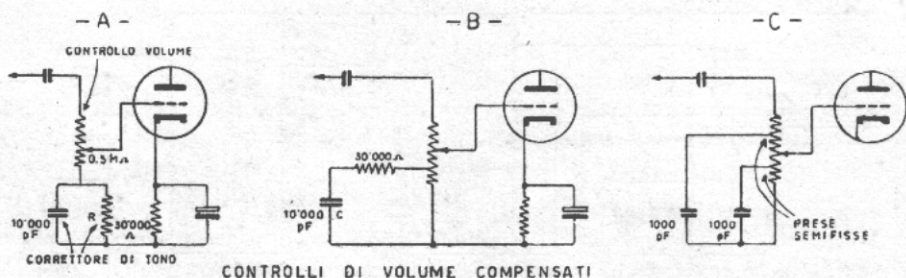


Fig. 9.7. - Esempi di circuiti di compensazione di tono onde evitare la « perdita dei bassi » in corrispondenza del volume sonoro ridotto.

sistenza R di 30 000 ohm, è posto in serie alla resistenza variabile, dal lato massa. I valori di R e di C vanno variati a seconda della necessità. Presenta l'inconveniente di riuscire efficace solo a livello sonoro molto basso.

La fig. 9.7B indica un esempio migliore di controllo di volume compensato, il quale richiede però che la resistenza variabile sia provvista di una presa. Il circuito correttore funziona tanto da attenuatore delle frequenze alte quanto da rinforzo delle frequenze basse. La resistenza R di 30 000 ohm può venir posta in parallelo al condensatore C anziché in serie ad esso, qualora ciò risulti più conveniente ai fini della compensazione. La resistenza in serie limita l'effetto sopra la frequenza di passaggio ($X_c = R$), la resistenza in parallelo limita l'effetto sotto tale frequenza.

Il controllo di volume compensato di fig. 9.7B non consente di regolare l'effetto nella esatta posizione della gamma sonora, poichè la presa è fissa. È senz'altro da preferire la resistenza variabile con presa semifissa, tale da poter essere spostata durante la messa a punto dell'amplificatore. Ciò anche per il fatto che il valore delle resistenze non è preciso, data la tolleranza del 20 % ammessa. Il sistema migliore di compensazione di tono è quello di fig. 9.7C nel quale la resistenza variabile è prov-

vista di due prese semifisse, ciascuna con il proprio condensatore. In questo modo è possibile adeguare perfettamente la curva di rinforzo dei toni bassi al variare del livello sonoro. In serie o in parallelo ai due condensatori può riuscire opportuno collocare una resistenza.

In alcuni amplificatori di alta classe, la resistenza variabile per il controllo di volume è provvista di tre prese semifisse, una delle quali collegata ad impedenza a nucleo di ferro, accuratamente schermata, data l'estrema facilità con cui può captare il ronzio. Questo tipo di compensazione di tono è da riservare solo ad amplificatori di costruzione particolare.

Caratteristiche della reazione inversa.

La *reazione inversa*, detta anche *reazione negativa* o *controreazione*, è di basilare importanza nella tecnica degli amplificatori ad audiofrequenza; con essa si ottengono numerosi vantaggi, particolarmente importanti quando le valvole finali sono tetrodi o pentodi, essendo in tal caso più difficile minimizzare la distorsione conseguente alla caratteristica non lineare di queste valvole. Per tale ragione, e per altre ancora, tutti gli amplificatori di costruzione recente, del tipo a media musicalità, e tanto più in quelli ad alta musicalità, sono provvisti di reazione inversa. Gli amplificatori di costruzione non recente, senza reazione inversa, possono venir notevolmente perfezionati applicandola anche ad essi, tanto più che ciò non richiede alcuna laboriosa progettazione.

La reazione inversa si basa sul fatto che il segnale ad audiofrequenza presente all'uscita della valvola amplificatrice è in opposizione di fase rispetto a quello presente all'entrata della valvola stessa, ossia è a 180 gradi fuori fase. La reazione inversa consiste nel far retrocedere una parte del segnale amplificato, dall'uscita all'entrata della valvola.

I vantaggi conseguenti alla reazione inversa sono importanti e numerosi; il principale è la minor distorsione quindi la più elevata fedeltà ottenibile, gli altri sono: riduzione del ronzio e del rumore di fondo, migliore responso alle varie frequenze, maggiore indipendenza dalle fluttuazioni della tensione anodica, migliore frenatura del sistema vibrante dell'altoparlante, ecc. Si supponga, ad es., che all'entrata della valvola finale non sia presente alcun segnale ad eccezione di una certa tensione alternativa di ronzio; in tal caso la tensione di ronzio viene amplificata e riprodotta dall'altoparlante qualora non vi sia reazione inversa. Se invece la valvola finale è provvista di reazione inversa, una parte della tensione di ronzio viene retrocessa in opposizione di fase dall'uscita all'entrata della valvola, con il risultato di annullare quella presente all'entrata, essendo eguale e contraria, e con l'effetto di far scomparire il ronzio o per lo meno di attenuarlo fortemente.

Nello stesso modo è possibile attenuare un tratto della gamma di frequenza qualora risulti d'ampiezza eccessiva, a vantaggio della parte restante della gamma. Se, ad es., si vuole evitare che la valvola finale o altra precedente abbia ad amplificare normalmente le frequenze comprese tra 3000 c/s in su, si provvede a far retrocedere

quella parte del segnale che va da tale frequenza sino all'estremo alto della gamma; poichè le frequenze comprese in questo tratto vengono ripresentate all'entrata in opposizione di fase, ne risulta un parziale annullamento della loro ampiezza, ossia una parziale soppressione, la quale può venir regolata a seconda della necessità. Ne risulta una particolare forma di compensazione di tono assai utile. Essendo possibile variare l'ampiezza del segnale retrocesso con resistenza variabile, molti amplificatori di classe sono provvisti di due controlli di compensazione a reazione inversa uno per i toni alti e l'altro per i toni bassi, ciascuno dei quali costituito da una resistenza variabile.

La reazione inversa ha due inconvenienti: a) riduce il guadagno dello stadio, b) può causare oscillazione. Il primo inconveniente ha poca importanza, data l'alta amplificazione delle valvole moderne; il secondo può venir evitato con opportuni accorgimenti, dei quali sarà detto più avanti.

Principio della reazione inversa.

Una delle più semplici forme di reazione inversa è quella di fig. 9.8, in cui la retrocessione di parte del segnale amplificato avviene tramite un condensatore ed una resistenza in serie, posti tra la placca e la griglia controllo della valvola finale.

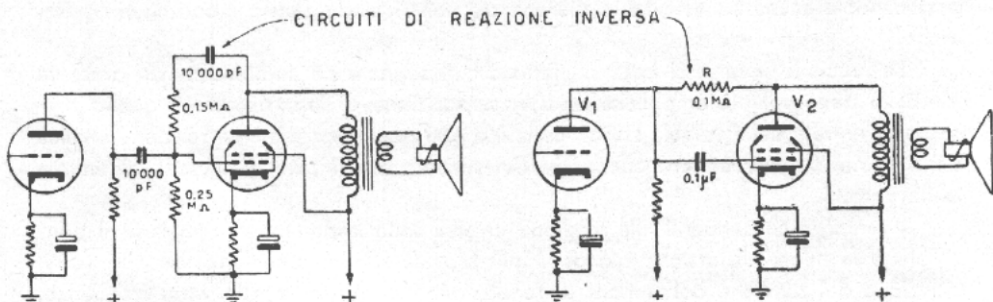


Fig. 9.8. - Circuiti basilari di reazione inversa.

L'ampiezza del segnale retrocesso è determinata dal valore di R , mentre C serve per separare la tensione anodica da quella di griglia. All'estremo basso della gamma, il condensatore C interviene a limitare l'ampiezza del segnale retrocesso, dato che alle basse frequenze la reattanza capacitativa è alta (v. Tabella), e si somma alla resistenza; l'attenuazione è perciò meno accentuata per i toni bassi e più accentuata per quelli alti. Ciò risulta utile, dato che il trasformatore d'uscita causa una notevole attenuazione delle frequenze basse. I valori di R ed C indicati in figura sono stati scelti prevedendo che il trasformatore d'uscita sia di buona qualità; qualora ciò non fosse, è opportuno diminuire il valore di R , in modo da accentuare l'attenzione delle frequenze alte e medie a vantaggio di quelle basse.

La fig. 9.8 illustra un'altra disposizione dello stesso circuito di reazione inversa; la differenza consiste nell'assenza del condensatore in serie alla resistenza. Poichè la placca di V1 e la griglia di V2 sono virtualmente in fase, la reazione negativa può essere ottenuta inserendo parte del segnale amplificato della placca di V2 a quella di V1. Il risultato è simile a quello dell'esempio precedente. Anche in questo caso l'entità della reazione inversa può venir regolata variando il valore di R ; basta diminuire il valore di R per ottenere un effetto più marcato. Va notato che mentre nell'esempio precedente, il condensatore di accoppiamento è di 10 000 pF, in questo esempio è invece di 0,1 microfarad, ciò allo scopo di evitare che il segnale retrocesso subisca uno spostamento di fase, fatto questo che costituisce uno dei punti deboli dei circuiti a reazione inversa. Infatti, se il segnale retrocesso non è esattamente in opposizione di fase, ma concorda in parte con la fase del segnale all'entrata, si ottiene la reazione normale, positiva, con il pericolo dell'autooscillazione.

Un effetto secondario della presenza della resistenza R nel circuito indicato è che la corrente di placca della valvola V1 trova due passaggi, anzichè uno solo, con con-

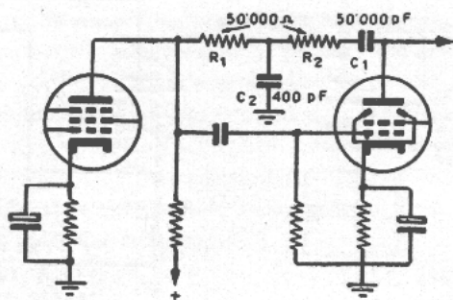


Fig. 9.9. - Circuito di reazione inversa con accentuazione delle frequenze ai due estremi della curva di responso dell'amplificatore.

seguito aumento della tensione di placca. L'inconveniente di questo circuito consiste nel non consentire alcuna preferenza per le varie frequenze, poichè tutte risultano egualmente trasferite all'entrata della V2.

Con il circuito di fig. 9.9 è possibile ovviare all'inconveniente suddetto; la resistenza R è divisa in due parti eguali, R_1 e R_2 di 50 000 ohm ciascuna. Il condensatore C_1 di 50 000 pF ha lo scopo di esaltare le frequenze molto basse, limitando l'ampiezza del segnale retrocesso in corrispondenza alle frequenze molto basse; il condensatore C_2 di 400 pF ha lo scopo di esaltare le frequenze all'altro estremo della gamma, lasciando passare a massa quella parte del segnale retrocesso che corrisponde alle frequenze molto alte.

Reazione inversa applicata alla valvola precedente la finale.

In fig. 9.8 la resistenza di reazione inversa è collegata alla placca della valvola precedente la finale; è anche possibile collegarla al catodo della stessa valvola, con alcuni vantaggi. È però necessario collegare un condensatore in serie alla resistenza, come in fig. 9.10, allo scopo di evitare il trasferimento della tensione anodica continua al catodo della valvola precedente. In tal caso si ottiene l'accentuazione delle frequenze basse, appunto come in fig. 9.9.

Nell'esempio di fig. 9.10, R_1 e C_1 sono gli elementi del circuito di reazione inversa, mentre R_2 e C_2 sono gli elementi del circuito di rinforzo dei toni bassi, simile a quello di fig. 9.3. Con questa disposizione la resistenza limitatrice della reazione inversa non è fissa, come negli esempi precedenti, è invece variabile al variare della

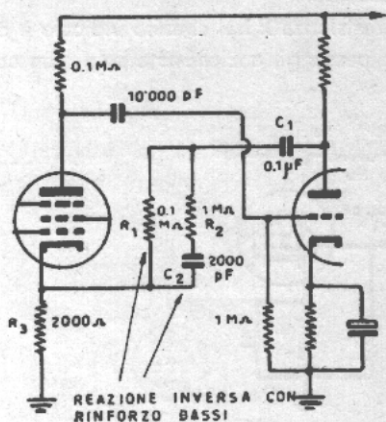


Fig. 9.10. - Circuito di rinforzo dei toni bassi applicato a circuito di reazione inversa placca-catodo.

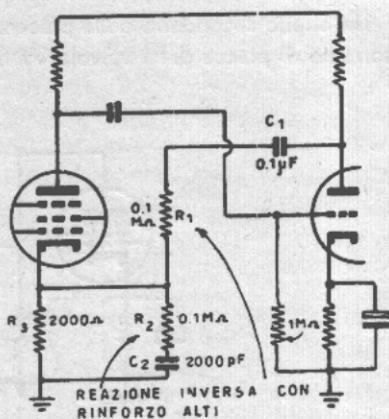


Fig. 9.11. - Circuito di reazione inversa simile al precedente, con circuito di rinforzo dei toni alti.

frequenza, per effetto della variazione della reattanza di C_1 , molto alta alle frequenze basse e molto bassa alle frequenze alte. In presenza di toni bassi la resistenza limitatrice è alta, per cui la retrocessione del segnale è ridotta, quindi è ridotta anche la diminuzione di guadagno dello stadio. Si ottiene in tal modo il duplice effetto di reazione inversa e di rinforzo dei toni bassi.

In fig. 9.11 alla reazione inversa è aggiunto il circuito di rinforzo dei toni alti. La tensione trasferita dal circuito di placca al catodo della valvola precedente, è presente ai capi di un particolare divisore di tensione, un lato del quale è formato dal condensatore C_1 di $0,1$ microfarad e dalla resistenza R_1 di $0,1$ megaohm, mentre l'altro lato è formato dalla resistenza R_2 dello stesso valore e dal condensatore C_2 di 2000 pF . In presenza di frequenze alte, la reattanza di C_2 è piccola, poco inferiore a quella di C_1 — il segnale viene diviso circa a metà, per cui al catodo è presente metà circa

della tensione retrocessa. In presenza di frequenze basse, invece, la reattanza di C_2 è molto grande, molto più grande di quella di C_1 , data la diversa capacità, per cui il valore del lato comprendente R_2 , C_2 è molto maggiore dell'altro, quindi gran parte della tensione retrocessa è presente ai suoi capi, ossia ai capi del catodo; ne risulta che alle frequenze basse la reazione inversa è forte, e quindi è forte la loro attenuazione; il risultato è che le frequenze alte vengono amplificate con guadagno più alto.

In fig. 9.11, al posto del circuito di rinforzo alti costituito da R_2 e C_2 è possibile utilizzare un condensatore di 600 pF in parallelo alla resistenza di catodo R_{a1} , al posto del solito condensatore elettrolitico di livellamento, il quale non va usato quando la reazione negativa è applicata al catodo. Il condensatore di 500 pF elimina le frequenze elevate sino a circa il centro della gamma, quindi impedisce che tali frequenze abbiano a ridurre il guadagno dello stadio, con conseguente loro accentuazione rispetto alle basse.

I controlli di responso a reazione inversa.

La reazione inversa ha reso possibile la compensazione della curva di responso alle audiofrequenze, ciò in modo molto semplice, razionale ed economico, tanto che ormai non si costruiscono più amplificatori di potenza elevata senza tale compensazione, eccezione fatta per quelli adatti per la sola voce.

Ad es., con un amplificatore di basso costo è possibile ottenere una curva di responso abbastanza piana tra 100 e 5000 cicli, con ± 3 dB, senza compensazione a reazione inversa; utilizzando tale compensazione, realizzabile con qualche resistenza e qualche condensatore, il responso dello stesso amplificatore risulta assai migliorato, estendendosi da 100 a 10 000 cicli, con ± 3 dB. Gli amplificatori ad alta musicalità usati per le radiotrasmissioni e per la ripresa di colonne sonore sono provvisti di forti compensazioni a reazione inversa, tanto da consentire responsi uniformi su estesissima gamma di frequenze, addirittura sull'intero spettro sonoro, da 30 a 20 000 cicli, con $\pm 0,5$ dB.

Il principio è molto semplice e consiste nell'utilizzare filtri di frequenza e circuiti di rinforzo insieme a quello di reazione inversa; degli uni e degli altri è già stato accennato. La fig. 9.12 indica un esempio pratico, utilizzato nell'amplificatore da 75 watt Geloso mod. G-274A e G-275A. In figura è indicato il principio generale; lo schema completo si trova in fondo al volume. Parte del segnale presente nel circuito di placca della valvola pilota 6L6 è retrocesso al circuito di catodo della valvola precedente, costituita da uno dei due triodi di una 12SL7. Ciò tramite un condensatore C_1 di 0,1 microfarad in serie con una resistenza R_1 di 25 000 ohm. Il valore di C_1 è notevolmente alto, in modo da consentire il passaggio anche delle frequenze più basse.

Vi sono due controlli di responso, uno efficace all'estremo alto della curva, costituito dal condensatore C_2 di 5000 pF e dalla resistenza variabile R_2 di 30 000 ohm, e l'altro efficace all'estremo basso della curva, costituito dal condensatore C_3 di 5000 pF e dalla resistenza R_3 di 0,5 megaohm. L'azione di questi due controlli è già stata illustrata; quello per le frequenze basse corrisponde alla fig. 9.10 e quello per le fre-

quenze alte alla fig. 9.11. I due controlli di responso consentono di variare la curva dell'amplificatore in modo da adeguarla alle più diverse necessità, nonchè alle più svariate condizioni ambientali. Risultano utilissimi, ad es., durante la riproduzione fonografica, in quanto consentono di eliminare l'eventuale fruscio dei dischi a 78,26 giri e di esaltare le frequenze basse, data l'incisione ad ampiezza costante per le frequenze sotto i 250 cicli.

Un altro esempio di applicazione pratica dei controlli di responso è quello di fig. 9.13, uno dei più semplici ed efficaci, molto adatto per amplificatori di piccola o di media potenza. Nell'esempio fatto l'amplificatore è di 10 watt.

Il segnale è retrocesso dalla bobina mobile dell'altoparlante, allo scopo di com-

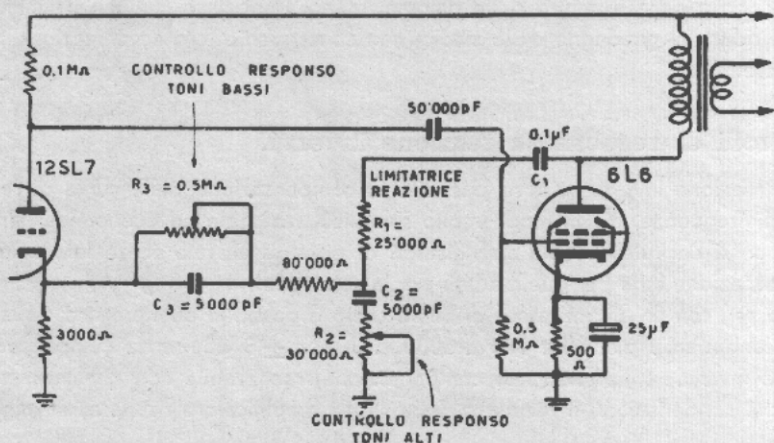


Fig. 9.12. - Controlli di responso ai due estremi della curva di frequenza utilizzando la reazione Inversa (Principio adottato dalla Gelsos negli amplificatori mod. G8274 A e G-276 A).

pensare anche le deficienze del trasformatore d'uscita, al circuito di catodo del terzo stadio amplificatore di tensione, precedente le valvole finali. In tal modo il guadagno dello stadio varia al variare della frequenza, e tale variazione può venire più o meno accentuata mediante due controlli di responso, uno per l'estremo alto e l'altro per l'estremo basso della curva.

Manca in questo schema il condensatore per la reazione inversa, non essendo necessario dato che il segnale è prelevato dalla bobina mobile, dove non vi è tensione anodica continua. La sola resistenza R di 47 000 ohm provvede alla retrocessione del segnale, limitandone l'ampiezza. Il controllo di responso bassi è realizzato con un condensatore C_1 di 5000 pF e con una resistenza variabile R_1 di 1 megohm. Alle frequenze basse, C_1 oppone una resistenza assai elevata, ciò che riduce l'effetto di reazione negativa e di conseguenza la diminuzione di guadagno dello stadio, il che equivale ad un rinforzo in corrispondenza di tali frequenze. La resistenza variabile controlla l'entità dell'effetto di C_1 e nello stesso tempo determina la frequenza alla quale l'effetto stesso ha termine.

L'altro estremo della curva può venir più o meno variato, esaltato o depresso, mediante il circuito formato dal condensatore C_2 di 30 000 pF e dalla resistenza variabile R_3 di 0,5 megaohm. L'azione di questo circuito è già stato descritto; la variazione di reattanza del condensatore annulla più o meno la tensione ad audiofrequenza presente ai capi della resistenza di catodo e quindi modifica il guadagno dello stadio, elevandolo in corrispondenza alle frequenze elevate, per le quali la reattanza capacitiva è minima. L'azione del controllo di responso è coadiuvata dal condensatore

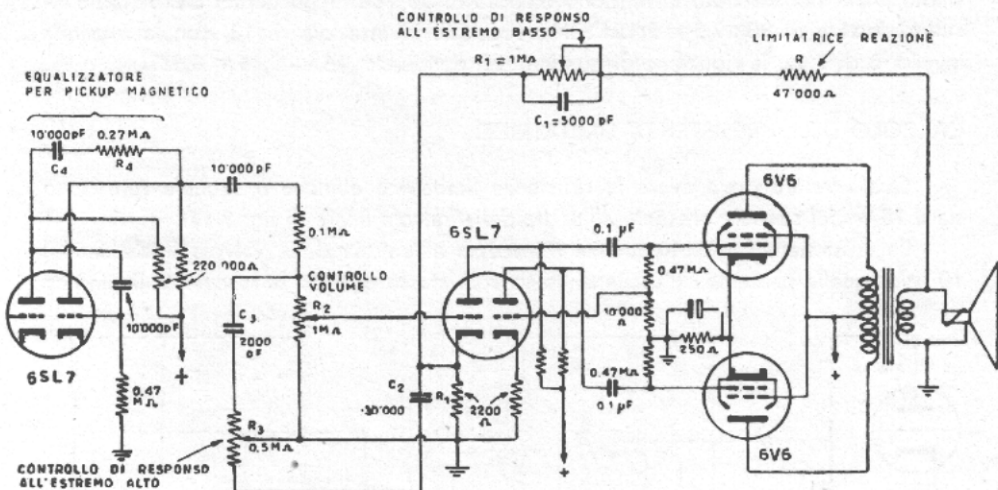


Fig. 9.13. - Controlli di responso ai toni bassi ed ai toni alti, a reazione inversa, bene adatti per radiofonografo da 12 watt, per stanza di soggiorno.

C_3 in serie alla stessa resistenza variabile R_2 . Lo schema completo di questo amplificatore si trova nel capitolo decimo.

Oltre ai due controlli di responso vi è un circuito equalizzatore adatto per pickup magnetico, anch'esso a reazione inversa, presente tra una placca e l'altra del primo doppio triodo 12SL7. Ha lo scopo di esaltare i toni bassi.

Negli schemi dei nuovi amplificatori progettati dalla Philips, nel capitolo decimo, vi sono altri esempi di controllo del responso a reazione inversa, particolarmente interessanti.

Problemi relativi all'applicazione della reazione inversa.

CALCOLO DELLA RIDUZIONE DI GUADAGNO.

Si supponga che all'entrata dello stadio finale la tensione del segnale sia di 5 volt, e che alla sua uscita la tensione del segnale sia di 90 volt; calcolare quale riduzione di guadagno dello stadio determinerà la retrocessione di 5 % della tensione del segnale presente all'uscita.

Calcolare anzitutto il guadagno dello stadio senza reazione inversa; esso risulta dalla tensione all'uscita divisa per quella all'entrata, ossia da $90 : 5 = 18$. Calcolare quale tensione avrà il segnale retrocesso qualora esso sia corrispondente al 5 % di quello d'entrata; tale tensione sarà di $90 : 0,05 = 4,5$ volt. Calcolare ora quale dovrà essere il segnale d'entrata affinché quello d'uscita rimanga di 90 volt, dopo l'applicazione della reazione negativa; risulta semplicemente dalla somma di $5 + 4,5 = 9,5$ volt. Poichè con la reazione inversa è necessario un segnale di 9,5 volt all'entrata dello stadio finale per ottenere la tensione d'uscita di 90 volt, il guadagno dello stadio risulterà essere di $90 : 9,5 = 9,45$. Senza reazione inversa era di 18, con la reazione inversa è di 9,45, la riduzione di guadagno è dunque di $18 - 9,45 = 8,55$.

CALCOLO DELLA RESISTENZA LIMITATRICE.

Quale valore deve avere la resistenza limitatrice affinché il segnale retrocesso sia il 10 % del segnale presente all'uscita della valvola finale di fig. 9.14?

La tensione ad audiofrequenza retrocessa all'entrata della valvola finale sarà il 10 % di quella presente all'uscita della valvola stessa quando la resistenza limitatrice

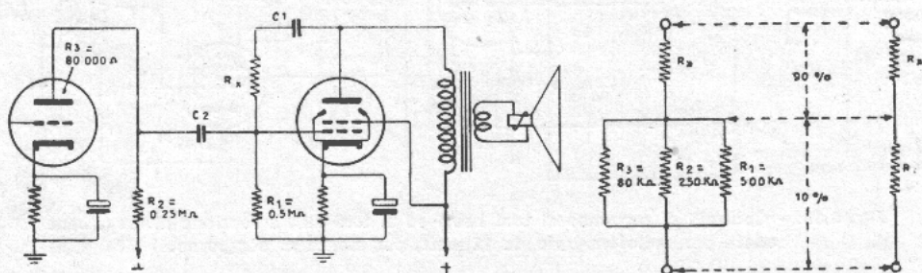


Fig. 9.14. - Calcolo del valore della resistenza limitatrice R_x onde ottenere la retrocessione all'entrata del 10 % della tensione del segnale presente all'uscita della valvola finale.

R_x avrà un valore tale da costituire il 90 % del divisore di tensione formato da essa e dalle altre resistenze in parallelo, come indicato a fianco della stessa fig. 9.14. Occorre tener conto della resistenza di griglia della valvola finale, R_1 di 500 chiloohm, e della resistenza interna della valvola precedente, R_3 di 80 chiloohm. È opportuno indicare i valori in chiloohm. Per semplicità non si tiene conto delle reattanze capacitive dei due condensatori C_1 e C_2 , supponendo il loro valore tanto piccolo da poter essere trascurato. Per prima cosa occorre calcolare il valore delle tre resistenze in parallelo, indicato con R utilizzando la formula:

$$R = \frac{R_1}{1 + (R_1 : R_2 + R_1 : R_3)} = \frac{500}{1 + (500 : 250) + (500 : 80)} = 500 : 9,25 = 54 \text{ k}\Omega$$

Poichè R_x appartiene ad un divisore di tensione di cui R di 54 k Ω è la decima parte,

tale divisore dovrà essere di $54 \times 10 = 540 \text{ k}\Omega$, per cui R_x sarà eguale a $540 - 54 = 486 \text{ k}\Omega$. In pratica il valore della resistenza limitatrice sarà di 0,5 megaohm, oppure di 0,47 megaohm, essendo questi i due valori normali più vicini.

Il segnale retrocesso sarà il 10 % di quello d'entrata solo alle frequenze molto alte, per le quali il valore di C_1 e di C_2 è trascurabile; per tutte le altre frequenze la percentuale del segnale sarà diversa, e dipenderà dal valore di C_1 e di C_2 . Qualora il condensatore di accoppiamento C_2 sia molto alto, tale da poter continuare a trascurare la sua reattanza, la percentuale alle frequenze medie ed a quelle basse diminuirà; se il condensatore di accoppiamento non è di valore molto alto, allora interviene anch'esso, alterando notevolmente la riduzione della percentuale.

Avvertenze per la costruzione di amplificatori ad audio frequenza.

Vanno anzitutto stabilite le dimensioni del telaio metallico sul quale dovranno venir sistemati i diversi componenti. Sopra il telaio vanno i trasformatori, le impedenze di filtro, i condensatori elettrolitici ed i portavalvole; ai lati del telaio vanno sistemati gli attacchi per il microfono ed il pickup, i controlli di volume e di responso, ecc. La sistemazione di tutti i componenti va studiata su un foglio di carta delle dimensioni del telaio. Occorre tener presente che il trasformatore di alimentazione e le valvole finali e raddrizzatrice sviluppano calore; devono essere ad una certa distanza dagli altri componenti, non inferiore ai 3 cm. I condensatori elettrolitici non vanno posti molto vicino a componenti che si riscaldano.

L'entrata dell'amplificatore va posta ad un lato del telaio, e l'uscita al lato opposto, insieme con l'alimentatore; se vi è trasformatore d'entrata occorre estrema cura affinché non capti i campi magnetici variabili, prodotti dal trasformatore di alimentazione e dall'impedenza di filtro. A tale scopo è opportuno che il trasformatore d'alimentazione e l'impedenza di filtro siano molto vicini tra di loro, con i nuclei di ferro paralleli, e che il trasformatore d'entrata sia quanto più lontano possibile, orientato in modo che il suo nucleo si trovi ad angolo retto con i nuclei del trasformatore d'alimentazione e dell'impedenza. Il trasformatore d'uscita, invece, può trovarsi poco lontano da quello di alimentazione, ma quanto più lontano possibile da quello d'entrata, onde evitare che il segnale d'uscita abbia la possibilità di retrocedere in fase all'entrata dell'amplificatore, con conseguente reazione ed oscillazione. Il ronzio captato dal trasformatore d'alimentazione è a 50 cicli, quello captato dall'impedenza di filtro è a 100 cicli.

IL TELAIO. — Il telaio di ferro forato e piegato va cadmiato o smaltato; il telaio di metallo non ferroso è superiore dal punto di vista elettrico, ma risulta più costoso e meno robusto. Sul telaio vanno fissate tutte le parti componenti, portavalvole, resistenze variabili, commutatore, condensatori elettrolitici, ecc.; in qualche caso può risultare opportuno fissare i componenti molto pesanti, specie il trasformatore di alimentazione, verso la fine del montaggio. Vanno usate piccole basette di bachelite provviste di linguette metalliche per portare le resistenze; queste ultime vanno saldate alla basetta prima del collocamento a posto.

LA FILATURA. — I collegamenti vanno iniziati con quelli dei filamenti, per i quali va usato filo grosso, isolato ed intrecciato; la corrente percorre i due fili in senso opposto, quindi le linee di forza presenti intorno ad uno di essi annullano quelle presenti intorno all'altro. Non è opportuno collegare al telaio un capo dei filamenti, per utilizzare il telaio come ritorno, dato che ciò dà inevitabilmente luogo a ronzio.

IL RITORNO A MASSA. — Il ritorno di massa è molto importante; va usato un conduttore nudo, di spessore sufficiente, da far partire dal centro del secondario AT del trasformatore d'alimentazione, al quale saldare tutti i ritorni di massa, iniziando dai condensatori elettrolitici di filtro, la cui massa deve essere quanto più vicina possibile all'inizio del conduttore comune, partente dal centro del secondario AT. A tale scopo è necessario che la custodia metallica degli elettrolitici sia isolata dal telaio. Il collegamento comune di massa, isolato, raccoglie i ritorni a massa di tutto l'amplificatore, procedendo dall'uscita verso l'entrata; anche le prese per il microfono ed il pickup devono essere isolate dal telaio, e collegate all'estremità finale del conduttore comune; esso solo va fissato al telaio metallico, in un punto prossimo alla valvola d'entrata.

COLLEGAMENTI SCHERMATI. — È necessario che tutti i collegamenti portanti il segnale siano molto brevi, in modo particolare quelli di griglia, essendo alta l'impedenza d'entrata delle valvole, e facile la captazione elettrostatica del ronzio, per cui è opportuno siano in cavetto schermato, con la calza metallica collegata al ritorno comune di massa. Anche altri collegamenti è opportuno siano schermati, specie quelli al e dal controllo di volume; è però necessario tener presente che lunghi collegamenti schermati riducono l'estensione della gamma di frequenza amplificabile. A volte è necessario schermare condensatori fissi e resistenze, ciò che si può fare anche con vernice metallica.

DISTURBI. — Le valvole finali possono oscillare a frequenza inaudibile qualora gli schermi non facciano buon contatto o i contatti di massa siano insufficienti. Se vi è ronzio, cercare l'orientamento migliore del trasformatore d'entrata; se vi è oscillazione, può essere dovuta alla non perfetta opposizione di fase del segnale retrocesso; se la presa per la reazione inversa è al secondario del trasformatore d'uscita, può riuscire utile scambiare i collegamenti del primario.

LO STADIO D'ENTRATA. — Particolarissima attenzione va dedicata allo stadio preamplificatore per il microfono, dato l'alto guadagno; è opportuno che il portavalvola sia pesante, fissato al telaio con gomma, onde ottenere il molleggio ed evitare la microfonicità. Tutti i collegamenti a massa di questo stadio vanno fatti in un punto solo del conduttore di massa; ciò è molto importante, onde evitare il ronzio. La parte sottostante il portavalvola, comprese le resistenze ed i condensatori che vi fanno capo, è bene sia schermata con una calotta metallica fissata al telaio dell'amplificatore, al quale non va fissata nessuna altra parte, salvo un capo del collegamento comune di massa.

Amplificatori con valvole europee.

I tecnici della Philips olandese, Divisione Valvole Elettroniche, hanno appositamente progettato, realizzato e collaudato alcuni amplificatori ad audiofrequenza di varia potenza, allo scopo di fornire esempi pratici e sicuri di impiego delle nuove valvole Philips per amplificazione ad audiofrequenza. Tali amplificatori sono stati inseriti nel presente capitolo; essi rappresentano quanto di meglio può venir realizzato con le nuove valvole di tipo europeo. Gli schemi sono riportati dalle figg. 10.3, 10.4, 10.17, 10.18, 10.23, 10.24, 10.25 e 10.26.

Amplificatori da 150 milliwatt per fonografo da bambini.

Questo piccolo fonografo elettrico è provvisto di un amplificatore ad una sola valvola, con rettificatore a selenio, sistemato su un telaio di $5 \times 10 \times 13$ cm, e di un altoparlante di 8 cm. Le dimensioni esterne del mobiletto sono di $35,5 \times 38 \times 51$ centimetri. Non appena viene sollevato il braccio del pickup, amplificatore e motorino entrano in funzione. L'interruttore-rete è sistemato in modo da essere aperto quando

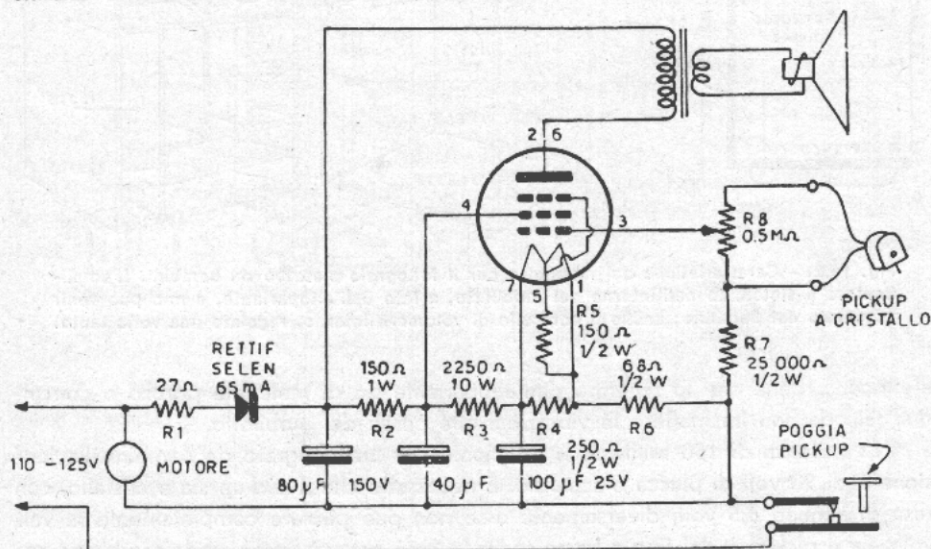


Fig. 10.1. - Amplificatore di minima potenza, per fonografo elettrico da bambini; funziona con una valvola 3Q4 o rimlock DL41. Entra in funzione automaticamente non appena il braccio del rivelatore viene sollevato.

il pickup è collocato in posizione di riposo, e da chiudersi non appena viene sollevato. Può essere ottenuto con un pulsante di tipo telefonico, a due lamette. Il controllo di volume è raggiungibile togliendo un tratto della chiusura posteriore, affinché il volume sonoro non venga variato dal bambino. In tal modo è un fonografo elettrico senza comandi, a funzionamento automatico.

La fig. 10.1 riporta lo schema dell'amplificatore da 150 milliwatt ad una valvola

miniatura 3Q4, al posto della quale può venir adoperata una rimlock DL41, provvista di due filamenti, come la 3Q4, a 2,8 volt e 50 milliampere d'accensione.

La corrente d'accensione per la valvola è ottenuta dall'alimentatore anodico; la necessaria caduta di tensione è effettuata con due resistenze, R3 e R4, di 2250 ohm 10 watt e di 250 ohm 1/2 watt. Al posto di quest'ultima, può venir utilizzata una resistenza variabile di valore un po' più elevato. La resistenza fissa R4 adempie ottimamente al suo compito, specie quando, come in questo caso, vi è una sola valvola.

La resistenza R5 è in parallelo al lato negativo del filamento, eguaglia la tensione d'accensione nei due rami del filamento stesso.

La resistenza R7 provvede alla tensione di polarizzazione.

La fig. 10.2 illustra i dettagli costruttivi del mobiletto per il piccolo fonografo

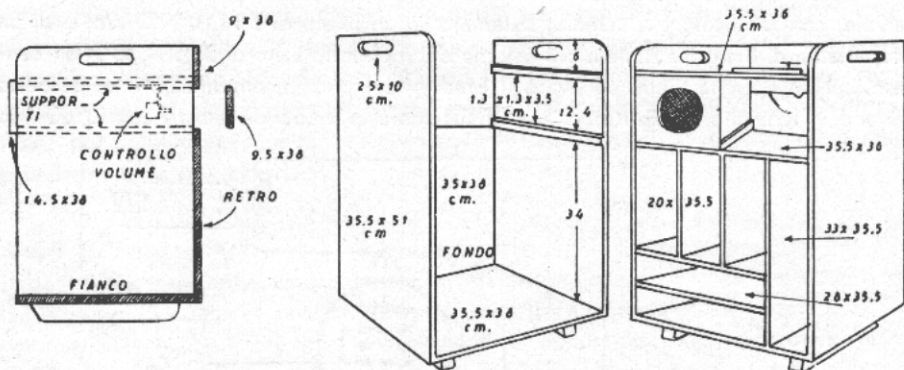


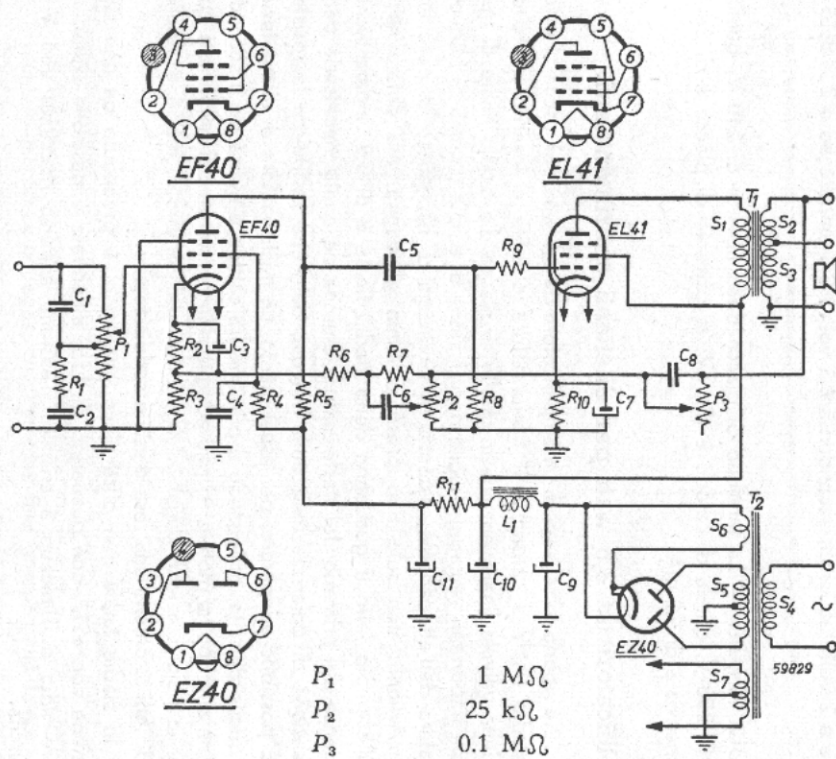
Fig. 10.2. - Caratteristiche del mobiletto per il fonografo elettrico da bambini. L'amplificatore è sistemato nell'interno del mobiletto, a lato dell'altoparlante, e non può venir raggiunto dal bambino; anche il controllo di volume è interno, regolato una volta tanto.

elettrico. È bene che lo schermo dell'altoparlante sia di materiale poroso o comunque tale da non trasmettere le vibrazioni alle pareti del mobiletto.

La potenza di 150 milliwatt è sufficiente per un fonografo da bambini. La tensione è di 90 volt di placca e schermo. È necessario che il pickup sia a cristallo, con resa di almeno 3,5 volt, diversamente esso non può pilotare completamente la valvola. Se il pickup è del tipo a bassa uscita, o se è necessario un maggior volume sonoro, occorre far precedere la valvola finale da una amplificatrice di tensione, quale potrebbe essere una 1L4 con la 3Q4 o una DF21 con la DL41.

Amplificatori da 3 watt per radiofonografo.

Un ottimo amplificatore da radiofonografo, a tre sole valvole, con resa d'uscita di 3 watt, può venir realizzato con lo schema di fig. 10.3; l'equalizzazione del rivelatore all'entrata, e l'ampia reazione inversa consentono di superare la difficoltà dell'uso di una sola valvola finale e di ottenere riproduzioni d'alta fedeltà da pickup e da sintonizzatore radio.



		(watt)
R_1	0.1 M Ω	0.25
R_2	2.2 k Ω	0.25
R_3	56 Ω	0.25
R_4	1 M Ω	0.25
R_5	0.22 M Ω	0.5
R_6	1 k Ω	0.25
R_7	3.9 k Ω	0.25
R_8	0.68 M Ω	0.25
R_9	1 k Ω	0.25
R_{10}	170 Ω	0.5
R_{11}	47 k Ω	0.25
C_1	220 pF	(volt)
C_2	4700 pF	
C_3	100 μ F	8
C_4	47,000 pF	
C_5	22,000 pF	
C_6	47,000 pF	
C_7	50 μ F	25
C_8	0.1 μ F	
C_9	25 μ F	355
C_{10}	25 μ F	355
C_{11}	12.5 μ F	355

Fig. 10.3. - Amplificatore per piccolo radiofonografo o complesso sonoro da stanza di soggiorno. Il controllo di volume è a compensazione di tono (v. cap. IX), la relativa resistenza variabile è provvista di presa al centro. Il secondario S2 per la reazione inversa consiste di un terzo in più delle spire del secondario S3, le cui spire sono determinate dall'impedenza della bobina mobile e quindi dal rapporto di spire (v. nel cap. IV la fig. 4.2.). S2 non è strettamente necessario, il collegamento per la reazione inversa può venir effettuato ad un capo di S3, come nell'esempio di fig. 10.14.

La resa d'uscita è di 3 watt, quando la tensione del segnale all'entrata dell'amplificatore è di 0,1 volt; la tensione del segnale all'entrata della EL41 è allora di 3,8 volt. — Dal secondario del trasformatore d'uscita è prelevata una parte della tensione, retrocessa al circuito di catodo della EF40; in tale circuito sono presenti due controlli di responso, uno per gli acuti (P2) ed uno per i bassi (P3).

La EF40 è a basso ronzio ed a bassa microfonicità; non è necessario un portavalvole antimicrofonico; per ottenere il minimo livello di ronzio, è necessario che il portavalvole sia di materiale ad alta resistività, e che l'avvolgimento d'accensione sia provvisto di presa al centro. A basso volume, i toni alti ed i toni bassi sono accentuati da R_1 , C_2 e C_1 . Questi tre componenti possono subire variazioni di valore a seconda del tipo di pickup e dell'altoparlante. Il controllo di volume P1 è all'entrata; il rivelatore è a cristallo.

L'impedenza primaria del trasformatore d'uscita è di 7000 ohm; la corrente nel primario è di 36 mA; è necessario che la capacità tra gli avvolgimenti sia bassa; è sufficiente che il secondario sia avvolto tra due metà del primario. Trasformatore d'alimentazione a 2 volte 250 volt; secondari a 6,3 volt e 0,6 ampere ed a $2 \times 3,15$ volt e 0,9 ampere.

VALVOLA FINALE. — La tensione di placca della EL41 è di 240 V, quella di schermo è di 250 V, quella di catodo è di 7 V; la corrente di placca è di 36 mA, quella di schermo è di 5,2 mA.

Due amplificatori da 3,5 watt per dilettanti sperimentatori.

La fig. 10.4 riporta lo schema di un amplificatore da 3,5 watt con uscita al catodo, ossia con stadio finale a catodina; il trasformatore d'uscita è inserito nel circuito di catodo della valvola finale, anzichè in quello di placca. Lo stadio finale di questo tipo ha alcuni importanti vantaggi; buona riproduzione di ampia gamma di frequenze, ottima frenatura dell'altoparlante, assenza di vibrazioni di risonanza; ha però anche alcuni inconvenienti: non solo non presenta alcun guadagno, ma determina una perdita, nell'esempio fatto il guadagno dello stadio finale è di 0,9, inoltre richiede che la resistenza del primario del trasformatore d'uscita sia quella necessaria per ottenere la tensione di polarizzazione della valvola, dato che sostituisce la resistenza di catodo. È possibile adoperare, per esperimento, un trasformatore di alimentazione, al posto di quello d'uscita, collegando il primario tra catodo e massa ed il secondario bassa tensione alla bobina mobile; si può adeguare la resistenza del primario a quella richiesta per la polarizzazione negativa, servendosi del cambio di tensione. Anche in queste condizioni si ottiene una resa d'uscita soddisfacente.

Poichè lo stadio finale non offre alcun guadagno, è preceduto da uno stadio d'amplificazione con 6SJ7, con guadagno di 115; all'entrata è possibile collegare il sintonizzatore-radio o il pickup a cristallo. Tensione anodica massima: 265 V per 3,5 watt d'uscita.

La fig. 10.5 riporta lo schema di un amplificatore da 3,5 watt, che ha la curiosa

particolarità di essere senza condensatori, eccezione fatta per i due elettrolitici di filtro. La griglia controllo della valvola finale è collegata direttamente alla placca della valvola preamplificatrice, senza condensatore di accoppiamento; l'uscita è a seguita-

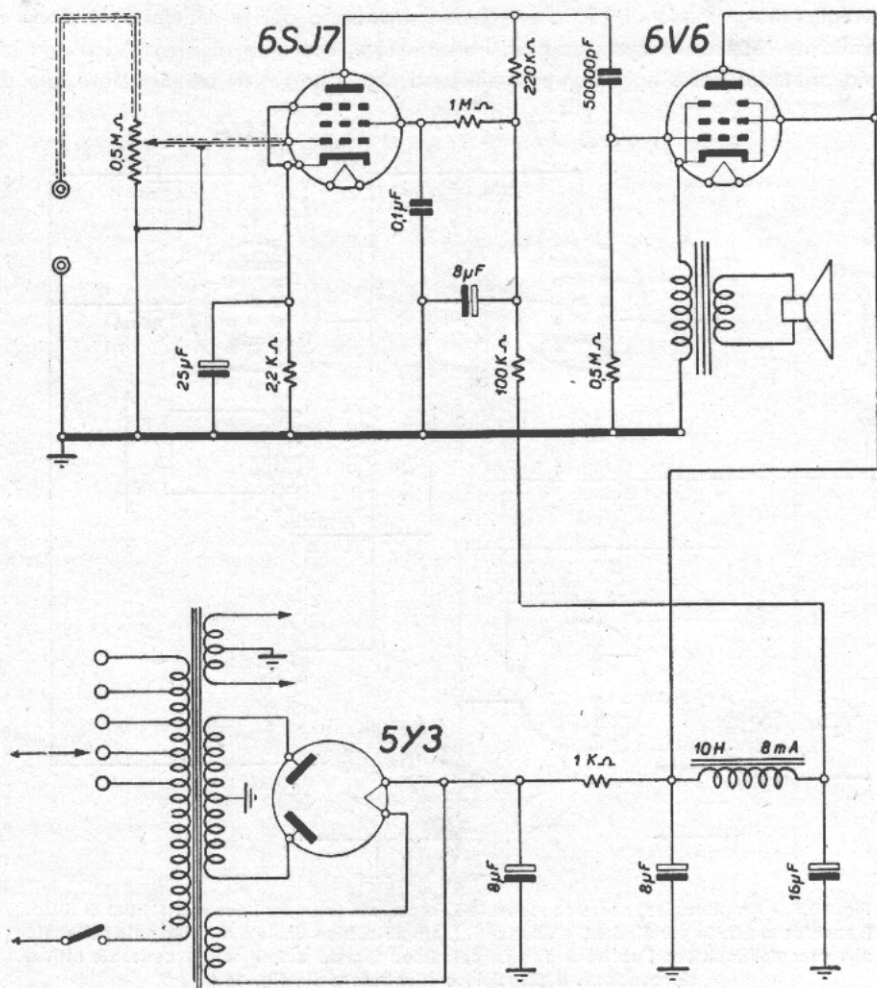


Fig. 10.4. - Amplificatore con stadio finale a seguitore catodico. L'uscita è prelevata dal circuito di catodo anziché da quello di placca. Potenza d'uscita 3,5 watt. È adatto per studenti e dilettanti. Non è usato in pratica poiché lo stadio finale non consente guadagno.

tore catodico, come nell'amplificatore precedente. Il catodo della finale è a + 85 volt rispetto la massa; la placca della preamplificatrice è a + 73 volt rispetto la massa, quindi essendo la placca collegata direttamente alla griglia della finale, quest'ultima è a - 12 volt rispetto al proprio catodo, come necessario per il normale funziona-

mento della valvola. Questo amplificatore offre il vantaggio di poter adoperare un trasformatore d'uscita ad impedenza primaria qualsiasi; nell'esempio di fig. 10.5 è stato utilizzato il trasformatore d'uscita dell'esempio precedente, con resistenza dell'avvolgimento primario di 250 ohm, quanto necessario per la caduta di tensione di 12 volt; ma è possibile usare un altro trasformatore, con altra resistenza dell'avvolgimento primario; basta aggiungere in serie ad esso due resistenze di valore tale da

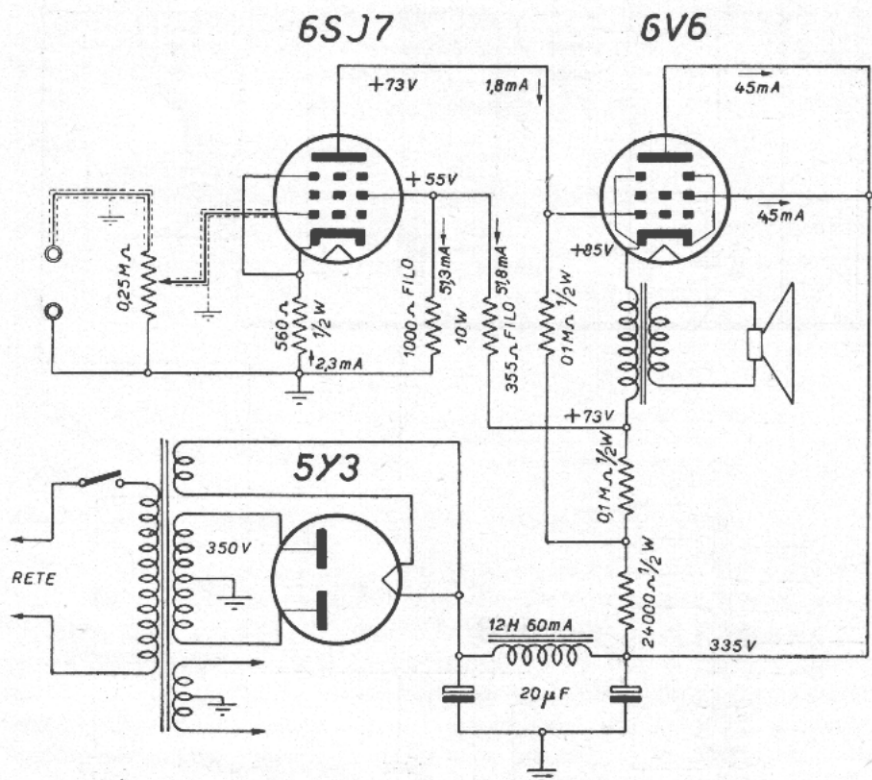


Fig. 10.5. - Amplificatore senza condensatori, eccezione fatta per i due elettrolitici di filtro. È anch'esso adatto per studenti e dilettanti. L'amplificatrice finale è direttamente collegata alla preamplificatrice; l'uscita è di tipo catodico. Questo amplificatore consente ottime riproduzioni. Il principio è illustrato dalla fig. 10.6.

determinare la tensione di + 85 volt al catodo della finale e + 73 volt alla griglia finale-placca amplificatrice, o altre tensioni, purchè la differenza tra di esse sia di 12 volt.

L'inconveniente di questo circuito è di sprecare i 73 volt applicati alla griglia finale-placca preamplificatrice. Per poter applicare 250 volt alla valvola finale, è necessario che la tensione anodica massima sia di 335 volt, come illustra la fig. 10.6, dato che ai 335 volt vengono tolti gli 85 volt applicati al catodo. Ha il vantaggio di

fare a meno del condensatore di accoppiamento e quindi di consentire l'amplificazione uniforme di quasi tutte le frequenze, oltre a vantaggi minori.

In fig. 10.5, la tensione di schermo è ottenuta con un partitore di tensione costituito da due resistenze, una di 1000 ohm ed una di 355 ohm, le quali consentono anche il ritorno a massa della corrente catodica della valvola finale; in fig. 10.6 sono indicate con R3 e R4. Da un secondo partitore di tensione si ottiene la tensione ano-

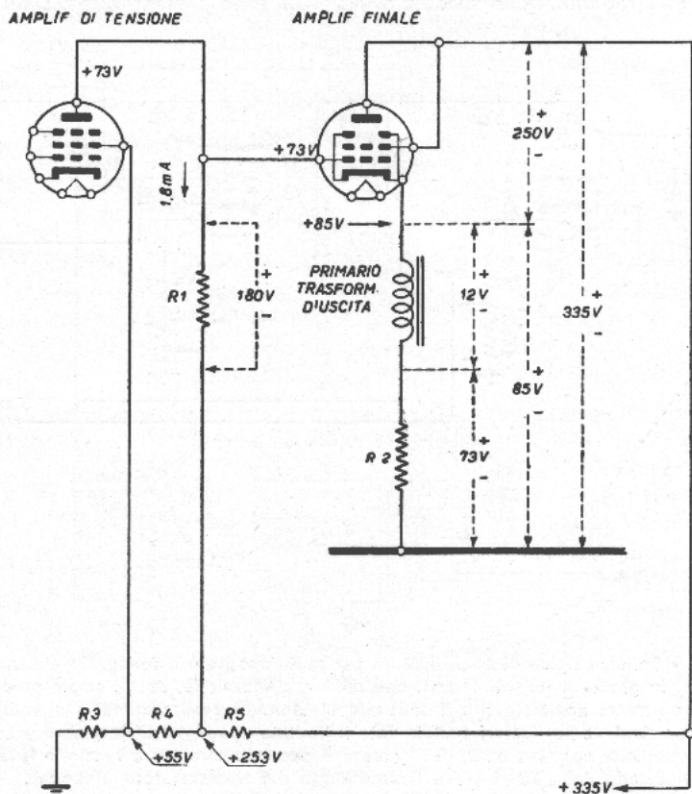


Fig. 10.6. - Principio di funzionamento dell'amplificatore di fig. 10.5.

dica per la placca della 6SJ7; poichè la resistenza di placca (che è anche resistenza di griglia) è di 0,1 megaohm, e dato che la corrente di placca della 6SJ7 è di 1,8 mA, la caduta di tensione ai capi della resistenza di placca è di 180 volt; dato il collegamento alla presa a 254 volt, la tensione di placca risulta di 73 volt, quella richiesta.

La distribuzione delle correnti avviene in base alla legge di Kirchhoff. La resistenza di 335 ohm è percorsa da $49,5 + 2,3 = 51,8$ mA; mentre quella di 1000 ohm è percorsa da $51,8 - 0,5 = 51,3$ ohm.

Amplificatore da 4 watt per impianto sonoro da stanza di soggiorno.

Non è facile realizzare un amplificatore con una sola valvola finale, in grado di riprodurre con sufficiente fedeltà la gamma sonora da 80 a 5000 cicli, in modo da consentire buone audizioni dei dischi fonografici e delle emittenti radiofoniche. Con una sola valvola la distorsione è forte, intorno al 10 %, a resa massima, per cui in pratica il volume sonoro utilizzabile è circa la metà di quello consentito dall'amplificatore. Per questa ragione, nello schema di fig. 10.7 sono presenti due distinti circuiti di

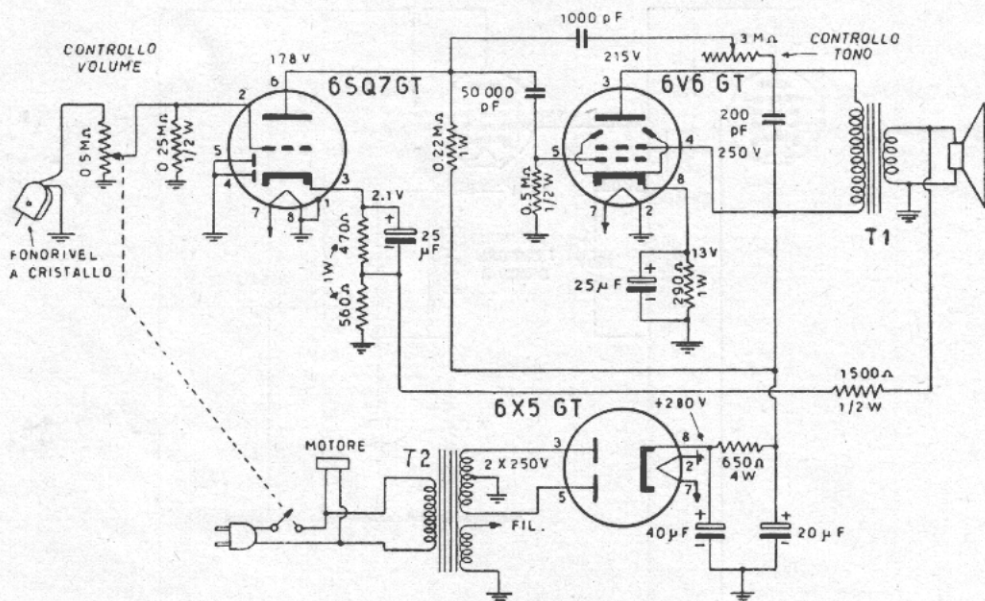


Fig. 10.7. - Schema tipico di amplificatore per radiofonografo o fonografo elettrico, con 6V6 finale, in grado di fornire 4 watt, con minima distorsione, data l'ampia percentuale di reazione inversa applicata con il controllo di tono. La realizzazione di questo amplificatore non richiede particolari cautele dato il limitato guadagno dello stadio preamplificatore funzionante con una 6SQ7-GT (notare il secondo circuito a reazione inversa tra il catodo della 6SQ8-GT e il secondario del trasformatore d'uscita).

(La prima resistenza di catodo della 6SQ7-GT è di 4700 ohm, non di 470 ohm).

reazione negativa, uno tra la placca della valvola finale 6V6 e la placca della valvola precedente 6SQ7, e l'altro tra la bobina mobile dell'altoparlante e il circuito di catodo della 6SQ7. Con questi due circuiti di reazione, la distorsione risulta notevolmente ridotta, con la perdita di potenza di circa 0,5 watt. I valori delle capacità e delle resistenze dei due circuiti di reazione sono tali da consentire il funzionamento stabile dell'amplificatore. Il rivelatore fonografico deve essere ad alta resa, quindi del tipo a cristallo; il collegamento avviene tramite il controllo di volume, senza condensatore di accoppiamento.

Con 250 volt alle placche della raddrizzatrice, 280 volt al catodo, e 250 volt all'uscita del filtro ed allo schermo della valvola finale, la corrente anodica complessiva è di 54 milliampere. La fig. 10.8 indica una disposizione delle parti componenti, opportuna, qualora l'amplificatore venga sistemato sotto il piatto giradischi. Le indicazioni

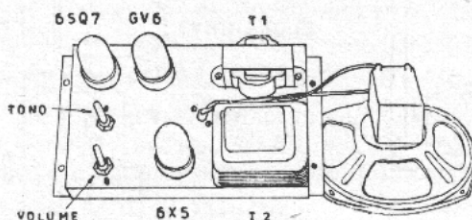


Fig. 10.8. - Disposizione pratica dei componenti l'amplificatore di fig. 10.7.

di massa dello schema s'intendono al conduttore comune di massa, non al telaio metallico; il conduttore va collegato al telaio ad un solo punto; le custodie degli elettrolitici sono isolate dal telaio; i conduttori dal pickup al controllo di volume e da queste alla griglia della 6SQ7 sono in cavetto schermato.

Amplificatore da 4 watt, per proiettore cinematografico a passo ridotto.

La fig. 10.10 riporta lo schema complessivo del proiettore a passo ridotto tipo P. E. M., e la fig. 10.9 illustra il collegamento tra la fotocellula Pressler e l'entrata

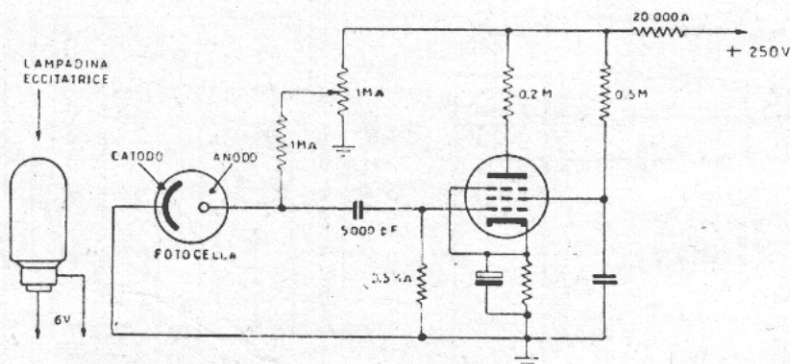


Fig. 10.9. - Collegamento della fotocellula (cellula lettrice della colonna sonora del film) all'entrata dell'amplificatore.

dell'amplificatore. La tensione anodica della fotocellula è controllata con la resistenza variabile da 1 megaohm. L'altoparlante è del tipo elettrodinamico, e la sua bobina di campo è utilizzata per il livellamento della tensione raddrizzata. Data la semplicità dell'amplificatore, non sono necessari ulteriori chiarimenti.

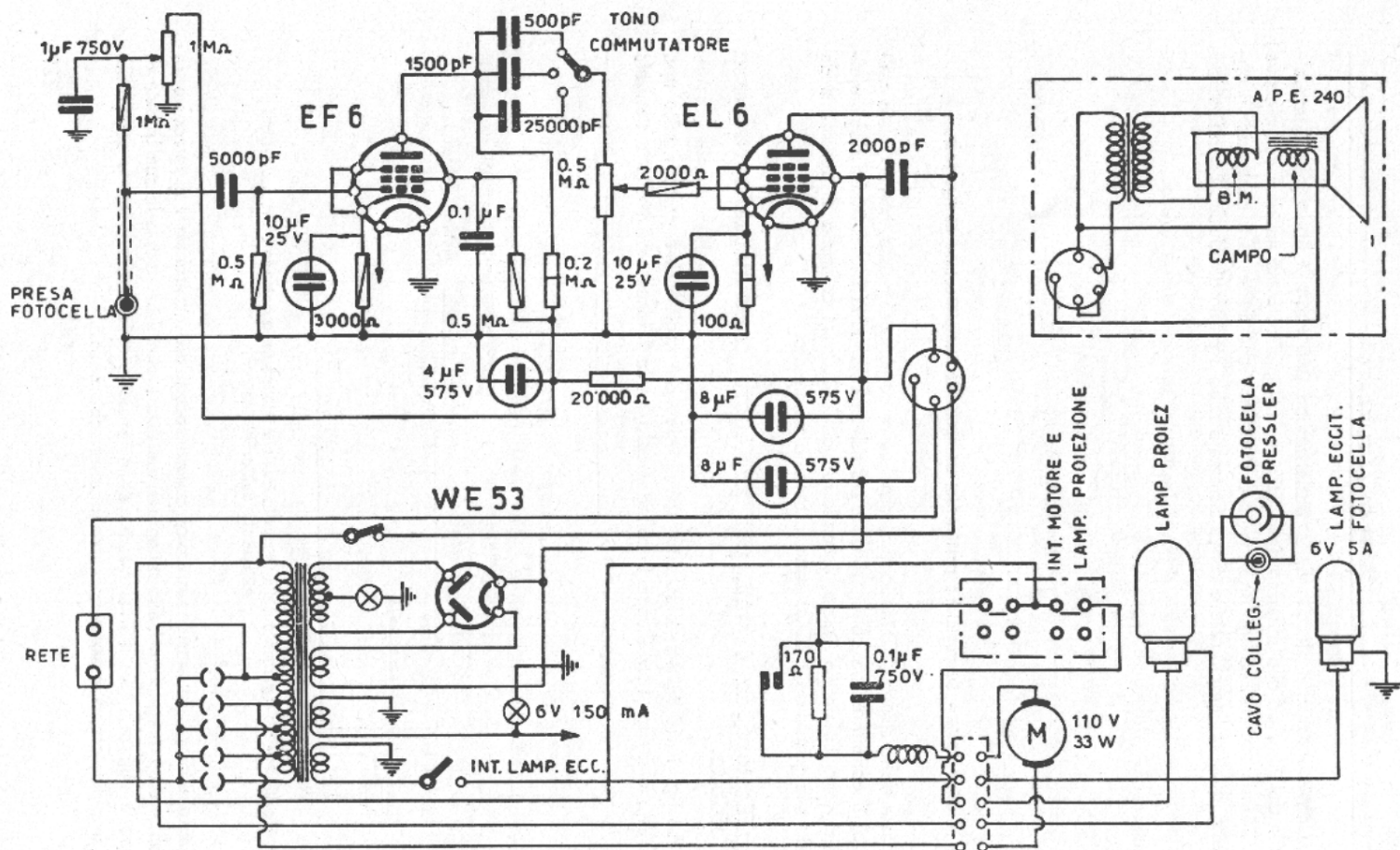


Fig. 10.10. - Complesso sonoro di proiettore cinematografico. Lo schema è quello del proiettore P.E.M. prodotto dalla ex Safar. La fig. 10.10 illustra il principio di collegamento della cellula.

Amplificatore da 5 watt, ad alto guadagno, per complesso sonoro da stanza di soggiorno o per uso pratico di laboratorio.

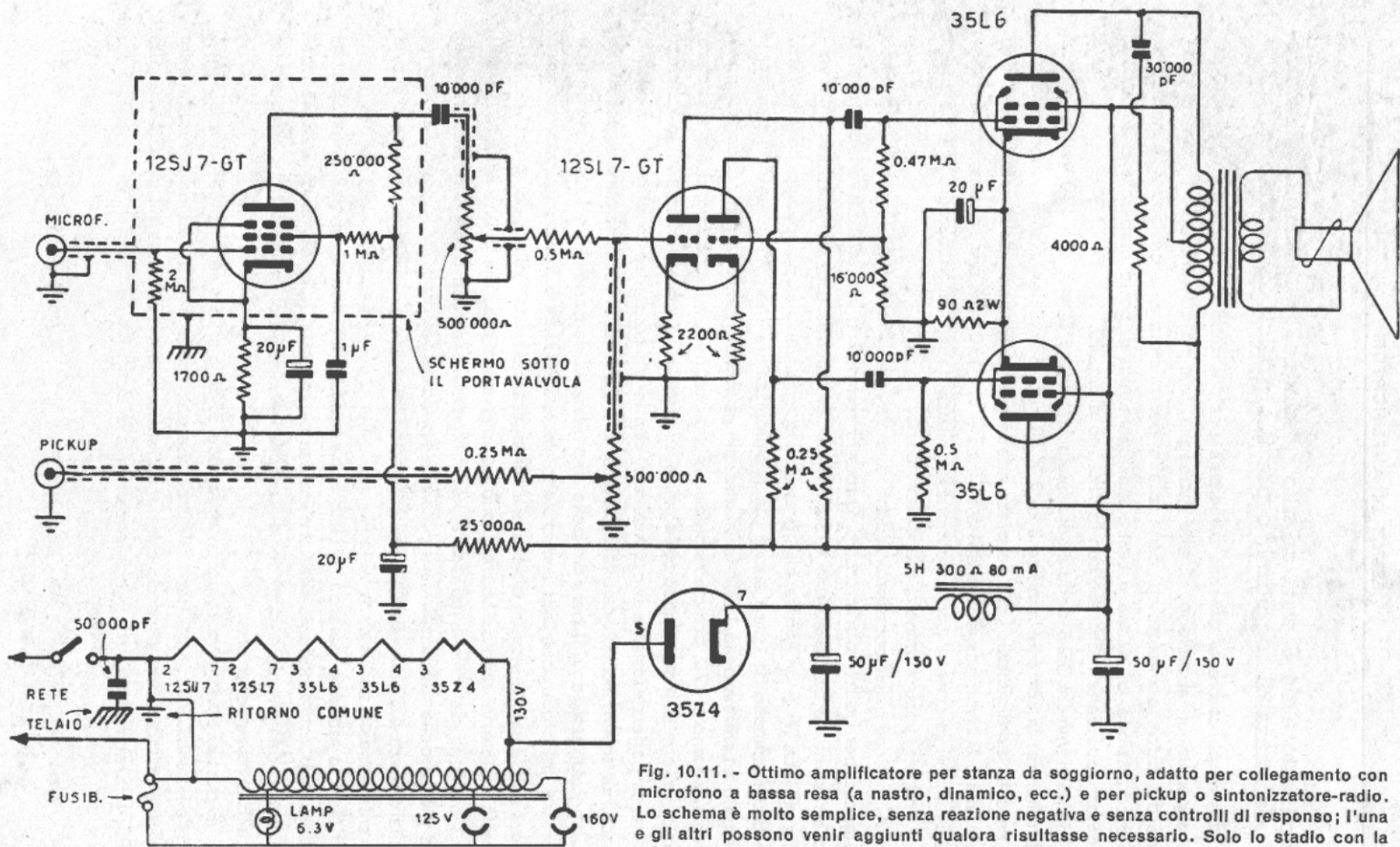
Un amplificatore di potenza sufficiente per audizioni in stanza di soggiorno, ed anche per usi di laboratorio, di alto guadagno, tale da consentire la buona riproduzione dei dischi a microsolco, bene adatto per microfono a cristallo o a nastro, di facile costruzione, di stabile e sicuro funzionamento, di costo moderato e di piccolo ingombro, può venir realizzato con lo schermo di fig. 10.11.

Le due valvole 35L6 dello stadio finale forniscono 5 watt con 130 volt di placca e di schermo; la corrente anodica è di 2×40 mA; è sufficiente un autotrasformatore, ad un solo avvolgimento, con la presa adatta per la tensione della rete-luce, e due prese una a 6,3 volt per la lampadina-spia ed una a 130 volt, per l'accensione dei cinque filamenti in serie e per la tensione di placca della raddrizzatrice 35Z4. La presa a 6,3 volt può venir eliminata, usando una 35Z5.

Alla preamplificazione provvedono due valvole, una 12SJ7-GT per il microfono (ed anche per i dischi a microsolco riprodotti con pickup e riluttanza variabile o altro tipo a resa molto bassa) ed una 12SL7 GT per la seconda preamplificazione e l'inversione di fase. Vi è un'entrata all'ingresso di questa valvola, per pickup ad alta resa, con dischi comuni, da usare anche per il sintonizzatore radio, il quale non può venir collegato all'entrata della 127J7-GT. Quest'ultima valvola funziona con guadagno molto elevato, intorno a 170, per cui richiede notevoli cautele, affinché non abbia a captare ronzio; i ritorni di massa vanno collegati in un punto solo, come indicato nello schema; inoltre, la parte sottostante il portavalvola, con le tre resistenze di griglia, schermo e placca, va schermata con calotta metallica. È bene che il portavalvola sia pesante e molleggiato, essendovi il pericolo della microfonicità da parte della 12SJ7-GT. Se non interessa la riproduzione con il microfono, la 12SJ7-GT può venir eliminata, nel qual caso l'amplificatore risulta di semplicissima realizzazione; allora la presa dell'autotrasformatore va fatta a 118 volt; può risultare opportuno avere una presa a 35 volt per i filamenti delle finali ed una a 12,6 volt per i filamenti delle altre due valvole. Alla placca della raddrizzatrice è possibile applicare 160 volt; in tal caso, la potenza risulta di circa 6,5 watt, occorre un autotrasformatore un po' più pesante, dato che la corrente anodica sale a circa 90 mA.

Data la modesta potenza, e l'uso dell'amplificatore, non sono stati utilizzati controlli di responso e neppure reazione inversa. A seconda delle esigenze, è facile inserire uno o due eventuali controlli di responso, indicati nel capitolo nono, oppure un circuito a reazione inversa.

È possibile usare valvole miniatura, due 35B5 per lo stadio finale ed una 35W4 per l'alimentazione; in tal caso è necessaria una presa a 110 volt dall'avvolgimento dell'autotrasformatore, essendo questa la tensione anodica massima applicabile alle 35B5; lo schema non varia; la potenza risulta di 3 watt.



Dato l'uso dell'autotrasformatore, il ritorno comune di massa deve necessariamente venir collegato ad un capo della rete-luce; tale ritorno comune è collegato al telaio metallico dell'amplificatore tramite un condensatore di 50 000 pF; occorre te-

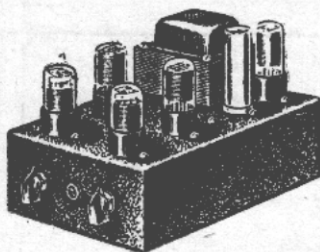


Fig. 10.12. - Aspetto esterno dell'amplificatore di fig. 10.11.

ner presente che il telaio non si può toccare direttamente. Gli attacchi per le due entrate vanno isolati al telaio, come detto nelle istruzioni; così pure vanno isolati gli elettrolitici, mediante una placchetta di fibra.

Amplificatore da 8 watt, di tipo economico, per complesso radiofonografico da abitazione.

Un buon amplificatore può venir realizzato con mezzi modesti, senza trasformatore di alimentazione e senza valvola raddrizzatrice, utilizzando due rettificatori a selenio in circuito raddoppiatore di tensione, come nell'esempio dello schema di figura 10.13. Se la rete-luce è a 115 o a 125 volt, con tale circuito si ottiene la tensione anodica sufficiente per far funzionare due valvole finali 50L6, in modo da ottenere la resa d'uscita massima di 8 watt, con minima distorsione. L'amplificatore risulta bene adatto per abitazioni, essendo di sufficiente sensibilità per funzionare anche con pickup ad alta fedeltà, e quindi a resa relativamente bassa; sono sufficienti 0,25 V all'entrata per ottenere la massima resa. Questo amplificatore può risultare d'uso pratico anche in laboratori radiotecnici, per installatori, ecc., dato il modesto ingombro ed il basso costo.

Alla preamplificazione e all'inversione di fase provvede il doppio triodo 12SL7. I filamenti delle tre valvole sono in serie; la resistenza R provvede alla necessaria caduta di tensione; è di 35 ohm 2 watt per reti a 115 V e di 140 ohm 2 watt per reti a 125 V. Con reti a 160 o 220 volt non conviene utilizzare i due rettificatori in circuito raddoppiatore di tensione, bensì una valvola raddrizzatrice ed un autotrasformatore.

All'entrata è presente il controllo di volume; tra una sezione e l'altra della 12SJ7 è inserito il controllo di responso, con rinforzo dei toni bassi; provvede alla eliminazione del fruscio della puntina.

Tutti i collegamenti di massa sono saldati ad un unico conduttore nudo, il quale a sua volta è collegato al telaio metallico dell'amplificatore, tramite un condensatore

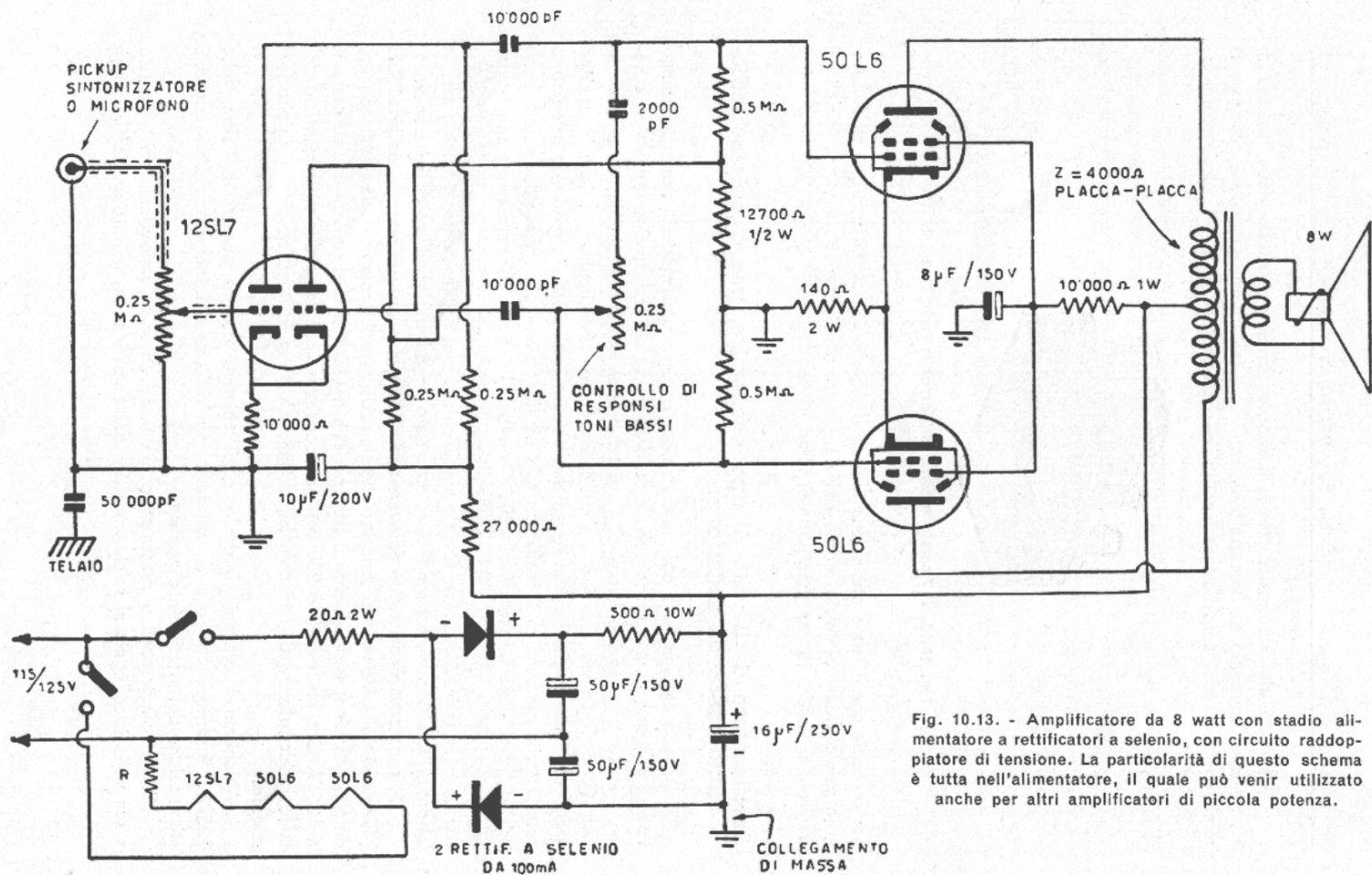
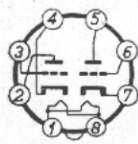
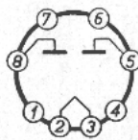


Fig. 10.13. - Amplificatore da 8 watt con stadio alimentatore a rettificatori a selenio, con circuito raddoppiatore di tensione. La particolarità di questo schema è tutta nell'alimentatore, il quale può venir utilizzato anche per altri amplificatori di piccola potenza.



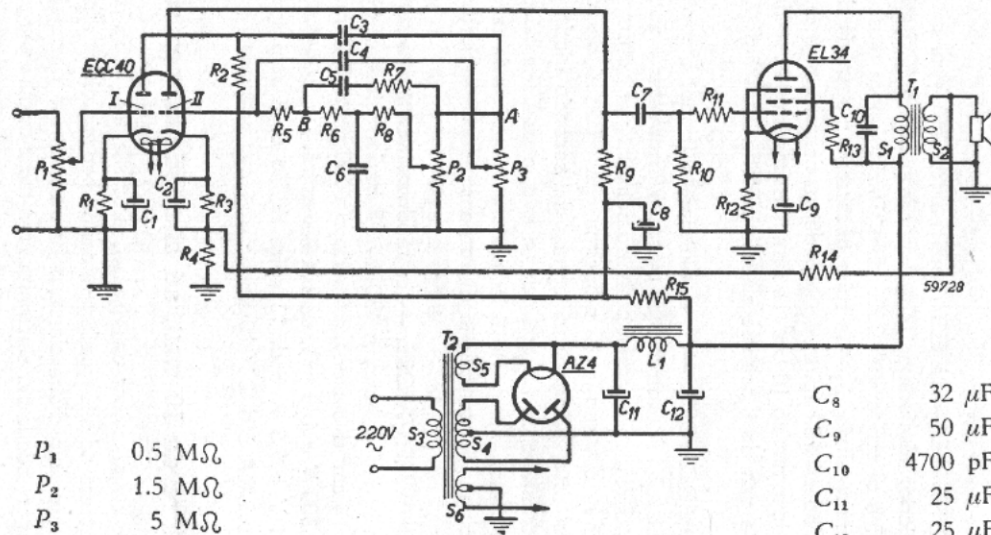
ECC40



AZ4



EL34



P_1	0.5 M Ω
P_2	1.5 M Ω
P_3	5 M Ω

C_8	32 μ F
C_9	50 μ F
C_{10}	4700 pF
C_{11}	25 μ F
C_{12}	25 μ F

R_1	2.2 k Ω	0.25
R_2	0.15 M Ω	0.25
R_3	2.2 k Ω	0.25
R_4	12 Ω	0.25
R_5	0.39 M Ω	0.25
R_6	0.47 M Ω	0.25
R_7	1.2 M Ω	0.25
R_8	1.2 M Ω	0.25
R_9	0.15 M Ω	0.25
R_{10}	0.68 M Ω	0.25
R_{11}	1 k Ω	0.25
R_{12}	110 Ω	2
R_{13}	220 Ω	0.25
R_{14}	220 Ω	0.25
R_{15}	15 k Ω	0.5
C_1	50 μ F	
C_2	50 μ F	
C_3	47,000 pF	
C_4	150 pF	
C_5	270 pF	
C_6	1000 pF	
C_7	47,000 pF	

Fig. 10.14. - Amplificatore da 10 watt con tre sole valvole di tipo europeo. È a basso guadagno, quindi non adatto per microfono a bassa resa. È ottimamente adatto per pickup, sintonizzatore-radio e microfono a carbone, ossia per radiofonografo o complesso sonoro per stanza di soggiorno. Progetto e realizzazione della Philips olandese.

di 50 000 pF. Necessariamente, al conduttore comune di massa è collegato anche un capo della rete-luce, tramite un elettrolitico di 50 microfarad, per cui il telaio metallico non va toccato quando l'amplificatore è in funzione, e neppure poco dopo il disinserimento dalla rete-luce, data la carica degli elettrolitici.

Amplificatore da 10 watt con EL 34 finale.

Questo schema di amplificatore, adatto per stanza di soggiorno, è uno dei più semplici ed efficienti, tenuto conto che è provvisto di una sola finale, una EL34, preceduta da un doppio triodo ECC40, il quale consente una sufficiente amplificazione e l'applicazione di reazione inversa, per migliorare la qualità della riproduzione.

STADIO FINALE. — La EL34 funziona con 250 V di placca, 270 V di schermo, 12,4 V di catodo, ed assorbe 100 mA per la placca e 12,5 mA per lo schermo. L'impedenza ottima di carico è di 2500 ohm. Trasformatore d'uscita: $S_1 = 2500$ spire, filo 0,22 mm rame smaltato; $S_2 =$ le spire necessarie a seconda dell'impedenza della bobina mobile, ad es. 132 spire se l'impedenza della b. m. è di 7 ohm, filo 1 mm rame smaltato; sezione nucleo 10 cm². La resa massima è di 12 watt, con 7 % di distorsione, ed è ottenuta quando il segnale all'entrata della EL34 è di 7,8 V.

PREAMPLIFICATORE. — È a due stadi a triodo; tensione di placca 67 V, tensione di catodo 2,1 V, corrente di placca 0,95 mA per triodo. Interessante è il doppio controllo di responso, con il potenziometro P2 per l'estremo basso e P3 per quello alto della curva di risposta. Si supponga che i cursori dei due potenziometri siano staccati; in tal caso, il segnale all'entrata del secondo triodo è prelevato dal divisore di tensione costituito da C5 e R7 da un lato, e da C6 e R6 dall'altro; è presente tra il punto A e massa; nel punto B la tensione è circa la terza parte. Con i due potenziometri si ottiene la correzione di responso, senza reciproche influenze.

STADIO ALIMENTATORE. — La raddrizzatrice può essere una AZ4 o una AZ41. L'impedenza L_1 è di 8 henry e 130 mA. Il trasformatore di alimentazione è provvisto di nucleo di 14 cm² di sezione, primario di 6000 spire, 0,45 mm rame smaltato; secondario a 2×300 V e 140 mA, di 2×900 spire, filo 0,25 mm rame smaltato; l'avvolgimento a 4 V e 2,3 A è di 13 spire di filo da 1 mm smaltato; l'avvolgimento a $2 \times 3,15$ V e 2,1 A è di 2×10 spire, filo 1 mm smaltato.

Amplificatore da 10 watt, ad alta fedeltà, per stanza di soggiorno.

L'ottimo amplificatore da 10 watt, di cui la fig. 10.5 riporta lo schema, è provvisto di una presa ad alto guadagno, adatta per microfono a bobina mobile o a nastro od anche per pickup d'alta classe, a bassissima resa d'uscita, nonchè di una presa a basso guadagno, adatta per sincronizzatore-radio oppure per pickup magnetico o a cristallo di tipo usuale. La prima entrata, con guadagno di 113 dB, è all'ingresso della

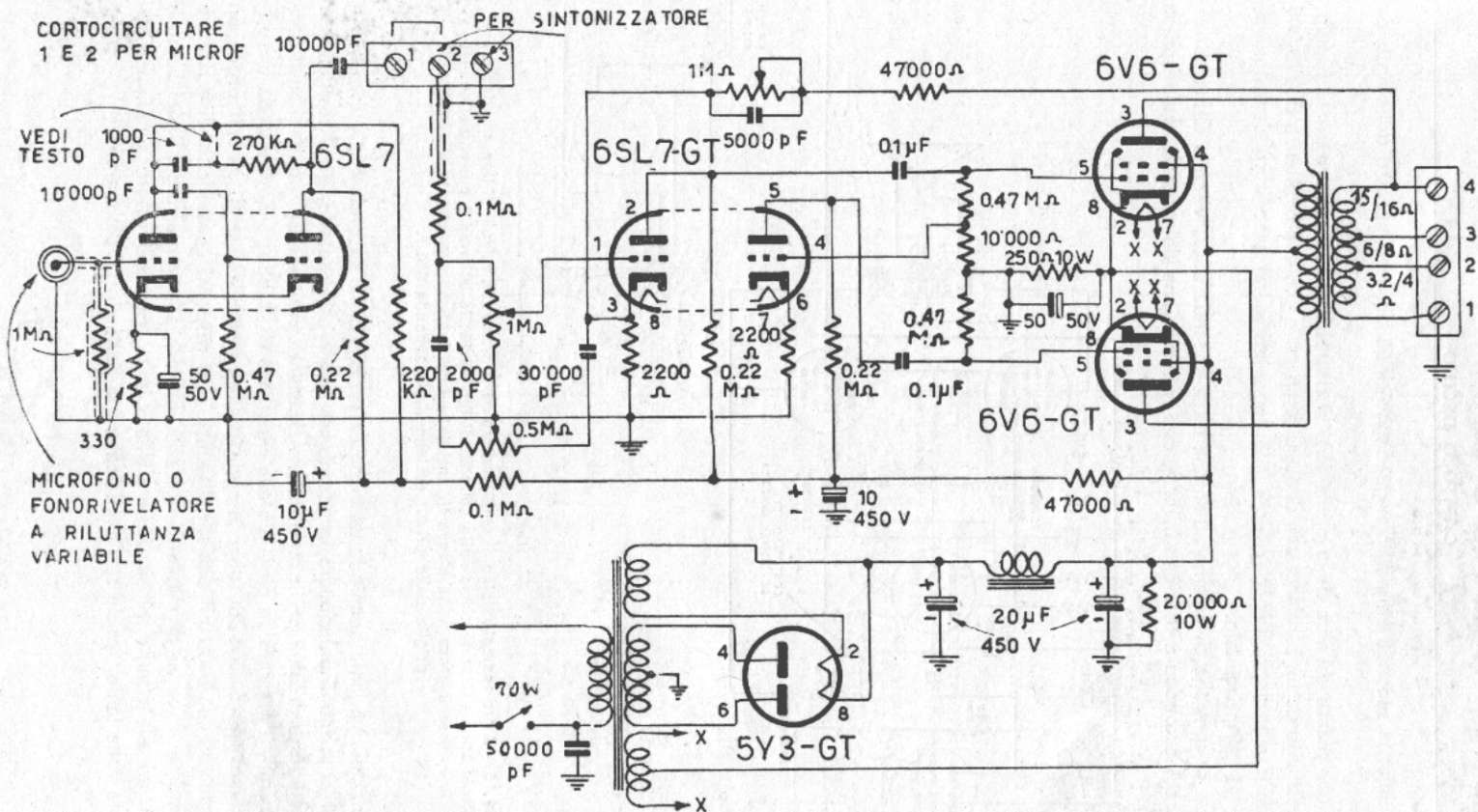


Fig. 10.15. - Esempio tipico di amplificatore da 10 watt, ad alto guadagno, con valvole di tipo americano. La prima 6SL7 provvede a due stadi d'amplificazione, ambedue per il microfono ed uno solo per il pickup ed il sintonizzatore-radio. Il secondario del trasformatore è segnato a varie prese, in modo da poter funzionare con più altoparlanti. Con un solo altoparlante da 10 watt, o con due della potenza complessiva di 10 watt, è sufficiente un trasformatore d'uscita comune.

6SL7 iniziale; la seconda entrata, con guadagno di 68 dB è all'ingresso della seconda 6SL7.

Tra una placca e l'altra della prima 6SL7 è disposto l'equalizzatore per il pickup; esso è costituito da un condensatore di 1000 pF in serie con una resistenza di 270 000 ohm. Con il microfono, l'equalizzatore non serve ed in tal caso il condensatore di 1000 pF va cortocircuitato.

Oltre al controllo di volume all'entrata della seconda 6SL7, vi sono due controlli di responso, ambedue a reazione inversa, con retrocessione del segnale dalla bobina

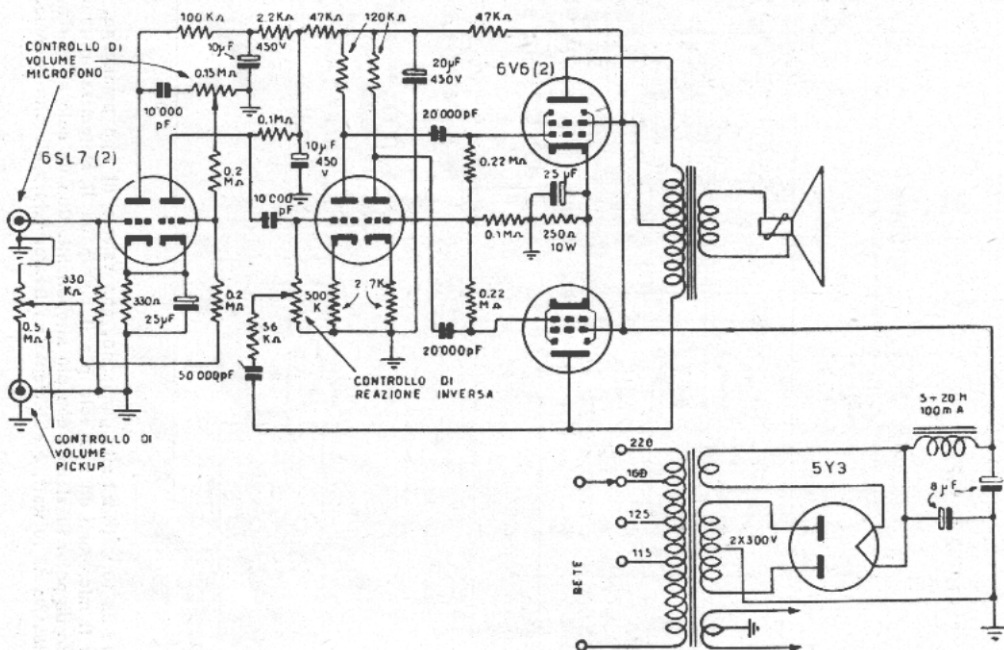


Fig. 10.16. - Altro esempio tipico di amplificatore da 10 watt, con valvole di tipo americano. Le valvole sono utilizzate come nello schema di fig. 10.15; lo schema è più semplice. La reazione inversa è presa dalla placca di una delle due finali ed è applicata al circuito di griglia della prima sezione della seconda 6SL7.

mobile dell'altoparlante al catodo della prima sezione della seconda 6SL7. Il controllo toni bassi è presente nel circuito tra la bobina mobile ed il catodo, ed è costituito da un condensatore di 5000 pF in serie ad una resistenza variabile di 1 megaohm. Il controllo toni alti è presente in parallelo alla resistenza di catodo; è costituito da una resistenza variabile di 500 000 ohm in serie con un condensatore di 30 000 pF da un lato e con uno di 2000 pF dall'altro. Questi due responsi consentono di adeguare perfettamente la curva di responso dell'amplificatore alle varie sorgenti del segnale d'entrata ed alle condizioni acustiche dell'ambiente; possono essere semifissi e regolati una volta tanto, specie se l'amplificatore fa parte di radiofonografo.

È opportuno che il secondario alla tensione del trasformatore di alimentazione sia a 2×350 volt; in tal caso al catodo della 5Y3 vi sono 335 volt, e all'uscita del filtro 305 volt. L'impedenza è di 2 henry, 135 ohm, 120 mA di corrente massima. Può venir sostituita con resistenza di 350 ohm, 5 watt. Agli schermi delle due 6V6 finali la tensione è di 305 V, ed alle placche è di 300 V. Alle placche della seconda 6SL7 è di 120 V, ed a quelle della prima 6SL7 è di 100 V. Ai catodi delle finali la tensione è di 17 volt.

Con questo amplificatore, è bene che gli altoparlanti siano due, di diametro diverso, in cassa acustica completamente chiusa o a Bass Reflex. Anche con un solo altoparlante di classe si ottengono buoni risultati, ma è indispensabile che sia di potenza adeguata e sistemato in cassa acustica.

La fig. 10.16 riporta lo schema di un altro amplificatore, pure da 10 watt, con le stesse valvole del precedente, e con lo stesso guadagno complessivo. È più semplice e di più facile realizzazione del precedente. È provvisto delle due solite entrate, ad alto e basso guadagno, ciascuna provvista del proprio controllo di volume, ciò che consente la miscelazione dei segnali. Vi è un solo controllo di responso a reazione inversa. È bene adatto per stanza di soggiorno, per laboratorio ed anche per sala da ballo.

Amplificatore da 10 watt, per stanza da soggiorno.

Mentre nell'esempio precedente lo stadio finale comprende una sola valvola, nell'esempio di fig. 10.17 consiste di due valvole in controfase, quindi la fedeltà di riproduzione è migliore, adatta per la riproduzione di dischi a microsolco. Le due valvole EL41 funzionano con 300 volt di placca e di schermo; l'impedenza di carico tra le due placche è di 9000 ohm. La potenza massima è di 13 watt.

Lo stadio preamplificatore è costituito da una ECC40, che provvede anche all'inversione di fase e da una EF40; il guadagno della ECC40 è di 28 volte, mentre quello della EF40 è di circa 200; il guadagno complessivo è ridotto dalla presenza dei due controlli di responso, presenti all'entrata di una sezione della ECC40. Il principio di questi due controlli di responso (P2 per l'estremo basso e P3 per l'estremo alto) è illustrato dalla fig. 9.5. La massima resa è ottenuta con 25 millivolt all'entrata dell'amplificatore.

La reazione inversa è applicata tra il secondario del trasformatore d'uscita ed il catodo della prima sezione della ECC40, ed è ottenuta con una sola resistenza R17 di 27 000 ohm. La percentuale di tale reazione è sufficiente per ridurre la distorsione, e tale da non pregiudicare la stabilità di funzionamento dell'amplificatore.

TRASFORMATORE D'ALIMENTAZIONE. — S_1 = primario alla tensione della rete luce; $S_2 = 2 \times 300$ V con resistenza minima di 215 ohm per placca; $S_3 = 6,3$ V a 0,6 A; $S_4 = 2 \times 3,15$ V a 2,2 A.

IMPEDENZA FILTRO. — 10 henry, 100 mA, 200 ohm.

		(watt*)			(watt*)			(volt*)
R_1	4.7 k Ω	0.25	R_{13}	1 k Ω	0.25	C_1	100 μ F	8
R_2	1.8 M Ω	0.25	R_{14}	1 k Ω	0.25	C_2	47,000 pF	
R_3	0.47 M Ω	0.25	R_{15}	47 Ω	0.25	C_3	22,000 pF	
R_4	0.1 M Ω	0.25	R_{16}	47 Ω	0.25	C_4	4,700 pF	
R_5	0.1 M Ω	0.5	R_{17}	27 k Ω	0.25	C_5	2200 pF	
R_6	0.1 M Ω	0.5	R_{18}	10 k Ω	0.25	C_6	22,000 pF	
R_7	2.2 k Ω	0.25	R_{19}	47 k Ω	0.25	C_7	22,000 pF	
R_8	2.2 k Ω	0.25				C_8	50 μ F	25
R_9	0.27 M Ω	0.25				C_9	25 μ F	500
R_{10}	0.22 M Ω	0.25	P_1	0.5 M Ω		C_{10}	25 μ F	500
R_{11}	0.22 M Ω	0.25	P_2	2 M Ω		C_{11}	12.5 μ F	355
R_{12}	140 Ω	2	P_3	2 M Ω		C_{12}	12.5 μ F	355

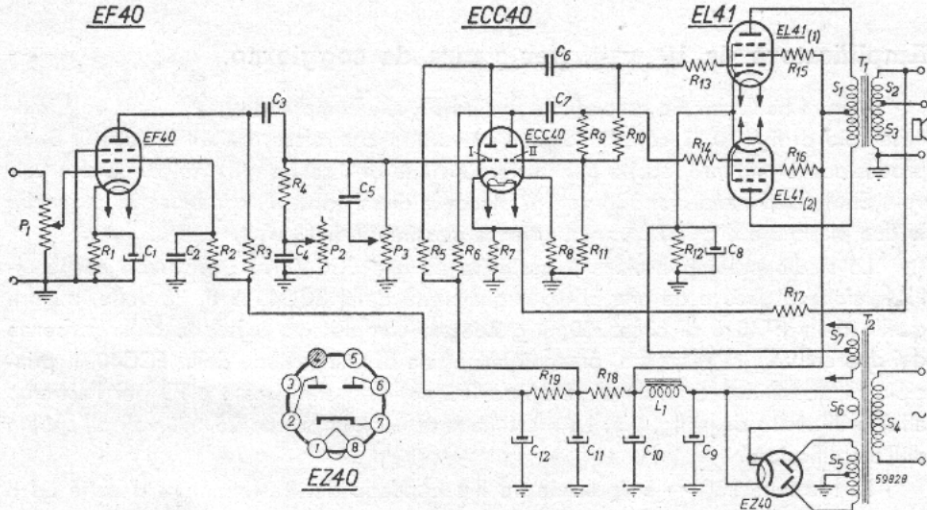
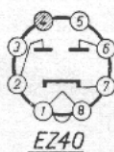
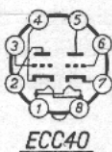


Fig. 10.17. - Tipico schema di amplificatore da 10 watt con valvole europee, ottimamente adatto per complesso sonoro da stanza di soggiorno, di alta classe. È progettato in vista di riproduzione di dischi a microsolco, con rivelatore a stilo a bassa resa. È provvisto di due controlli di responso, uno per ciascuna estremità della gamma, dei quali è detto nel capitolo nono. La reazione inversa può venir prelevata dal secondario per la bobina mobile; non è strettamente necessario un secondario apposito, corrispondente ad un terzo in più di quello per la bobina mobile. Usare rivelatore fonografico a cristallo, non rivelatore magnetico.

Amplificatore ad alta fedeltà con due valvole finali a larga banda, noval EL 84.

Il pentodo finale noval Philips EL 84 è stato progettato e costruito per provvedere alla amplificazione finale degli apparecchi radiofonografi ad alta fedeltà di riproduzione sonora, provvisti della banda ad onde ultracorte a modulazione di frequenza.

Esso sostituisce il pentodo finale EL 41, di minore potenza ed inadatto all'amplificazione della vasta gamma di frequenze musicali corrispondente ai programmi radio a modulazione di frequenza ed alle incisioni fonografiche a microsolco.

Qualora sia prevista la dissipazione di 12 watt, la sensibilità di potenza del pentodo EL 84 è approssimativamente di 11 mA/V, ed in tal modo è sufficiente all'entrata un segnale di ampiezza molto piccola, di 5 volt, per pilotare completamente la valvola alla massima uscita.

Oltre essere adatto quale amplificatore finale in apparecchi radio AM/FM con uscita di 12 watt, è pure adatto per apparecchi radio con uscita minore, di 9 watt, nel qual caso è ancora superiore al pentodo finale EL 41. Due valvole EL 84 collegate in controfase (in classe AB o in classe B) consentono la resa di uscita di 17 watt con tensione di alimentazione anodica di 300 volt.

La fig. 10.18 riporta lo schema di un amplificatore di tipo ad alta fedeltà, con due valvole finali in controfase noval EL 84, precedute da una valvola a doppio triodo ECC 83 la quale provvede all'amplificazione di tensione ed alla inversione di fase; la preamplificazione di tensione è affidata ad un pentodo EF 86.

La potenza di uscita ricavabile da questo amplificatore è di 11 watt; sono sufficienti 50 milliwatt all'ingresso della valvola preamplificatrice per ottenere la piena potenza di uscita con distorsione dell'1 per cento. Mediante l'impiego di questo nuovo pentodo finale e con parti di tipo normale, è stato possibile ottenere un responso di frequenza lineare, da una ottava inferiore della frequenza di risonanza dei migliori altoparlanti fino ad una ottava superiore la più alta frequenza udibile. La distorsione per intermodulazione è ad un valore estremamente basso, del 2 per cento con 8,2 watt di uscita. L'altoparlante impiegato è del tipo a bobina mobile di 7 ohm.

LO STADIO FINALE.

Lo stadio finale comprende, come detto, due pentodi finali EL 84, in controfase in classe AB. La tensione di polarizzazione negativa è ottenuta per caduta di tensione ai capi della resistenza R_{15} di catodo, comune alle due valvole; essa è del tipo a filo avvolto, della dissipazione di 3 watt, e con il 5 per cento di tolleranza. Le resistenze di griglia controllo, R_{12} ed R_{13} , sono di valore inferiore a quello comunemente usato per valvole con polarizzazione automatica, onde evitare la possibilità di sbilanciamenti del circuito finale, a causa di differenti correnti di griglia. Le griglie schermo sono alimentate attraverso una resistenza di griglia schermo comune alle due valvole per compensare gli eventuali sbilanciamenti dinamici. Esse non sono fugate a massa da alcun condensatore; in tal modo non risulta necessario selezionare due valvole aventi eguali caratteristiche.

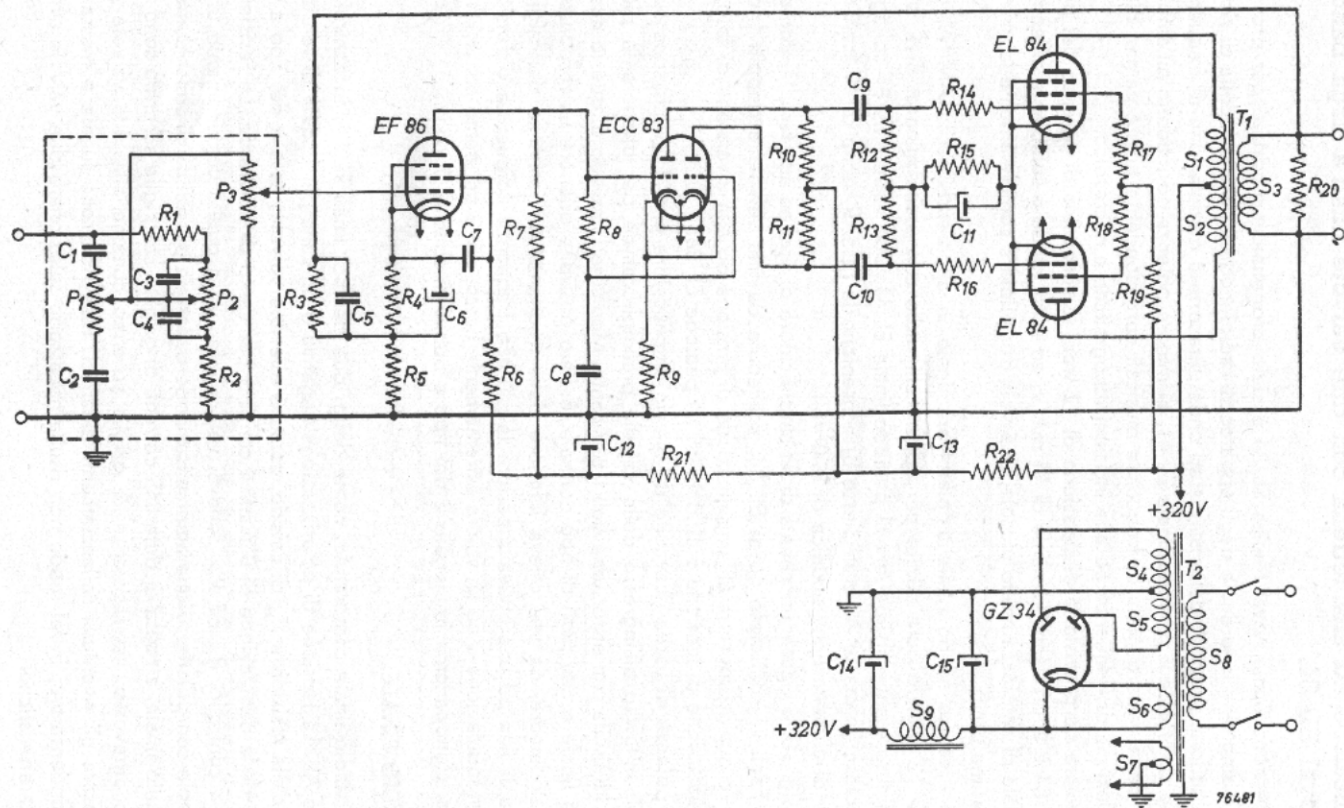


Fig. 10.18. - Schema di amplificatore ad alta fedeltà con due pentodi finali a larga banda, Noval EL 84, in controfase.

La reazione negativa introdotta dalla resistenza R_{19} è sufficiente a mantenere il bilanciamento, compensando i valori di tolleranza normali delle valvole EL 84.

Le resistenze smorzatrici R_{14} ed R_{16} , sono inserite nei circuiti di griglia controllo delle due valvole, mentre le altre due resistenze smorzatrici, R_{17} ed R_{18} , inserite nei circuiti di griglia schermo, hanno il compito di prevenire la formazione di oscillazioni a frequenza ultracustica.

Queste resistenze vanno montate direttamente sullo zoccolo delle valvole. La resistenza R_{20} è collegata in parallelo ai capi di uscita dell'avvolgimento secondario S3 del trasformatore, allo scopo di prevenire instabilità nel caso di distacco della bobina mobile dell'altoparlante.

STADIO DI AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE E INVERSIONE DI FASE.

L'amplificazione di tensione e l'inversione di fase, sono affidate ad un doppio triodo noval Philips ECC 83, ad elevato coefficiente di amplificazione. Il circuito è scelto per la bassa distorsione e le qualità di autobilanciamento consentite dall'eguale capacità di placca della valvola ECC 83. Con questo circuito il guadagno è circa metà di quello ottenibile con altri, ma per l'alta amplificazione della ECC 83, esso risulta sufficiente allo scopo.

Il segnale è applicato alla griglia della prima sezione della valvola, mentre la griglia della seconda sezione è messa a massa capacitivamente. L'accoppiamento tra i due stadi avviene tramite la resistenza di catodo R_9 . Non è necessario che le due resistenze di placca R_{10} ed R_{11} , di $0,1 \text{ M}\Omega$, siano esattamente eguali; allo scopo si possono impiegare due resistenze tarate al 10 per cento o al 5 per cento.

L'accoppiamento tra questo stadio e quello della preamplificatrice EF 86, avviene direttamente, con il vantaggio dell'assenza di spostamenti di fase alle frequenze molto basse e della stabilizzazione a queste frequenze.

LO STADIO PREAMPLIFICATORE.

La preamplificazione è affidata ad un pentodo noval Philips EF 86 in normale circuito con amplificazione di circa 200. Il condensatore di fuga di griglia schermo è connesso direttamente al catodo. Parte della resistenza di catodo R_5 , di 10 ohm, non è fugata, e la tensione di controreazione è applicata ai capi di questa resistenza.

IL CIRCUITO DI CONTROREAZIONE.

La tensione per la controreazione negativa è prelevata dall'avvolgimento secondario del trasformatore di uscita e applicata tramite la resistenza R_3 , di $2,2 \text{ k}\Omega$, alla resistenza R_5 collegata al catodo della valvola preamplificatrice di tensione EF 86. La resistenza R_3 è di tipo particolare. Le normali resistenze non hanno comportamento sufficientemente lineare; il loro valore dipende dalla tensione applicata; ciò significa che il rapporto tensione/corrente non è lineare.

La mancanza di linearità in questa resistenza si tradurrebbe in distorsione per

intermodulazione, e perciò non è possibile impiegare resistenze a carbone di questo tipo nel circuito di controeazione. Neppure le resistenze a filo possono venir impiegate, a causa della loro induttanza.

Resistenze a carbone pressato di buona qualità sono adatte all'impiego nei circuiti di controeazione e va perciò data preferenza a questi tipi. La loro tolleranza deve essere del 5 per cento o migliore.

La resistenza R_3 si trova in parallelo al condensatore C_5 di 1 500 pF. Questo condensatore ha lo scopo di evitare instabilità a frequenze ultrasoniche.

I CONTROLLI DI TONO E DI VOLUME.

Tutti i controlli sono indipendenti dai circuiti di contròreazione, allo scopo di evitare l'introduzione di spostamenti di fase. Tutti i componenti dei controlli vanno schermati. Se necessario, è possibile porre i controlli in schermi separati posti su un pannello separato, provvedendo alle connessioni mediante brevi conduttori schermati a bassa capacità.

I potenziometri P_1 e P_2 servono a regolare rispettivamente le note acute e quelle basse. Le relative curve di regolazione sono indicate nel grafico di fig. 10.19. La

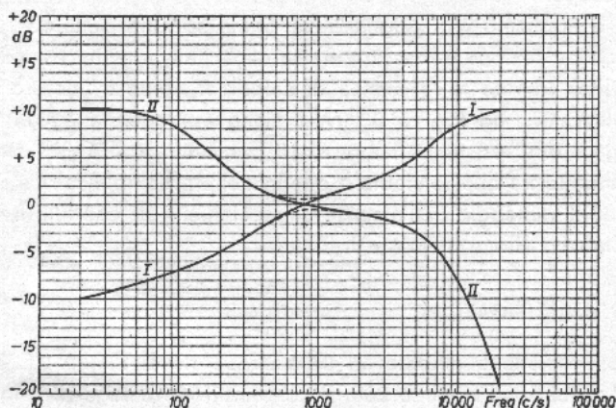


Fig. 10.19. - Responso di frequenza; 1° con i potenziometri P_1 al massimo e P_2 al minimo; 2° con i potenziometri P_1 al minimo e P_2 al massimo.

curva I si riferisce al controllo degli acuti al massimo e dei bassi al minimo, la curva II, all'opposto, con il controllo P_1 al minimo e quello P_2 al massimo. Le curve ottenibili mediante la regolazione di entrambi i controlli possono essere dedotte da queste.

Impiegando due potenziometri ad andamento logaritmico, la posizione di zero corrisponde a metà corsa. Il controllo di volume è un potenziometro logaritmico di 1 M Ω . Il circuito di ingresso è adatto per un fonorivelatore piezoelettrico, con capacità di circa 2 000 picofarad, corrispondente alla maggioranza dei tipi che si trovano attualmente in commercio.

IL TRASFORMATORE DI USCITA.

Negli amplificatori ad alta fedeltà, il trasformatore di uscita ha grande importanza. I trasformatori di elevata qualità vengono generalmente avvolti su costoso nucleo di alloy. Spesso vengono adottati avvolgimenti particolari ed il trasformatore può venir collegato a differenti impedenze di carico. Tutte queste caratteristiche rendono il trasformatore di uscita assai costoso.

Per questo amplificatore può venir usato un trasformatore di basso costo realizzato con normali lamelle per trasformatori. Nonostante ciò, la qualità di riproduzione ottenuta eguaglia quella degli amplificatori più costosi. Non è previsto il collegamento di carichi a diversa impedenza; il trasformatore consente l'adattamento del carico ottimo delle due valvole di potenza EL 84 con quello rappresentato dalla bobina mobile di 7 ohm dell'altoparlante.

L'avvolgimento primario è costituito di quattro sezioni in parallelo, collegate a due a due, e tra queste altri due avvolgimenti pure collegati in parallelo. La capacità del primario è egualmente distribuita avvolgendo due delle sezioni primarie in direzione opposta a quella degli avvolgimenti rimanenti; la resistenza ohmica delle due metà complessive dell'avvolgimento primario risulta eguale per la connessione in parallelo del primo con il quarto avvolgimento e del secondo con il terzo.

I dati del nucleo di ferro sono i seguenti (fig. 10.20):

Lamelle normali al ferrosilicio, spessore . . . 0,5 mm
 Ingombro complessivo 84 × 70 mm
 Larghezza del nucleo 28 mm
 Altezza del nucleo 8 mm
 Traferro assente
 Sezione della colonna centrale 7,86 cm²

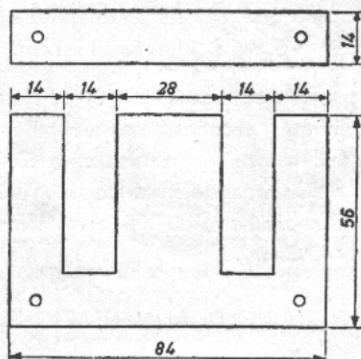


Fig. 10.20. - Dimensione del nucleo del trasformatore di uscita.

I dettagli per l'avvolgimento sono riportati in tabella.

AVVOLGIMENTI DEL TRASFORMATORE DI USCITA

Avvolgimento	Numero di spire	Spessore del filo rame smaltato	Lunghezza dell'avvolgimento mm	Numero strati	Isolamento tra gli strati
P1	1650	0,11	34	7	30 μ carta
S1	96	0,6	34	2	0,1 mm presspahn
P2	1650	0,11	34	7	30 μ carta
P3	1650	0,11	34	7	30 μ carta
S2	96	0,6	34	2	0,1 mm presspahn
P4	1650	0,11	34	7	30 μ carta

L'isolamento tra gli avvolgimenti va fatto mediante uno strato di carta presspahn di 0,1 mm ed uno strato di carta di 60 micron.

Avvolgendo P_1 e P_2 in senso orario, occorre avvolgere tutti i rimanenti strati in senso antiorario. V. fig. 10.21.

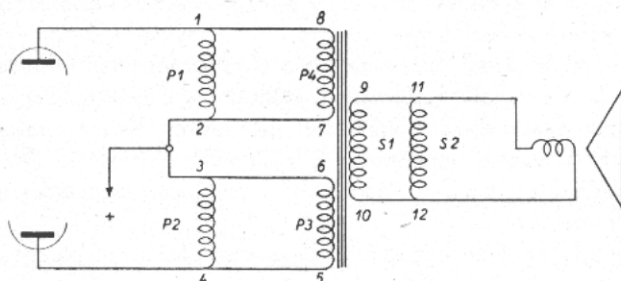


Fig. 10.21.

Gli avvolgimenti collegati in parallelo sono i seguenti:

- P_1 e P_4 che costituiscono la prima metà del primario,
- P_2 e P_3 che costituiscono la seconda metà del primario,
- S_1 e S_2 che costituiscono il secondario.

Nel collegare P_1 e P_4 va ricordato che questi avvolgimenti sono avvolti in senso contrario. A connessioni avvenute, ogni metà del primario ha una resistenza di 240 ohm ed il secondario la resistenza di 0,4 ohm.

Collegando il carico di 7 ohm al secondario del trasformatore, l'impedenza primaria risulta di 8 000 ohm. L'induttanza primaria, misurata a 10 volt e 50 cicli è di 40 henry.

LO STADIO DI ALIMENTAZIONE.

Il trasformatore di alimentazione deve fornire le seguenti tensioni e correnti: 2×280 V e 130 mA; 6,3 V e 2 A; 5 V e 1,9 A. La corrente massima di catodo della valvola finale è, a massimo segnale, di 115 mA, per cui occorre impiegare una valvola raddrizzatrice ad elevata emissione quale la GZ 34. Nel caso di amplificatori ad elevata fedeltà, l'alimentatore si trova generalmente su un telaio separato, allo scopo di ridurre il ronzio di fondo dell'amplificatore. Nel caso che il trasformatore venga installato sullo stesso telaio dell'amplificatore, occorre che l'induzione nel nucleo del trasformatore sia ridotta onde rendere trascurabile il campo magnetico disperso.

La tensione anodica è livellata mediante una impedenza ed un condensatore elettrolitico doppio da 2×50 μ F. La tensione anodica, per le valvole preamplificatrici, è ottenuta tramite ulteriori filtri costituiti dalle resistenze R_{22} ed R_{21} ed un altro condensatore elettrolitico doppio di 2×50 μ F.

IL TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE.

I dati del trasformatore elencati, si riferiscono ad una densità di flusso di 11 000 linee per centimetro quadrato. Sebbene sia sempre raccomandabile l'impiego di un telaio separato, purtuttavia questo trasformatore può venir installato sullo stesso telaio dell'amplificatore. Poichè la maggior parte dei trasformatori per apparecchi radiori-cevanti posseggono un flusso di circa 14 000 linee per centimetro quadrato, volendo impiegarne uno già pronto e sul quale vi siano dubbi circa la densità del flusso adottato, è opportuno impiegare un telaio separato. Il trasformatore previsto è per una tensione primaria di 220 volt a 50 cicli. La sezione del nucleo centrale è di 13 centimetri quadrati. I dati costruttivi sono riportati nella seguente tabella.

AVVOLGIMENTI DEL TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE

Avvolgimento	Tensione V	Corrente A	N. di spire	Resistenza Ω	Spessore del filo
S8	220	0,45	650	12	0,45 mm
S4	280	0,120	825	56	0,25 mm
S5	280	0,120	825	59	0,25 mm
S6	5	1,9	15		1 mm
S7	6,3	2	2×10		1 mm

Tutti gli avvolgimenti sono in filo di rame smaltato.

CONSIDERAZIONI GENERALI.

Nel caso che il trasformatore di alimentazione venga installato sullo stesso telaio dell'amplificatore, occorre avere l'avvertenza di disporre il nucleo del trasformatore di alimentazione perpendicolarmente ai nuclei del trasformatore di uscita e dell'impedenza di filtro. Tutti i componenti riguardanti l'alimentazione devono essere ben distanziati dai circuiti di entrata dell'amplificatore.

Per prevenire suoni striduli, a causa di inneschi e rumore di fondo, i ritorni a massa di ogni stadio vanno collegati alla ghiera centrale dello zoccolo portavalvola corrispondente. Le ghiera vanno quindi poste a massa con un singolo conduttore in prossimità dei terminali di ingresso.

Il circuito di ingresso dell'amplificatore è stato particolarmente previsto per l'impiego con fonorivelatore a cristallo piezoelettrico. Nel caso di impiego di fonorivelatore elettrodinamico, occorre provvedere ad ulteriore preamplificazione mediante altra valvola EF 86; questo stadio deve venir completamente schermato e adattato alla frequenza di responso di questo tipo di fonorivelatore.

L'altoparlante impiegato con questo amplificatore deve essere di ottima qualità con buon responso fino a 15 000 cicli. L'impedenza della bobina di questo altoparlante deve essere indipendente dalla frequenza, ciò significa che le curve di responso di frequenza date, devono risultare valide anche con l'altoparlante collegato.

TENSIONI E CORRENTI

(Le misure di tensione sono state effettuate con voltmetro a valvola, in assenza di segnale, e rispetto al telaio).

Alimentatore	Tensione ai capi di C15 Tensione ai capi di C14 Tensione ai capi di C13 Tensione ai capi di C12 Corrente continua totale	335 V 320 V 260 V 215 V 79 mA
EL 84 (I) e EL 84 (II)	Tensione anodica Tensione griglia-schermo Tensione catodica Corrente anodica Corrente griglia-schermo	310 V 290 V 10,2 V 35 mA 3,8 mA
ECC 83 (ambedue le sezioni)	Tensione anodica Tensione catodica Corrente anodica Corrente totale catodica	196 V 87 V 0,64 mA 1,28 mA
EF 86	Tensione anodica Tensione griglia-schermo Tensione catodica Corrente catodica	86 V 75 V 1,9 V 0,86 mA

PARTI COMPONENTI NECESSARIE

RESISTENZE

Simbolo	Tipo	Valore	Potenza dissipata (W)
R1	Carbone	1,5 M Ω	1/4
R2	Carbone	150 k Ω	1/4
R3	Carbone	2,2 k Ω	1/4
R4	Carbone	2,2 k Ω	1/4
R5	Carbone	10 Ω	1/4
R6	Carbone	1 M Ω	1/4
R7	Carbone	180 k Ω	1
R8	Carbone	1,2 M Ω	1/4
R9	Carbone	68 k Ω	1/2
R10	Carbone	0,1 M Ω	1/2
R11	Carbone	0,1 M Ω	1/2
R12	Carbone	0,33 M Ω	1/4
R13	Carbone	0,33 M Ω	1/4
R14	Carbone	1 k Ω	1/4
R15	A filo	130 Ω	3
R16	Carbone	1 k Ω	1/4
R17	Carbone	220 Ω	1/4
R18	Carbone	220 Ω	1/4
R19	Carbone	3,9 k Ω	1
R20	Carbone	1 k Ω	1/4
R21	Carbone	47 k Ω	1/2
R22	Carbone	27 k Ω	1/2

P1	Potenzimetro a carbone 2,5 M Ω
P2	Potenzimetro a carbone 2,5 M Ω
P3	Potenzimetro a carbone 1 M Ω

CONDENSATORI

Simbolo	Tipo	Valore	Tensione di lavoro (V)
C1	Ceramico	33 pF	
C2	Ceramico	680 pF	
C3	Ceramico	270 pF	
C4	Carta	3300 pF	
C5	Mica	1500 pF	
C6	Elettrolit.	100 μ F	12,5
C7	Carta	47 000 pF	400
C8	Carta	0,1 μ F	400
C9	Carta	0,1 μ F	400
C10	Carta	0,1 μ F	400
C11	Elettrolit.	100 μ F	25
C12	Doppio	50 + 50 μ F	355/400
C13			
C14	Doppio	50 + 50 μ F	355/400
C15			

T1 Trasformatore d'uscita
(vedi testo)

T2 Trasformatore d'alimentaz.
(vedi testo)

Impedenza livellatrice

S9 Tipo 7833
L = 8 H; R = 200 Ω
I_{max} = 115 mA

Amplificatore da 15 watt, in classe AB₂, alimentabile con tensione continua o alternata.

STADIO FINALE. — Due PL 81, fig. 10.22, sono collegate in controfase e funzionano in classe AB₂. Le tensioni d'entrata pervengono alle loro griglie dalla placca della EF 40 e dalla placca della sezione pentodo della ECL80. In assenza di modulazione, sono presenti le seguenti tensioni: a C₁₇ 250 V, a C₁₆ 240 V ed a C₁₅ 205 V; alla massima resa d'uscita, le tensioni sono le seguenti: a C₁₇ 185 V, a C₁₆ 165 V ed a C₁₅ 145 V. La corrente continua complessiva è di 78 mA in assenza di modulazione, e di 195 mA alla resa massima. La tensione di placca delle finali è di 245 V e quella di schermo di 240 V in assenza di modulazione, e di 180 e 170 V rispettivamente alla resa massima. La tensione di griglia è di — 32 e di — 23, senza modulazione e a massima resa, mentre la corrente assorbita è di 65 e 165 mA per le placche, e di 5 mA e 23 mA per le griglie-schermo.

INVERSOE DI FASE E OSCILLATORE AF PER POLARIZZAZIONE GRIGLIA. — La sezione pentodo della ECL80, usata come triodo, provvede all'inversione di fase, mentre la sezione triodo funziona da oscillatrice a frequenza di circa 2 megacicli, per fornire la tensione di griglia alle valvole finali, essa viene prelevata dalla resistenza di rivelazione. Un divisore di tensione consente di prelevare le tensioni richieste. La bobina L₁ è di 22 μ H, mentre L₂ è di 120 μ H.

STADIO PREAMPLIFICATORE. — La EF40 consente un guadagno di 80 volte circa. Il controllo di tono è ottenuto con il potenziometro P₂ il cui contatto mobile è collegato alla placca della EF40, tramite il condensatore C₃. Parte della tensione secondaria del trasformatore d'uscita è iniettata nel circuito di griglia, tramite le resistenze R₂₁ e R₂.

STADIO ALIMENTATORE. — Due rettificatrici PY80 in parallelo funzionano come una sola rettificatrice; ambedue sono protette da una resistenza inserita nel circuito di placca. La resistenza comune R₂₅ di 80 ohm è necessaria per ottenere la resa d'uscita costante, con alimentazione in continua o in alternata. La corrente di alimentazione è di 300 mA; R deve essere di valore adeguato alla caduta di tensione necessaria (a 220 V è di 416 ohm watt); in parallelo al filamento della EF40 è collegata una resistenza di 63 ohm.

SENSIBILITÀ. — All'entrata dell'amplificatore, 220 mV per la massima resa; all'entrata dello stadio finale, 16 V per la massima resa.

TRASFORMATORE D'USCITA E IMPEDENZA-FILTRO. — Il primario S1 è formato da 2 $\times$ 880 spire filo rame di 0,0049 mm² di sezione; i secondari sono: S2 = 88 spire filo 1,13 mm², S3 = 16 spire stesso filo, S4 = 120 spire filo 0,098 mm², per impedenza b. m. di 7 ohm. L'impedenza di filtro è di 5 henry, 50 mA.

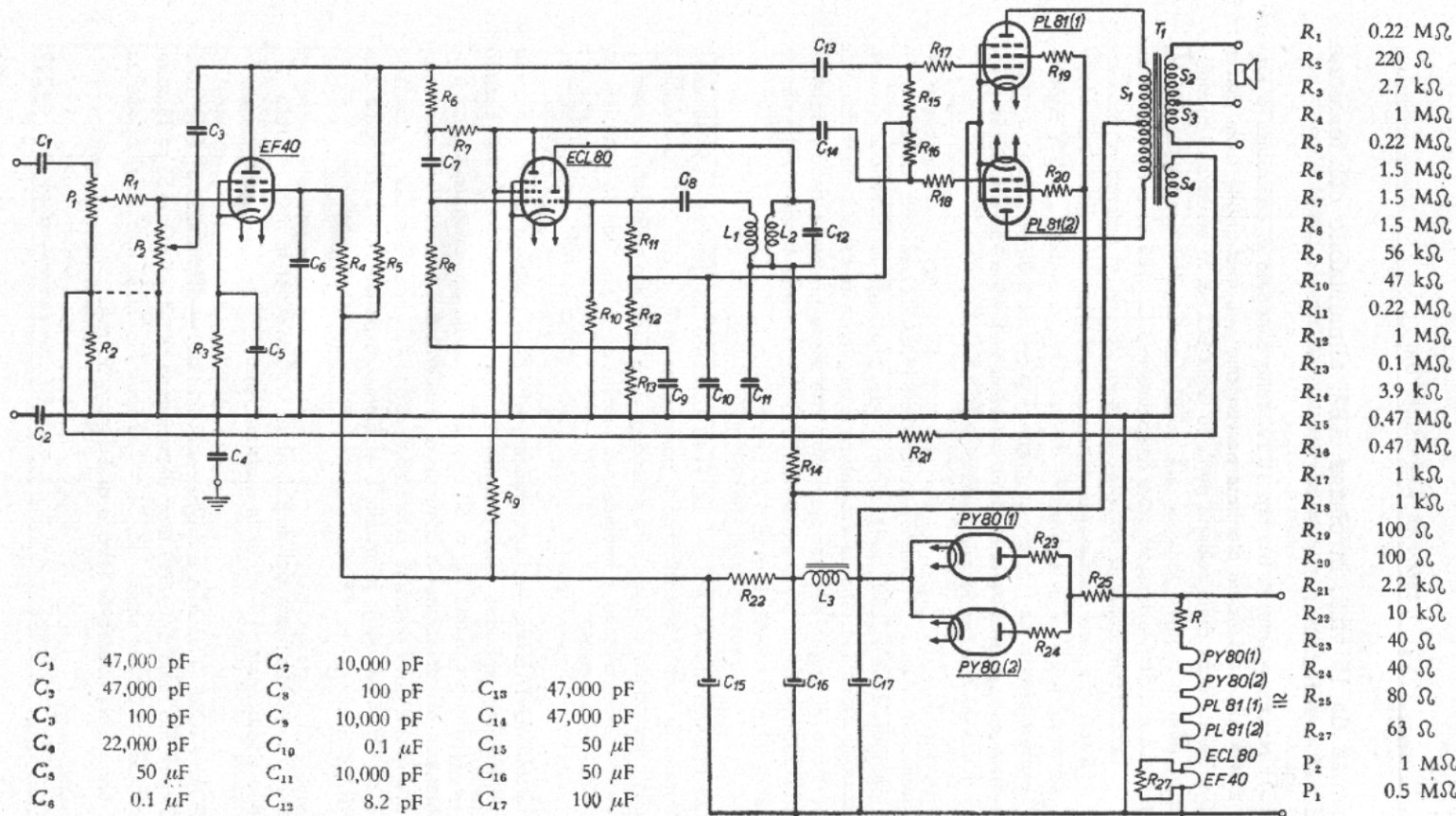


Fig. 10.22. - Schema progettato per le nuove valvole di tipo europeo con accensione a 300 milliampere, adatte per alimentazione senza trasformatore, con filamenti in serie. Lo stadio finale è in classe AB2, per cui i catodi sono a massa. La tensione di polarizzazione delle finali è ottenuta in modo particolarissimo, dato il tipo di alimentazione, il quale non consente di prelevare tale tensione. È ottenuta con oscillatore ad alta frequenza, funzionante con la sezione triodo della ECL80. Questa è una delle particolarità più interessanti di questo schema.

Amplificatore da 20 watt, per impianto sonoro d'uso generale.

Con lo schema di fig. 10.23 è possibile realizzare un buon amplificatore da 20 watt, con 5 % di distorsione a massima resa, con segnale d'entrata di 2,5 volt; adatto per sincronizzatore radio, rivelatore fonografico a cristallo ed eventualmente microfono a carbone. Richiede un segnale troppo ampio per dischi a microsolco, cellule e mi-

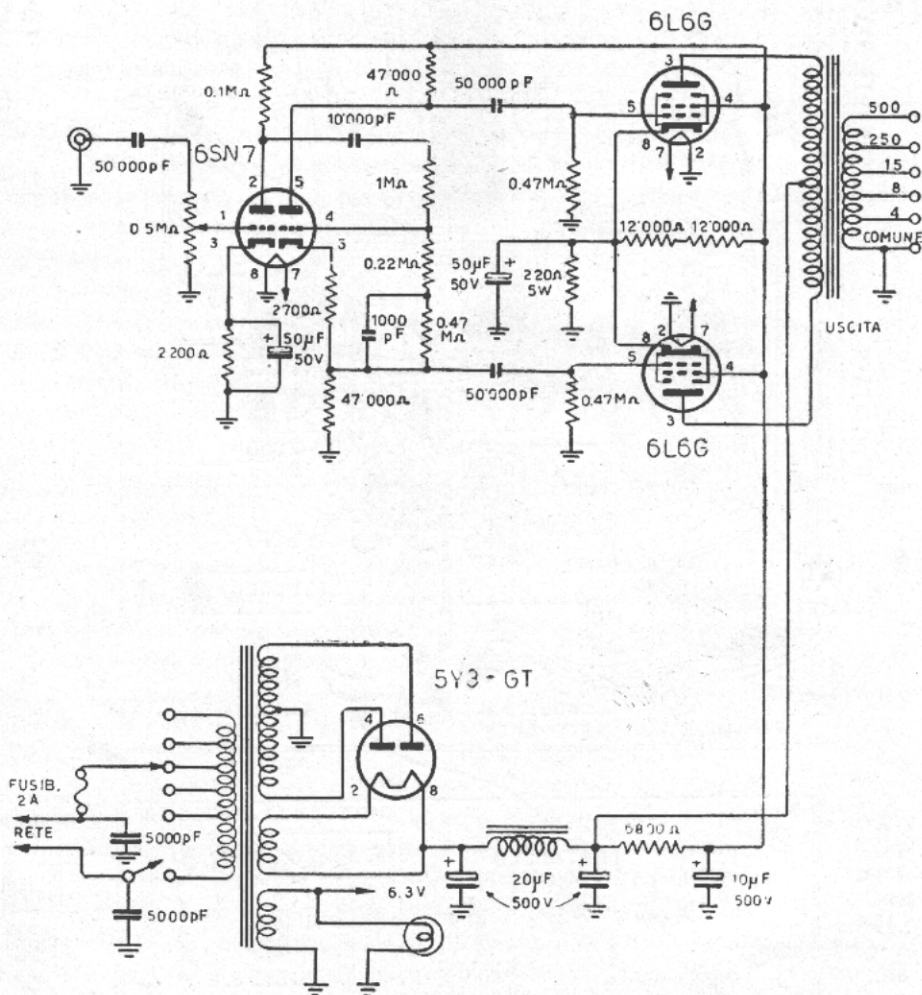


Fig. 10.23. - Schema basilare di amplificatore da 20 watt, con valvole americane, e stadio finale in classe AB1. Questo amplificatore è a bassissimo guadagno, adatto solo per dischi veloci, con rivelatore a cristallo, e sintonizzatore-radio; funziona con microfono a carbone. È il tipico amplificatore robusto, da strapazzo, di semplicissimo uso. Può venir costruito seguendo il piano di montaggio di fig. 10.24.

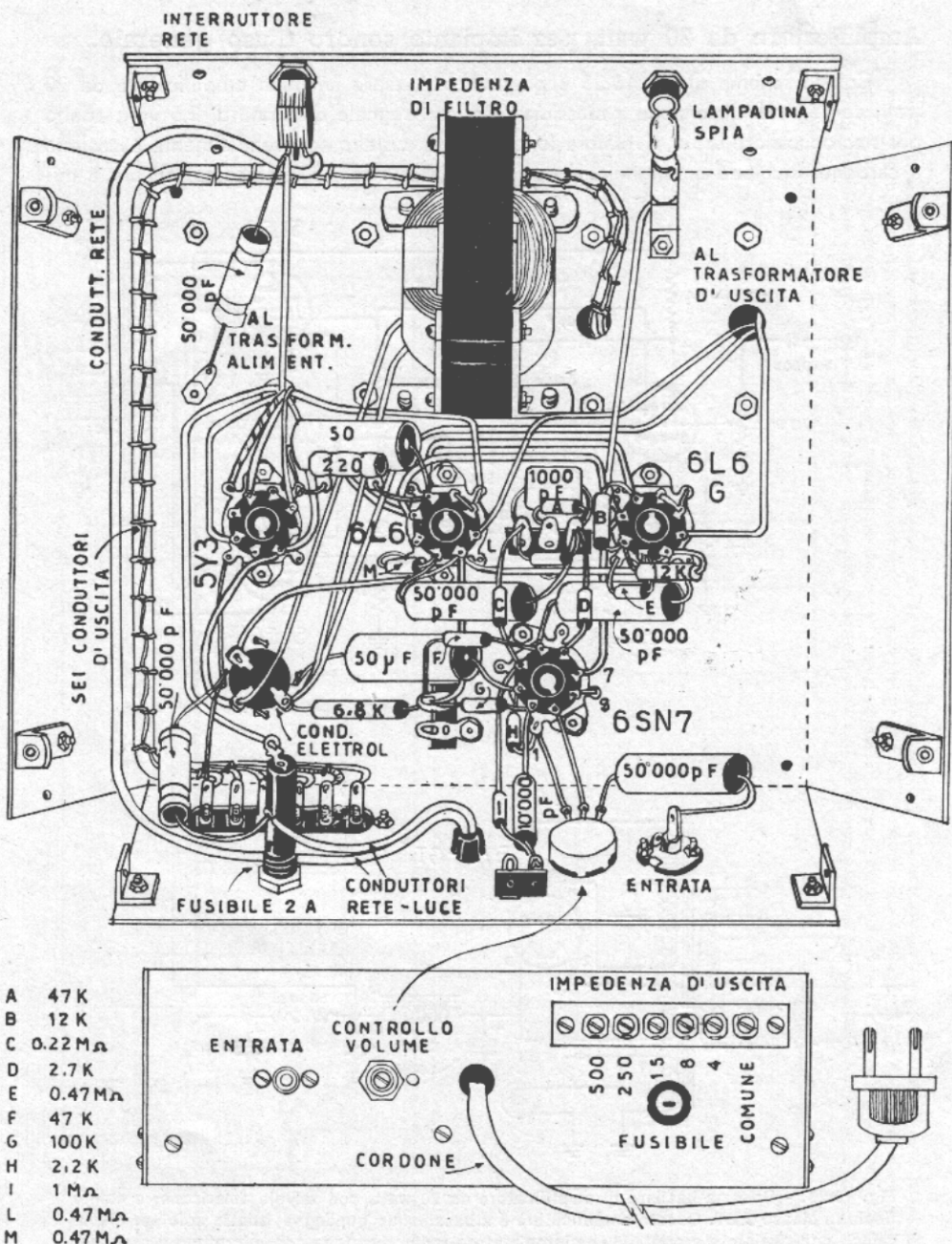


Fig. 10.24. - Piano di montaggio dell'amplificatore da 20 watt di cui lo schema di fig. 10.23.

crofoni non a carbone. Può riuscire di costo relativamente modesto. Realizzato con gli accorgimenti usuali, risulta assai silenzioso durante le pause; il ronzio a massima resa è a livello inferiore di 64 decibel. Non è adatto per pickup di tipo magnetico.

Lo stadio finale a due 6L6 è in classe AB₁. Il secondario alta tensione del trasformatore d'alimentazione è a 2×265 V, al catodo della raddrizzatrice 5Y3 vi sono 372 V. Nello schema è presente un'impedenza di filtro — con resistenza ohmica assai bassa, da 3 a 5 ohm, per corrente massima di 200 mA — la quale può venir eliminata. La corrente anodica massima, in presenza di modulazione, è di 149 mA, quella in assenza di modulazione è di 94 mA; la tensione alle placche delle 6L6 è di 362 V, quella agli schermi è di 272 V. La tensione di griglia è di — 22,5 V. Le due resistenze da 12 000 ohm, da 2 watt, tra schermi e catodi delle finali, stabilizzano lo stadio.

Il preamplificatore è ad una valvola a doppio triodo 6SN7, con una sezione amplificatrice di tensione e l'altra invertitrice di fase; il circuito d'inversione è a fase splitter. Il controllo di volume è all'entrata dell'amplificatore; non vi è controllo di tono, ma vi sono due circuiti di compensazione, uno costituito dal condensatore di accoppiamento da 10 000 pF e dalla resistenza da 1 megaohm tra una sezione e l'altra della 6SN7, l'altro costituito dal condensatore di 1000 pF e dalla resistenza in parallelo di 0,47 megaohm, in serie alla resistenza di griglia della seconda sezione della stessa valvola. L'azione di questi due circuiti di compensazione è stata descritta nel capitolo nono.

Amplificatore da 30 watt, ad alto guadagno e ad alta fedeltà, per sala da ballo.

L'amplificatore di cui la fig. 10.25, consente di ottenere 30 watt di uscita, con 0,5 % di distorsione e con segnale d'entrata di 2,5 millivolt. Consiste di due stadi di preamplificazione con 6SJ7, da uno stadio invertitore di fase con 6C5 e di due valvole finali 6L6, in classe AB₁. All'entrata vi è una presa a bassa impedenza, per microfono, con trasformatore rapporto 1 a 50, ed una presa ad alta impedenza, per pickup piezoelettrico a bassa resa. L'insieme dell'amplificatore è semplice, senza circuiti complessi; riesce di uso pratico, e può venir affidato a persone inesperte.

I due soliti controlli, uno per i toni alti e l'altro per i toni bassi, sono inseriti nel circuito di catodo della prima 6SJ7, in serie al condensatore elettrolitico di livellamento. Ciascuno consiste di una resistenza variabile, R1 per i toni alti ed R2 per quelli bassi; la sensibilità alle varie frequenze è ottenuta con un condensatore di 50 000 pF per i toni alti, e con un'impedenza di 1 henry per quelli bassi. Con i cursori delle due resistenze variabili in posizione b, l'impedenza totale tra catodo e massa è di 5400 ohm; a 100 cicli, qualunque sia la posizione di R1, l'impedenza del controllo alti è di 5000 ohm circa, a 10 000 cicli è di 1400 ohm con R1 al massimo, e di 5400 ohm con R1 al minimo; l'inverso avviene per R2.

La reazione negativa è ottenuta con la retrocessione del segnale dal secondario del trasformatore d'uscita al circuito di catodo della seconda 6SJ7. È sufficiente la resistenza di 10 000 ohm. L'inversione di fase è ottenuta dal catodo della 6C5; con la

disposizione indicata nello schema, particolarmente con il collegamento del condensatore di disaccoppiamento da $0,1 \mu\text{F}$ alla presa di catodo, lo stadio invertitore presenta un piccolo guadagno, di circa 4; poichè i due stadi precedenti funzionano con guadagno massimo, il piccolo guadagno dell'invertitore eleva molto il guadagno complessivo dell'amplificatore, il quale risulta elevatissimo.

Alle placche della raddrizzatrice 5Y3 vi è la tensione di 350 volt; all'uscita del filtro la tensione è di 320 volt. In serie agli schermi delle 6L6 vi sono due resistenze



Fig. 10.26. — Esempio di realizzazione pratica dell'amplificatore da 30 watt, per sala da ballo, di fig. 10.25.

di 56 ohm, per stabilizzare lo stadio. La resistenza di catodo è di 250 ohm, data l'amplificazione del segnale. Con tensione anodica più bassa, e quindi con minor guadagno dell'amplificatore e minor resa, la resistenza di catodo va diminuita a 180 o 150 ohm. La resistenza di 500 000 ohm in parallelo al secondo elettrolitico di filtro, serve per consentire la scarica dei due elettrolitici. Sono necessarie le solite cautele; l'impedenza da 1 henry del controllo bassi deve essere schermata.

Amplificatore da 35 watt, con due EL 34 in controfase, in classe AB 1.

L'amplificatore di fig. 10.27 consente alta sensibilità con basso livello di rumore e ottima qualità di riproduzione.

STADIO FINALE. — Le placche delle due valvole sono collegate al primo elettrolitico di filtro; dato che funzionano in controfase non risentono apprezzabilmente la componente alternativa, a basso volume. A pieno volume, la tensione anodica diventa periodicamente molto bassa, per cui è necessario che il primo elettrolitico sia di $32 \mu\text{F}$.

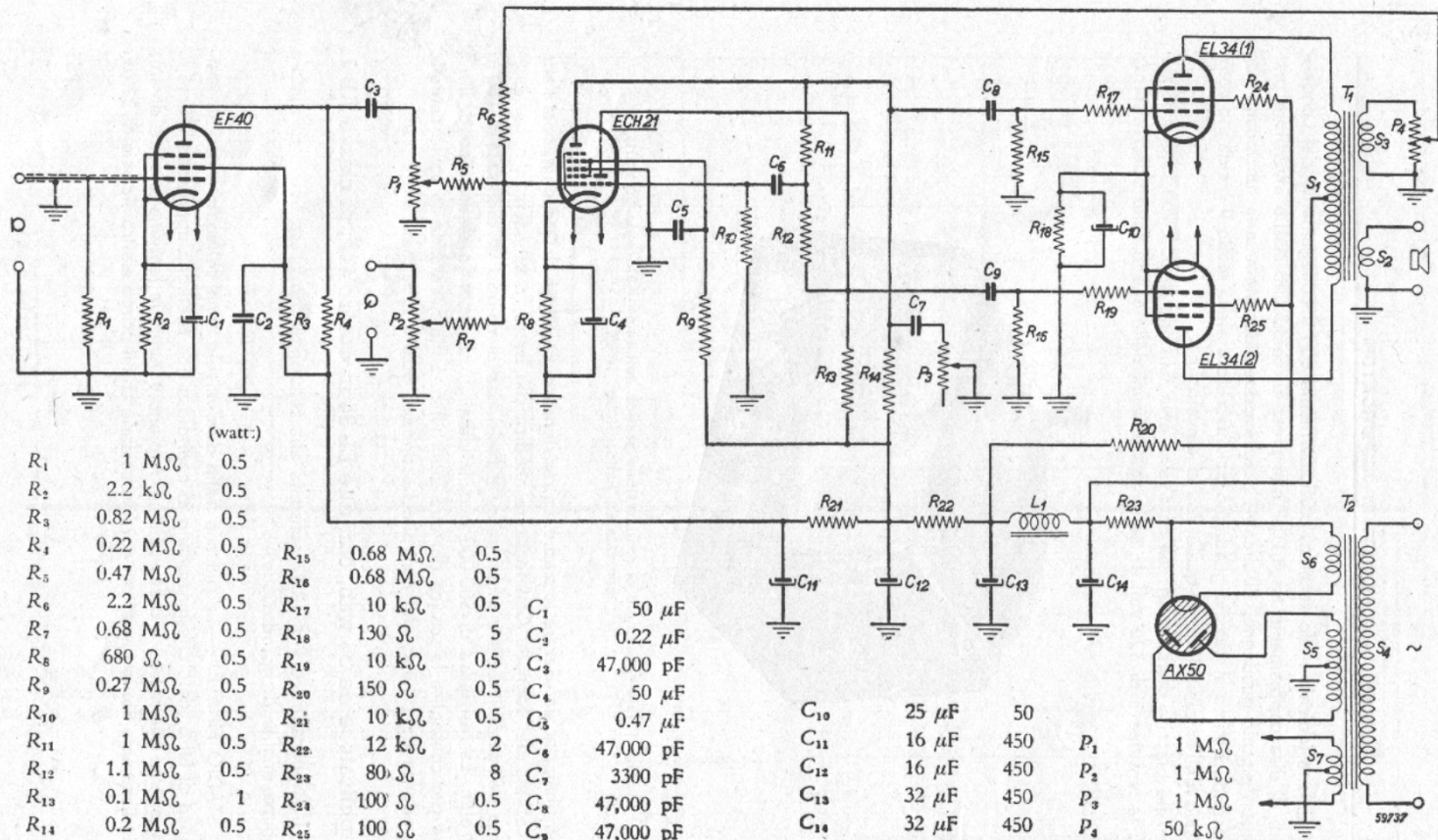


Fig. 10.27. - Amplificatore di alta classe, da 35 watt, con valvole europee di nuovo tipo. È quanto di meglio sia possibile realizzare con cinque valvole, di cui due EL34 finali in classe AB1.

Poichè la tensione alternata è più nociva alle griglie-schermo, esse sono collegate dopo il filtro $L_1 C_{13}$. Il carico placca-placca è di 4000 ohm.

PREAMPLIFICATORE E INVERSOIRE DI FASE. — Alla seconda preamplificazione provvede la sezione eptodo, usata come pentodo, della ECH21, mentre alla inversione di fase provvede la sezione triodo. Nel circuito di griglia del pentodo sono presenti i due controlli di volume, uno per il microfono e l'altro per il pickup. Dal potenziometro in parallelo ad un secondario del trasformatore d'uscita è prelevata la tensione per la reazione negativa; è applicata alla griglia del pentodo, tramite una resistenza di 2,2 megaohm. Il secondario S2 per la reazione ed il potenziometro P4 possono venir eliminati, in tal caso R6, il cui valore va cercato per tentativi, va collegata ad un capo del secondario S2, quello non a massa.

PREAMPLIFICATORE PER MICROFONO. — L'alto guadagno dello stadio comprendente la EF40 impone attenta cura per evitare disturbi dovuti al ronzio. È necessario collegare insieme le masse di R_1 , R_2 e C_1 , con la massa d'entrata, ad un punto del telaio. Il portavalvola deve essere molleggiato e contenuto entro uno schermo adatto, a gabbia metallica, per esempio.

SENSIBILITA'. — Con reazione negativa, e per la resa d'uscita di 35 watt, la tensione del segnale è di 3,3 mV alla presa microfono, 720 mV alla presa pickup, e 20,5 volti all'entrata dello stadio finale. Con reazione negativa, e per resa d'uscita di 0,5 watt, la tensione del segnale è di 0,23 mV alla presa microfono, 32 mV alla presa pickup, e 1,4 V all'entrata stadio finale.

TENSIONI DI LAVORO. — Alle finali, 343 e 340 V placca e schermo, con corrente catodica di 2×85 mA; alla sezione pentodo della ECH21, 100 V di placca e 60 V di schermo, alla sezione triodo 75 V di placca e 2,4 V catodo; alla EF40, 45 V placca, 95 V schermo e 2 V catodo.

TRASFORMATORE D'USCITA. — Primario 2×830 spire, filo rame smaltato sezione $0,023 \text{ mm}^2$; secondario S2 quante spire occorrono secondo l'impedenza della bobina mobile, filo rame smaltato sezione 1 mm^2 ; S3, secondario per reazione inversa, 100 spire filo smaltato sezione $0,1 \text{ mm}^2$.

TRASFORMATORE D'ALIMENTAZIONE. — S4 = a 220 V, 50 c/s, 470 spire filo rame sm 0,6 mm diametro; S5 = a 2×300 V, 250 mA, 2×700 spire filo rame 0,3 mm; S6 = a 4 V, 3,75 A, 9 spire filo rame dc 1,5 mm; S7 = a $2 \times 3,15$ V, 3,5 A, 2×7 spire filo rame dc 1,5 mm. Impedenza filtro $L_1 = 8$ henry, 50 mA, 300 ohm.

Amplificatore da cinema, ad alta musicalità, da 35 watt, con due EL 34 in controfase, classe AB 1.

STADIO FINALE. — A 35 watt d'uscita, la distorsione è dell'1,5 %, grazie alla notevole reazione negativa, mentre non vi è apprezzabile attenuazione di tutte le frequenze utili della gamma sonora, ed il livello rumore è di — 53 dB. La reazione ne-

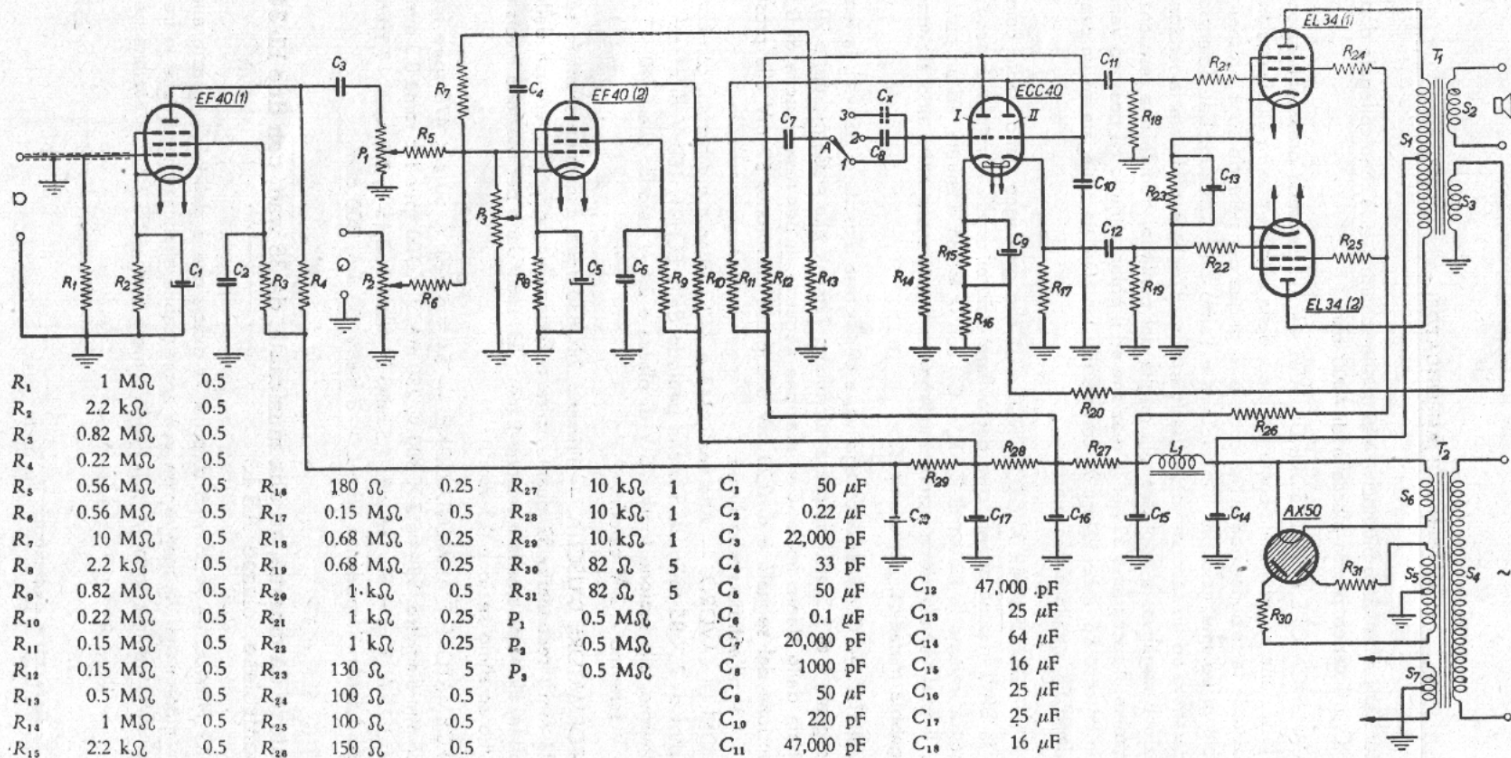


Fig. 10.28. - Amplificatore di alta classe, da 35 watt, superiore all'amplificatore precedente, di fig. 10.27, provvisto di sei valvole anzichè di cinque. È ad elevatissimo guadagno, e richiede molta cautela durante la costruzione. Non è adatto per principianti. Corrisponde molto bene per cinema con impianto sonoro ad alta musicalità.

gativa molto forte; è determinata dal valore di R_{16} e di R_{20} , fig. 10.28, essa ha il vantaggio di rendere quasi indipendente la tensione d'uscita dal carico; togliendo il carico a massimo volume, la tensione d'uscita aumenta solo del 15 %. La forte reazione negativa ha però lo svantaggio di richiedere cautele, per evitare l'oscillazione dell'amplificatore, a tale scopo, le frequenze elevate presenti alla griglia della seconda sezione della ECC40 sono condotte a massa dal condensatore C_{10} .

AMPLIFICATORE DI TENSIONE E INVERSO DI FASE. — È utilizzato un doppio triodo ECC40; i valori delle resistenze di catodo e di placca sono tali da assicurare eguali ampiezze delle tensioni di placca e di catodo, in opposizione di fase. È interessante notare che la placca del primo triodo è direttamente collegata alla griglia del secondo triodo; questa semplificazione è possibile, dato che la tensione di catodo è più elevata di quella di griglia, essendo la resistenza di catodo del secondo triodo di eguale valore delle resistenze di placca dei due triodi, e dato l'automatico assestamento del secondo triodo.

STADI PREAMPLIFICATORI. — Dalla placca della EF40 (2) una parte del segnale è retrocesso al circuito di griglia tramite C_7 ed R_7 ; la reazione negativa è del 10 %. Il potenziometro P_8 consente il controllo dei toni alti. Il controllo dei toni bassi è effettuato con un commutatore A , il quale può cortocircuitare C_8 ; può essere a più posizioni, con capacitori di vario valore indicati complessivamente con C_x . Due potenziometri provvedono al controllo di volume per il microfono e per il pickup, senza influire sensibilmente l'uno sull'altro, data l'elevata percentuale della reazione negativa applicata. Lo stadio preamplificatore per il microfono è a guadagno 170, per cui richiede le solite cautele onde evitare microfonicità e ronzio; la base della valvola deve essere pesante e sospesa con ammortizzatori di gomma al telaio; va evitata la « spira magnetica » nel circuito griglia-catodo.

TENSIONI E CORRENTI. — All'entrata del filtro, cioè ai capi di C_{14} , la tensione è di 375 V, è questa la tensione applicata alle placche; dopo l'impedenza, ai capi di C_{15} vi è la tensione di schermo delle finali, a 368 V. La corrente complessiva è di 176 mA in assenza di segnale, a 228 mA in corrispondenza alla massima resa d'uscita.

TRASFORMATORI D'USCITA E DI ALIMENTAZIONE. — Come per l'amplificatore precedente. L'impedenza L_1 è di 8 henry, 50 mA, 300 ohm.

Amplificatore da cinema, ad alta musicalità, da 70 watt, con quattro EL 34 finali, in classe AB 1.

SCHEMA. — È riportato dalla fig. 10.29.

STADIO FINALE. — L'uscita di 70 watt è ottenuta con appena 1,2 % di distorsione, e con livello ronzio di — 54 dB. Le quattro valvole EL34 sono a due a due in parallelo, disposte in controfase, in classe AB₁. In tal modo, la tensione alternativa fornita dal trasformatore di alimentazione può essere bassa, di 384 V. La massima tensione raddrizzata, disponibile ai capi di C_{15} , è di 385 V. In assenza di modulazione, la

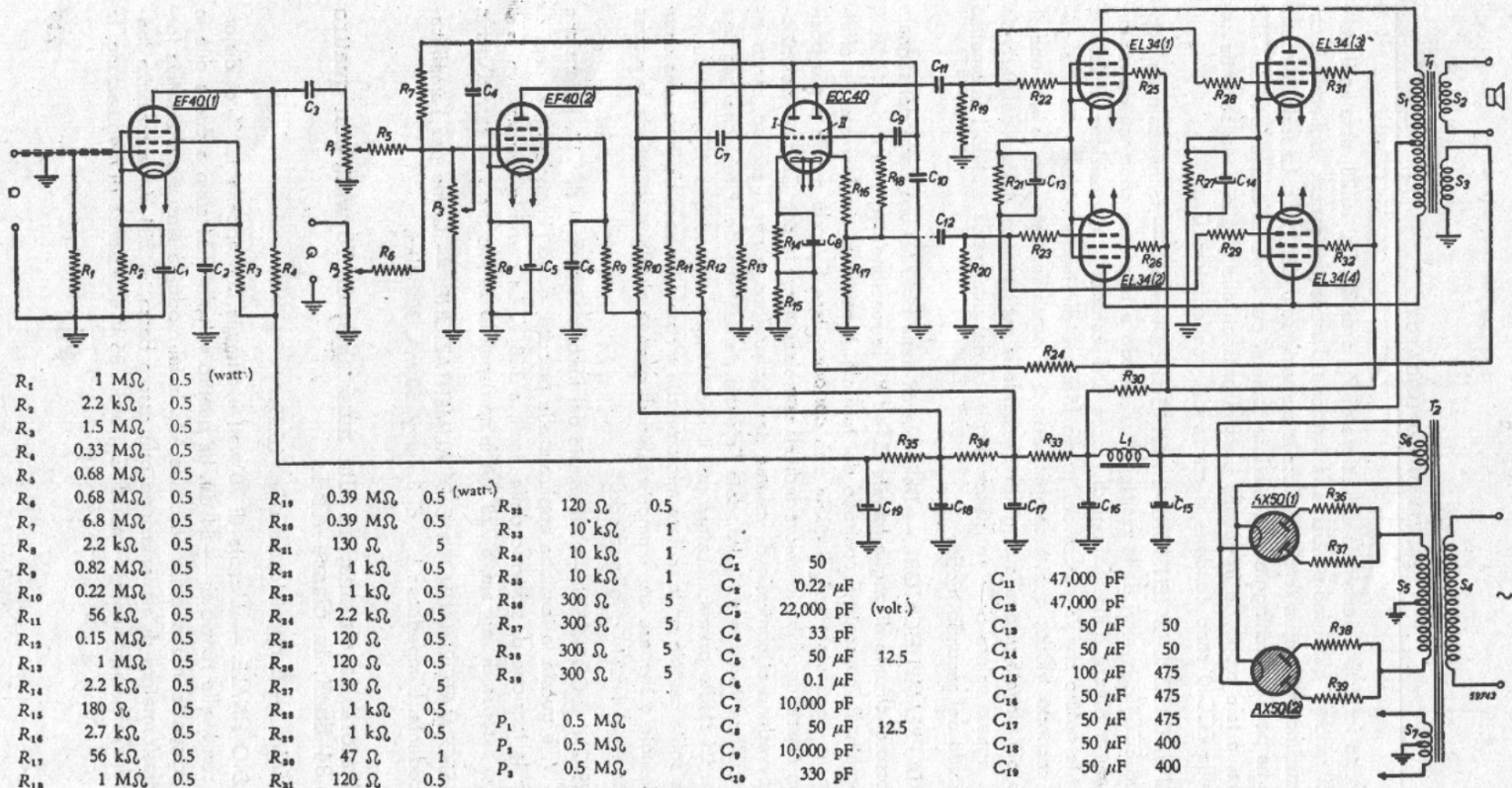


Fig. 10.29. - Amplificatore da cinema, ad alta musicalità, da 70 watt. Lo schema è simile a quello di fig. 10.28, con la differenza che le valvole finali sono quattro EL34. Consente la perfetta riproduzione delle colonne sonore dei film musicali.

tensione alle quattro placche è di 355 V, la stessa tensione è anche alle griglie-schermo; alla massima resa, la tensione è di 315 V per le placche e di 300 V per gli schermi. La tensione di catodo va da 23 a 27,5 V, senza e con modulazione. La corrente assorbita delle finali è di 4×88 mA e di 4×104 mA, senza e con modulazione. Il carico tra le placche è di 2000 ohm. La tensione del segnale all'entrata dello stadio è di 20,5 V per la resa massima, di 74 W al primario del trasformatore.

TRASFORMATORE D'USCITA. — Dimensioni generali: 125×150 mm, sezione nucleo 25 cm^2 , spessore lamierini 0,5 mm, pacco lamierini alto 50 mm, largo 50 mm. $S1 = 2 \times 800$ spire filo rame sm sezione $0,098 \text{ mm}^2$; $S2$ quante spire occorrono a seconda dell'impedenza della bobina mobile, filo rame sm sezione 1 mm^2 ; $S3 = 100$ spire filo rame sm sezione $0,196 \text{ mm}^2$.

TRASFORMATORE D'ALIMENTAZIONE. — $S4 = a$ 220 V, 50 c/s, 310 spire filo rame sm, diametro 1 mm; $S5 = a$ 2×384 V, 450 mA, 2×544 spire filo rame sm 0,6 mm; $S6 = a$ 2×2 V, 7,5 A, 2×3 spire filo rame sm 2,2 mm; $S7 = a$ $2 \times 3,15$ V, 7 A, $2 \times 4,5$ spire filo rame sm 2,2 mm. La sezione del nucleo di ferro è di 32 cm^2 .

SENSIBILITA'. — Alla presa microfono, per uscita 70 W, 30 mV; alla presa pickup 290 mV; all'entrata primo triodo ECC40, 2,5 V; all'entrata stadio finale, 20,5 V.

SCHEMA GENERALE. — È simile a quello dell'amplificatore precedente, dal quale differisce per le due finali in più, e per uno stadio d'amplificazione di tensione in più. Si può notare che ciascuna delle due raddrizzatrici funziona per una semionda, avendo le placche in parallelo; le resistenze in serie alle placche hanno lo scopo di evitare la conduzione da parte di una placca sola. Va anche notato che il primo condensatore di livellamento è di capacità molto elevata, 100 microfarad, e che deve sopportare una tensione notevole, per cui è opportuno sia a carta.

Amplificatore da 100 watt, da cinema ad alta musicalità.

Questo amplificatore (v. fig. 10.30) consente una notevole potenza sonora, 100 watt, con ridottissima distorsione, dell'1 % alla resa massima; è bene adatto per cinema ed in genere per la ripetizione di programmi musicali. Funziona con due EL34 in controfase nello stadio finale, in classe AB_2 , precedute da tre stadi d'amplificazione di tensione, i due primi con due EF40, il terzo con uno dei triodi di una ECC40, l'altro triodo essendo utilizzato per l'inversione di fase. La sensibilità complessiva dell'amplificatore è di 1,9 millivolt per ottenere i 100 watt d'uscita, a tale sensibilità il livello ronzio e rumore è di — 54 dB.

PREAMPLIFICATORE PER MICROFONO. — È necessaria una notevole cautela per evitare effetti nocivi di ronzio e di microfonicità; è bene che l'intera valvola sia racchiusa entro schermo metallico, e che il supporto sia molleggiato. La tensione di placca è di 65 V, quella di schermo di 110 V e quella di catodo di 2,9 V.

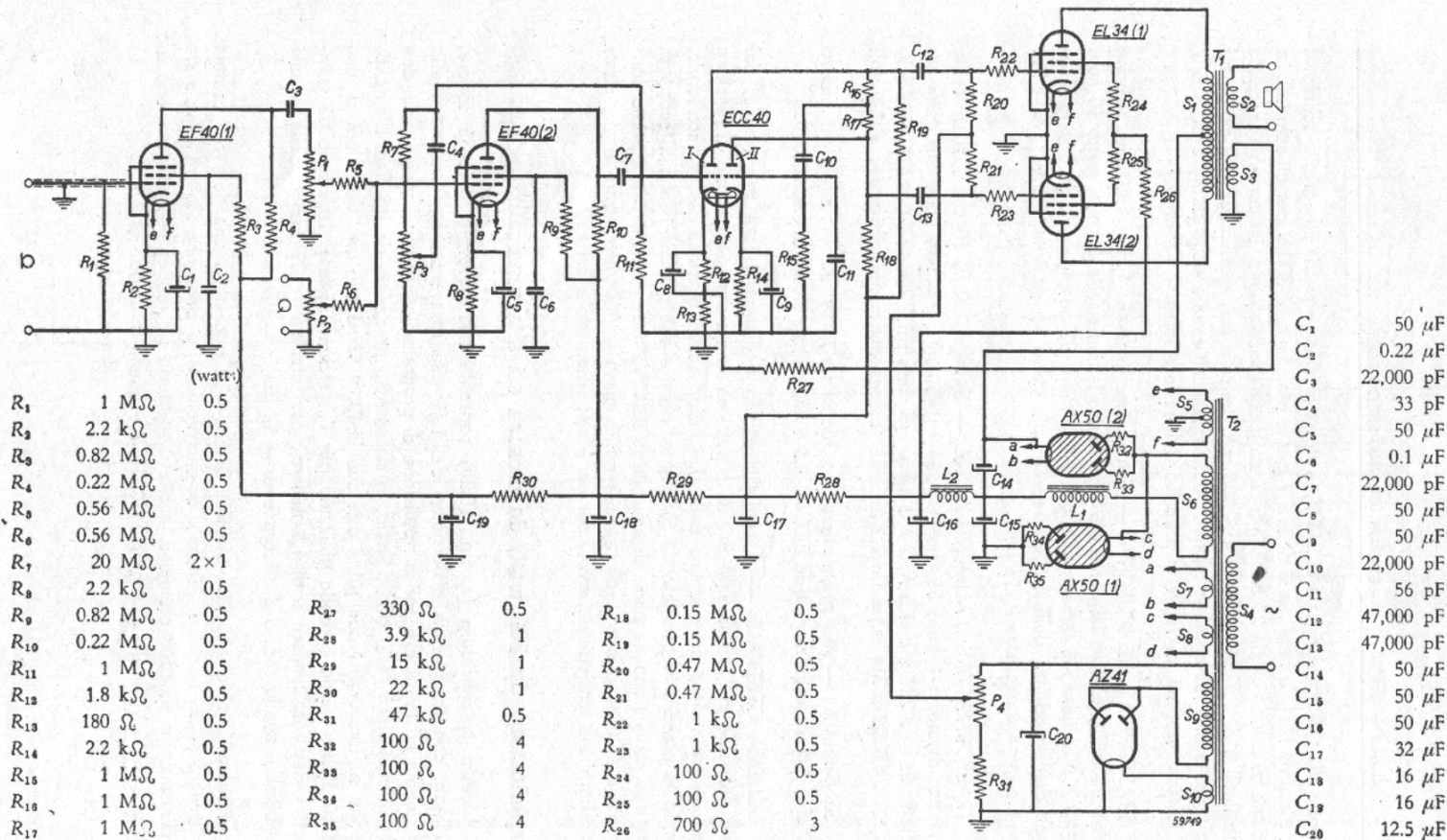


Fig. 10.30. - Amplificatore da grande cinema, ad alta musicalità, da 100 watt. Stadio finale con due EL34 in classe AB2. I valori delle quattro resistenze variabili sono: P1 = 0,5 megaohm; P2 = 0,5 megaohm; P3 = 1 megaohm; P4 = 50.000 ohm.

SECONDO PREAMPLIFICATORE. — L'amplificazione massima ottenibile con la EF40 è ridotta sensibilmente dall'introduzione della reazione negativa, ottenuta con R_{71} , P_3 e C_4 . Con il potenziometro al massimo, la reazione negativa è maggiore per le alte frequenze, e quindi ad esse corrisponde un'amplificazione minore.

TERZO PREAMPLIFICATORE E INVERSO DI FASE. — Una sezione della ECC40 provvede al terzo stadio d'amplificazione, l'altra all'inversione di fase. Il segnale all'uscita dello stadio d'amplificazione risulta bene equilibrato, per effetto della forte reazione negativa, ottenuta tramite R_{18} e R_{27} . Poichè essa potrebbe provocare oscillazione dello stadio, il condensatore C_{11} elimina le frequenze oltre la zona audibile, che potrebbero determinare tale effetto nocivo.

STADIO FINALE. — Funzionando in classe AB_2 , alle placche delle finali è applicata la tensione di 845 V in assenza di modulazione, e di 785 V alla massima uscita; le corrispondenti correnti di placca sono di 2×20 mA e di 2×96 mA; le tensioni di schermo sono rispettivamente di 420 e di 360 V, e le correnti sono di $2 \times 2,3$ mA e di 2×20 mA. La tensione di griglia, in assenza di modulazione, è di circa — 44 V, e va regolata a seconda dell'esemplare di valvola, mediante il potenziometro P_4 , il quale serve particolarmente per adattare la tensione alla valvola di sostituzione.

STADIO ALIMENTATORE. — Funziona a raddoppiatore di tensione, con due valvole AX50, ciascuna delle quali provvista del proprio avvolgimento d'accensione. L'intera tensione raddoppiata, di 845 V, è applicata alle placche delle due valvole finali; la metà di tale tensione è applicata agli schermi, e quindi al resto dell'amplificatore. La tensione di griglia delle finali è ottenuta da una raddrizzatrice AZ41.

TRASFORMATORE D'USCITA. — Il carico placca-placca è di 10 000 ohm; il primario è formato da 2×1110 spire, il secondario S2 da quante occorre, a seconda del-

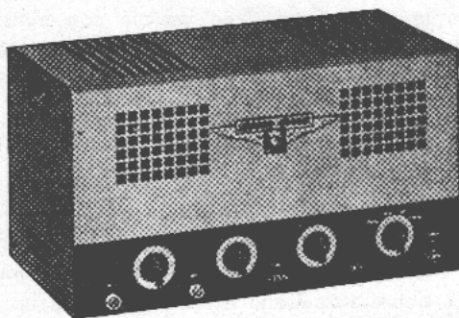


Fig. 10.31. - Esempio di aspetto esterno degli amplificatori di cui gli schemi di figg. 10.28, 10.29 e 10.30.

l'impedenza della bobina mobile, ed il secondario 83 per la reazione inversa è formato da 88 spire.

TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE. — Primario 220 V, 50 c/s, 440 spire filo 0,9 mm rame smaltato; $S5 = 2 \times 3,15$ V a 4,4 A, spire $2 \times 6,5$ filo 1,8 mm r. s.; $S6 = 410$ V a 0,5 A, spire 820 filo 0,5 mm r. s.; $S7$ e $S8 = 4$ V a 3,75 A, spire 9 filo 1,3 mm r. s.; $S9 = 50$ V a 20 mA, spire 100 filo 0,15 mm r. s.; $S10 = 4$ V a 0,75 A, spire 8 filo 0,8 mm r. s.

IMPEDENZE. — L'impedenza L_1 in serie al secondario AT, per il raddoppiamento di tensione, è costituita da 550 spire di filo da 0,4 mm rame smaltato; il nucleo consiste in un pacchetto di lamierini da 0,5 mm, la sezione del nucleo è di $7,8 \text{ cm}^2$. L'impedenza di livellamento, L_2 , è di 8 henry, 100 mA, 280 ohm.