

ȘERBAN NAICU

101

EMIL MARIAN

## MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE



EDITURA

NAȚIONAL





Ing. Șerban Naicu

Ing. Emil Marian

**101**

**MONTAJE PRACTICE**  
**de AMPLIFICATOARE AUDIO**  
**de PUTERE**

Editura Național  
1998

## **„ELECTRONICA APLICATĂ“ la cel de-al 3-lea titlu**

Acest al treilea titlu al seriei se adresează cu predilecție utilizatorilor de aparataj electroacustic, constructorilor electroniști amatori sau profesioniști, dar și celor interesați de proiectarea, realizarea și, în final, utilizarea montajelor audio de mare fidelitate.

„101 MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE“ reprezintă o lucrare destul de amplă, reunind în paginile ei atât noțiuni teoretice de bază, pentru cei doriți să înțeleagă mai bine domeniul amplificatoarelor de audiofrecvență, cât și un număr mare de scheme practice de astfel de echipamente electroacustice.

Prima parte a lucrării prezintă în mod concis aspecte teoretice legate de etajele funcționale care intră în componența amplificatoarelor de A.F., clasele de funcționare ale acestora, calculul puterii livrate și distorsiunile neliniare introduse de aceste etaje funcționale. Aspectele teoretice ale lucrării conțin, în final, o metodologie de verificare a amplificatoarelor de audiofrecvență.

În sfârșit, partea a doua a lucrării, cea mai apreciată probabil de către constructorii electroniști, cuprinde un număr foarte mare de amplificatoare audio realizate cu tuburi electronice, cu tranzistoare și cu circuite integrate. Sunt prezentate scheme simple de amplificatoare audio realizate cu un număr mic de componente electronice, având o putere redusă, dar și scheme complexe, de mare performanță, realizate cu cele mai noi și competitive circuite integrate specializate.

Gradul progresiv de complexitate și performanță al amplificatoarelor de audiofrecvență prezentate reflectă, pe de o parte continua ridicare a stachetei performanței în acest domeniu atât de iubit de mare public audiofil, dar oferă, pe de altă parte, și constructorului electronist șansa de a-și alege montajul care-i este la îndemână.

Sunt prezentate montaje electronice selecționate cu grijă de către autori, de la simplu la complex, în paralel cu criteriul de putere livrată. Majoritatea schemelor sunt însoțite de elemente constructive, alături de explicarea funcționării acestora sunt date caracteristicile electrice principale, elemente de reglaj și de construcție (inclusiv desenul cablajului imprimat).

Într-un domeniu, cel al audiofrecvenței, care nu duce lipsă de apariții editoriale diverse, lucrarea de față are un specific aparte și o utilitate deosebită: este vorba despre caracterul extrem de practic al lucrării, cu trimitere directă către constructorii electroniști, dar și spre cei care doresc o îmbogățire a cunoștințelor lor în acest domeniu.

Autorii au consultat o bibliografie foarte amplă și diversă, cu informații la zi, aducând în fața publicului o lucrare modernă și unitară.

Alături de primele două lucrări oferite cititorilor de către colecția de carte „ELECTRONICA APLICATĂ“ și care sperăm că au fost pe gustul dvs., nădăjduim că și această carte vine să îndeplinească dorința noastră de a oferi cititorilor cea mai bună colecție de carte de electronică care a fost editată vreodată în țara noastră.

**Ing. Șerban Naicu**

Coordonator al colecției „ELECTRONICA APLICATĂ“

P.S. Reamintim cititorilor noștri că se pot comanda cărțile apărute în cadrul acestei serii printr-o solicitare pe adresa: S.C. NATIONAL IMPRIM S.A., str. Jean Louis Calderon, nr. 35, sector 1, București, telefon 01.314.94.31.



# 1. CONSIDERAȚII TEORETICE

## 1.1.ETAJELE FUNCȚIONALE DIN COMPONENTA AMPLIFICATORULUI DE AUDIOFRECVENȚĂ DE PUTERE

Funcția esențială a unui amplificator de audiofrecvență de putere este preluarea unui semnal audio de ordinul sutelor de milivolți și amplificarea acestuia în tensiune și curent, în așa fel încât în final să fie posibil transferul dorit de energie electrică către impedanța de sarcină (grupul de difuzoare din incinta acustică). Amplificatorul de audiofrecvență trebuie să realizeze o amplificare de putere, deci atât amplificarea în curent, cât și amplificarea în tensiune a semnalului de audiofrecvență inițial. Orice amplificator audio de putere prezintă următoarele blocuri funcționale distincte:

- etajul de intrare;
- etajele de amplificare intermediară;
- etajul pilot;
- sursa de tensiune constantă, destinată polarizării etajului final;
- etajul final;
- etajul de protecție la suprasarcini;
- etajul de reacție negativă globală.

Schema bloc a unui amplificator de audiofrecvență de putere este prezentată în figura 1.1.

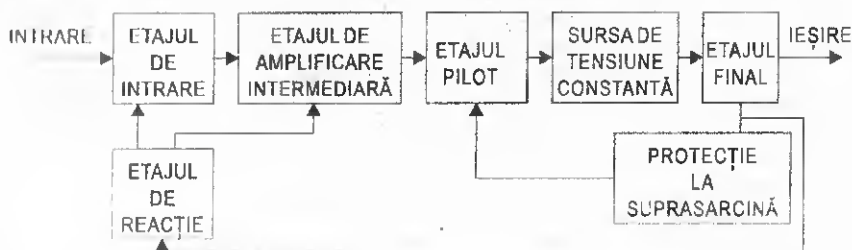


Figura 1.1 Schema bloc a amplificatorului de putere

Etajul de intrare îndeplinește următoarele funcțiuni:

- adaptarea dintre impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a amplificatorului;
- amplificarea liniară în tensiune a semnalului de intrare în toată banda de audiofrecvență;
- preluarea din etajul final a unei fracțiuni din semnalul de ieșire, pentru realizarea reacției negative globale ce reglementează amplificarea generată totală a amplificatorului.

În funcție de complexitatea soluției adoptate în ceea ce privește schema electrică generală a amplificatorului, etajul de intrare poate să conțină unul sau mai multe tranzistoare amplasate într-o astfel de configurație încât să fie îndeplinite toate considerentele menționate anterior. Totodată caracteristica de transfer intrare-ieșire a etajului de intrare trebuie să prezinte o liniaritate maximă în zona activă de lucru, pentru evitarea apariției distorsiunilor neliniare (THD, TID etc.). O altă cerință imperioasă proprie etajului de intrare este realizarea lui folosind atât configurația schemei electrice, cât și componente electrice pasive și active, astfel încât acesta să prezinte un zgomot propriu minim.

**Etajele de amplificare intermediară** realizează amplificarea în tensiune a semnalului de audiofrecvență preluat la etajul de intrare. Configurația etajelor de amplificare intermediară este astfel aleasă încât funcționarea lor să fie situată în zona de liniaritate maximă a caracteristicilor de transfer globale. Datorită acestui fapt etajele de amplificare intermediară prezintă aproape întotdeauna bucle de reacție negativă locală sau globală. Totodată, în scopul evitării apariției distorsiunilor neliniare, amplificarea semnalului audio se face numai în banda de audiofrecvență. În acest scop, aproape totdeauna sunt prevăzute filtre pasive sau active, care limitează banda de trecere a etajelor de amplificare intermediară la limita zonei frecvențelor audio înalte.

La majoritatea amplificatoarelor de audiofrecvență de putere, banda de audiofrecvență este situată în domeniul 20 Hz – 20 kHz. În ceea ce privește zgomotul propriu etajelor de amplificare intermediară, se iau aceleași precauții ca și la etajul de intrare.

**Etajul pilot** realizează amplificarea finală în tensiune proprie amplificatorului de audiofrecvență. Funcțiile esențiale ale etajului pilot sunt următoarele:

- amplificarea finală în tensiune a semnalului de audiofrecvență preluat de la etajele de amplificare intermediară;
- funcționarea liniară în întreaga bandă de audiofrecvență, în ceea ce privește caracteristica de transfer intrare-ieșire;

– furnizarea curentului de comandă tranzistoarelor din etajul final, fără ca acest lucru să deranjeze liniaritatea caracteristicii de transfer proprie etajului pilot.

Datorită acestor considerente, în mod frecvent etajul pilot conține unul sau mai multe tranzistoare cu amplificare mare, ultimul dintre ele fiind de putere medie. Totdeauna etajul pilot funcționează în clasa A.

**Sursa de tensiune constantă** este necesară polarizării tranzistoarelor din etajul final, astfel încât acestea să funcționeze în zona caracteristicilor de transfer liniare. Majoritatea surselor de tensiune constantă prezintă o configurație de tip superdiodă (folosirea unui tranzistor ca diodă) datorită următoarelor avantaje:

- obținerea cu ușurință (acționarea unui potențiometru semireglabil) a tensiunii necesare polarizării tranzistoarelor din etajul final;
- asigurarea optimă a compensării termice, într-o gamă largă de temperaturi, necesare bunei funcționări a tranzistoarelor din etajul final. În acest scop, tranzistorul din montajul superdiodă se amplasează fizic pe radiatoarele tranzistoarelor finale, izolat electric, dar într-un contact intim din punct de vedere termic;
- reglajul simplu și eficient al curentului de mers în gol propriu etajului final.

### Etajul final

Una dintre cele mai importante părți ale amplificatorului de audiofrecvență este etajul final. Funcțiile lui esențiale sunt următoarele:

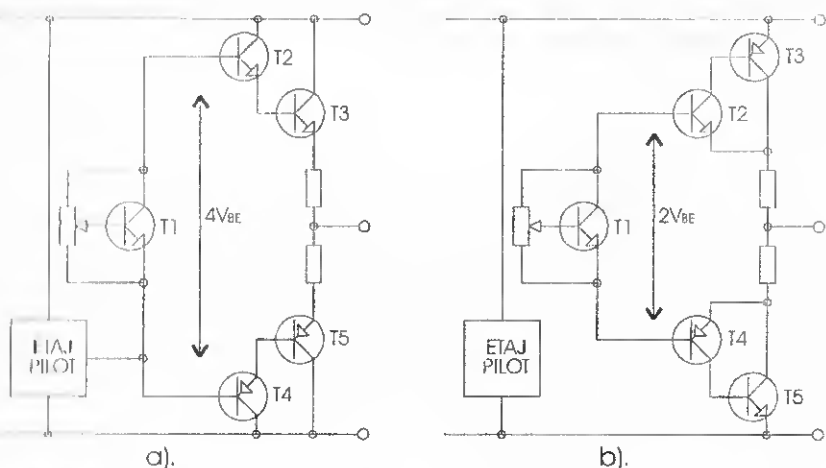
- preluarea semnalului de audiofrecvență de la etajul pilot care a realizat amplificarea maximă în tensiune a semnalului audio;



- amplificarea în curent, deci practic în putere, a semnalului audio furnizat de etajul pilot;
- adaptarea impedanței de ieșire a amplificatorului de putere cu impedanța de sarcină (impedanța difuzoarelor proprii incintei acustice);
- furnizarea unei părți din semnalul de ieșire amplificat blocului de reacție, în scopul controlului permanent al amplificării generale a semnalului audio de către etajul de reacție negativă globală.

Din considerentele menționate anterior, etajul final are de cele mai multe ori o configurație de tip repetor pe emitor, fapt confirmat de soluțiile constructive alese pentru majoritatea amplificatoarelor de audiofrecvență de putere. Pentru obținerea unui randament maxim, în mod frecvent se alege funcționarea etajului final în clasa AB, deci practic o combinație de două secțiuni tip repetor pe emitor. Este cunoscut faptul că un tranzistor de putere, cu cât lucrează cu curenți mai mari, prezintă un factor de amplificare în curent de valoare redusă ( $h_{21E} = 20 \div 40$ ).

Deoarece etajul pilot lucrează cu un curent de ordinul miliamperilor (cel mult zeci de miliamperi), iar pentru tranzistoarele finale proprii unui amplificator de audiofrecvență de putere este necesar un curent de comandă de ordinul sutelor de miliamperi, se recurge frecvent la folosirea unui montaj de tranzistoare, tip dublet sau triplet, cu un amplasament similar celui prezentat în figura 1.2.



Realizarea etajului final:

- tranzistoare de putere de același tip;
- tranzistoare de putere complementare.

Figura 1.2

Se observă că varianta din figura 1.2.b. este mai avantajoasă, deoarece ea permite polarizarea etajului final cu o sursă de tensiune continuă de valoare mult mai redusă decât în varianta din figura 1.2.a. Excursia în tensiune a etajului pilot prezintă în cele două cazuri următoarele valori:

$$U_a = U_A - U_{SAT} - 4V_{BE}$$

$$U_b = U_A - U_{SAT} - 2V_{BE}$$

unde:  $U$  - excursia în tensiune a etajului pilot;

$U_A$  - tensiunea de alimentare;

$U_{SAT}$  - tensiunea de saturație a tranzistorului final din etajul pilot;

$V_{BE}$  - tensiunea bază-emitor a unui tranzistor.

Se observă imediat inegalitatea  $U_a < U_b$ . Deoarece  $U_a$  și  $U_b$  reprezintă limitele tensiunii alternative a semnalului audio care se regăsește la ieșirea etajului final, varianta de polarizare din **figura 1.2.b.** permite obținerea unei puteri mai mari, deci este mai avantajoasă. Din aceste considerente majoritatea etajelor finale moderne sunt realizate conform variantei din **figura 1.2.b.** De multe ori se întâmpină dificultăți la construcția etajului final, din cauza imposibilității procurării unuia din tranzistoarele finale de tip PNP. Această dificultate se poate elimina folosind un montaj adecvat, conform căruia funcționarea unui tranzistor de putere de o anumită structură să poată fi echivalată de funcționarea altui tranzistor de putere de structură opusă. În **figura 1.3.** se prezintă așa numiții „dubleți” în conexiune super-G, care împreună cu două rezistențe amplasate corespunzător permit echivalarea menționată anterior. Rezistențele s-au amplasat datorită faptului că în conexiunea super-G dubletul posedă un factor de amplificare în curent foarte mare ( $\beta_{ECH} \approx \beta_1 \beta_2$ ). Cele două rezistențe au rolul de a micșora amplificarea generală a dubletului și în același timp de a obține un curent rezidual  $I_{CEO}$  de valoare redusă. În acest fel,  $\beta_{ECH}$  și  $I_{CEO}$  proprii dubletului prezintă valori foarte asemănătoare cu cele ale tranzistorului echivalent. În **figura 1.3.a.** este prezentată schema electrică a unui dublet de putere de tip PNP (cel complementar tranzistorului 2N3055), iar în **figura 1.3.b.** schema electrică echivalentă unui tranzistor NPN. Pentru ambele variante  $\beta_{ECH} = 50$ , iar  $I_{CEO} \approx 4 \mu A$ . În vederea obținerii unei amplificări de curent și mai mari (la etaje finale de 50 ÷ 100 W) se folosesc scheme electrice de tip „triplet”, care includ trei tranzistoare și o serie de rezistențe amplasate corespunzător.

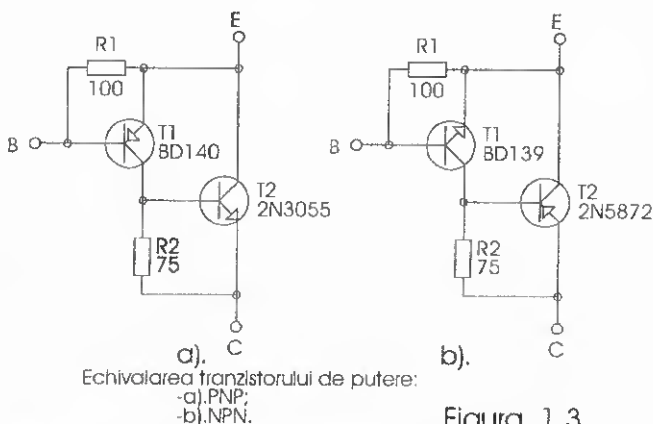


Figura 1.3

În **figura 1.4.a.** este prezentată schema electrică a unui triplet de tip PNP, varianta 1, iar în **figura 1.4.b.** este prezentată schema electrică, varianta 2. Rezistența  $R_E$  se amplasează obligatoriu, în scopul realizării unei reacții negative de curent, care, deși reduce din puterea totală transmisă de triplet, oferă următoarele avantaje funcționale:

- previne ambalarea termică a tranzistorului final de putere;
- reduce factorul de distorsiuni (tip THD, TID etc);
- reduce posibilitatea de apariție a unor oscilații nedorite în etajul final;
- reduce diferențele în ceea ce privește timpii de comutație ai celor două structuri echivalente NPN și PNP, îmbunătățind funcționarea etajului final la frecvențe ridicate.

Valoarea rezistenței  $R_E$  se calculează în funcție de puterea etajului final, avându-se în vedere ca, în momentul debitării puterii nominale de către acesta, tensiunea la bornele rezistenței  $R_E$  să fie de circa 0,6 ÷ 0,7 V.

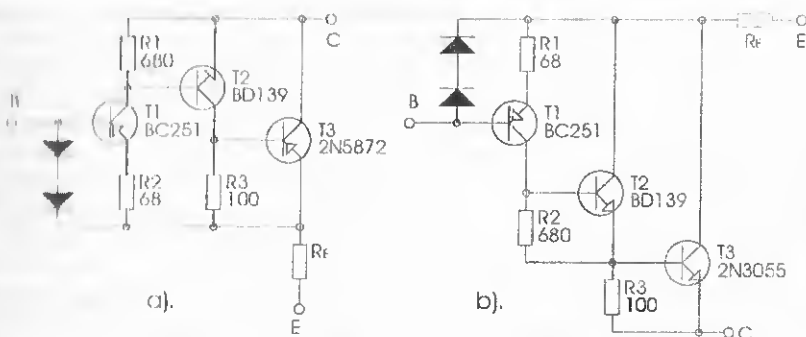


Figura 1.4

În tabelul 1 se prezintă valorile rezistenței  $R_E$  în funcție de puterea etajului final, atunci când impedența incintei acustice are valoarea de  $4 \Omega$  sau  $8 \Omega$ . Valorile sunt date pentru o serie de puteri nominalizate din gama  $10W + 100W$ . În aceleași tabele se prezintă valorile eficace ale tensiunii de ieșire  $V_{RMS}$ , valorile tensiunii vârf-la-vârf  $V_{VV}$  și valorile curentului nominal de ieșire  $I_N$  debitat de etajul final (în momentul în care amplificatorul livrează puterea nominală). Folosind aceste date, constructorul poate dimensiona cu ușurință elementele proprii etajului final, și anume tensiunea de alimentare, protecția (electronică sau cu siguranță fuzibilă), tensiunea la care se acționează CLIPPING-ul etc.

Exemplu de calcul:

Date inițiale:  $P = 30W$ ;  $Z = 4 \Omega$

$$V_{RMS} = \sqrt{P \cdot Z} = \sqrt{30 \cdot 4} = 10,95 V$$

$$V_{VV} = 2\sqrt{2} V_{RMS} = 2\sqrt{2} \times 10,95 = 30,97 V$$

$$I_N = V_{RMS}/Z = 10,95/4 = 2,74 A$$

$$R_E = 0,7/I_N = 0,7/2,74 = 0,255 \Omega. \text{ Se alege } R_E = 0,27 \Omega$$

$$V_{RE} = I_N R_E = 2,74 \times 0,27 = 0,74 V$$

$$V_A = V_{VV} + V_{CESAT(T1)} + V_{CESAT(T2)} + 2 V_{RE}$$

unde:  $V_{CESAT}$  = tensiunea de saturație a tranzistorului final (la curentul  $I_N$ );

$V_{RE}$  = tensiunea la bornele rezistenței  $R_E$ ;

$V_A$  = tensiunea de alimentare a amplificatorului.

$$\text{Dacă se găsesc valorile } V_{CESAT(T1)} = 1,5 V; V_{CESAT(T2)} = 1,5 V$$

$$V_A = 30,97 + 1,5 + 1,5 + 2 \times 0,74 = 35,45 V$$

Tabelul 1

Z = 4 Ω								
P <sub>W</sub>	10	20	30	40	50	60	80	100
V <sub>RMS</sub> [V]	6,32	8,34	10,95	12,65	14,14	15,49	17,88	20
V <sub>VV</sub> [V]	17,87	25,28	30,97	35,77	39,98	43,8	50,56	56,56
R <sub>E</sub> [Ω]	0,47	0,33	0,27	0,22	0,22	0,18	0,15	0,15
2V <sub>RE</sub> [V]	1,48	1,475	1,477	1,39	1,55	1,39	1,34	1,5
I <sub>M</sub> [A]	1,58	2,235	2,737	3,16	3,54	3,87	4,47	5

$Z = 8 \Omega$								
$P_W$	10	20	30	40	50	60	80	100
$V_{RMS}[V]$	8,94	12,65	15,43	17,88	20	21,9	35,3	29,28
$V_{VV}[V]$	25,28	35,77	43,8	50,56	56,56	61,93	71,54	79,97
$R_E[\Omega]$	0,68	0,47	0,39	0,33	0,27	0,27	0,22	0,22
$2V_{RE}[V]$	1,5	1,48	1,5	1,475	1,35	1,47	1,39	1,55
$I_M[A]$	1,11	1,58	1,93	2,235	2,5	2,73	3,162	3,535

În mod practic, la valoarea  $V_A$  calculată se adaugă 2 + 3 V pentru a avea o rezervă de putere și a compensa fluctuațiile rețelei de alimentare. Folosind datele din tabelul 1, se poate determina cu ușurință puterea nominală a unui amplificator, cunoscând inițial impedanța incinței acustice și măsurând ulterior valoarea tensiunii  $V_{RMS}$ . Măsurarea se face obligatoriu folosind un semnal de intrare sinusoidal. Utilizând aceste date constructorul poate alege cu ușurință varianta optimă de etaj final proprie amplificatorului audio de putere realizat.

#### **Etajul de reacție negativă globală**

Acest etaj funcțional are rolul reglementării în mod continuu a amplificării generale proprii amplificatorului de audiofrecvență de putere. De cele mai multe ori, etajul reacției negative globale este format din unul sau mai multe grupuri RC conectate între ieșirea amplificatorului de audiofrecvență de putere (deci, etajul final) și etajul de intrare. În acest fel, o fracțiune din tensiunea de ieșire se aplică etajului de intrare, realizându-se astfel bucla de reacție negativă necesară. Condensatoarele prezente în grupurile RC au rolul de aplicare a tensiunii alternative preluate de la ieșirea etajului final, blocând totodată tensiunea continuă proprie polarizării diferite a celor două blocuri funcționale. Totodată, un alt rol al condensatoarelor este limitarea în frecvență (atât capătul inferior, cât și capătul superior al benzii de audiofrecvență) a amplificării generale proprii amplificatorului de audiofrecvență de putere, evitându-se astfel amplificarea unor semnale electrice alternative din afara benzii de audiofrecvență.

#### **Etajul de protecție la suprasarcină**

Etajul de protecție la suprasarcină poate avea două configurații de bază, și anume:

- protecția la suprasarcină prin limitarea curentului livrat de etajul final;
- protecția la suprasarcină prin limitarea amplitudinii semnalului audio amplificat.

În ambele cazuri, se evită funcționarea etajului final în regim de suprasarcină, eliminându-se în acest fel posibilitatea de ambalare termică a acestuia și supraîncălzirea etajului de alimentare.

## **1.2. CLASE DE FUNCȚIONARE ALE ETAJULUI FINAL DIN AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ DE PUTERE**

Amplificatorul de semnale electrice alternative trebuie să dezvolte în sarcină o anumită putere, cu un randament cât mai bun și cu distorsiuni minime. Reglajul puterii dezvoltate de amplificator se face aproape întotdeauna prin modificarea

nivelului nominalului alternativ de intrare. Impedanța de sarcină a unui amplificator de audiofrecvență este difuzorul, iar puterea transmisă acestuia variază în limite mari, de la câțiva miliwați (volum minim) până la zeci de wați (volum maxim), în funcție de valoarea dorită. În scopul optimizării caracteristicilor de transfer intrare-ieșire, s-au imaginat niște modalități de funcționare a tranzistoarelor utilizate ca amplificatoare, indiferent de conexiunea în care lucrează. Astfel au apărut așa numitele **clase de funcționare**. Tranzistoarele din amplificatoarele de audio-frecvență de putere pot funcționa ca amplificatoare (de curent sau de tensiune) în următoarele clase: clasa A, clasa B, clasa AB, clasa C și clasa D. Alegerea clasei de funcționare și a conexiunii de lucru a tranzistoarelor se face în funcție de amplificarea în tensiune sau curent cerută, puterea maximă și distorsiunile minime admise (THD, TID etc). Se menționează că, montând tranzistoarele în conexiunea tip emitor comun, se obține cea mai mare amplificare de putere. În același timp, conexiunea de tip colector comun conduce la cele mai simple scheme de amplificare în curent, evitând etajele de adaptare suplimentară între ieșirea amplificatorului și impedanța de sarcină (spre exemplu, transformatorul de ieșire). În continuare se prezintă clasele de funcționare ale amplificatorului de audiofrecvență și caracteristicile lor.

### Amplificatoare în clasă A

Schema electrică de principiu și caracteristicile de funcționare statice și dinamice ale unui amplificator în clasa A sunt prezentate în **figura 1.5**. S-a ales pentru exemplificare modulul de funcționare un montaj al tranzistorului aflat într-o conexiune de tip emitor comun. Se observă că, pentru obținerea unui randament maxim, polarizarea etajului de amplificare trebuie astfel făcută încât, în regim de repaus, tensiunea din colectorul tranzistorului să prezinte valoarea:

$$U_{CE0} = U_{CE \text{ max}} / 2$$

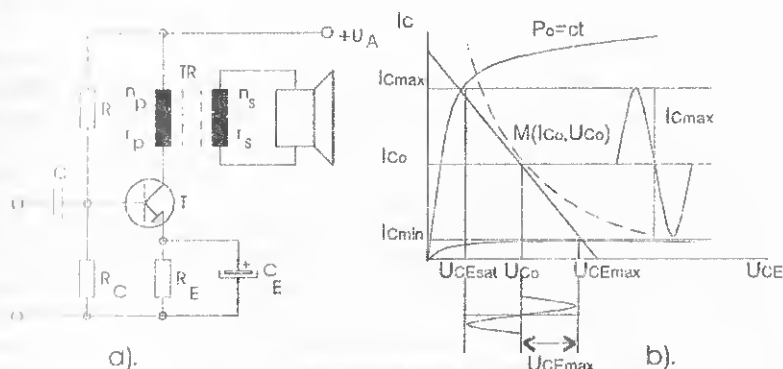


Figura 1.5

Amplificator în clasă A:

- a). Schema electrică;
- b). Caracteristicile de funcționare.

În absența semnalului de intrare tranzistorul se află în punctul static de funcționare  $M(U_{CE0}, I_{C0})$ , ale cărui coordonate tensiune-curent satisfac ecuația dreptei de sarcină în regim static:

$$U_C = U_A - (R_E + r_p) I_C, \text{ unde:}$$

$R_E$  = rezistența de sarcină echivalentă;

$r_p$  = rezistența înfășurării primare a transformatorului TR.



Este necesar totodată ca puterea disipată  $P_d = U_{CE} \times I_C$  să se afle în permanență sub valorile situate pe caracteristica dinamică ce constituie hiperbola de disipație termică a tranzistorului. În regim dinamic, punctul de funcționare al tranzistorului se deplasează pe dreapta de sarcină proprie regimului dinamic de funcționare, a cărei ecuație este:

$$U_C = -R_E \times I_C$$

$$R_E = r_p + (n_p/n_s)^2 (r_s + R_s)$$

Semnul (-) al primei relații reflectă antifaza dintre variațiile tensiunii de colector  $U_C$  și cele ale curentului de colector  $I_C$ . Puterea utilă  $P_u$  prezintă valoarea:

$$P_u = U_{\max}/2 \times I_{\max}/2 \cdot K^2/2 \times U_A I_C.$$

$K_A$  reprezintă factorul de utilizare a tensiunii de alimentare  $U_A$ .

$$K_A = U_C \max / U_{CO} = U_{C \max} / U_A = U_A - U_{CE \text{ sat}} / U_A = I_{C \max} / I_C$$

Puterea disipată  $P_d$  are valoarea:

$$P_d = U_A \times I_C - P_u \text{ iar}$$

$$P_{d \max} = U_A \times I_C$$

Randamentul acestei clase de funcționare este:

$$\eta_A = \eta_{TR} \times P_u / P_d = 0,45 + 0,5, \text{ unde } \eta_{TR} = \text{randamentul transformatorului de ieșire.}$$

Analizând relațiile prezentate anterior, se observă că mai mult de jumătate din puterea preluată de la sursa de alimentare  $P_A$  se pierde prin disipație termică. Din această cauză etajele de amplificare din clasa A se folosesc numai în cazul când puterea utilă  $P_u$  și puterea disipată  $P_d$  au valori mici, iar amplificarea în tensiune cerută în cazul montajului este mare (spre exemplu, la montajul pilot). Avantajul funcționării unui amplificator în clasa A îl constituie însă obținerea unei amplificări mari în tensiune, alături de un procent foarte redus de distorsiuni.

### Amplificatoare în clasă B

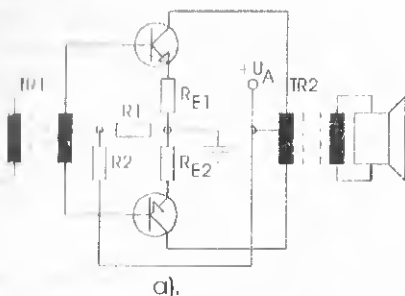
Aceste tipuri de amplificatoare folosesc două tranzistoare care amplifică pe rând (unul semialternanța pozitivă, iar celălalt semialternanța negativă) semialternanțele semnalului alternativ de intrare. Randamentul maxim se obține atunci când puterea absorbită de la sursa de alimentare, care are valoarea tensiunii  $U_A$ , este proporțională cu mărimea semnalului de intrare. Puterea în regim static de funcționare (în lipsa semnalului de intrare) este neglijabilă, deoarece tranzistoarele care lucrează în clasă B au punctul static de funcționare corespunzând unui curent de bază  $I_b \approx 0$ , iar curenții de colector  $I_C$  sunt neglijabili. Un exemplu de schemă electrică a unui amplificator în clasa B este prezentat în figura 1.6.a. Caracteristicile statice și dinamice de funcționare sunt prezentate în figura 1.6.b. Se observă că, datorită transformatorului defazor  $TR_1$ , cele două semialternanțe ale semnalului alternativ de intrare se aplică succesiv pe bazele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . Acestea realizează amplificarea în putere pentru fiecare semialternanță a semnalului de intrare alternativ, iar transformatorul de ieșire  $TR_2$  reface forma de undă a semnalului alternativ, realizând totodată și adaptarea de impedanță amplificator - sarcină (difuzor). Pentru eliminarea distorsiunilor de neracordare a celor două semialternanțe (CROSS-OVER), în momentul în care curenții de colector sunt mici, se polarizează corespunzător bazele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ , cu ajutorul divizorului de tensiune  $R_1$ ,  $R_2$ . Datorită acestui fapt se obține totuși un mic curent de mers în gol (iar clasa reală de funcționare devine AB), absolut necesar pentru eliminarea inconvenientului

menționat anterior. Puterea utilă, cea absorbită de la sursa de alimentare și cea disipată se calculează conform relațiilor:

$$P_u = 1/2 U_{C_{max}} \times I_{C_{max}} = K_a^2/2 U_A I_{C_{max}}$$

$$P_a = U_A I_{C_{max}} \text{ (în regim sinusoidal)}$$

$$P_d = P_a - P_u = U_A I_{C_{max}} (2/\pi - K_a^2/2)$$

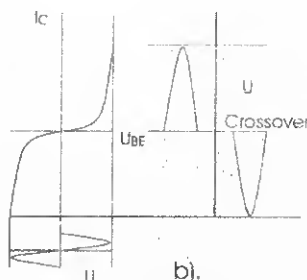


a).

Amplificator în clasă B:

-a). Schema electrică;

-b). Caracteristicile de funcționare.



b).

Figura 1.6

Randamentul unui etaj de amplificare în clasă B este:

$$\eta_B = \eta_{TR2} \times P_u / P_a \approx 0,785 \eta_{TR2} K_a$$

Puterea disipată maximă  $P_d$  pentru care se dimensionează radiatoarele tranzistoarelor finale (sau radiatorul comun) se obține în cazul în care  $K_a \approx 2/\pi$

$$P_{d_{max}} = P_{d_{max}} / 2 = 1/\pi^2 U_A I_{C_{max}} = 1/\pi^2 \times 2 P_u / K_a^2 < P_{T_{max}}$$

$P_{T_{max}}$  - puterea maximă disipată de transformator

Concluziile și relațiile funcționale sunt valabile pentru toate montajele în clasă B. Indiferent de configurația etajului final (contratimp, cu tranzistor defazor și condensator de ieșire, push-pull, cu tranzistoare complementare etc.) Randamentul unui montaj în clasă B, bine dimensionat, este  $\eta \approx 0,6 + 0,7$ , față de randamentul unui montaj în clasă A :  $\eta \approx 0,4$ .

### Amplificatoare în clasă AB

O clasă intermediară de funcționare între clasă A și clasă B este clasă de funcționare AB. Caracteristica acestei clase de funcționare este faptul că, în absența semnalului alternativ de intrare, prin tranzistoarele finale circulă, datorită sistemului de polarizare, un curent (numit curent de mers în gol) mai mic decât cel caracteristic clasei A și mai mare decât cel specific clasei B. Poziția intermediară a punctului static de funcționare  $M(U_{CO}, I_{CO})$  este determinată de polarizarea corespunzătoare a tranzistoarelor finale. Majoritatea etajelor finale de putere lucrează în clasă AB, datorită bunei comportări în ceea ce privește randamentul și distorsiunile (THD). Notațiile de calcul pentru puterile  $P_d$ ,  $P_a$  și  $P_u$  sunt similare cu cele folosite la amplificatoarele în clasă B. Caracteristicile statice și dinamice de funcționare ale unui amplificator în clasă AB sunt prezentate în figura 1.7. Configurațiile de bază în ceea ce privește schemele electrice de lucru (indiferent de polarizarea în clasă B sau AB) sunt următoarele:

- amplificator simetric în contratimp, cu tranzistor defazor și transformator de ieșire - figura 1.8;

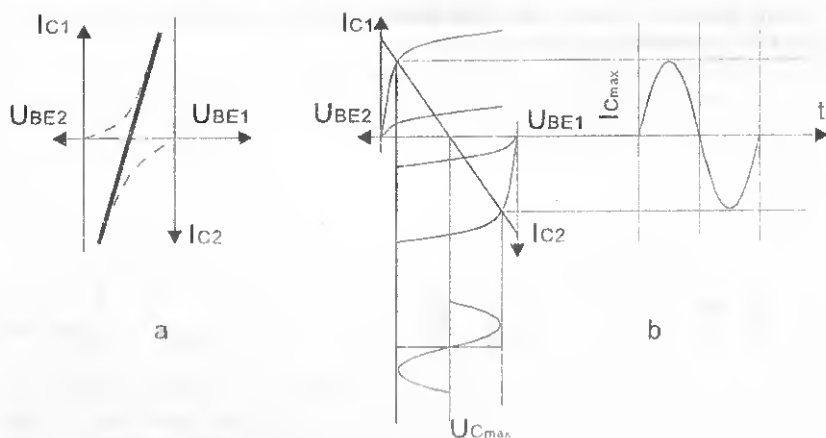


Figura 1.7 Caracteristicile de funcționare ale amplificatorului în clasa AB: a) caracteristica statică b) caracteristicile dinamice

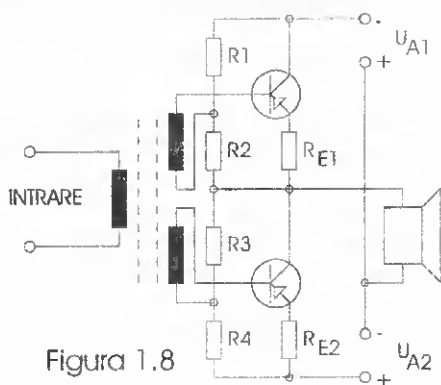


Figura 1.8

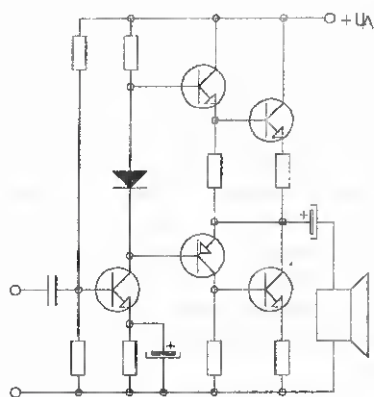


Figura 1.9



– amplificator în contratimp cu tranzistoare complementare fără transformator de ieșire – **figura 1.9.**;

– amplificator în clasă AB, sistem Mullard, în modul II, **figura 1.10.** Acest tip de amplificator lucrează cu un curent total comandat, iar amplitudinea semnalului de intrare determină, datorită configurației electrice, clasa de funcționare, după cum urmează:

- până la 40% din putere – clasa A;
- 40% – 90% din putere – clasa AB;
- > 90% din puterea totală – clasa B.

Amplificatorul Mullard se remarcă printr-un procent de distorsiuni THD foarte redus.

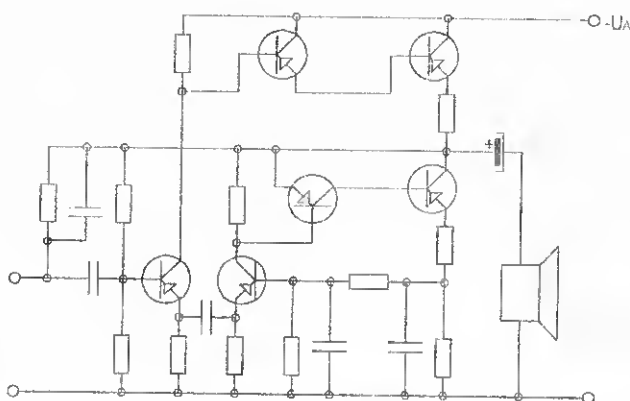


Figura 1.10

### Amplificatoare în clasă C

Un amplificator în clasa C conține etajul final polarizat astfel încât excursia de tensiune a fiecărei semialternante depășește limitele tensiunii de blocare sau ale tensiunii de saturare a elementelor active din montaj (tranzistoare sau tuburi electronice). În acest fel, curentul  $I_c$  circulă mai puțin de o semiperioadă completă. În cazul amplificatoarelor cu tuburi electronice, această clasă de funcționare se folosește atunci când practic tensiunea de negativare a grilei de comandă este mai mare decât tensiunea de blocare a tubului electronic. Vârful impulsului de curent anodic devine în acest caz aplatizat, datorită apariției curentului de grilă la „vârful” semialternanțelor pozitive, fapt care duce la o repartitie nedorită a fluxului de electroni de la catod înspre grilă și anod. În **figura 1.11.** se prezintă funcționarea unui etaj de amplificare în clasele A, B și C, indicându-se cum depinde semnalul de ieșire de punctul de funcționare ales. Amplificatoarele în clasa C nu se utilizează decât în cazul unor montaje speciale (în amplificatoarele de radiofrecvență), deoarece această clasă de funcționare implică un procent mare de distorsiuni (clipping) inadmisibil la un amplificator de audiofrecvență de putere.

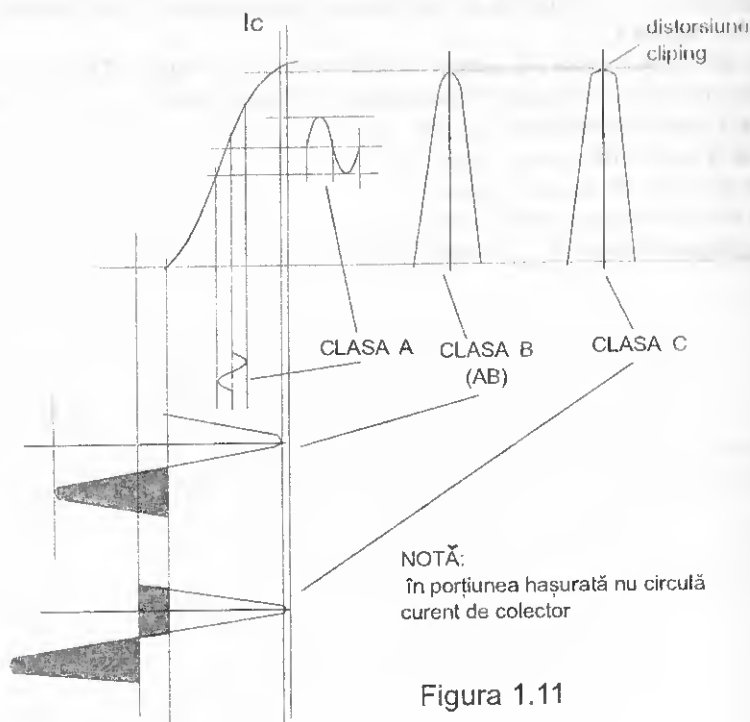


Figura 1.11

### Amplificatoare în clasă D

Această clasă de funcționare corespunde lucrului unui amplificator în regim de comutație. Aceste tipuri mai poartă denumirea de **amplificatoare autobasculante**. Datorită faptului că puterea disipată în cele două stări extreme de funcționare a tranzistoarelor și tiristoarelor (blocare sau saturație) este minimă, se pot obține randamente foarte mari în privința puterii utile transmise.

Randamentul unui amplificator în clasa D este:

$$\eta_D = P_u / P_u + P_d = 0,94 \div 0,98\%$$

Se observă că randamentul  $\eta_D$  este net superior claselor de funcționare prezentate anterior. Totuși, acest tip de amplificator nu se folosește în aparatura HI-FI din cauza procentului mare de distorsiuni THD caracteristic acestei clase de funcționare.

În urma unei analize a performanțelor fiecărei clase de funcționare proprii unui amplificator de putere, se observă că singura dintre ele care întrunește caracteristicile optime categoriei HI-FI în privința puterii consumate, a puterii transmise și a procentului minim de distorsiuni ale semnalului de intrare amplificat este clasa AB.

### 1.3. PUTEREA LIVRATĂ DE AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ

Puterea de ieșire a unui generator de energie se definește ca fiind capacitatea acestuia de a dezvolta o anumită energie într-o perioadă de timp, în momentul alimentării de către acesta a unui consumator. Unitatea de măsură a puterii o reprezintă watt-ul, iar pentru un circuit electric puterea este direct proporțională cu tensiunea aplicată la bornele impedenței de sarcină și cu curentul care trece prin aceasta. Puterea de ieșire a unui amplificator de audiofrecvență este cea pe care o poate livra având ca impedență de sarcină difuzorul (grupul de difuzoare din lămpa acustică).

$$P = U_{\text{imp}}^2 / Z,$$

unde  $U_{\text{imp}}$  = valoarea eficace a tensiunii de ieșire a amplificatorului;

$Z$  = valoarea impedenței de sarcină.

În general, fiecare amplificator de audiofrecvență de putere are menționată, printre caracteristicile sale date de firma producătoare, valoarea puterii de ieșire.

Capitul care de cele mai multe ori nu este precizat constă în totalitatea condițiilor în care este măsurată această putere. În multe cazuri puterea de ieșire este precizată doar la o singură frecvență a semnalului de intrare – de cele mai multe ori 1000 Hz. Amplificatoarele ieftine, „de larg consum”, au înscrisă în **Cartea tehnică** valoarea puterii de ieșire la frecvențele medii, presupunându-se cunoscut faptul că puterea este cu atât mai extremă pe extremitățile benzii de audiofrecvență. Deoarece performanțele amplificatorului depind, în această privință, de tipul schemei electrice folosite și totodată de componentele electrice utilizate la realizarea lui practică, este de așteptat ca o livrare liberă a puterii în întreaga bandă de audiofrecvență să fie garantată doar pentru un produs complex, având un preț de cost ridicat. De multe ori, valoarea procentului maxim de distorsiuni THD (THD = Total Harmonic Distorsion) este precizată numai pentru o anumită frecvență din spectrul audio și pentru o putere care poate să nu fie cea maximă. Posesorul unui amplificator de audiofrecvență trebuie să cunoască valoarea reală a THD-ului la puterea nominală, în întreaga bandă audio, pentru a-și putea forma o imagine clară asupra performanțelor proprii complexului electroacustic din dotarea proprie. De obicei, puterea unui amplificator de audiofrecvență se precizează pentru un semnal de intrare cu forma de undă sinusoidală.

Cel mai frecvent sunt precizate în cataloagele firmelor producătoare următoarele puteri (una dintre ele):

- puterea sinusoidală;
- puterea nominală;
- puterea continuă;
- puterea de vârf;
- puterea muzicală IHFM;
- puterea muzicală de vârf PMPO.

În majoritatea țărilor europene se utilizează ca dată de catalog puterea nominală  $P_{\text{nom}}$ . Ea reprezintă valoarea puterii maxime eficace pentru o formă de undă sinusoidală nedistorsionată a semnalului electric amplificat. Puterea nominală se mai numește frecvent puterea maximă sinusoidală. Puterea continuă reprezintă același lucru ca și puterea maximă sinusoidală, fiind prezentată sub această denumire în unele cataloage ale firmelor producătoare de amplificatoare de audiofrecvență din S.U.A și Japonia.

Puterea de vârf (PEAK POWER) reprezintă o valoare dublă a puterii sinusoidale.

Puterea muzicală IHFM (Institute of High Fidelity Manufactures) se referă la puterea cu distorsiuni sub 1%, măsurată pentru un semnal de intrare care aproximează o formă de undă a semnalului electric alternativ muzical, din regimul normal de exploatare.

Puterea muzicală IHFM este mai mare de 1,4 – 1,5 ori decât puterea nominală. Puterea muzicală de vârf PMPO reprezintă dublul puterii muzicale. Ea este un parametru „de reclamă” a unor firme producătoare de aparataj electroacustic din categoria „de larg consum”. Măsurările (și prezentarea datelor) pentru aflarea puterii unui amplificator de audiofrecvență se fac utilizând forma de undă sinusoidală a semnalului de intrare. O dată cu apariția unor noi firme producătoare de echipament electroacustic s-au prezentat în prospectele acestora și alte valori decât cele pentru puterea nominală, rezultatul (și evident scopul) utilizării fiind o reclamă pentru produsul respectiv. Acest lucru poate deruta pe amatorul de complexe electroacustice cu performanțe superioare, care nu este informat asupra modului de notare a puterilor. Singura comparație reală între două amplificatoare de audiofrecvență care au aceeași putere se poate face doar utilizând ca semnal de intrare semnalul cu forma de undă sinusoidală și comparând, pentru aceeași impedanță de sarcină, valorile puterilor maxime sinusoidale.

Un factor deosebit de important, caracteristic unui amplificator de audiofrecvență, îl reprezintă „răspunsul în frecvență” al acestuia, sau mai precis modul de comportare al puterii de ieșire a amplificatorului în întreaga bandă de audiofrecvență. Pentru un amplificator HI-FI, abaterea de la un răspuns liniar este foarte mică. Standardul european DIN 45.500 recomandă o valoare de maxim +1,5 dB în ceea ce privește abaterea de la puterea nominală, în gama de frecvență 40 Hz – 16.000 Hz. Peste 20 kHz se admite ca puterea să scadă treptat, iar sub 20 Hz ea este intențional atenuată, din cauza considerentelor de ordin fiziologic (vibrațiile de joasă frecvență sunt dăunătoare pentru organismul uman). De obicei THD-ul se măsoară la frecvențele de 40 Hz, 1000 Hz și 8000 Hz, iar distorsiunile de intermodulație TID (Total Intermodulation Distorsion) numai la 40 Hz și 8000 Hz cu fundamentală de 1000 Hz, amplitudinea celor două semnale fiind în raport de 4 la 1. La un consum de putere maxim se ține cont obligatoriu și de valoarea brumului și a zgomotului de fond. Se recomandă o atenuare de minim 90 dB pentru brum și de minim 70 dB pentru zgomotul de fond, în banda de audiofrecvență 20 Hz – 20.000 Hz.

## 1.4. DISTORSIUNILE NELINIARE ÎN AMPLIFICATOARELE DE AUDIOFRECVENȚĂ

Problema distorsiunilor neliniare în amplificatoarele de audiofrecvență reprezintă un subiect aflat în permanență în atenția constructorilor de aparataj electroacustic.

Un indiciu net pentru a diferenția două amplificatoare de audiofrecvență de aceeași putere, construite de firme diferite, este felul cum se comportă acestea în privința distorsiunilor neliniare. Firmele specializate în construcția aparaturii electroacustice și constructorii amatori caută în permanență soluții noi pentru obținerea unor rezultate cât mai bune. De la amplificatoarele cu tuburi electronice și până la amplificatoarele operaționale, problemele esențiale rămân valabile.

Deși s-au făcut progrese atât în privința componentelor, cât și a concepției schemelor amplificatoarelor de audiofrecvență, distorsiunile neliniare au ridicat permanent probleme deosebite. În perioada utilizării exclusive a tuburilor electronice, prețul realizării unei amplificări mari era deosebit de ridicat. Apărea necesitatea

Unul din multul dispozitive active. Acest lucru ducea inevitabil, chiar în urma unei proiectări îngrijite, la apariția unui procentaj de armonici și a unor distorsiuni de înaltă frecvență, care nu se puteau reduce decât într-o oarecare măsură. Atunci când s-a descoperit avantajul utilizării reacției negative, aceasta nu s-a aplicat decât la nivel de etaj funcțional. Prezența absolut necesară la amplificatoarele cu tub electronic a transformatorului de ieșire, deci a reactanței sale, duce la apariția unei funcții de transfer intrare-ieșire deosebit de complexă. Corectările care se impun pentru a obține în final un spectru neatenuat al frecvențelor înalte fac imposibilă aplicarea unei reacții negative globale. În caz contrar se riscă pierderea stabilității sistemului și apariția condițiilor de autooscilație. Reacția medie globală nu depășește valoarea de 30 dB. În aceste condiții, distorsiunile liniare și neliniare reprezentau un impediment serios în calea unei audiții HI-FI, obținându-se în final doar o audiție satisfăcătoare. Introducerea pe scară largă a montajelor cu tranzistoare și eliminarea transformatorului de ieșire din cadrul schemelor electrice ale amplificatoarelor de audiofrecvență au reprezentat lucruri esențiale în etapa de trecere spre montajele electronice care să minimalizeze distorsiunile. S-a introdus și proiectarea reacției negative globale. S-a ajuns la formarea concepției potrivit căreia cu cât un amplificator are o reacție negativă mai mare cu atât este mai bun, lucru dus la exagerate, după cum se va vedea. Reacția negativă oferă următoarele avantaje:

- distorsiunile statice descresc practic la zero;
- crește banda de trecere a amplificatorului;
- crește impedanța de intrare, descresce impedanța de ieșire și, uneori, crește factorul de amortizare.

Creșterea continuă a costului componentelor electronice și, în special, tendința de integrare monolitică, fac posibilă utilizarea amplificării cu resurse aproape nelimitate. Apare tendința, deosebit de importantă în proiectare, de a folosi o amplificatoare foarte mare în „bucă deschisă”, urmată de utilizarea unei reacții negative puternice, pentru obținerea amplificării finale dorite. Acest lucru implică folosirea etajului a amplificatoarelor operaționale. Ele sunt proiectate frecvent cu destinația de a lucra în echipamentul unui lanț electroacustic. Amplificatoarele operaționale oferă avantajul obținerii unor montaje cu gabarit mic. Performanțele lor electrice sunt mai superioare montajelor cu componente discrete în echipamentul audio. Utilizarea amplificatoarelor operaționale a ridicat însă noi probleme. Nevoia de a menține puterea disipată a făcut ca amplificatoarele operaționale să fie astfel proiectate încât să lucreze în clasa B. Nerespectarea la utilizare a unor parametri inițiali de proiectare (curent de mers în gol, polarizări, compensări etc.) duce la apariția unor distorsiuni de mare amplitudine. Ele înrăutățesc considerabil audiția și nu pot fi eliminate de reacția negativă sau alte trucuri de circuit! Cele două efecte esențiale, și anume superdozarea reacției negative și funcționarea în clasa B, impun, actualmente, cele mai importante probleme în ceea ce privește proiectarea unui amplificator de audiofrecvență cu distorsiuni minime.

Distorsiunile pe care le introduce un amplificator de audiofrecvență se clasifică în două mari grupe, și anume:

- distorsiuni liniare, care reprezintă abateri de la frecvență sau caracteristica de fază, exprimate printr-o funcție de transfer liniară;
  - distorsiuni neliniare, cauzate de relația neliniară de amplitudine între intrarea al semnalului util, deci o funcție de transfer neliniară.
- Distorsiunile neliniare se clasifică în două grupe distincte:
- distorsiuni neliniare statice, dependente numai de amplitudinea semnalului;



— distorsiuni neliniare dinamice, dependente de amplitudinea și caracteristica de frecvență, de fază sau de modul de comportare în timp a semnalului.

### DISTORSIUNILE NELINIARE STATICE

Fiecare etaj al unui amplificator deține în tot domeniul posibil de lucru o funcție de transfer neliniară. Neliniaritățile se pot clasifica în trei grupe principale:

- neliniaritate de tip S;
- neliniaritate datorată neracordării semialternanțelor semnalului, numită crossover;
- neliniaritate datorată limitărilor semnalului, denumită clipping.

Aceste neliniarități tipice sunt prezentate în figura 1.12.

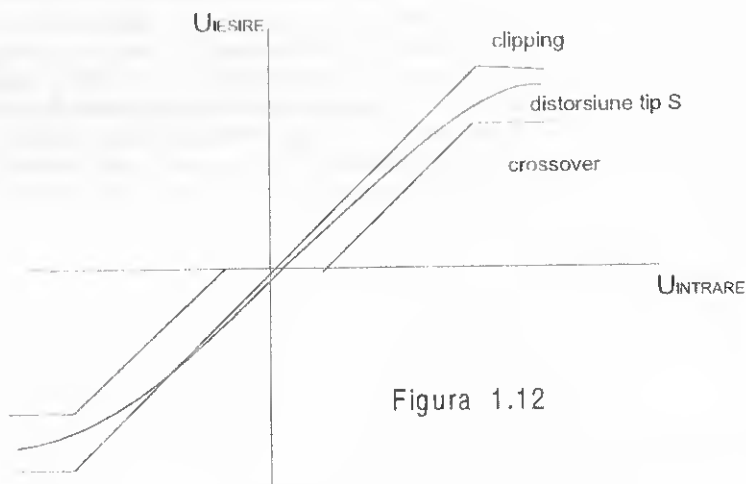


Figura 1.12

Neliniaritatea de tip S poate apărea din mai multe motive. În cazul tranzistoarelor, ea este rezultatul dependenței neliniare a amplificării de curent față de curentul de colector, neliniarității tensiunii bază-emitor caracteristice, neliniarității de tip avalanșă a curentului de colector din cauza tensiunii colector-emitor etc. În cazul tuburilor electronice lista se mai completează cu efectul încărcării electrostatice a grilei de comandă, cel al schimbării de conductanță a anodului în funcție de tensiune, cât și cu posibila apariție a impedanței negative la grila ecran din tetrode și pentode etc. Acest tip de neliniaritate se elimină utilizând o proiectare îngrijită a etajului respectiv. Se folosesc polarizări și reacții negative locale, astfel încât în zona de lucru a etajului funcția de transfer să devină liniară. În cazul utilizării transformatoarelor de cuplaj sau de ieșire, neliniaritățile lor datorate saturației circuitului magnetic au o deosebită importanță. Influența surselor de neliniaritate S se poate elimina complet utilizând reacția negativă locală, sarcina optimă și adaptarea între etaje. Cu prețul unui etaj de amplificare în plus care să compenseze pierderile de amplificare datorate reacției negative locale, problema este pe deplin rezolvabilă.

Neliniaritatea de tip crossover poate să apară la funcționarea unui etaj de audiotrecvență în clasă B. Datorită randamentului net superior clasei A în ceea ce privește puterea transmisă, majoritatea etajelor finale lucrează în clasă AB. Dacă nu se respectă o serie de factori esențiali în proiectare, apare în mod sigur distorsiunea

de tip crossover. Aceasta se manifestă sub două forme: crossover de neracordare și crossover de asimetrie. Crossoverul de neracordare reprezintă un gol în ceea ce privește racordarea celor două semialternanțe ale semnalului de audiofrecvență. Crossoverul de acest tip este prezentat în **figura 1.13.a**. Crossoverul de asimetrie apare atunci când există o asimetrie de timp a amplificării semnalului în ceea ce privește semialternanțele. Acest tip de distorsiuni este prezentat în **figura 1.13.b**.

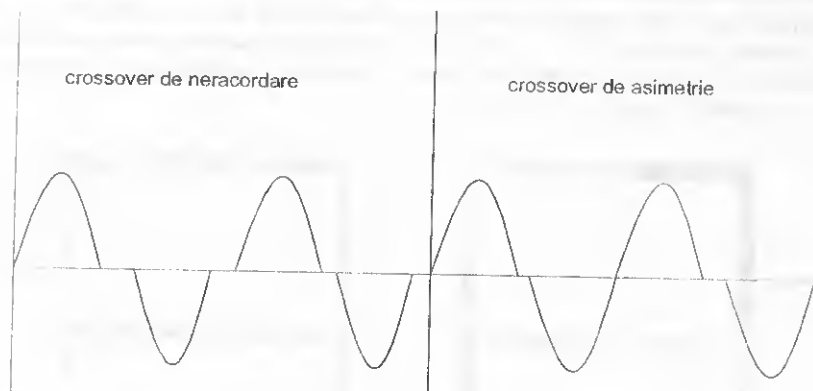


Figura 1.13

Distorsiunea crossover are următoarele cauze principale:

- descreșterea amplificării etajului în momentul apropierii de zero a celor două semialternanțe ale semnalului;
- frecvența de tranziție diferită a tranzistoarelor sau a grupului de tranzistoare finale aflate în componența etajului (de exemplu, secțiunea npn comută mai rapid decât secțiunea pnp), care lucrează separat pentru fiecare semialternanță a semnalului.

În regiunea de trecere „prin zero” a semialternanțelor, amplificarea în buclă deschisă a etajului scade simțitor. Datorită acestui lucru, reacția negativă are efecte limitate. Distorsiunile cross-over sunt deosebit de distinct sesizabile, neplăcute la audierea programului sonor, deoarece generează armonici și intermodulații în banda de audiofrecvență. În cazul producerii armonicilor, componentele de frecvență înaltă se aud distinct, fiind total nemuzicale, ușor detectabile. Concomitent se produce și deformarea semnalului util. În grupul de **figuri 1.14**, se prezintă influența armonicilor asupra formei de undă a unui semnal sinusoidal. **Figurile 1.14.1** și **1.14.4** reprezintă semnalul sinusoidal nedistorsionat (fundamentală). În **figura 1.14.2**, se prezintă influența armonicii de ordin 2 aplicată fundamentalei, la  $0^\circ$  și  $180^\circ$ , care are ca rezultat modificarea formei de undă a fundamentalei. În **figura 1.14.3**, apare influența armonicii de ordin 2 aplicată fundamentalei cu defazaj de  $90^\circ$  sau  $270^\circ$ . În **figurile 1.14.5** și **1.14.6**, se prezintă influența armonicii de ordin 3, aplicată fundamentalei cu un defazaj de  $0^\circ$  și respectiv  $180^\circ$ . Pentru o vizualizare corectă a interacțiunii cu fundamentala în toate cazurile sus-menționate s-a considerat o pondere de 50% a armonicii analizate. În **figura 1.14.7**, apare diagrama erorilor de măsură a puterii transmise în cazul apariției armonicilor 2 și 3. Constructorul amplificatorului audio va utiliza diagramele prezentate în scopul identificării genului de distorsiune care a apărut în montajul testat și va proceda în consecință pentru eliminarea ei. Să nu

uităm că, practic, pot apărea și armonicile 4, 5, 6 etc., care vor modifica forma sinusoidală a fundamentalei, făcând-o de nerecunoscut. Remediu distorsiunii crossover îl constituie alegerea unui curent de mers în gol al etajului, suficient de mare ca să asigure amplificarea mare tot timpul. Totuși, curentul de mers în gol nu poate fi prea mare, deoarece apare un consum inutil de energie și mărirea riscului ambalării termice. Rezultă alegerea unui curent de mers în gol care să constituie un compromis al celor două cerințe contradictorii. Concomitent e necesară alegerea unui grup sau a unor dubleți de tranzistoare în etajul final, care să prezinte frecvențe de tranziție apropiate și mult superioare frecvenței maxime din banda audio. Rezultate foarte bune se obțin utilizând o mică reacție negativă locală (rezistențele din emitoarele tranzistoarelor finale).

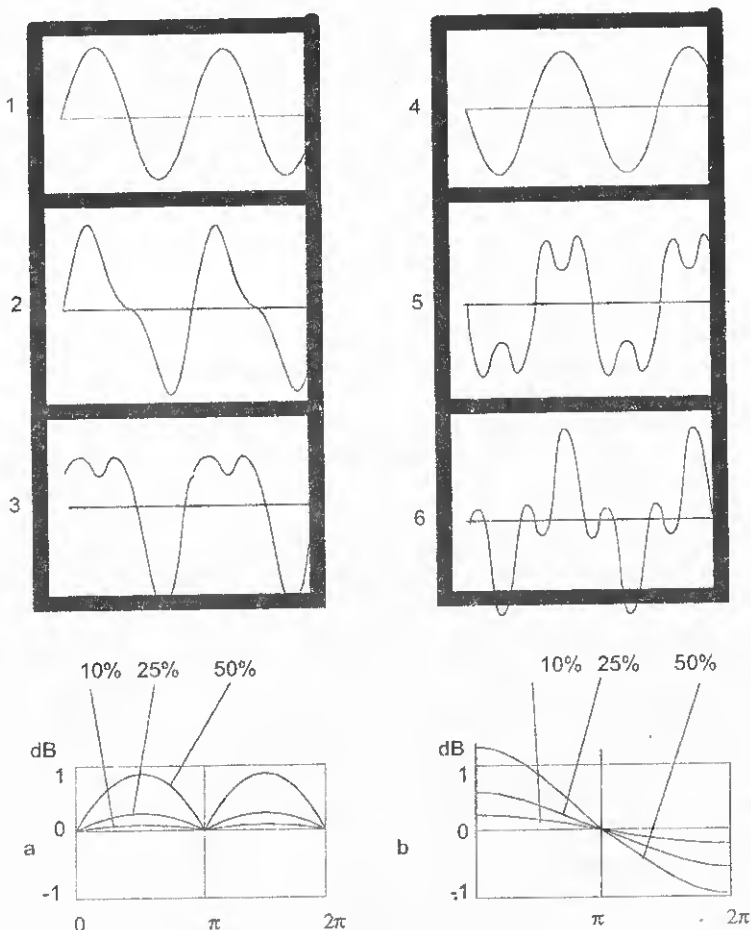


Figura 1.14

Neliniaritatea de tip clipping apare atunci când amplificatorul e supraîncărcat. Datorită acestui lucru se poate afirma că acest tip de neliniaritate apare numai accidental. Deoarece pentru durate limitate de timp depășirile de sarcină există în



mod obișnuit, performanțele amplificatorului la suprasarcină devin importante. Sesizarea practică a distorsiunilor clipping depinde de mecanismul limitării, de panta acesteia (dacă este bruscă sau lină) etc. Se pot produce efecte secundare, deoarece limitarea agravează generarea armonicilor și distorsiunile de intermodulație. Este de dorit ca panta limitării să fie mică, dar, din cauza reacției negative globale, procesul are loc în avalanșă și limitarea devine „dură”. Reacția negativă mai poate produce un exces de curent în etajul pilot al amplificatorului, fapt care agravează problemele de saturație și revenirea rapidă la funcționarea normală. Limitarea cu panta lină și reacția negativă globală rămân două probleme contradictorii. Iată de ce un bun amplificator se dimensionează pentru o putere mai mare decât cea utilă, în scopul de a preveni pe cât posibil depășirile de sarcină nominală. Un amplificator de audiofrecvență se dimensionează inițial la o putere dublă față de cea utilă, nu pentru a „scutura” cu el perdelele din casă și a deranja vecinii, ci doar pentru obținerea unei audiții normale, nedistorsionate !

### DISTORSIUNILE NELINIARE DINAMICE

Distorsiunile neliniare dinamice apar atunci când conținutul de frecvență sau proprietățile în timp ale semnalului de intrare afectează funcția de transfer globală a amplificatorului. O neliniaritate de acest tip se numește neliniaritate dinamică. Ea are ca origine reacția negativă globală. Pentru exemplificare să considerăm un lanț de amplificatoare cu o reacție negativă foarte puternică, cum arată **figura 1.15**. La intrarea lui s-a aplicat un semnal tranzitoriu (un front de undă foarte abrupt și de durată foarte mică), urmat imediat de un semnal sinusoidal. Deoarece reacția negativă este foarte puternică, amplificarea în buclă închisă rămâne la valoarea  $A$  (nu scade), dar amplificarea în buclă deschisă va scădea de la valoarea  $A_0$  la  $A'_0$ , și frecvența de tăiere  $\omega_0$  scade cu una sau două decade, la valoarea  $\omega'_0$ , în timpul semnalului tranzitoriu.

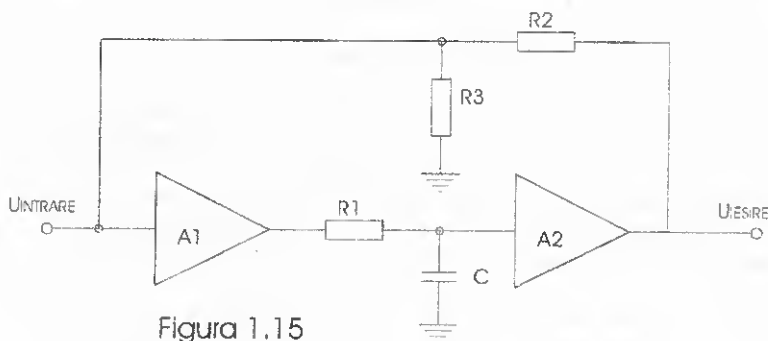


Figura 1.15

Acest lucru crează modulația de fază a semnalului sinusoidal, dacă frecvența lui  $f_0$  este mai mică decât  $f'_0$  (**figura 1.16.**) și modulația combinată de amplitudine și frecvență, dacă  $\omega_0$  se află între  $\omega'_0$  și  $\omega''_0$  (**figura 1.16**). În ambele cazuri, modulația de amplitudine și fază implică creșterea componentelor de interferență între semnalul tranzitoriu și cel sinusoidal. Acest lucru duce la apariția unor distorsiuni de intermodulație apreciabile. Într-un caz extrem, amplificarea  $A$  poate scădea la zero, acest lucru implicând o distorsiune de intermodulație de 100% a semnalului sinusoidal. De aici rezultă importanța deosebită a unei proiectări îngrijite a

amplificatorului, în așa fel încât reacția negativă globală să nu implice posibilitatea apariției acestui tip de distorsiune. De asemenea, apare încă o dată condiția utilizării în montaj a unor tranzistoare cu frecvența de tăiere mult superioară frecvenței maxime a semnalului audio util. Un bun mijloc de evitare a distorsiunilor îl constituie și filtrajul semnalului audio inițial, astfel ca la etajele amplificatoare finale să nu ajungă semnale cu frecvența mai mare decât cele din banda de audiofrecvență.

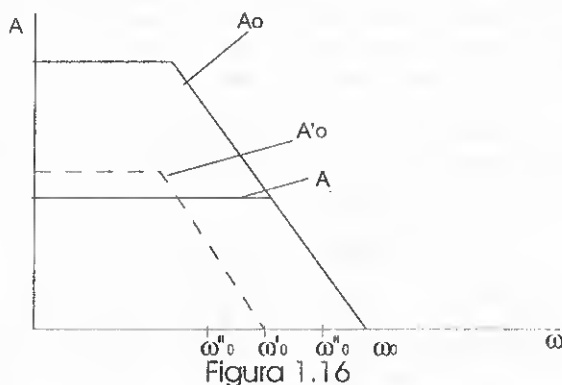


Figura 1.16

Utilizarea reacției negative se va face cu deosebită atenție, îmbinând avantajele și dezavantajele reacției negative locale cu cele ale reacției negative globale. Iată de ce în emitoarele tranzistoarelor de putere din etajul final se amplasează câte o rezistență de valoare mică ce prezintă toate avantajele reacției negative locale, deși reduce din putere:

- liniarizează funcționarea etajului;
- mărește stabilitatea dinamică în funcționare;
- micșorează efectul de toleranță individuală a pieselor componente fiecărui etaj;
- mărește frecvența de tăiere a tranzistoarelor, lucru deosebit de important pentru etajele finale în clasa B.

Reacția negativă locală nu se poate aplica totdeauna. În cazul etajului pilot, ea limitează excursia în tensiune a acestuia. Datorită faptului că etajul pilot lucrează cu curenți mici, se preferă aproape totdeauna utilizarea sa în clasa A de funcționare, disipația de putere fiind neglijabilă. Aici se utilizează o amplificare mare, urmată de o reacție negativă globală dintre două sau trei etaje cuplate galvanic. Acest fapt elimină distorsiunile neliniare statice și asigură o funcționare corectă. Se observă că utilizarea optimă a celor două tipuri de reacție, o dată cu luarea măsurilor de proiectare adecvate, duce la obținerea unui amplificator care să aibă distorsiuni neliniare mai mici de 0,2%. Se recomandă ca reacția negativă globală să se mențină între 20 și 40 dB. În acest fel se obțin distorsiuni armonice mai mici decât 0,05% și, în același timp, se evită riscul apariției distorsiunilor neliniare dinamice. Să nu uităm faptul că amplificatorul de audiofrecvență este doar o componentă din lanțul electroacustic. În **tabelul 2** este prezentată ponderea maximă a fiecărei componente din lanțul electroacustic în ceea ce privește coeficientul de distorsiuni, referindu-ne la un aparat HI-FI de factură curentă. Coeficientul de distorsiuni  $K$  se definește astfel:

$$K = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2 + N^2}{V_1^2}} \cdot 100 \%$$

unde:  $V_1$  = amplitudinea fundamentalei;  $V_2 + n$  = amplitudinea armonicii de ordin 2, 3 ... n;  $N$  = amplitudinea componentei de zgomot și brum.

Atunci când coeficientul de distorsiuni este mic, valoarea lui se poate aproxima cu relația:

$$K = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2 + N^2}{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + N^2}}$$

măsurată, spre exemplu, cu un distorsiometru de tip EO706.

Coeficientul de distorsiuni al lanțului electroacustic reprezintă o medie pătratică a coeficienților fiecărei componente:

$$K = \sqrt{\sum_{i=1}^n K_i^2}$$

De aici rezultă că, pentru obținerea unei audiții HI-FI, amplificatorul trebuie să prezinte un factor de distorsiuni minim, deoarece doar aici se pot lua măsuri pentru micșorarea coeficientului de distorsiuni global. Ceilalți coeficienți sunt de natură industrială (datorați fabricantului de magnetofon, casetofon, picup și ca atare nu se pot modifica). În **tabelul 2** sunt prezentate distorsiunile admisibile pentru câteva componente ale unei combine muzicale HI-FI. Standardul DIN 45.500 normează un amplificator HI-FI având un coeficient de distorsiuni mai mic de 0,7% în intervalul 40 Hz–4000 Hz, și de maximum 1% în întreaga bandă audio, la puterea nominală a amplificatorului. În prospectele firmelor de specialitate, coeficientul total de distorsiuni al unui amplificator este notat cu inițialele THD (Total Harmonic Distorsion). Având în vedere că urechea umană sesizează distorsiunile începând de la 2%, se observă importanța obținerii unui lanț electroacustic cu un THD cât mai mic. Să nu uităm că, la puteri mai mici decât cea nominală, THD-ul scade parabolic. De aceea, pentru păstrarea unei dinamici naturale a programului sonor audiat, amplificatorul nu se va folosi niciodată la puterea nominală și va fi astfel dimensionat încât să prezinte o rezervă de putere corespunzătoare.

Constructorul unui amplificator audio va ține seama de toate elementele prezentate, în mod obligatoriu, pentru a obține un lanț electroacustic HI-FI cu performanțe cât mai apropiate de cele ale firmelor de specialitate.

**Tabelul 2**

Subansamblul combinei	K
Magnetofon	2%
Casetofon	3%
Picup	4%
Egalizator grafic	0,5%
Amplificator	0,1%
Incintă acustică	5%

Coeficientul de distorsiuni maxim admis la componentele unei combine muzicale HI-FI.

## 1.5. VERIFICAREA AMPLIFICATORULUI DE AUDIOFRECVENȚĂ DE PUTERE

Parametrii esențiali care caracterizează un amplificator de audiofrecvență sunt puterea, impedanța de ieșire și procentul de distorsiuni armonice totale (THD). Cunoscând acești parametri se pot compara relativ ușor două amplificatoare audio realizate de firme diferite. Totuși, practica a arătat că, pentru caracterizarea deplină a unui amplificator de audiofrecvență de putere, sunt necesare o serie de detalii suplimentare, care să ofere o imagine completă asupra comportării lor în regim de funcționare. Ascultând același program muzical sonor redat de aceleași incinte acustice, dar folosind pe rând două amplificatoare audio diferite, se observă frecvent că unul dintre ele lucrează mai bine și mai eficient decât celălalt, deși ambele au aceeași putere de ieșire și, de cele mai multe ori, același coeficient THD. Faptul se datorează modului de lucru diferit în ceea ce privește regimul dinamic de funcționare, în special în momentul în care amplificatorul livrează puterea sa nominală. Pentru a avea o imagine completă asupra problemei este necesar să se țină cont de condițiile reale de funcționare ale unui amplificator de audiofrecvență în ceea ce privește și forma de undă a semnalului audio. Comportarea unui amplificator de audiofrecvență în regimul de lucru cu semnal de intrare sinusoidal, pentru care este definită puterea sa nominală de ieșire, nu reflectă comportarea sa reală la semnalul electric propriu unui program muzical sonor. Acesta este format dintr-un conglomerat de forme de undă nesinusoidală, care de cele mai multe ori se succed cu salturi de amplitudine total diferite de forma de undă sinusoidală. Analizând cu ajutorul unui osciloscop forma de undă a unui semnal electric propriu unui program muzical sonor, se observă că ea prezintă, de cele mai multe ori, o alură foarte apropiată de forma de undă a unui semnal aleatoriu (de exemplu cea a zgomotului roz, **figura 1.17.**) Acest lucru are o importanță deosebită în momentul în care amplificatorul depășește în timpul funcționării, pentru perioade scurte de timp, puterea sa nominală. Dacă în regim sinusoidal de funcționare raportul puterilor  $P_{VARF} / P_{NOM} = 2$  ( $A = 3$  dB), în condițiile reale de funcționare  $P_{VARF} / P_{NOM} = 25 + 50$  dB ( $A = 14 + 17$  dB). De aici se vede că, în regimul tranzitoriu de funcționare, amplificatorul depășește cu mult posibilitățile sale de lucru teoretice.

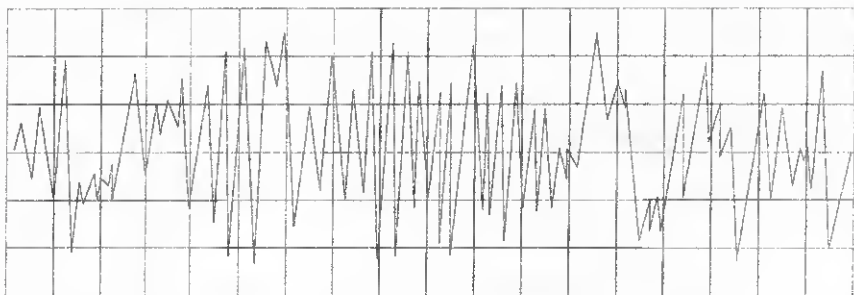


Figura 1.17

Această suprasolicitare se răsfârâge totdeauna în mod direct asupra etajului de alimentare, influențând în mod negativ furnizarea energiei electrice celorlalte blocuri funcționale proprii amplificatorului (scade tensiunea de alimentare). În funcție de configurația schemei electrice după care este realizat, amplificatorul este mai mult sau mai puțin sensibil la aceste variații ale puterii electrice primite, care, din

cauza considerentelor economice, are din construcție o valoare limitată. Ca urmare a celor expuse anterior, apare evident faptul că, pentru verificarea performanțelor unui amplificator de audiofrecvență de putere, încadrabil în categoria HI-FI, este necesară simularea unui regim de lucru apropiat de condițiile reale de funcționare. Pentru testări se alege o astfel de formă de undă a semnalului de intrare, încât să fie permisă, pentru o perioadă scurtă de timp, supraîncărcarea amplificatorului. Forma de undă a semnalului de intrare pentru testarea dinamică este prezentată în **figura 1.18**. Se observă că este vorba de un semnal electric cu forma de undă sinusoidală, modulată în amplitudine după un algoritm astfel ales încât, pentru o perioadă scurtă de timp, amplificatorul e supraîncărcat, iar ulterior amplificarea semnalului de intrare se micșorează, în scopul prevenirii ambalării termice a etajului final. În același timp este posibilă și disiparea excesului de căldură acumulat în momentul debitării unei puteri mai mari decât puterea nominală. Cu un astfel de generator al semnalului de intrare (tone-burst generator) cu durata trenurilor de undă reglabilă, se pot testa și, ulterior, caracteriza în mod net două amplificatoare de audiofrecvență, care prezintă în regim sinusoidal aceeași putere nominală. Folosirea trenurilor de undă permite scurte supraîncărcări ale amplificatorului supus măsurărilor, fără riscul deteriorării etajului final sau blocului de alimentare. Acest tip de verificări sunt singurele care pot departaja în mod net diferite tipuri de amplificatoare de audiofrecvență, identice ca performanțe din punctul de vedere al funcționării în regim sinusoidal de lucru.

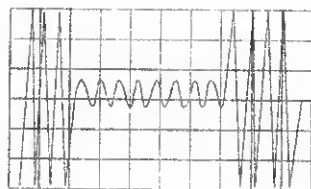


Figura 1.18

Parametrul principal urmărit în urma testărilor este capacitatea de recuperare a amplificatorului. Ea reprezintă posibilitatea unui amplificator de a reveni și a reda corect semnalele de nivel mic precedate de semnale de nivel mare. La amplificatoarele de audiofrecvență cu capacitate de recuperare scăzută, semnalele puternice exercită o acțiune de mascare (gâtuire) a semnalelor slabe. Acest fenomen se poate vizualiza cu ajutorul osciloscopului și analiza pe o perioadă mai mare de timp cu ajutorul unui osciloscop de memorie. Fenomenul de mascare a semnalelor electrice slabe se manifestă practic printr-o redare neclară, înfundată, nediferențiată, a unui program muzical sonor. Pentru exemplificare, în **figura 1.19**, se prezintă diagramele funcționale pentru patru amplificatoare de audiofrecvență cu aceeași putere, dar care au capacitatea de recuperare diferită. Verificarea a fost făcută cu un semnal de test furnizat de un generator de semnale sinusoidale modulate în amplitudine (tone burst generator). Acest regim de lucru al amplificatorului de audiofrecvență se numește regim sinusoidal dinamic. Verificarea se face la frecvența de 1000 Hz, la nivele ce depășesc cu 0,5 dB, 2 dB și 5 dB nivelul normal la care începe limitarea semnalului sinusoidal. La toate determinările s-a lăsat un interval de 5 s între două trenuri de undă succesive, cu scopul de a da timp etajelor de ieșire și alimentare să disipeze căldura excesivă.



Oscilogramele  $O_1$ ,  $O'_1$  și  $O''_1$  se referă la amplificatorul  $A_1$ ,  $O_2$ ,  $O'_2$  și  $O''_2$ , la amplificatorul  $A_2$ ,  $O_3$ ,  $O'_3$  și  $O''_3$ , la amplificatorul  $A_3$ ,  $O_4$ ,  $O'_4$  și  $O''_4$ , la amplificatorul  $A_4$ . Oscilogramele  $O_1 - O_4$  corespund unei creșteri de nivel de 0,5 dB față de nivelul normal de funcționare la care începe limitarea sinusoidei, oscilogramele  $O'_1 - O'_4$  unei creșteri de 2 dB, iar oscilogramele  $O''_1 - O''_4$  unei creșteri de 5 dB față de nivelul de referință. Se observă că amplificatorul  $A_1$  are capacitatea de recuperare foarte rapidă, distorsiunile care apar la semnalul de nivel mic fiind minime. Amplificatorul  $A_4$  are capacitatea de recuperare foarte scăzută, deoarece prezintă la suprasarcină o „strangulare” a caracteristicii de funcționare (de cca. 100 ÷ 200 ms), ce tinde să taie complet semnalul de nivel mic. Se observă imediat că regimul sinusoidal dinamic scoate clar în evidență diferența dintre cele patru amplificatoare, care în regim sinusoidal normal prezintă performanțe identice. În timp ce amplificatorul  $A_1$  redă în mod clar, curat și cu o dinamică foarte bună un program muzical sonor, amplificatorul  $A_4$  redă același program muzical sonor în mod neclar, înfundat, cu limitări ale semnalului audio de nivel mic ce precede semnalul de nivel mare, distorsiunile fiind cu ușurință perceptibile.

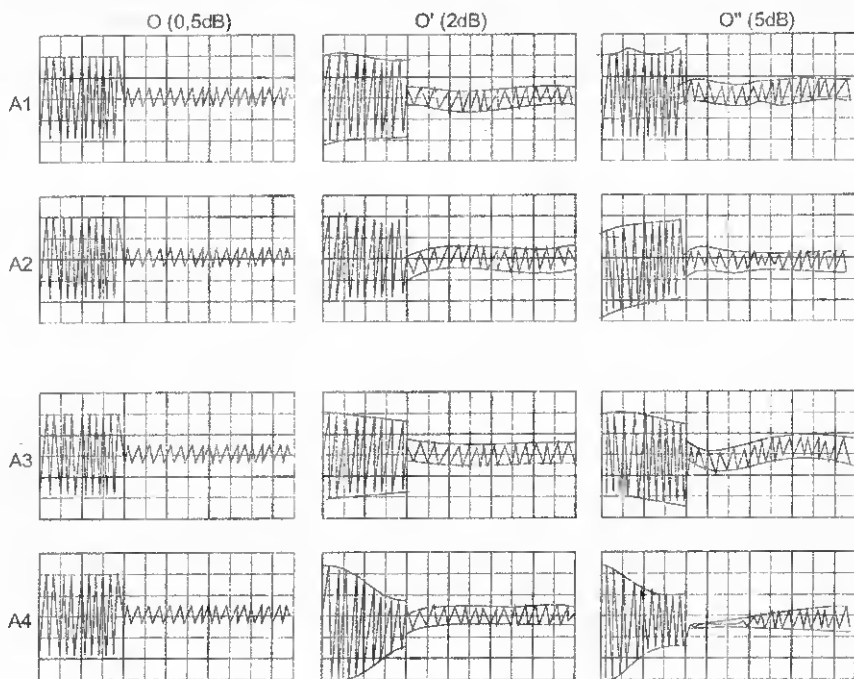


Figura 1.19

Importanța verificărilor în regimul de lucru sinusoidal dinamic este și mai evidentă dacă se variază frecvența semnalului modulat în amplitudine. În figura 1.20, se prezintă diagramele obținute în urma verificării amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_4$ , folosind pentru semnalul sinusoidal frecvențele de 10 kHz, 1 kHz și 100 Hz, cu o creștere de nivel de 2 dB peste nivelul de lucru la care apare limitarea sinusoidei. În timp ce amplificatorul  $A_1$  se comportă perfect, amplificatorul  $A_4$  prezintă o descreștere a

semnalului la sfârșitul trenului de undă cu frecvența de 1 kHz (diagrama  $O_4'$ ) și o puternică strângere pe mai mult de 50% din durata trenului de undă cu frecvența de 100 Hz (diagrama  $O_4'$ ). Acest fapt se traduce fiziologic, din punctul de vedere al ascultătorului programului muzical sonor, printr-o redare necorespunzătoare proprie amplificatorului  $A_4$ , total diferită de aceea a amplificatorului  $A_1$ , care este perfectă.

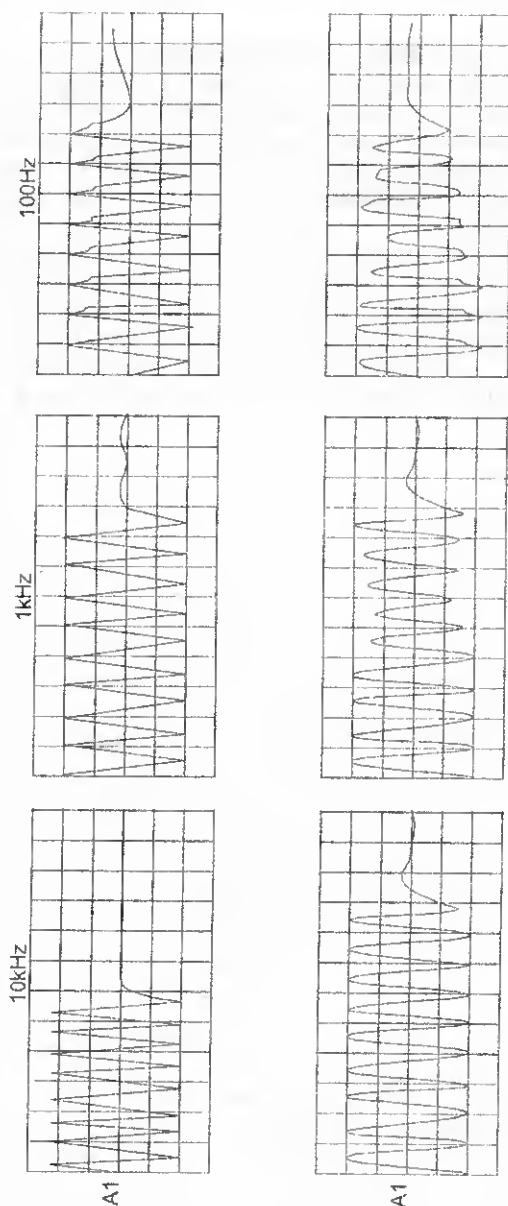


Figura 1.20

Din cele expuse anterior, rezultă importanța deosebită a verificării unui amplificator de audiofrecvență în regimul de funcționare sinusoidal dinamic. Această metodă reprezintă un sistem sigur de verificare, pe care constructorul trebuie să-l folosească obligatoriu înainte de încadrarea unui amplificator de audiofrecvență de putere în categoria HI-FI.

O altă măsurare absolut necesară pentru determinarea performanțelor unui amplificator de audiofrecvență este măsurarea timpului de creștere a impulsului (slew - rate).

Se consideră timp de creștere  $t$  intervalul de timp în care amplitudinea unui impuls de tensiune crește de la 10% la 90% (vezi figura 1.21.). Pentru ușurința măsurării se introduce sincronizat, la aceeași intrare a osciloscopului, un șir de semnale de marcaj (markeri) cu frecvența de 1 MHz, deci cu distanța între ele de o microsecundă. Un amplificator foarte bun are un timp de creștere a frontului impulsului mai mic de 3 s, un amplificator bun un timp  $t = 3 \div 6$  s, iar un amplificator de slabă calitate  $t > 12$  s.

Timpul de creștere se măsoară pentru un semnal de intrare cu frecvența de 10 kHz. Această măsurare ne dă o informație foarte exactă asupra modului în care sunt amplificate semnalele electrice rapide și cu amplitudine mare.

Verificarea în regim sinusoidal dinamic și măsurarea timpului de creștere a impulsului ne oferă o imagine completă asupra unui amplificator de audiofrecvență de putere, indiferent de configurația schemei electrice după care a fost realizat.

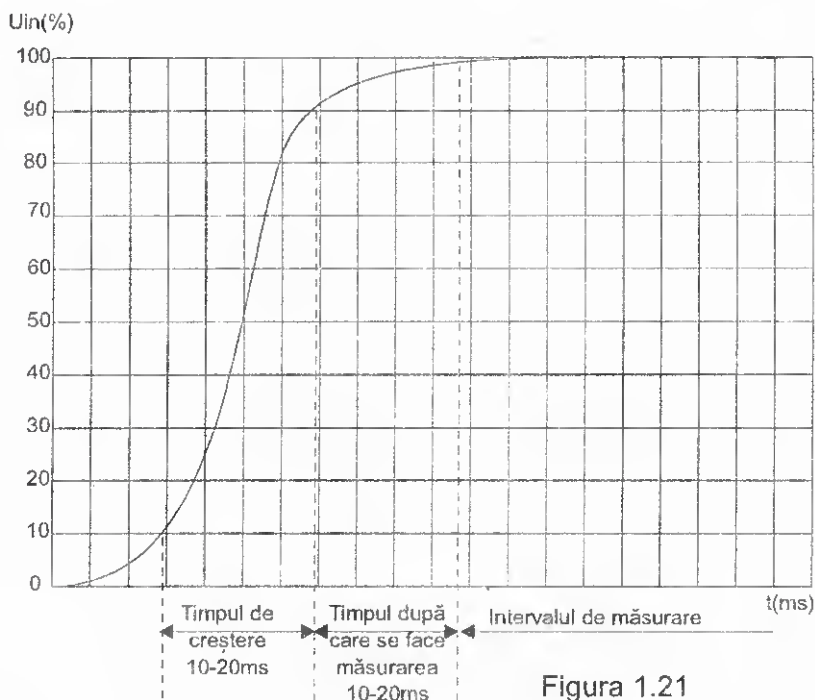


Figura 1.21



## **2. MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ**

În vederea realizării practice a unor amplificatoare audio de putere, este prezentată o gamă largă de scheme electrice care au fost realizate practic și au funcționat ireproșabil. Diversitatea constructivă pentru amplificatoarele de audiofrecvență de putere, atât în ceea ce privește schema electrică aleasă, cât și realizarea practică propriu-zisă, solicită în mod permanent atenția constructorului, dornic de o perfecționare continuă a aparatului electroacustic aflat în dotarea proprie. Asimilarea recentă în fabricația de serie autohtonă a unor componente electrice cu performanțe din ce în ce mai bune face posibilă abordarea unor montaje care se încadrează cu ușurință în normele HI-FI. În funcție de puterea nominală dorită, impedanța de sarcină a incintelor acustice aflate în dotare și performanțele urmărite în ceea ce privește fidelitatea finală obținută, constructorul poate alege una dintre schemele electrice prezentate în această lucrare pentru realizarea practică a unui amplificator de putere. La fiecare montaj sunt specificate performanțele, modul de funcționare și o serie de indicații privind realizarea practică. Deoarece există o diversitate de modalități în ceea ce privește concepția și realizarea practică a amplificatoarelor audio de putere, au fost alese o serie de montaje reprezentative, pornind de la variantele cele mai simple și ajungând la cele de o complexitate ridicată.

Un prim criteriu de clasificare a amplificatoarelor audio de putere îl constituie componentele active (tuburi electronice, tranzistoare, sau circuite integrate) care intră în alcătuirea acestora. Ținând cont de acest lucru prezentarea montajelor include patru grupe distincte, și anume:

- A.A.F cu tuburi electronice;
- A.A.F cu tranzistoare;
- A.A.F hibride (cu tranzistoare și circuite integrate);
- A.A.F cu circuite integrate specializate.

Un al doilea criteriu de clasificare include puterea nominală livrată de A.A.F. și gradul de complexitate al montajului. De aceste considerente s-a ținut cont la prezentarea ulterioară a unor scheme electrice de A.A.F.

### **2.1. AMPLIFICATOARE AUDIO CU TUBURI ELECTRONICE**

Odată cu dezvoltarea și perfecționările tehnologice din industria constructoare de materiale semiconductoare, care au determinat apariția tranzistoarelor și a circuitelor integrate performante, tuburile electronice au dispărut aproape cu desăvârșire din amplificatoarele audio.

Un amplificator de audiofrecvență realizat cu tranzistoare sau circuite integrate deține următoarele avantaje:

- randament energetic total foarte bun;
- gabarit redus și foarte redus;
- ușurință și simplitate în realizarea practică.

Datorită acestui fapt, în perioada 1975–1990 aproape „nu s-a vorbit” în nici o lucrare tehnică despre amplificatoare cu tuburi electronice. Însă, începând cu anul 1990, iată că ele apar din nou pe piață, la niște prețuri de cost extrem de mari și având (totuși) performanțe foarte bune. Deși un amplificator cu tuburi electronice prezintă un randament energetic total cu mult sub nivelul celor realizate cu tranzistoare sau circuite integrate specializate, în urma unor laborioase studii și cercetări s-a ajuns la concluzia că el oferă totuși niște avantaje practice evidente, și anume:

- simplitate constructivă;
- obținerea unei puteri nominale cu un număr redus de componente;
- capacitate mare de supraîncărcare, fără a produce distorsiuni sesizabile.

În urma a numeroase încercări practice s-a constatat că un amplificator cu tuburi „sună” mai bine decât unul cu tranzistoare sau circuite integrate, deși ambele sunt comparabile, având aceeași putere și aceeași sarcină (incinta acustică). Această constatare rezultă teoretic din două considerente:

- tuburile electronice prezintă un factor de creștere al tensiunii SLEWRATE mai mare cu cel puțin un ordin de mărime față de tranzistoarele obișnuite (cu jonctiune);
- la supraîncărcare, un amplificator cu tuburi electronice produce distorsiuni mult mai mici decât unul cu tranzistoare.

Acest ultim considerent apare deosebit de clar analizând diagramele prezentate în figura 2.1. Se observă că, dacă în timpul apariției regimului de supraîncărcare, amplificatorul cu tranzistoare distorsionează puternic forma de audio a semnalui standard sinusoidal (CLIPPING, urmat aproape întotdeauna de THD și TID), amplificatorul cu tuburi electronice distorsionează mai puțin forma de undă inițială (distorsiune S, care nu e urmată de mărirea THD și TID, deoarece slewrate-ul e foarte ridicat).

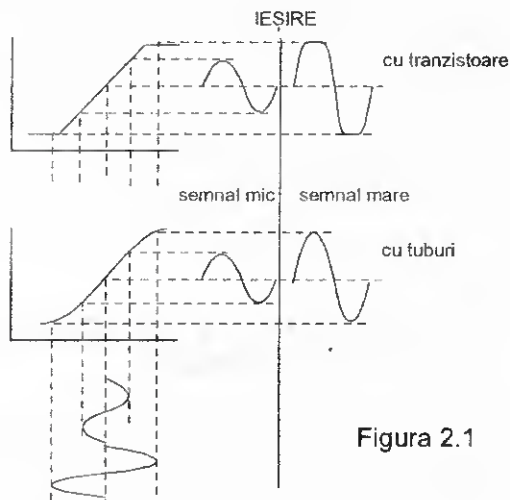


Figura 2.1

Datorită acestor considerente, s-a considerat utilă prezentarea în cadrul acestei lucrări a unor amplificatoare audio în componența cărora sunt incluse tuburi electronice.

### A.A.F. de 3 W

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în **figura 2.2**. Deși de o simplitate uimitoare, acest amplificator deține următoarele performanțe:

$$P_N = 3 \text{ W};$$

$$Z_i = 470 \text{ k}\Omega;$$

$$Z_o = 4 \text{ }\Omega;$$

$$U_i = 100 \text{ mV};$$

$$\Delta f = 40 \text{ Hz} \div 18 \text{ kHz};$$

$$S/N \geq 60 \text{ dB};$$

$$\text{THD} \leq 2\%;$$

$$\text{TID} \leq 0,5\%.$$

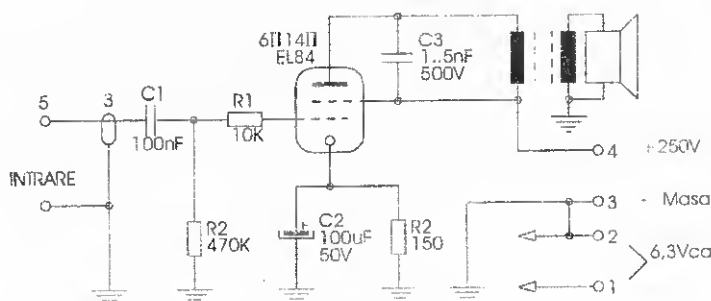


Figura 2.2

Se observă că semnalul audio se aplică pe grila 1 a tubului electronic  $T_1$  de tip 6Π14Π sau EL 84, prin intermediul condensatorului  $C_1$ .

Rezistența  $R_3$  realizează negativarea automată a tubului electronic. Condensatorul  $C_3$  îmbunătățește caracteristica de transfer amplitudine – frecvență a amplificatorului în zona frecvențelor înalte. Regimul energetic al amplificatorului constă în alimentarea acestuia cu:

- 6,3 V / 0,5 A pentru filamentul tubului;
- 250 V / 150 mA pentru alimentarea grilei 2 și a anodului.

Transformatorul de ieșire se confecționează folosind tole de transformator de tip E + I.

Miezul magnetic are o secțiune de 6 cm<sup>2</sup>, iar întrefierul circuitului magnetic este de 0,15 mm. Schema de bobinaj și realizarea conexiunilor sunt prezentate în **figura 2.3**.

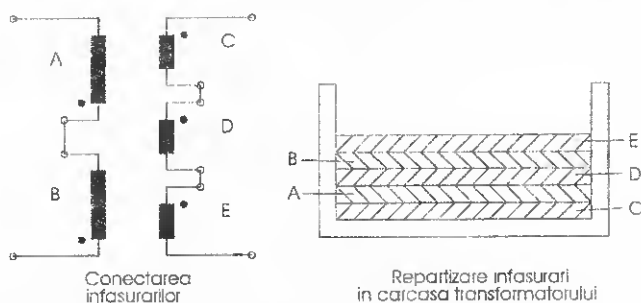


Figura 2.3

Înfășurările A și B au câte 1850 de spire din conductor CuEm cu diametrul 0,15 mm, iar în înfășurările C, D, E, câte 25 de spire din conductor CuEm cu diametrul 0,55 mm. Înfășurările se bobinează pe carcasa transformatorului de ieșire în ordinea precizată în figură (A – B – C – D – E), iar izolația dintre înfășurări va fi foarte bună, datorită valorii ridicate a tensiunii de lucru a montajului ( $U_A = 250$  V).

Un montaj cu performanțe asemănătoare, de aceeași putere (3 W), este prezentat în figura 2.4.

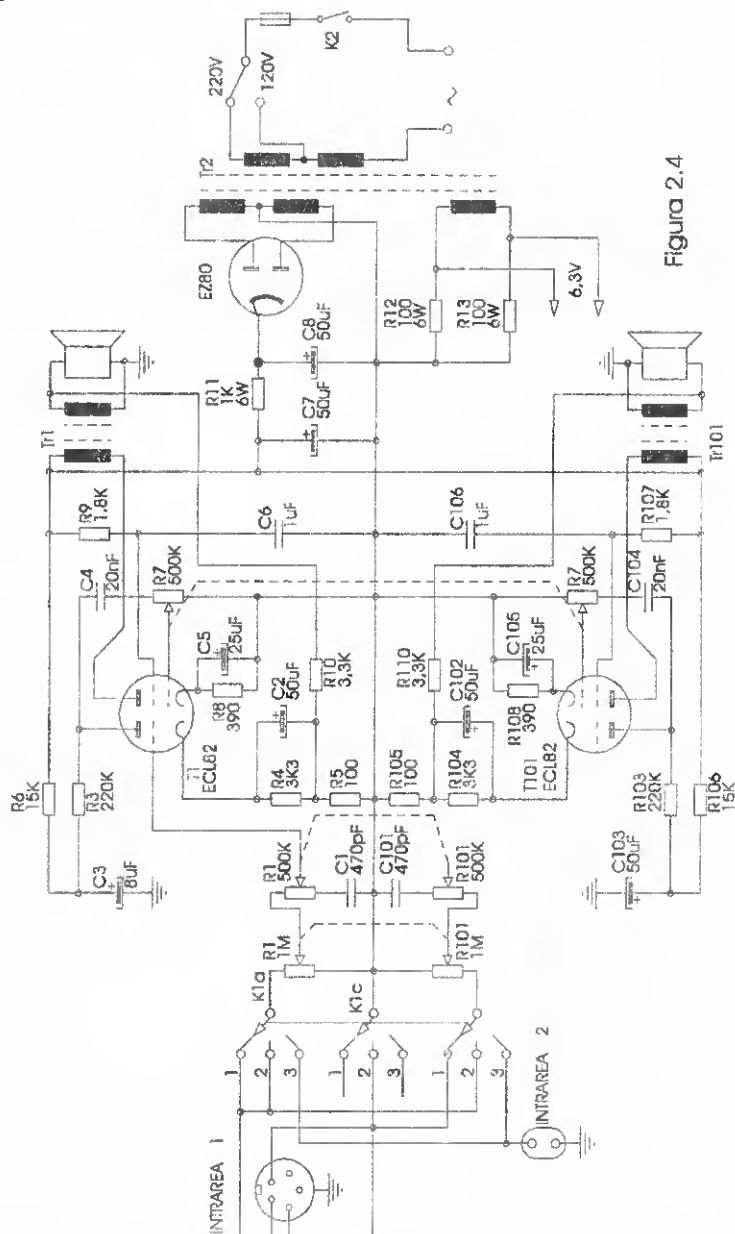


Figura 2.4

Se observă că este vorba de un amplificator stereofonic cu două secțiuni identice, care folosește tubul electronic ECL 82. De această dată amplificatorul este format dintr-un etaj amplificator de tensiune, realizat cu partea triodă a tubului electronic, iar etajul final folosește partea pentodă a aceluiași tub. Reglajul de nivel se realizează cu ajutorul potențiometrelor  $R_1$  și  $R_{101}$ , iar corecția de ton cu potențiometrele  $R_2$  și  $R_{102}$ . Negativarea triodei se realizează de către grupul de rezistențe înseriate  $R_4$ ,  $R_5$ , iar negativarea pentodei de rezistența  $R_6$ . Reglajul balans se realizează folosind potențiometrele  $R_7$  și  $R_7'$  (cuplate pe același ax, dar montate „în opoziție” în cadrul schemei electrice). Cele două transformatoare de ieșire sunt similare cu cel prezentat anterior. Se mai observă bucla de reacție negativă globală, realizată de rezistența  $R_{10}$ , amplasată între ieșirea montajului și divizorul de tensiune  $R_4$ ,  $R_5$  din catodul triodei.

Alimentarea montajului se realizează folosind un transformator de rețea care furnizează:

- tensiunea de 6,3 V / 1,5 A pentru filamente;
- 2 x 235 V / 300 mA pentru tensiunea anodică.

În locul dublei diode redresoare EZ 80 se pot folosi două diode semiconductoare 1N4007, amplasate corespunzător (să livreze tensiune pozitivă).

#### A.A.F. de 4 W

O dată cu creșterea puterii livrate de către amplificatorul audio cu tuburi electronice, va crește în mod sigur și complexitatea montajului.

Amplificatorul de 4 W a cărui schemă electrică este prezentată în **figura 2.5**. detine următoarele performanțe:

$P = 4 \text{ W};$	$S/N \geq 65 \text{ dB};$
$Z_i = 500 \text{ k}\Omega;$	$\Delta f = 40 \text{ Hz} \div 18 \text{ kHz};$
$Z_o = 4 \text{ }\Omega;$	$\text{THD} \leq 1,5\%;$
$U_i = 200 \text{ mV};$	$\text{TID} \leq 0,4\%.$

Se observă că semnalul de intrare este preluat de potențiometrul  $R_1$  și, prin intermediul rezistenței  $R_2$ , aplicat pe grila 1 a tubului electronic  $T_1$ . Acesta îndeplinește rolul etajului de intrare, fiind totodată și amplificator de tensiune. Polarizarea grilei 2 a tubului  $T_1$  este asigurată de grupul  $R_3$ ,  $C_2$ . Semnalul audio amplificat este preluat din anodul tubului  $T_1$  prin intermediul condensatorului  $C_3$  și aplicat pe grila 1 a tubului electronic  $T_2$ . Acesta îndeplinește rolul etajului final, fiind de fapt amplificatorul de putere al montajului. Sarcina tubului  $T_2$  o constituie înfășurarea primară a transformatorului de ieșire  $TR_1$ . Bucla de reacție negativă globală este realizată cu ajutorul grupului  $C_5$ ,  $R_6$ , conectat între înfășurarea secundară a transformatorului  $TR_1$  și catodul tubului electronic  $T_1$ . Alimentarea cu energie electrică a montajului este asigurată de transformatorul de rețea  $Tr_2$ , care furnizează tensiunea alternativă destinată încălzirii filamentelor tuburilor electronice și totodată furnizează tensiunea înaltă ce urmează a fi redresată de  $T_3$  – dublă diodă. Pentru un filtraj eficient al tensiunii continue s-a prevăzut filtrul  $\Pi$  format din grupul  $C_7$ – $L_8$ – $C_8$ .

Un montaj cu performanțe asemănătoare este prezentat în **figura 2.6**. De această dată se folosește, pentru îndeplinirea funcțiilor tuburilor electronice din montajul precedent, o triodă – pentodă de tip ECL 86. În vederea ușurării abordării construcției s-a prezentat varianta stereo a montajului. Potențiometrele  $P_1$  și  $P_3$  se utilizează la reglajul amplificării celor două canale informaționale L și R, iar potențiometrul  $P_2$



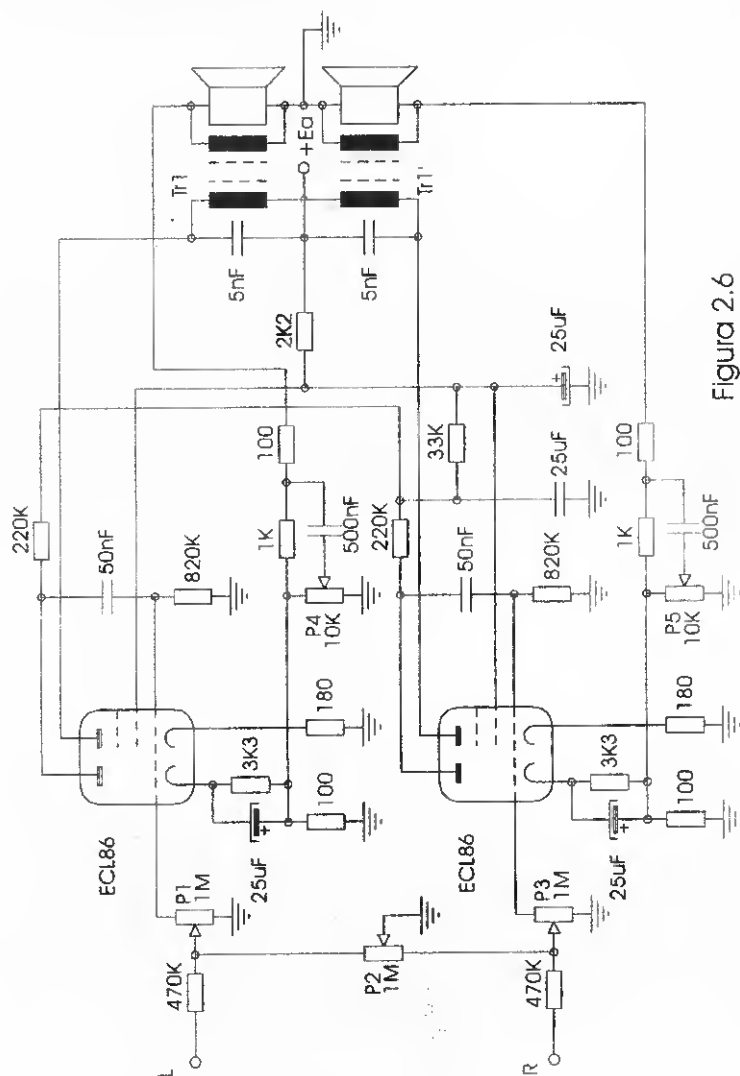


Figura 2.6

## A.A.F. de 6 W

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în **figura 2.7**. El deține următoarele performanțe:

$P = 6 \text{ W};$   
 $Z_i = 1 \text{ M}\Omega;$   
 $Z_o = 4 \Omega;$   
 $U_i = 250 \text{ mV};$

$\Delta f = 30 \text{ Hz} + 20 \text{ kHz};$   
 $S/N \geq 65 \text{ dB};$   
 $\text{THD} \leq 1\%;$   
 $\text{TID} \leq 0,4\%.$





Corecție ton:

Frecvențe joase  $A = \pm 10 \text{ dB}/100 \text{ Hz}$

Frecvențe înalte  $A = \pm 12 \text{ dB}/10 \text{ kHz}$

Se observă că de această dată amplificatorul folosește trei tuburi electronice, tubul  $T_1$  care reprezintă o dublă triodă și tubul  $T_2$  – pentoda folosită în etajul final.

Componentele active care includ cele două triode proprii tubului  $T_1$  sunt folosite ca amplificatoare de tensiune. Rețeaua de corecție Baxandall este amplasată între ieșirea primei triode – anod și intrarea celei de-a doua – grila 1. Din anodul celei de-a doua triode, semnalul de intrare, care a fost amplificat și corectat ca ton de rețeaua Baxandall, este aplicat etajului final care conține tubul electronic  $T_2$  (pe grila 1 a acestuia). Se observă că față de cazurile prezentate anterior, transformatorul din etajul final are o structură mai deosebită.

În vederea liniarității caracteristicilor de transfer ale pentodei  $T_2$ , grila a doua este alimentată de la înfășurarea primară a transformatorului  $Tr$  prin intermediul unei prize. Ea este realizată la circa 350 de spire dinspre capătul de alimentare cu tensiune înaltă a înfășurării primare a transformatorului  $T_1$  (în rest, are aceleași date ca cel prezentat anterior). Această configurație a montajului implică funcționarea tubului  $T_2$  într-un regim de lucru intermediar între pentodă și triodă.

Rezultatul este scăderea coeficientului THD datorită tensiunii de reacție negative care se aplică grilei 2 a tubului electronic  $T_2$ . Ca rezultat final, tubul electronic  $T_2$  lucrează de această dată în regimul de funcționare a etajului final supraliniar, cu un procent redus de distorsiuni și cu o liniaritate îmbunătățită a caracteristicilor de transfer tensiune-curent.

Se mai observă că impedanța de sarcină a etajului final este formată din două difuzoare,  $D_1$  și  $D_2$ . Difuzorul  $D_2$  este specializat în redarea semnalelor audio de frecvență medie-înaltă. În acest fel spectrul auditiv de frecvență al semnalelor audio redare sonor este mult îmbunătățit.

### A.A.F. de 8 W

Toate amplificatoarele cu tuburi electronice prezentate până acum se încadrează în tipul celor cu funcționare în clasa A a etajului final.

O creștere a puterii utile nu este posibilă folosind această configurație de montaj, deoarece pierderile de putere disipată devin prea mari, iar montajul devine total neeconomic. Iată de ce pentru un amplificator cu tuburi electronice capabil de a livra o putere mai mare se folosesc configurațiile în clasa B sau AB ale etajului final, care oferă un randament energetic mult mai bun (vezi considerentele prezentate la capitolul 1).

În figura 2.8. este prezentată schema electrică a unui amplificator audio cu tuburi electronice, care deține următoarele performanțe:

$$P_N = 8 \text{ W};$$

$$Z_i = 500 \text{ k}\Omega;$$

$$Z_o = 4 \text{ }\Omega;$$

$$U_i = 250 \text{ mV};$$

$$\Delta f = 30 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz};$$

$$S/N \geq 65 \text{ dB};$$

$$\text{THD} \leq 1,5\%;$$

$$\text{TID} \leq 0,4\%.$$

Analizând schema electrică a amplificatorului, se observă că semnalul audio se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului  $C_1$  la grila 1 a tubului electronic  $T_1$ . Acesta realizează amplificarea în tensiune a semnalului audio inițial. Semnalul amplificat este preluat din anodul tubului  $T_1$  prin intermediul condensatorului

$C_3$  și aplicat etajului final al amplificatorului. Acest gen de etaj final cu tuburi electronice este de tipul celor „cu grila la masă”. Se observă că semnalul audio amplificat este aplicat simultan pe grila 1 a tubului  $T_2$  prin intermediul rezistenței  $R_4$ , și la masa montajului prin intermediul rezistenței  $R_5$  (sarcina tubului  $T_1$ ). Dar grila 1 a tubului electronic  $T_3$  este conectată la masa montajului, prin intermediul rezistenței  $R_7$ , iar catodii celor două tuburi electronice  $T_2$  și  $T_3$  sunt conectați împreună galvanic la masa montajului, prin intermediul rezistenței  $R_6$ .

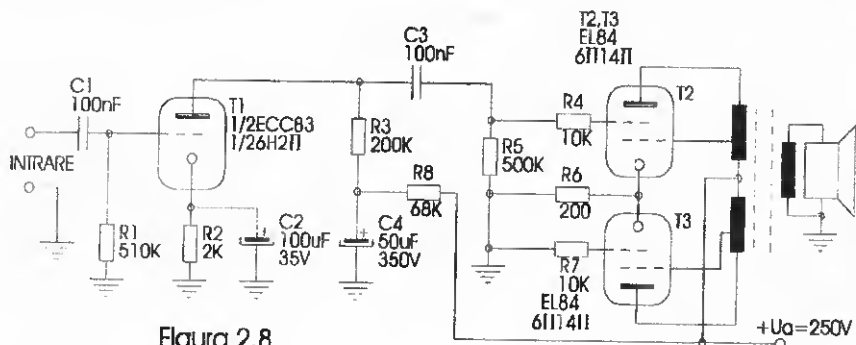


Figura 2.8

Este cunoscut faptul că pentru funcționarea normală a unui etaj final, pe grilele celor două tuburi electronice finale trebuie să fie aplicate „în contratimp” două semnale electrice având aceeași amplitudine, frecvență și formă de undă, dar situate unul față de celălalt în opoziție de fază (defazate cu  $180^\circ$ ). Rolul etajului inversor de fază al semnalului audio amplificat de tubul  $T_1$  este îndeplinit în cadrul acestui montaj chiar de către etajul final. Datorită faptului că rezistența  $R_6$  este comună aflată în aceeași fază cu tensiunea aplicată pe grila 1 a tubului electronic  $T_2$ . Această tensiune este aplicată simultan între grila 1 și catodul tubului electronic  $T_3$ . Dar să nu uităm că grila 1 a tubului electronic  $T_3$  este conectată la masa montajului, prin intermediul rezistenței  $R_7$ . Datorită acestui fapt, tensiunea dintre grila 1 și catodul tubului  $T_2$  va fi aceeași ca valoare și formă de undă cu cea dintre grila 1 și catodul tubului  $T_3$ , dar în opoziție de fază cu aceasta, fapt urmărit inițial.

Pentru buna funcționare a acestui tip de etaj final mai este însă necesar un lucru deosebit de important. Cele două tuburi electronice finale  $T_2$  și  $T_3$  trebuie să fie identice, adică să prezinte aceeași emisie electronică ce privește încălzirea catodilor, și mai ales să aibă aceleași caracteristici de funcționare  $I_A = f(U_g)$ , unde  $I_A$  = curentul anod – catod iar  $U_g$  = tensiunea de grilă. În caz contrar, etajul final introduce în timpul amplificării distorsiuni THD și TID apreciabile (nu mai sunt amplificate la fel cele două semialternanțe ale semnalului inițial, și de aici provine distorsionarea puternică a semnalului audio amplificat în putere – tensiune și curent). Ținând seama de acest lucru, în cazul abordării acestui tip de montaj, cele două tuburi electronice finale  $T_2$  și  $T_3$  se verifică obligatoriu la catometru, pentru a se constata identitatea lor. Desigur că transformatorul de ieșire al etajului final în clasa B sau AB prezintă o construcție diferită față de cele destinate clasei A de funcționare. În figura 2.9. este prezentată schema de bobinaj a transformatorului și modul de repartizare a înfășurărilor în secțiunea carcusei bobinate a acestuia. Această configurație este absolut necesară pentru obținerea unui cuplaj cât mai „strâns”

Într-o bobinajele înfășurării primare și secundare a transformatorului, prin această procedură asigurându-se o valoare maximă a fluxului magnetic util, o valoare minimă a fluxului magnetic de dispersie și un procent minim de pierderi în miezul magnetic al transformatorului. Acesta se confecționează din tole de tablă silicoasă de profil E și I. Secțiunea centrală a miezului magnetic este de  $8 \text{ cm}^2$ .

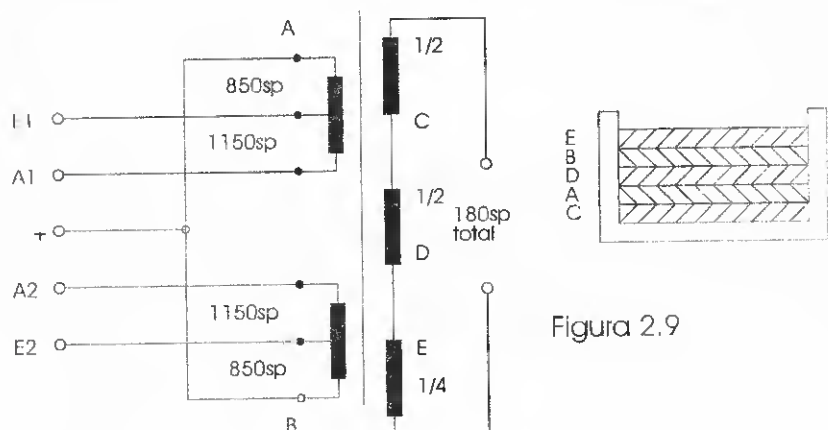


Figura 2.9

Fiecare înfășurare primară are câte  $850 + 1150$  de spire din conductor de CuEm gros de  $0,2 \text{ mm}$ , iar înfășurarea secundară  $180$  de spire din conductor CuEm  $\varnothing 1 \text{ mm}$ . Dar atenție: cele două înfășurări primare trebuie să fie obligatoriu în opoziție de fază. Din acest motiv bobinajul se execută în felul următor:

- se bobinează înfășurarea C ( $45$  de spire);
- se bobinează înfășurarea A ( $850$  de spire +  $1150$  de spire);
- se bobinează înfășurarea D ( $90$  spire);
- se scoate carcasa bobinei de pe dornul de bobinaj și se inversează sensul bobinajului (se inversează carcasa);
- se bobinează înfășurarea B ( $1150$  de spire +  $850$  de spire);
- se scoate din nou carcasa bobinată și se inversează sensul bobinajului;
- se bobinează înfășurarea E ( $45$  de spire).

Este de preferat a se marca începutul și sfârșitul fiecărei bobine, pentru a nu conecta din greșală două înfășurări în opoziție (mai ales din înfășurarea secundară). Pentru fiecare început și sfârșit de bobină este indicat să se folosească conductoare izolate cu izolație de culori diferite, sau să se marcheze folosind o bucăciță de hârtie inscripționată corespunzător, lipită cu scotch.

După realizarea bobinării carcasei, aceasta se impregnează obligatoriu folosind un lac electroizolant.

Deoarece transformatorul funcționează cu tensiuni mari ( $250 - 285 \text{ V}$ ), obligatoriu între secțiunile bobinajului se amplasează o izolație corespunzătoare (hostafan, triafol, melinex, pânză uleiată etc).

Miezul magnetic al transformatorului se realizează întretesut (fără întrefier) dispunând alternativ E-urile și I-urile acestuia. După întolarea transformatorului se impregnează a doua oară folosind lac electroizolant. De modul de execuție al transformatorului de ieșire și respectarea indicațiilor de construcție precizate anterior depind fundamental performanțele amplificatorului ce urmează a fi realizat.





grilele 1 ale tuburilor electronice  $T_2$  și  $T_3$ , care sunt amplificate în montaj ca triode, iar  $R_{12}$  este dimensionată pentru acest regim de lucru. Bucla de reacție negativă ce reglementează amplificarea generală a montajului este formată din grupul  $R_{13}C_6$ , conectat între ieșirea transformatorului de ieșire  $TR_E$  și catodul primei triode a tubului electronic  $T_1$ .

Pentru buna funcționare a montajului, este necesar să fie îndeplinite egalitățile  $R_5 = R_7$ ,  $R_8 = R_9$ ,  $R_{10} = R_{11}$ , iar cele două tuburi  $T_2$  și  $T_3$  să prezinte parametri identici. Un amplificator cu performanțe asemănătoare este prezentat în figura 2.12.

Se observă că el este dotat cu posibilitatea reglajului fiziologic de volum (potențiometrul  $R_4$  și componentele aferente). Prima triodă a tubului electronic de tip  $T_1$  lucrează ca amplificator de tensiune a semnalului audio inițial. Urmează o rețea corectoare de ton, de tip Baxandall, iar semnalul audio corectat este ulterior amplificat de cea de a doua triodă a tubului electronic  $T_1$ . Urmează etajul defazor, realizat cu ajutorul tubului electronic  $T_2$  și al componentelor aferente, care funcționează ca la amplificatorul prezentat anterior. Etajul final deține o alură mai deosebită. El este de tipul etajelor finale supraliniare, asigurând, datorită concepției și configurației sale, un procent foarte mic de distorsiuni în momentul livrării puterii nominale ( $THD < 0,8\%$ ).

Bucla de reacție negativă formată din grupuri RC, amplasată între ieșirea transformatorului de ieșire  $TR_E$  și catodul celei de-a doua triode a tubului electronic  $T_1$ , a fost dimensionată în vederea unei funcționări optime a amplificatorului, atât în regimul normal de funcționare, cât și la apariția regimurilor tranzitorii. Se mai remarcă prezența celor două condensatoare de 500 pF, amplasate între anozii tuburilor electronice  $T_3$  și  $T_4$  și masă. Ele au fost prevăzute în scopul măririi stabilității în funcționare a etajului final, evitându-se prin acest amplasament orice tendință de oscilație în timpul diverselor regimuri de funcționare.

### A.A.F. de 12 W

Schema electrică a amplificatorului de 12 W este prezentată în figura 2.13. El deține următoarele performanțe:

$P = 12 \text{ W};$	$\Delta f = 20 \text{ Hz} - 40 \text{ kHz};$
$Z_i = 500 \text{ k}\Omega;$	$S/N > 65 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \Omega;$	$THD < 0,8\%;$
$U_i = 200 \text{ mV};$	$TID < 0,2\%;$
	$SR = 12 \text{ V}/\mu\text{s}.$

Analizând schema electrică a acestui amplificator, față de cele prezentate anterior se remarcă realizarea mai deosebită a etajului defazor. De această dată defazarea semnalului audio amplificat de tubul electronic  $T_1$  se face cu ajutorul a două tuburi electronice identice, de tip triodă, incluse în dubla triodă  $T_2$ . Cele două triode au catodii conectați galvanic la masă prin intermediul rezistenței  $R_{10}$ . Grila 1 a primei triode din tubul  $T_2$  preia direct semnalul electric amplificat de tubul  $T_1$ , iar grila 1 a celei de-a doua triode este conectată la masa montajului, din punctul de vedere al semnalului alternativ audio, prin intermediul condensatorului  $C_5$ . Datorită acestei configurații a montajului, tensiunea de pe grila 1 a primei triode, față de catodul acesteia, este în opoziție de fază cu tensiunea de pe grila 1 a celei de-a doua triode față de catodul ei. Avem din nou de-a face cu o defazare de tipul „cu grila la masă”, numai că acum ea nu se mai face în etajul final (principiul fiind același).



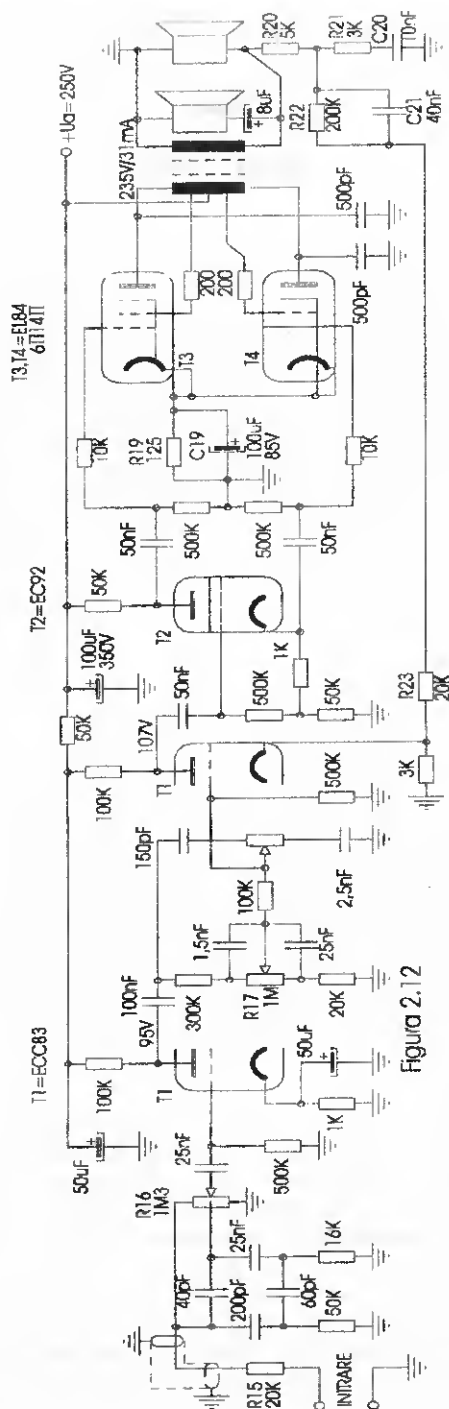


Figura 2.12



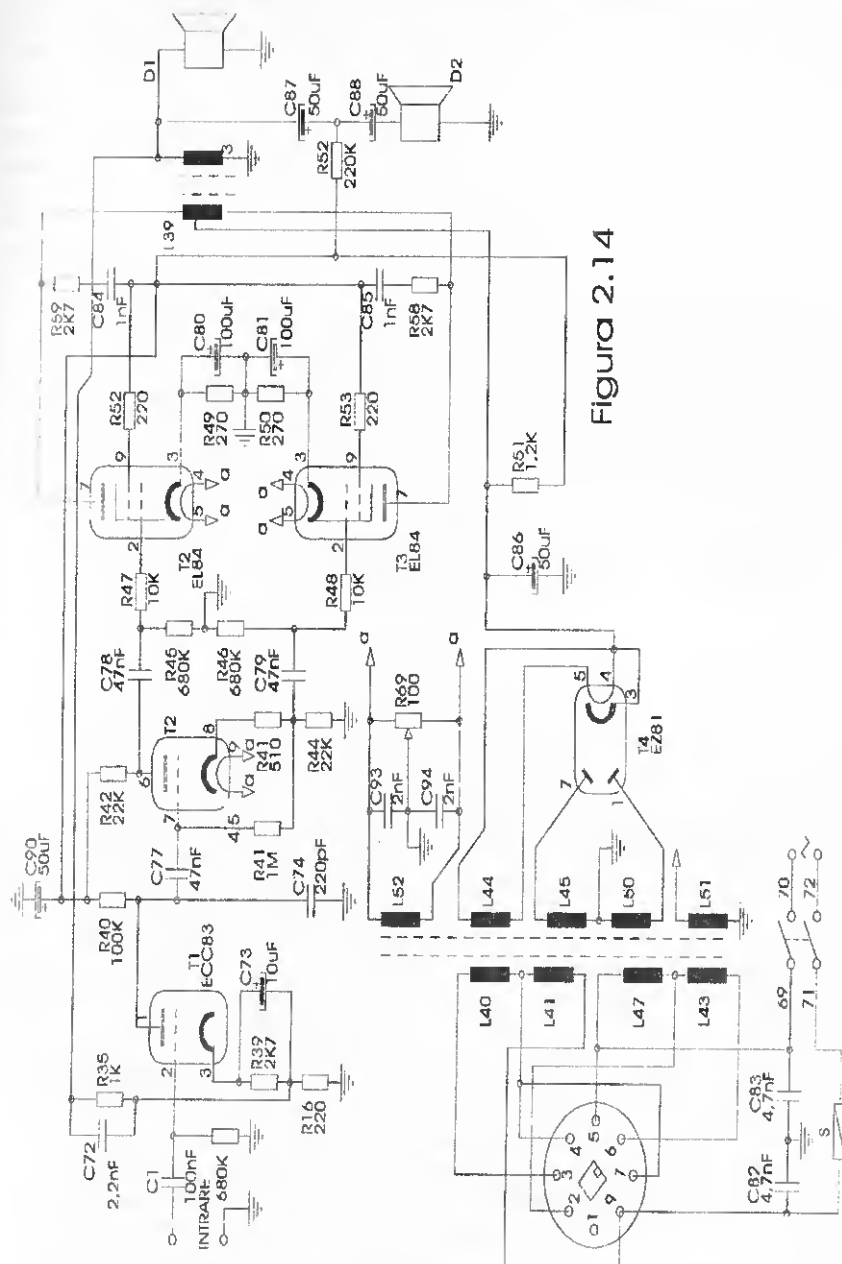


Figura 2.14

Deși nu se lucrează în regimul ultralinier al etajului final, componentele și configurația schemei electrice oferă acestui amplificator performanțe foarte bune. Banda de trecere este de 30 Hz+20 kHz, iar THD < 1%, în rest performanțele electrice fiind identice cu cele ale amplificatorului prezentat în figura 2.13.

Se remarcă posibilitatea intercalării unui grup suplimentar de difuzoare ( $D_2$ ) prin intermediul condensatoarelor electrolitice polarizate optim în curent continuu, cu o tensiune de negativare preluată din catodul tubului electronic  $T_2$ . În vederea micșorării la minim a brumului de rețea, s-a prevăzut potențiometrul de  $100 \Omega$  amplasat pe bornele de alimentare cu tensiune a filamentelor tuburilor electronice, iar cursorul acestuia este conectat la masă. După realizarea practică a amplificatorului (pe cablaj imprimat, șasiu de tablă etc.) se stabilește poziția cursorului potențiometrului astfel încât brumul să fie practic inexistent. Alimentarea cu energie electrică de la rețeaua de curent alternativ implică prezența transformatorului de rețea, urmat de un redresor de tip dublă alternanță cu priza mediană, la care elementele active sunt constituite din cele două diode ale tubului electronic  $T_4$ .

### A.A.F. DE 25 W

Amplificatorul a cărui schemă electrică este prezentată în **figura 2.15**, deține următoarele performanțe:

$$P_n = 25 \text{ W (18 W);}$$

$$Z_i = 1 \text{ M}\Omega;$$

$$Z_o = 4 \Omega (8 \Omega);$$

$$U_i = 250 \text{ mV;}$$

$$\Delta f = 18 \text{ Hz} - 25 \text{ kHz;}$$

$$S/N > 80 \text{ dB;}$$

$$SR = 25 \text{ V}/\mu\text{s.}$$

$$THD < 0,07\%;$$

$$TID < 0,02\%;$$

$$\text{Reglaj: } 100 \text{ Hz} \rightarrow \pm 15 \text{ dB}$$

$$\text{ton } 10 \text{ kHz} \rightarrow \pm 14 \text{ dB}$$

Performanțele deosebite ale acestui amplificator cu tuburi electronice, care îl încadrează cu ușurință în clasa HI-FI, au rezultat prin alegerea unei configurații deosebite a schemei electrice. Semnalul de intrare audio se aplică inițial potențiometrului  $R_2$ , prevăzut în montaj pentru realizarea reglajului de volum fiziologic al nivelului. De la cursorul potențiometrului  $R_2$ , prin intermediul condensatorului  $C_3$ , semnalul audio se aplică pe grila 1 a tubului electronic  $T_1$ , prevăzut în montaj ca amplificator de tensiune. Din anodul tubului electronic  $T_1$ , semnalul audio amplificat este aplicat unei rețele de tip Baxandall, care efectuează corecția de ton dorită în banda frecvențelor joase sau înalte. De la rețeaua corectoare de ton, prin intermediul condensatorului  $C_{11}$ , semnalul audio corectat se aplică pe grila 1 a primei triode a tubului electronic  $T_2$  de tip dublă triodă. El realizează defazarea semnalului audio defazor de tipul „cu grila la masă”, care urmează a fi amplificat de tuburile electronice  $T_3$  și  $T_4$ . Se observă că acestea reprezintă două duble triode, amplasate într-o configurație de amplificator diferențial de tip punte, astfel încât amplificarea celor două semnale audio defazate să fie efectuată identic și totodată aproape fără distorsiuni. Acest considerent se obține și din polarizarea adecvată în curent continuu a celor două duble triode  $T_2$  și  $T_3$ , alături de cuplajul galvanic anod-grilă, pe cele două trasee de amplificare în curent alternativ, al celor două semnale audio identice, dar defazate cu  $180^\circ$ . Egalarea nivelului celor două semnale defazate se efectuează acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{22}$ . Prin acest reglaj se realizează de fapt egalitatea dintre curenții catodici ai celor două triode conținute de tubul electronic  $T_2$ . Diferența de potențial de 5 V dintre grilele și catodii tuburilor  $T_3$  și  $T_4$  ( $U_{\text{anod } T_3} = 100 \text{ V}$ ,  $U_{\text{grilă } T_4} = 105 \text{ V}$ ), necesară polarizării optime a dublei triode din tubul  $T_4$ , se obține modificând (dacă este necesar) în limitele de  $\pm 10\%$  valoarea rezistenței  $R_{32}$  ( $R_{32} = 75 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ ). Condensatoarele  $C_{15}$  și  $C_{16}$  reprezintă reacții

negative care mențin stabilitatea în funcționare a amplificatorului diferențial punte, format cu ajutorul tuburilor electronice  $T_3$  și  $T_4$ .

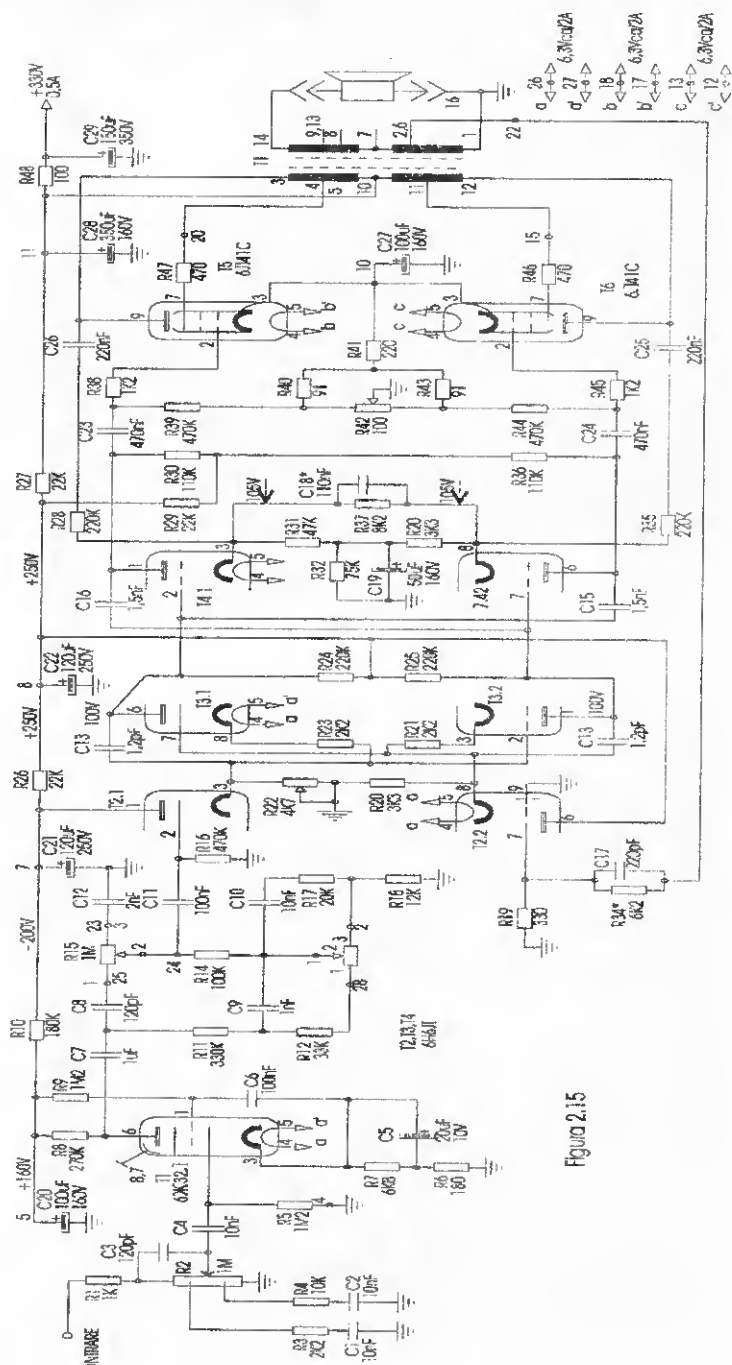


Figura 2.15

Din anozii dublei triode conținute de tubul electronic  $T_1$ , prin intermediul condensatoarelor  $C_{23}$  și  $C_{24}$ , cele două semnale audio alternative defazate cu  $180^\circ$  și amplificate în tensiune se aplică etajului final, care conține tuburile electronice  $T_5$  și  $T_6$  (la grilele acestora, prin intermediul rezistențelor  $R_{38}$  și  $R_{45}$ ). Etajul final este de tip ultralinier. În vederea obținerii unei identități în privința caracteristicilor dinamice de funcționare ale celor două tuburi electronice  $T_5$  și  $T_6$  ( $I_A = f(U_g)$ ) s-a prevăzut reglajul curenților catodici ai acestora, care se face prin acționarea potențiometrului semireglabil  $R_{42}$ . Buclele de reacție negativă locală  $R_{26}C_{26}$  și  $R_{35}C_{25}$  linarizează caracteristicile de transfer ale etajului final, reducând practic la minim procentul de distorsiuni THD și TID al amplificatorului. Transformatorul de ieșire se realizează folosind tole E+I miez magnetic al bobinei având o secțiune de  $10 \text{ cm}^2$ . Înfășurarea primară conține  $600 + 800$  de spire de  $\text{CuEm } \varnothing 0,2 \text{ mm}$  pe fiecare ramură destinată alimentării anodice ( $5-4 = 600$ ,  $4-3 = 800$  etc.), iar înfășurarea secundară  $15+15+15$  spire din conductor  $\text{CuEm } \varnothing 1 \text{ mm}$ . Realizarea practică se face conform procedurii pentru transformatorul destinat etajului final ultralinier (vezi desenul din figura 2.9.) În figura 2.16. este prezentată o variantă de cablaj imprimat pentru acest tip de amplificator. Este indicat a se folosi numai piese de bună calitate, în vederea obținerii performanțelor electrice estimate inițial. Condensatorul  $C_{47}$ , care face parte din bucla de reacție negativă globală  $R_{34}C_{17}$ , se alege prin câteva încercări, valoarea lui fiind stabilită experimental (folosind generatorul GAF, osciloscopul și ulterior tone-burst generator pentru testarea dinamică – vezi cap. 1). Reglajul amplificării montajului se poate face modificând în limite de  $\pm 10\%$  valoarea rezistenței  $R_{34}$ . Deși montajul pare inițial destul de complex, o dată realizat și reglat va confirma pe deplin cerințele celui mai pretențios constructor amator de audiții HI-FI.

### A.A.F. de 30 W

Deși consumul energetic este destul de mare pentru un amplificator cu tuburi electronice capabil să livreze o putere nominală de 30 W (a nu se uita, mai ales la varianta stereo, puterea disipață, puterea necesară încălzirii filamentelor tuburilor electronice etc.) considerăm utilă prezentarea unei scheme electrice de acest tip – figura 2.17.

Amplificatorul deține următoarele performanțe:

$P_n = 30 \text{ W};$	$\Delta f = 18 \text{ Hz} - 22 \text{ kHz}$ ( $A = 0,5 \text{ dB}$ );
$Z_i = 1 \text{ M}\Omega;$	$S/N = 85 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \Omega;$	$SR = 25 \text{ V}/\mu\text{s};$
$U_i = 450 \text{ mV};$	$\text{THD} < 0,4\%;$
	$\text{TID} < 0,08\%;$

Analizând schema electrică prezentată în figura 2.17. se observă că semnalul de intrare audio se aplică pe grila 1 a triodei conținute de tubul electronic  $T_1$  (dublă triodă) prin intermediul rezistenței  $R_1$  (a se avea grijă la cuplajul în curent alternativ de la etajul corector de ton care precede amplificatorul de putere, printr-un condensator de  $1 \mu\text{F}/250 \text{ V}$  neelectrolitic). Dubla triodă aflată în componența tubului electronic  $T_1$  realizează inițial defazarea semnalului audio – defazor de tipul cu grila la masă, analizat anterior. Semnalul audio amplificat, dar defazat cu  $180^\circ$  de cele două triode aflate în componența tubului electronic  $T_1$  se aplică galvanic, prin intermediul rezistențelor  $R_8$  și  $R_9$ , pe grilele 1 ale dublei triode aflate în componența tubului electronic  $T_2$ . Din anozii acestora, prin intermediul condensatoarelor  $C_2$  și  $C_3$ , semnalele audio identice amplificate, dar defazate cu  $180^\circ$ , se aplică etajului final (pe grilele 1 ale tuburilor electronice  $T_3$  și  $T_4$ ).



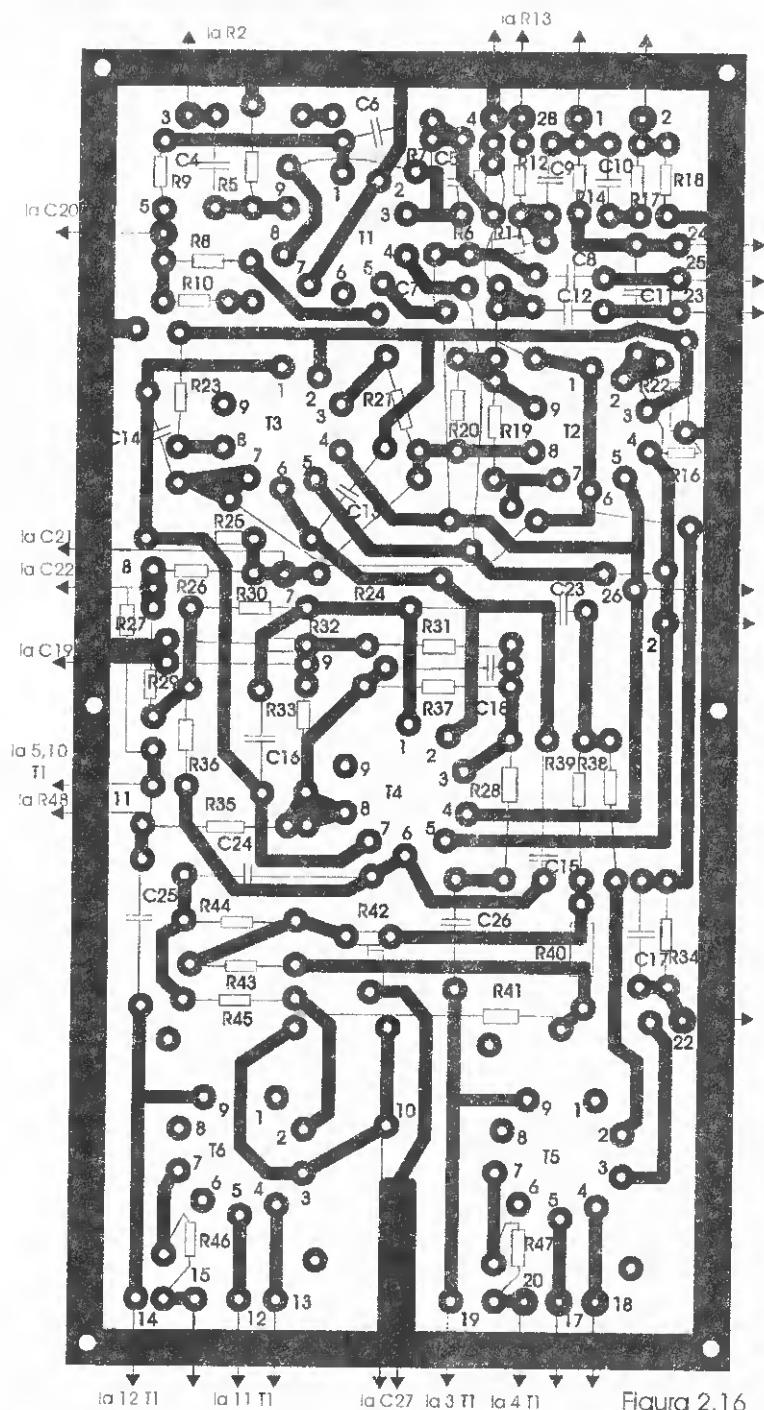


Figura 2.16

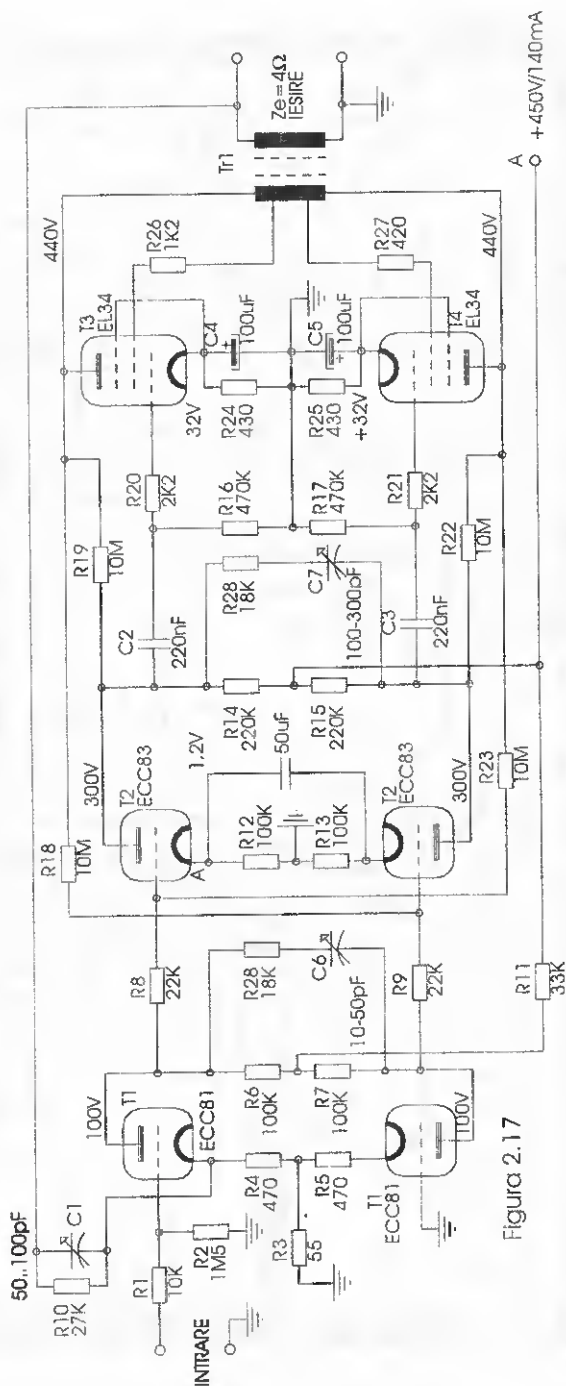


Figura 2.17

Etajul final este de tip ultralinier, configurație care asigură o amplificare cu distorsiuni THD și TID minime. Rezistențele  $R_{10}$  și  $R_{11}$  reprezintă în montaj reacții negative locale, care contribuie la liniarizarea caracteristicilor de transfer tensiune-curent necesare bunei funcționări a etajului final. Bucla de reacție negativă globală, care definește amplificarea montajului, este constituită din grupul  $R_{10}C_1R_4$  ( $A = 1 + R_{10}/R_4$ ). Condensatorul trimer  $C_1$  a fost prevăzut în vederea limitării amplificării în domeniul frecvențelor ultrasonore, realizând concomitent și o reacție negativă foarte puternică în acest domeniu, urmarea fiind creșterea stabilității în funcționare a amplificatorului și totodată prevenirea din start a oricărei tendințe de autooscilație. Din același considerent a fost prevăzut și grupul  $R_{28}C_9$ , care asigură în plus defazajul corect ( $180^\circ$ ) al celor două semnale audio amplificate de dubla triodă  $T_1$  în zona frecvențelor înalte. Se menționează că, pentru diminuarea distorsiunilor neliniare de tip TID, care pot apărea în regimurile tranzitorii de funcționare a amplificatorului, amplificarea globală a montajului a fost stabilită la valoarea  $A = 40$  dB. Desigur că pentru acest montaj, transformatorul de ieșire  $TR_E$  necesită o construcție deosebit de îngrijită, pentru confirmarea performanțelor montajului estimate inițial. În primul rând, inductanța parazitară (de scăpări) a transformatorului de ieșire trebuie să fie mai mică de 14 mH ( $L_s < 14$  mH). Acest fapt presupune un „cuplaj” deosebit de bun între înfășurările primare și secundare ale transformatorului, astfel încât fluxul magnetic de dispersie (de scăpări) să fie redus la minim. În vederea realizării acestui obiectiv, se propune o construcție practică a transformatorului de ieșire, prezentată în **figura 2.18**. Transformatorul de ieșire este realizat cu tole E-16, iar grosimea pachetului de tole este de 6 cm. Înfășurările primare  $P_1$  și  $P_3$  conțin câte 1250 de spire, cu prize după 714 spire. Înfășurările  $P_2$  și  $P_4$  conțin tot 1250 de spire, dar priza este scoasă după 536 de spire. Atenție mare la sensul de bobinaj –  $P_1$  și  $P_2$  sunt în opoziție cu  $P_3$  și  $P_4$  (vezi indicațiile de la transformatorul ultralinier descris anterior). Cele patru înfășurări  $P_1$ – $P_4$  se bobinează cu conductor CuEm  $\varnothing 0,15$  mm. Înfășurările  $S_1$  și  $S_2$  conțin câte 85 de spire din conductor CuEm  $\varnothing 0,6$  mm. Se menționează că și ele sunt în opoziție (astfel că se pot pune în serie). Amplasamentul înfășurărilor și interconectarea lor sunt precizate în **figura 2.18**. Se menționează că numărul de spire al înfășurărilor secundare  $S_1$  și  $S_2$  pentru altă impedanță de sarcină a incintei acustice se poate estima conform relației:  $n_2 = 35/Z_s$ . Deși realizarea practică a transformatorului  $TR_E$  este destul de laborioasă, respectând întocmai indicațiile constructive, lucrarea va fi dusă la bun sfârșit. Nu este permisă nici o greșeală – altminteri amplificatorul este compromis din start! Izolația dintre înfășurările primare și secundare va fi de cea mai bună calitate (triafol, preșpan-hostafan etc.).

Alimentatorul cu energie electrică al amplificatorului trebuie să fie capabil să livreze o putere de minim 140 VA (tensiune înaltă, filamente etc.). Pentru filtrajul tensiunii înalte destinate alimentării anozilor etajului final (450 V, cu un curent de circa 150 mA la livrarea puterii nominale) se recomandă amplasarea unei bobine cu miez de fier (drosel) cu parametrul  $L = 8$  mH,  $R = 14 \Omega$ . Ea este capabilă să realizeze cel mai eficient filtraj al tensiunii de alimentare a anozilor. În mod practic se folosește un filtru de tip II, la care bobina cu miez de fier  $L$  are parametrii specificați anterior, iar cele două condensatoare electrolitice de filtraj prezintă valoarea 50  $\mu F/630$  V.

Pentru realizarea practică a amplificatorului se recomandă obținerea unui cablaj imprimat corespunzător, lăsând distanța de circa 100 mm între triode și minim 200 mm între tuburile electronice  $T_3$  și  $T_4$  (și, evident, celelalte tuburi apropiate), în vederea unei răcirii eficiente a acestora. Se folosesc socluri pentru tuburi electronice realizate

din material ceramic. Nu se recomandă traseele de cablaj imprimat pentru alimentarea filamentelor (se utilizează conductoare din CuEm  $\varnothing 1$ , împletite, cu izolație de tip PE). A nu se uita prezența în montaj (nespecificată în schema electrică) a potențimetrului antibrum.

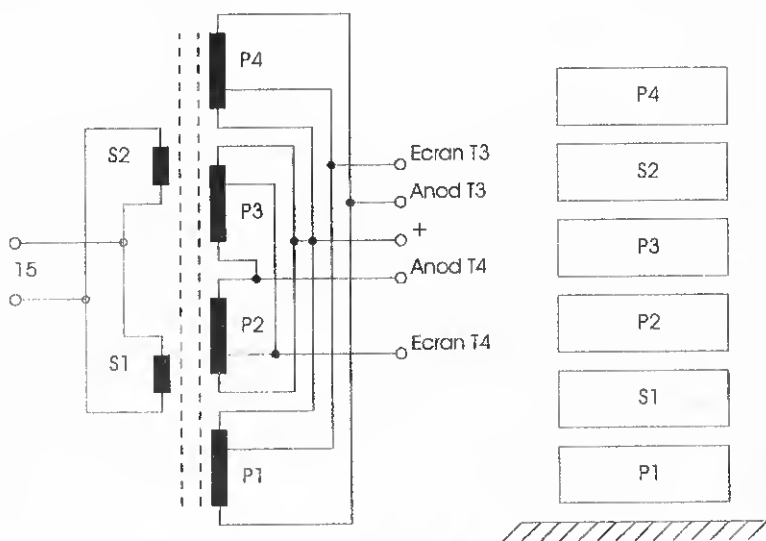


Figura 2.18

## 2.2. AMPLIFICATOARE AUDIO CU TRANZISTOARE

### A.A.F. de 5 W

Performanțele AAF de 5 W a cărei schemă electrică este prezentată în figura 2.19. sunt următoarele:

$$P = 5W;$$

$$Z_i = 85 \text{ k}\Omega;$$

$$Z_o = 4 \Omega (8\Omega);$$

$$U_i = 250 \text{ mV};$$

$$\Delta f = 40 \text{ Hz} + 18 \text{ kHz};$$

$$S/N > 70 \text{ dB};$$

$$\text{THD} < 0,2\%;$$

$$\text{TID} < 0,1\%.$$

Analizând schema electrică a acestui A.A.F., se observă că semnalul de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului  $C_2$ , etajului de intrare, care conține tranzistorul  $T_1$ . Polarizarea lui este asigurată de divizorul rezistiv format din rezistențele  $R_2, R_3$ . Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , semnalul audio amplificat este preluat și transmis galvanic în baza tranzistorului  $T_2$ . Acesta îndeplinește în cadrul montajului funcția etajului pilot. Polarizarea etajului final, realizat cu ajutorul dubleților super-G complementari  $T_4, T_6$  și  $T_5, T_7$ , este asigurată de tranzistorul  $T_3$ . Acesta, împreună cu potențimetrul semireglabil  $R_6$ , îndeplinește în cadrul montajului funcția de sursă de tensiune constantă (de tip superdiodă) destinată polarizării, în clasa de funcționare AB, a etajului final. Rezistențele  $R_{11}$  și  $R_{12}$  îndeplinesc în cadrul

montajului funcția de reacție negativă locală de curent, asigurând stabilitatea în funcționare a etajului final și totodată prevenind ambalarea lui termică în momentul livrării de lungă durată a puterii nominale.

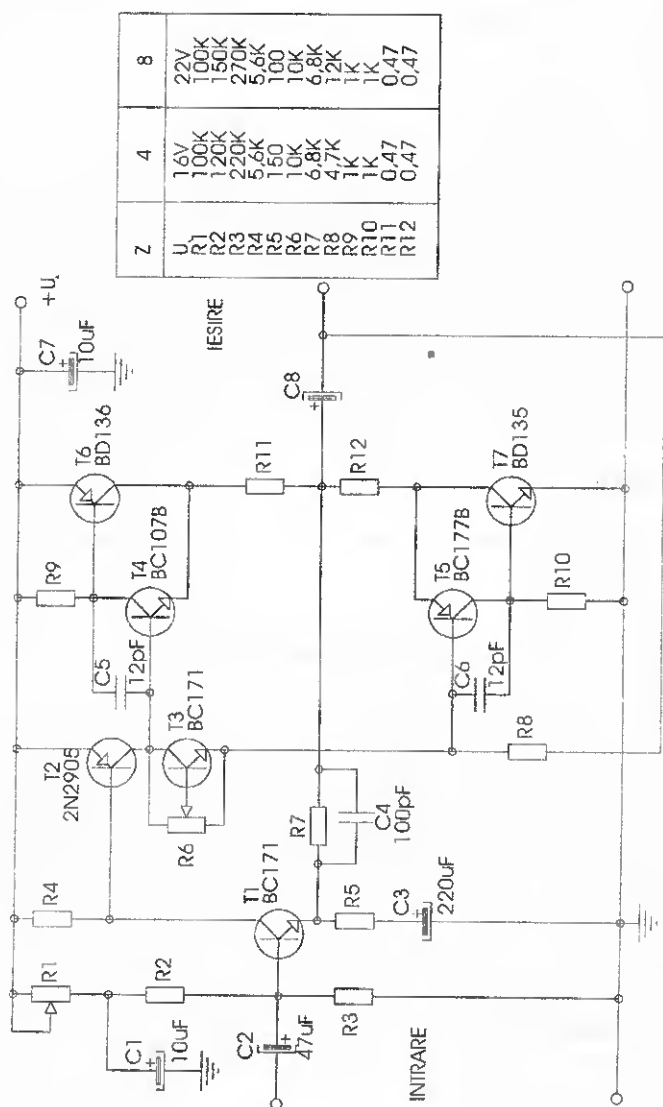


Figura 2.19

Semnalul de ieșire este transmis, prin intermediul condensatorului  $C_8$ , impedanței de sarcină constituită de difuzorul (sau grupul de difuzoare) din incinta acustică.

Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla de reacție negativă în componența căreia intră grupul  $R_7 C_4 R_5$  ( $A = 1 + R_7/R_5$ ). În vederea utilizării unei impedanțe de sarcină de  $4 \Omega$  sau  $8 \Omega$ , pentru fiecare din aceste

două situații s-au prevăzut modificările ce privesc valorile tensiunii de alimentare a montajului și a unor componente electrice pasive, astfel încât amplificatorul să livreze aceeași putere nominală de 5 W. În tabelul alăturat schemei electrice sunt prevăzute datele ce privesc funcționarea montajului în una din situațiile menționate anterior. Montajul se realizează practic pe o plăcută de sticlostratitex placat cu folie de cupru. La realizarea cablajului imprimat se păstrează toate regulile de bază ce privesc realizarea practică a unui amplificator, și anume:

- structura fizică de cuadripol a montajului;
- lipsa buclei de masă;
- trasee cât mai scurte între componente;
- traseu de masă gros de minim 2–5 mm.

După realizarea practică, montajul se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată. Reglajele se fac cu intrarea montajului pusă la masă, având ca impedanță de sarcină o rezistență de putere cu valoarea acestuia ( $4\ \Omega$  sau  $8\ \Omega$ ). Inițial, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_1$ , în punctul median M, se asigură prezența unei tensiuni având ca valoare jumătate din valoarea tensiunii de alimentare  $U/2$ .

Ulterior, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_6$  se stabilește valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 28\text{ mA}$ . După aceste reglaje se întrerupe alimentarea montajului, se înlătură strapul de la intrarea acestuia, iar amplificatorul realizat este gata de funcționare.

### A.A.F. de 10 W

Montajul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 2.20. deține următoarele performanțe:

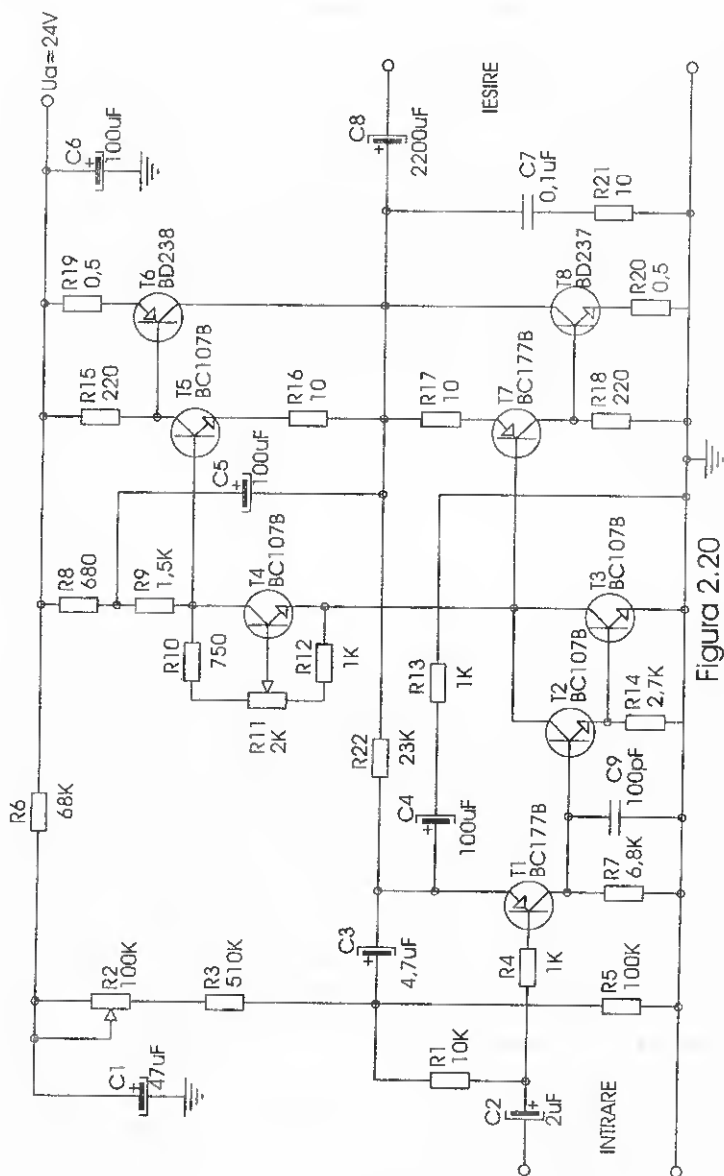
$P = 10\text{ W}$	$\Delta f = 18\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$
$Z_i = 82\text{ k}\Omega$	$S/N > 65\text{ dB}$
$Z_o = 4\ \Omega$	$\text{THD} < 0,2\%$
$U_i = 250\text{ mV}$	$\text{TID} < 0,1\%$

Semnalul audio se aplică etajului de intrare care conține tranzistorul  $T_1$ , prin intermediul condensatorului  $C_2$ . Se observă că acest etaj de intrare este relativ perfecționat, utilizându-se o conexiune de tip bootstrap în vederea mării impedanței de intrare generale a montajului. Din colectorul lui  $T_1$  semnalul se preia galvanic de către tranzistoarele  $T_2$ ,  $T_3$  care funcționează în cadrul montajului ca etaj pilot. Amplasarea tranzistoarelor  $T_2$ ,  $T_3$  într-un montaj de tip Darlington face ca etajul pilot să dețină o amplificare foarte mare, permițând în final amplificatorului funcționarea cu distorsiuni minime. Tranzistorul  $T_4$  realizează o configurație de tip superdiodă, constituind sursa de tensiune continuă necesară polarizării etajului final. În vederea optimizării funcționării etajului pilot s-a prevăzut grupul  $R_8R_9C_5$  care constituie o conexiune bootstrap. Etajul final conține tranzistoarele  $T_5$ ,  $T_6$  și  $T_7$ ,  $T_8$  amplasate într-o configurație de tip dublet super-G. Pentru a preveni apariția unor oscilații ale amplificatorului, în funcționarea la frecvențe înalte, s-a prevăzut grupul  $R_{21}C_7$ . Amplificarea generală a montajului este reglementată de grupul  $R_{22}C_4R_{13}$  ( $A = 1 + R_{22}/R_{13}$ ) care constituie reacția negativă globală. Tranzistorul  $T_4$  se amplasează fizic pe radiatorul comun al tranzistoarelor  $T_6$  și  $T_8$ .

După realizarea practică a montajului, folosind aceleași modalități și precauții ca în cazul anterior (la amplificatorul de 5 W), se efectuează reglajele ce privesc curentul de mers în gol  $I_0 = 40\text{ mA}$  și tensiunea în punctul median  $U_A/2 = 12\text{ V}$ .



Valoarea curentului de mers în gol se obține acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{11}$ , iar valoarea tensiunii din punctul median acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_2$  (a nu se uita straparea intrării montajului înainte de reglaje), folosind o rezistență de sarcină echivalentă  $4 \Omega/10 \text{ W}$ .



## Serie de A.A.F. de 10÷50 W

Asimilarea în fabricație de serie autohtonă a tranzistoarelor complementare de tip superbeta face posibilă realizarea unui amplificator de audiofrecvență relativ simplu și totodată cu bune performanțe. În figurile 2.21+2.23. sunt prezentate schemele electrice ale unor amplificatoare pentru care, în funcție de tensiunea de alimentare, se pot obține puteri nominale de ieșire situate între limitele 10 W÷50 W. Față de schemele electrice precedente se observă simplificarea etajului final. Puterea nominală obținută pentru diverse tensiuni de alimentare, alături de performanțele montajului, sunt precizate în tabelul 3.

Tabelul 3

Schemă electrică	figura 2.21.					figura 2.22					figura 2.23				
P(w)	10	20	30	40	50	10	20	30	40	50	10	20	25	35	50
$I_b$ (mA)	15	20	25	30	40	15	20	25	30	40	20	25	30	35	40
$I_n$ (A)	0,8	1	1,3	1,45	1,6	0,8	1	1,3	1,45	1,6	0,8	1	1,3	1,45	1,6
$U_s$ (V)	24	33	40	45	50	±12	±17	±20	±23	±25	32 (38)	36 (47)	38 (48)	45 (56)	50 (65)
$Z_i$ (k $\Omega$ )	100					39					50				
$Z_e$ ( $\Omega$ )	4					4					4 (8)				
$\Delta f$	20 Hz + 30 kHz					18 Hz + 35 kHz					18 Hz + 35 kHz				
S/N	≥ 70 dB					≥ 70 dB					≥ 70				
THD %	≤ 0,4					≤ 0,4					≤ 0,45				
TID	≤ 0,1					≤ 0,1					≤ 0,15				

La alegerea configurației montajului prezentat în figura 2.21. s-a pornit de la considerentul realizării unei scheme electrice flexibile, adaptabilă unor parametri inițiali proprii incintelor acustice împreună cu care amplificatorul urmează a funcționa, și anume puterea și impedanța acestora. Modificând doar câteva valori ale componentelor electrice, tipul lor și valoarea tensiunii de alimentare a montajului, acesta se poate adapta majorității variantelor de incinte acustice destinate unei sonorizări în concordanță cu cerințele HI-FI. În mod practic, această lucrare prezintă de fapt o gamă întreagă de amplificatoare audio, de diferite puteri și cu diverse impedanțe de ieșire.

Analizând schema electrică, se observă că semnalul audio ce urmează a fi amplificat se aplică la intrarea montajului, în baza tranzistorului  $T_1$ , prin intermediul condensatorului  $C_1$ . Tranzistorul  $T_1$  este amplasat într-o configurație de tip amplificator de tensiune. Totodată el mai deține funcția de a regla menta amplificarea totală în tensiune a montajului, proporțională cu raportul valorilor rezistoarelor  $R_6$  și  $R_4$  ( $A = R_6/R_4$ ).

Polarizarea inițială a tranzistorului  $T_1$  este asigurată de grupul rezistoarelor  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$ . Potentiometrul semireglabil  $R_1$  a fost prevăzut în cadrul montajului pentru stabilirea inițială a punctului median al tensiunii de ieșire (terminalul de polaritate pozitivă al condensatorului  $C_6$ ) la jumătate din valoarea tensiunii de alimentare  $U_A$ . Acest lucru este necesar pentru amplificarea simetrică, fără limitări sau distorsiuni, a semnalului audio de intrare.

Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , semnalul audio amplificat este preluat galvanic și aplicat în baza tranzistorului  $T_2$ . El funcționează în cadrul amplificatorului ca etaj

pilot, asigurând amplificarea totală în tensiune a semnalului de intrare. Amplificarea totală în tensiune a montajului este reglementată de bucla de reacție negativă globală formată din grupul  $R_5 R_4 C_3$ . Sarcina în curent alternativ a tranzistorului  $T_2$  este formată dintr-un generator de curent constant, realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_4$  și al componentelor aferente ( $R_7, D_1, D_2, R_{11}$ ). Această configurație a schemei electrice a fost prevăzută luându-se în considerare faptul că un generator de curent constant reprezintă practic o rezistență de valoare foarte mare în curent alternativ și mică în curent continuu. Ca urmare a acestor proprietăți funcționale se poate obține practic o amplificare foarte mare în tensiune a etajului pilot, într-o bandă de frecvență ce acoperă banda audio. Totodată factorul THD propriu celor două etaje de amplificare care conțin tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  este foarte redus, datorită amplificării globale constante în tensiune, reglementată de bucla de reacție negativă menționată anterior.

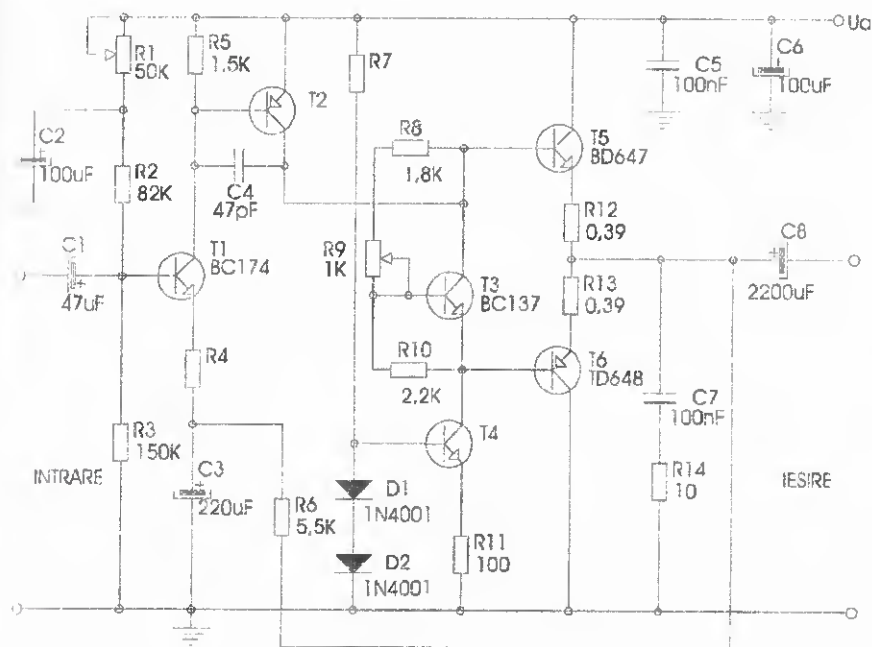


Figura 2.21

Un ultim avantaj al utilizării generatorului de curent constant este posibilitatea livrării de către acesta a curentului necesar comandării etajului final, indiferent de încărcarea lui, fără a distorsiona forma de undă a semnalului audio amplificat. Etajul final al amplificatorului, care asigură amplificarea în curent (deci practic în putere) a semnalului audio preluat din etajul pilot, este format din tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$ . Se observă că este vorba de un etaj final de tipul celor în contratimp, realizat cu tranzistoare complementare superbeta. Este asigurată în acest mod o amplificare în curent suficientă pentru a obține la ieșirea montajului puterea de ieșire la care amplificatorul a fost dimensionat. Rezistențele  $R_{12}$  și  $R_{13}$  amplasate în emitoarele tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$  reprezintă reacții negative locale de curent. Prezența lor determină un plus de stabilitate montajului în funcționare, alături de o măsură eficientă inițială luată împotriva unei posibile ambalări termice a etajului final.

Polarizarea lui este asigurată de tranzistorul  $T_3$ , care împreună cu componentele aferente ( $R_8$ ,  $R_9$  și  $R_{10}$ ) formează o sursă de tensiune constantă de tip superdiodă. Reglajul tensiunii necesare polarizării etajului final, deci practic reglajul curentului de mers în gol  $I_0$  al acestuia, se face prin acționarea cursorului potențimetrului semireglabil  $R_5$ . Acest reglaj implică funcționarea amplificatorului în clasa AB. Grupul  $C_7, R_{14}$  amplasat la ieșirea montajului reprezintă un filtru BUCHEROT. El previne posibilitatea de apariție a unor oscilații de înaltă frecvență ultrasonore, mai ales în momentul regimurilor tranzitorii de funcționare sau al regimurilor de suprasarcină de scurtă durată proprii utilizării amplificatorului.

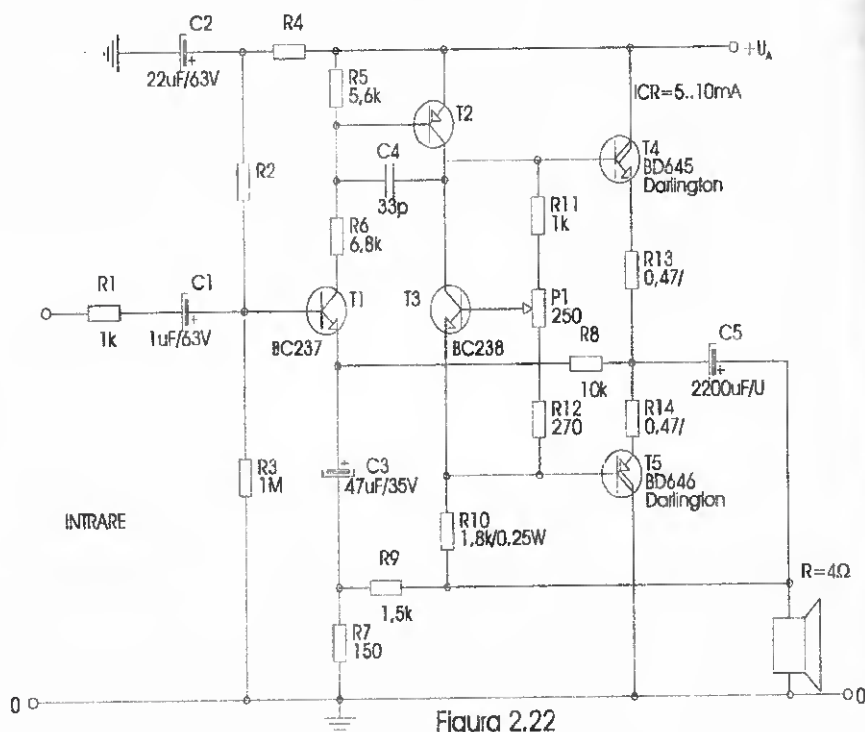


Figura 2.22

Semnalul audio amplificat în putere (deci în tensiune și curent) se transmite la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului  $C_6$ . Grupul de condensatoare  $C_5$  și  $C_6$  reprezintă un filtraj suplimentar al tensiunii continue de alimentare, împotriva unor semnale parazite de radiofrecvență ce s-ar putea prelua în diverse moduri (de la redresor, prin inducție etc). Măsura aceasta sporește stabilitatea în funcționare a amplificatorului. Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu o folie de cupru. În figura 2.24. este prezentată o variantă de cablaj imprimat pentru un amplificator stereo (audiția HI-FI implică obligatoriu prezența fizică a acestuia). În figura 2.25. este prezentată plăcuța de cablaj imprimat pentru montajul superdiodă, care conține elementele  $T_3$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  și  $R_{10}$ . Se precizează faptul că ambelor cablaje, în funcție de gabaritul componentelor electrice utilizate de constructor (de cea mai bună calitate), li se pot aduce mici modificări.



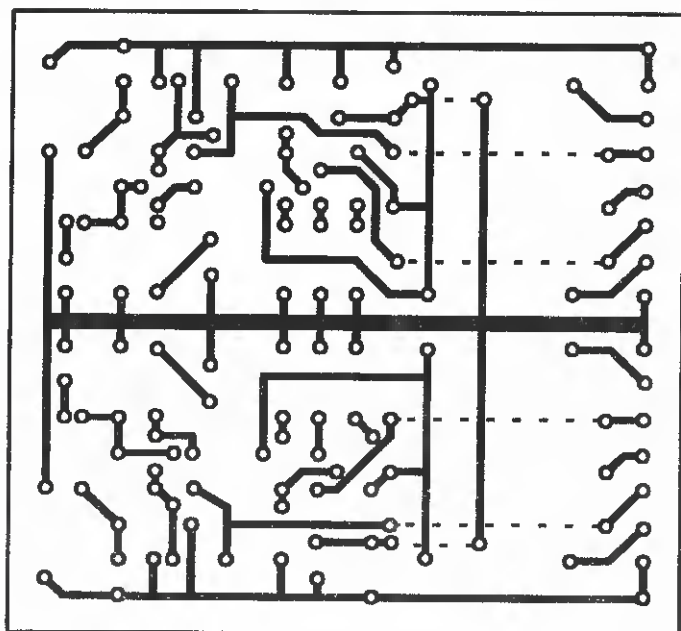


Figura 2.24

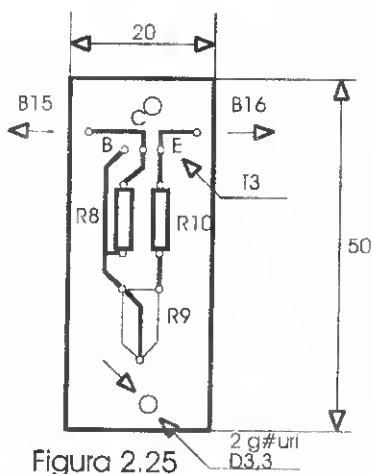


Figura 2.25

În mod obligatoriu însă, este indicată păstrarea configurației inițiale de bază. Dacă, în funcție de puterea de lucru nominală  $P_N$  aleasă pentru amplificator (vezi tabelul 3), tranzistoarele  $T_2$  și  $T_4$  sunt de tipul BD, la varianta de cablaj prezentată se aduc modificările necesare pentru ca terminalele tranzistoarelor să permită un cuplaj comod și util cu traseele cablajului. Tot în acest caz, tranzistoarele de tip BD vor fi prevăzute cu mici radiatoare din tablă de aluminiu îndoită la profil U (gros de circa 1,5–2,5 mm). Suprafața minimă a profilului este de 4 cm<sup>2</sup>.



Se recomandă verificarea fiocărei componente electrice (electric și mecanic) înainte de plantarea pe plăcuțele de cablaj imprimat. Ordinea optimă de realizare practică a montajului este următoarea:

- realizarea plăcuțelor de cablaj imprimat (una pentru placa de bază și două pentru superdiode);
- realizarea ștrapurilor (figurate pe cablaj cu linie întreruptă) folosind conductori izolat din cupru cu diametrul util de 1 mm;
- plantarea coselor de intrare, ieșire și a celor destinate conexiunilor;
- plantarea componentelor.

Modul de amplasare a componentelor este prezentat în figura 2.26.

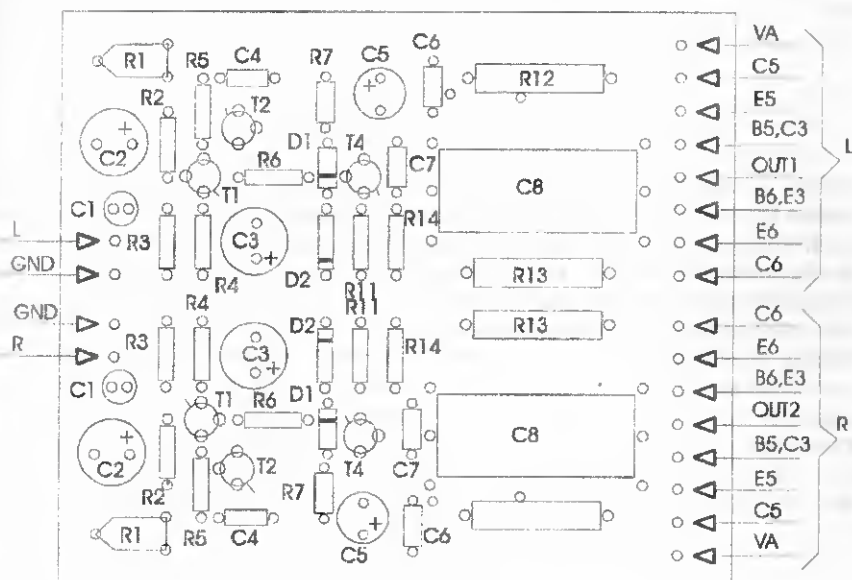


Figura 2.26

După ce s-au plantat toate componentele electrice (evident, sudurile trebuie să fie de cea mai bună calitate) ansamblele se reverifică, deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea montajului. Tranzistoarele  $T_5$ ,  $T_3$  și  $T_6$  se montează pe un radiator comun, de tipul celor din aluminiu cu aripioare. Dată fiind gama de puteri precizate inițial, radiatorul pentru amplificatorul de putere aleasă se dimensionează astfel încât să poată disipa o putere  $P_D$  mai mare de 40% din puterea nominală  $P_N$ . Modul de amplasare a tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$  pe radiator, împreună cu plăcuța superdiodei (care conține tranzistorul  $T_3$ ), este prezentat în figura 2.27. Tranzistoarele se izolează galvanic, de radiator folosind în acest scop folie de mică de grosime 0,2–0,3 mm, umezită cu vaselină siliconică. Se recomandă fixarea mecanică a tranzistoarelor de radiator (șuruburi  $M_3$ , piulițe  $M_3$ , șaibe plate  $A_3$  și elastice  $G_3$  etc.) și apoi fixarea mecanică a plăcuței superdiodei, după care se fac sudurile la terminalele tranzistorului  $T_3$ . Găurile de trecere ale șuruburilor ce traversează radiatorul și concomitent rigidizează mecanic tranzistoarele sunt prevăzute cu tuburi izolante și șaibă izolantă în locul unde se montează piulițele  $M_3$ .

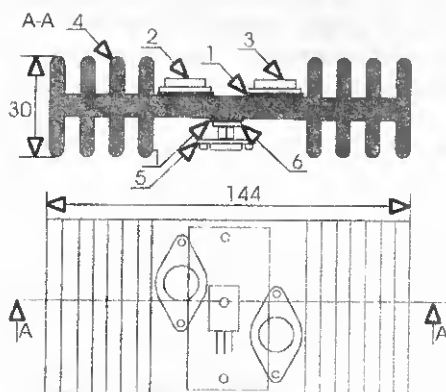
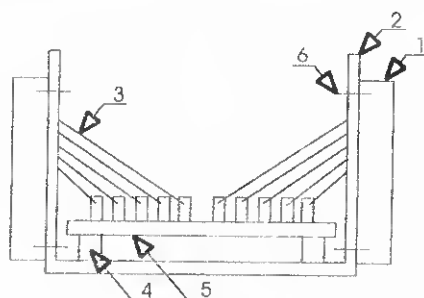


Figura 2.27

După montarea tranzistoarelor pe radiator se reverifică izolația galvanică față de acesta (cu ohmetrul pe scara mega ohmilor). Se recomandă amplasarea montajului pe un șasiu, conform variantei prezentate în **figura 2.28**. Placa principală de cablaj se depărtează de interiorul profilului (unde a fost amplasată), folosind pentru acest lucru un distanțier dintr-un material izolat (pertinax, textolit etc.) La toate ansamblările mecanice se recomandă folosirea șururilor și a piulițelor tip M3. După realizarea fizică a montajului (cu toate legăturile galvanice făcute) se trece la verificările și reglajele electrice ale acestuia. Se străpazează inițial intrările celor două amplificatoare și ulterior se reglează fiecare secțiune a celor două canale informaționale L și R. Reglajul electric constă în stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0$  și reglajul valorii tensiunii din punctul median ( $U_E = U_a/2$ ). Se amplasează la ieșirea amplificatorului o rezistență de sarcină de circa  $100 \Omega/5 W$ .



- 1 - Radiator aluminiu
- 2 - Profil tabla aluminiu
- 3 - Conductoare
- 4 - Distanțier
- 5 - Placa cablaj
- 6 - Șuruburi prindere

Figura 2.28

Montajul se alimentează de la o sursă de energie electrică ce prezintă o tensiune continuă stabilizată, dotată cu un filtraj corespunzător ( $C_F = 2200-4700 \mu F$ ).

Prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_0$  se stabilește valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 50$  mA. Tensiunea din punctul median se reglează acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_1$ . După acest lucru se verifică valoarea curentului de mers în gol, și dacă este necesar se reajustează până la valoarea menționată anterior. După aceste reglaje proprii ambelor secțiuni ale amplificatorului stereo se trece la verificarea lui dinamică. Pentru acest lucru se folosește inițial un generator de audiofrecvență GAF și un osciloscop. Se aplică la intrarea amplificatorului un semnal electric sinusoidal 100 mV, 1 kHz. La ieșirea amplificatorului se amplasează o rezistență de circa 560  $\Omega$ /5 W. Cu ajutorul osciloscopului se vizualizează forma de undă a semnalului amplificat, care trebuie să fie perfect sinusoidală. Se mărește amplitudinea semnalului de intrare, până când sinusoida vizualizată pe ecranul osciloscopului va fi limitată în mod simetric. În cazul nelinierității, se poate face o mică ajustare a tensiunii din punctul median, până când limitarea vizualizată pe ecranul osciloscopului va fi perfect simetrică.

Verificările și reglajele menționate anterior se fac pentru ambele canale informaționale L, R ale amplificatorului stereo. În urma reglajelor menționate anterior amplificatorul este gata de lucru (evident împreună cu incintele acustice). Se recomandă amplasarea, pe fiecare traseu de alimentare cu energie electrică a amplificatorului, a unor siguranțe fuzibile, dimensionate în concordanță cu puterea nominală livrată. Menționăm că pentru păstrarea performanțelor amplificatorului (referitor la puterea livrată în domeniul frecvențelor joase), redresorul de la care se alimentează amplificatorul trebuie să fie capabil de a livra, pe fiecare secțiune a acoustica, o putere  $P_R \geq 1,5 P_N$ . În tabelul 4, în funcție de puterea nominală și impedanța de sarcină a amplificatorului, sunt prezentate o serie de completări în privința caracteristicilor componentelor schemei electrice de bază a amplificatorului.

Tabelul 4

P (W)	15.		20		25		35		50	
$Z_e (\Omega)$	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
$V_A (V)$	32	38	36	47	38	48	45	56	50	65
$R_u (\Omega)$	620	510	560	470	560	390	470	330	390	270
$R_l (k\Omega)$	30	36	36	43	36	47	43	47	47	62
$T_z$	2N2905		2N2904A		2N2904A		BD 13		BD 138	
$T_a$	2N1711		2N1711		2N1711A		BD 139		BD 138	

O altă variantă de amplificator audio de putere este prezentată în figura 2.22. Față de schema electrică prezentată anterior, modificările constau în valorile rezistențelor destinate polarizării etajului de intrare ce conține tranzistorul  $T_1$ , și tipul dubleților superbeta de ieșire. În rest modul de funcționare, realizarea practică și reglajele amplificatorului se efectuează la fel ca la montajul prezentat anterior.

În figura 2.23. este prezentată o altă variantă de amplificator audio de putere, cu tranzistoare superbeta. Se observă că față de schemele de amplificator electrice prezentate anterior, gradul de complexitate al acestora s-a mărit. Etajul de intrare este realizat în această situație cu tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , amplasate într-o configurație de amplificator diferențial. Acest gen de amplasament sporește calitățile montajului în ceea ce privește stabilitatea termică, liniaritatea caracteristicilor de transfer și procentajul (foarte redus) de distorsiuni THD și TID. Montajul este concomitent dotat

cu un bloc de protecție la supracurent de tip CLIPPING (limitare de curent), realizat cu ajutorul tranzistoarelor  $T_5$ ,  $T_6$  și al componentelor electrice aferente. În momentul depășirii cu 1,25% a valorii puterii nominale, tensiunea de la bornele rezistențelor  $R_{16}$  și  $R_{17}$  determină intrarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$ . Acest lucru implică micșorarea curentului din bazele tranzistoarelor  $T_7$  și  $T_8$ , determinând în final limitarea curentului livrat de amplificator impedanței de sarcină (difuzorul sau difuzoarele din incinta acustică). Se mai observă că alimentarea cu tensiune a montajului este de tipul sursă dublă de tensiune. Reglajele montajului constau în asigurarea în punctul median (ieșire) a unui potențial electric de zero volți, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_1$ . Ulterior se reglează valoarea curentului de mers în gol (precizată în **tabelul 3** pentru fiecare variantă de amplificator) prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_2$ .

### A.A.F. de 15 W

Performanțele montajului a cărui schemă electrică este prezentată în **figura 2.29**, sunt următoarele:

$P = 15 \text{ W};$	$U_i = 250 \text{ mV};$
$Z_i = 400 \text{ k}\Omega;$	$S/N > 70 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \Omega (8 \Omega);$	$\text{THD} < 0,1\%;$
$\Delta f = 20 \text{ Hz} \div 18 \text{ kHz};$	$\text{TID} < 0,04\%;$
$U_A = 30 \text{ V} (38 \text{ V});$	

O dată cu creșterea puterii nominale livrate de un amplificator de audiofrecvență de putere, pentru obținerea unor performanțe bune schema electrică își va spori gradul de complexitate. Este prezentată schema electrică a unui amplificator de 15 W la care, modificând valoarea tensiunii de alimentare și valorile unor componente, există posibilitatea livrării aceleiași valori a puterii nominale impedanței de sarcină de  $4 \Omega$  sau de  $8 \Omega$ . Valorile din paranteză ale componentelor schemei electrice sunt date pentru varianta  $Z_o = 8 \Omega$ . Valoarea tensiunii din punctul mediu se stabilește prin modificarea cu +15% a valorii rezistenței  $R_3$ . Valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 30 \text{ mA}$  se stabilește acționând potențiometrul semireglabilului  $R_{14}$ . Construcția și reglajele se efectuează la fel ca la amplificatoarele prezentate anterior.

### A.A.F. de 18 W

Montajul prezintă următoarele performanțe:

$P = 18 \text{ W};$	$U_i = 250 \text{ mV};$
$Z_i = 100 \text{ k}\Omega;$	$S/N > 70 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \Omega;$	$\text{THD} < 0,15\%;$
$\Delta f = 25 \text{ Hz} \div 18 \text{ kHz};$	$\text{TID} < 0,03\%;$
$U_A = 30 \text{ V};$	

Analizând schema electrică prezentată în **figura 2.30**, se observă că etajul de intrare este de tipul amplificatoarelor diferențiale de tensiune, conținând tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ . Se observă configurația mai deosebită a buclelor de reacție. Astfel, în baza tranzistorului  $T_2$  se aplică reacția negativă globală, formată din

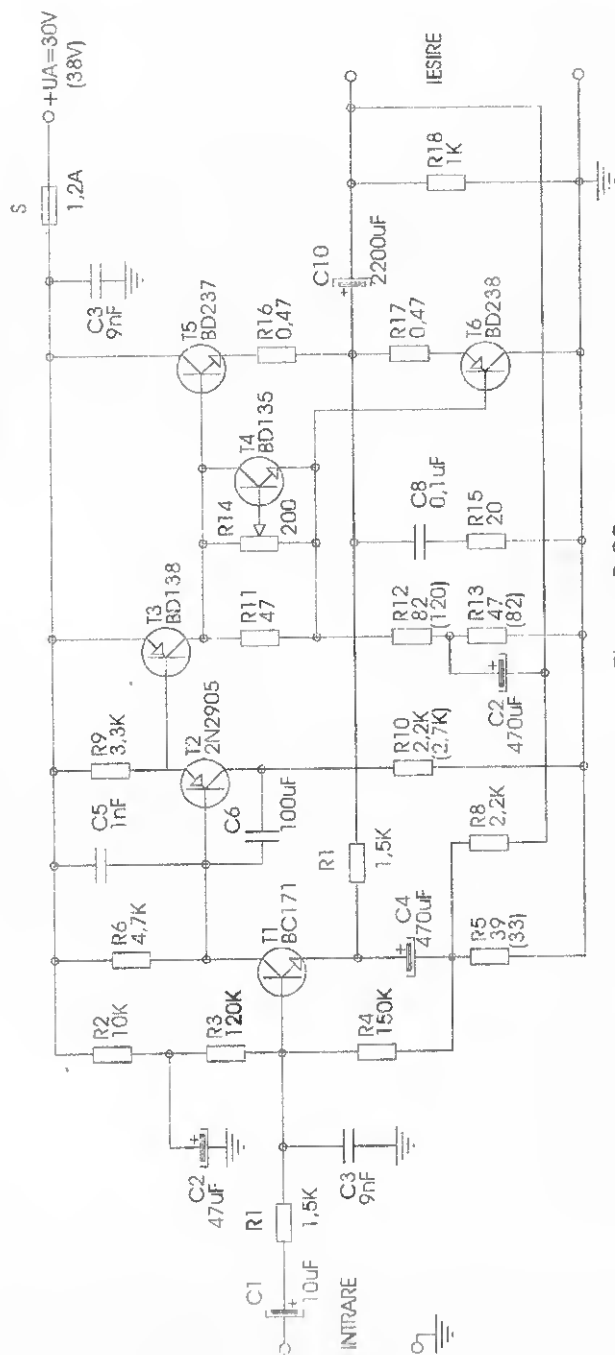


Figura 2.29

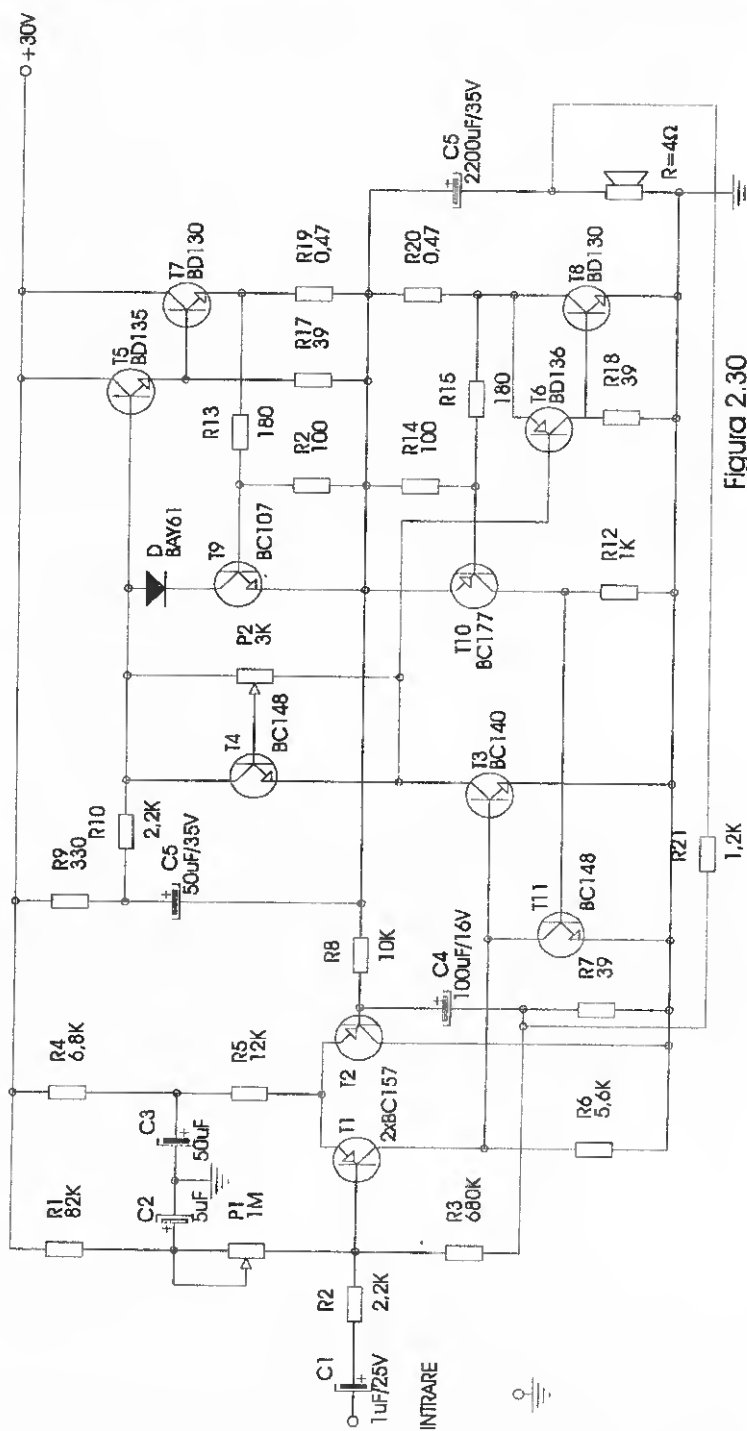


Figura 2.30



Această configurație a schemei electrice permite un control strict al livrării de putere impedanței de sarcină, îmbunătățind fundamental caracteristica de transfer tensiune-putere a amplificatorului.

Grupul  $R_9, C_5, R_{10}$  reprezintă o conexiune Bootstrap, care îmbunătățește foarte mult funcționarea etajului pilot (realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_3$ ) în ceea ce privește liniaritatea caracteristicilor de transfer și totodată procentul minim de distorsiuni de tip THD și TID. Protecția la suprasarcină este de tipul combinat, și anume cu limitare curent-tensiune. Atunci când apare regimul de suprasarcină ( $P > 1,25 P_N$ ) căderea de tensiune de la bornele rezistențelor  $R_{19}$  și  $R_{20}$  determină intrarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_9$ ,  $T_{10}$  și  $T_{11}$ . Acest lucru determină blocarea dubleților de tranzistoare  $T_5, T_7$  și  $T_6, T_8$  și totodată blocarea etajului pilot (baza acestuia este „pusă” la masa montajului de tranzistorul  $T_{11}$ ). Acest gen de protecție combinată este foarte eficient, asigurând în final protecția amplificatorului, atât în regimul de suprasarcină, cât și la suprasarcini tranzitorii (amplitudine mare de scurtă durată), ceea ce dă o fiabilitate sporită montajului.

### AMPLIFICATOR HI-FI DE 20 W

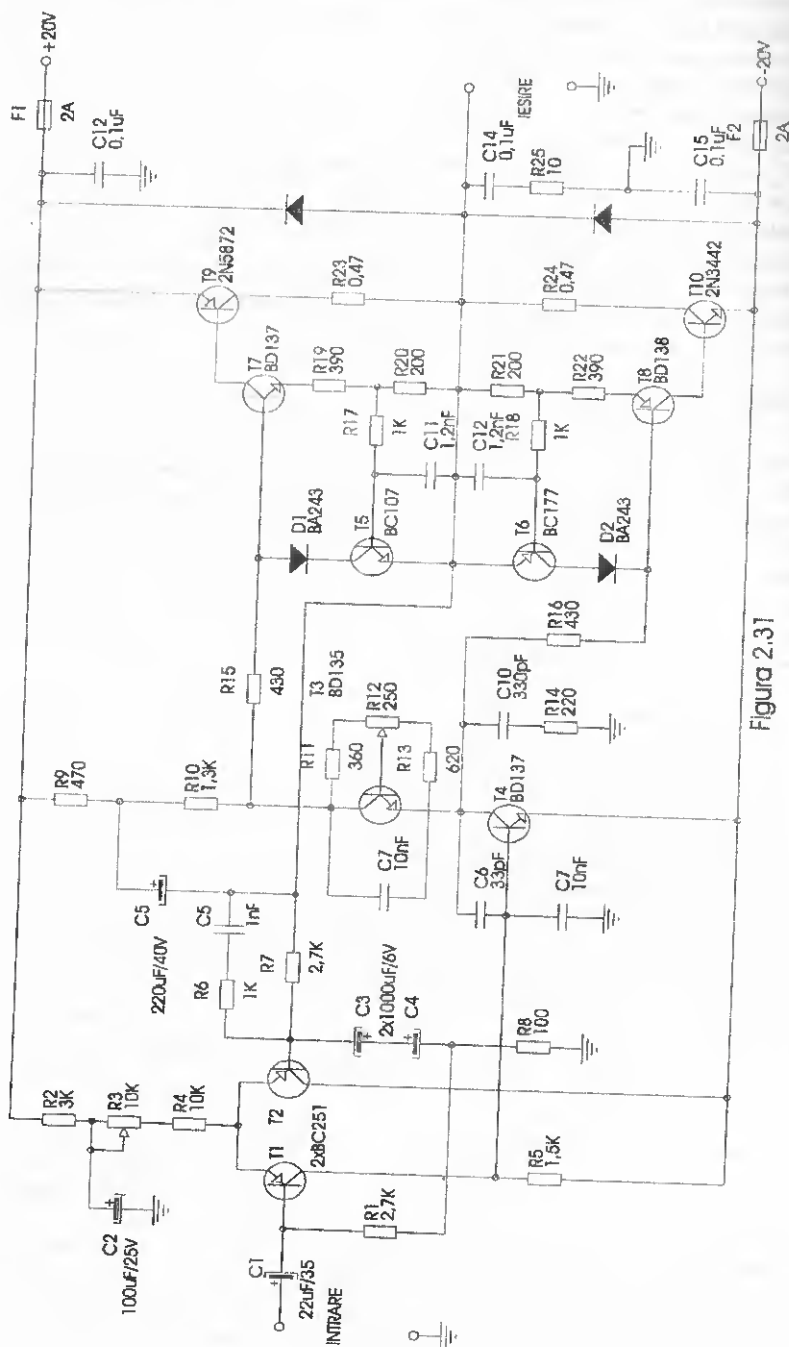
Orice aparat electroacustic are în componența sa un amplificator de audiofrecvență de putere, în scopul redării cât mai fidele a informației conținute de un program muzical sonor. De performanțele amplificatorului de putere, în ceea ce privește puterea transmisă incintelor acustice, banda de frecvență de lucru și raportul semnal-zgomot, depinde calitatea finală obținută în momentul audierii. Din categoria amplificatoarelor performante face parte și amplificatorul audio HI-FI prezentat în figura 2.31. El deține următoarele performanțe:

- puterea nominală sinusoidală  $P_N = 20$  W;
- impedanța de intrare  $Z_i = 250$  k $\Omega$ ;
- impedanța de ieșire  $Z_o = 4$   $\Omega$ ;
- tensiunea de intrare  $U_i = 300$  mV;
- banda de frecvență  $\Delta f = 15$  Hz + 22 kHz;
- atenuarea la capetele benzii de frecvență  $A = -1$  dB;
- raportul semnal-zgomot  $S/N \geq 75$  dB;
- tensiunea de alimentare  $U_a = \pm 22$  V;
- distorsiuni armonice totale THD  $\leq 0,15\%$ ;
- distorsiuni de intermodulație TID  $\leq 0,06\%$ .

Semnalul audio de intrare se aplică etajului de intrare care conține tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ . Se observă că acesta reprezintă un amplificator diferențial, astfel realizat încât să permită amplificarea în tensiune, cu un procent minim de distorsiuni, a semnalului de intrare. Semnalul audio amplificat este preluat din colectorul tranzistorului  $T_1$  și aplicat în baza tranzistorului  $T_4$ . Acesta este amplasat în cadrul montajului pentru a îndeplini funcția etajului pilot.

El este prevăzut pentru a funcționa cu amplificare foarte mare, în scopul optimizării caracteristicilor de transfer finale ale amplificatorului, asigurând excursia maximă în tensiune a semnalului util amplificat. În scopul îmbunătățirii performanțelor etajului pilot, acesta a fost prevăzut cu o conexiune BOOTSTRAP, realizată de grupul  $R_9, C_5, R_{10}$ . În acest fel se îmbunătățește substanțial liniaritatea caracteristicii de transfer proprie etajului pilot. Pentru evitarea apariției unor oscilații nedorite, mai ales în cazul unor regimuri tranzitorii de funcționare, etajul pilot a fost prevăzut cu condensatoarele  $C_6$ ,  $C_7$  și grupul  $C_{10}, R_{14}$ . Condensatoarele  $C_6$ ,  $C_7$  realizează o reacție negativă locală, puternică, în banda frecvențelor înalte, care depășesc limita

superioară a benzii de audiofrecvență. Grupul  $R_{14}C_{10}$  reprezintă un filtru trece-jos care limitează amplificarea semnalelor de frecvență ultrasonoră ce ar putea ajunge accidental la etajul pilot.



Polarizarea etajului final al amplificatorului de audiofrecvență se realizează de obicei cu o tensiune constantă de tip super-diodă, în componența căreia intră tranzistorul  $T_3$ . Pentru reglajul valorii tensiunii sursei de tensiune constante, în vederea stabilirii precise a curentului de mers în gol propriu amplificatorului situat în stadiu de funcționare AB, a fost prevăzut potențiometrul semireglabil  $R_{12}$ . De la etajul pilot semnalul util amplificat se aplică etajului final al amplificatorului de audiofrecvență, prin intermediul rezistențelor  $R_{15}$  și  $R_{16}$ . Acesta este de tip repetor de emitor, cu o configurație electrică astfel aleasă încât să permită amplificarea în curent, deci practic în putere a semnalului audio util. Etajul final conține două tranzistoare profinale și două tranzistoare finale, amplasate fiecare dintre ele într-o configurație de tip Super-G. În acest fel se realizează practic două tranzistoare echivalente complementare. Rezistențele  $R_{23}$  și  $R_{24}$  amplasate la ieșirea etajului final (în colectoarele tranzistoarelor  $T_7$  și  $T_8$ ) realizează o reacție negativă locală, asigurând bunei funcționări a etajului final, atât din punct de vedere al performanțelor electrice cât și al stabilității termice într-un domeniu întins de temperaturi.

Grupul  $C_{14}R_{25}$  reprezintă un filtru trece-jos care limitează amplificarea semnalelor de frecvență ultrasonoră ce ar putea ajunge accidental la etajul pilot, și totodată elimină posibilitățile de oscilație a etajului final. De la ieșirea etajului final semnalul amplificat atât în tensiune cât și în curent (deci, amplificat în putere) este livrat la ieșirea montajului. Amplificarea generală a montajului este reglementată de raportul rezistențelor  $R_7/R_8$ .

Grupul  $R_6C_5$  amplasat în paralel cu rezistența  $R_7$  limitează, de asemenea, amplificarea generală a montajului în domeniul frecvențelor ultrasonore și concomitent previne posibilitățile de oscilație a acestuia, realizând o stabilitate înaltă de funcționare în banda de audiofrecvență.

Montajul este prevăzut cu protecții la supracurent, supratensiune și scurtcircuit accidental provocat de defectarea unui tranzistor din etajul final. Protecția generală este realizată de siguranțele fuzibile  $F_1$  și  $F_2$  amplasate pe cele două ramuri de alimentare cu energie electrică (pozitivă și negativă) ale amplificatorului. Apariția unei tensiuni inverse din cauza defectării unui tranzistor din etajul final este realizată de diodele  $D_3$  și  $D_4$ . În momentul apariției unei tensiuni inverse pe una dintre cele două ramuri, aceasta este limitată de una dintre diode ( $D_3$  sau  $D_4$ ), care intră în starea de conducție la depășirea pragului de 0,6 V și, dacă defectul persistă, duce la acționarea protecției realizate de una dintre siguranțele fuzibile  $F_1$  sau  $F_2$  (la arderea acesteia din cauza supracurentului apărut). Protecția la suprasarcină este realizată electronic. În momentul apariției unui regim accidental sau permanent de suprasarcină, grupul de tranzistoare din etajul final livrează, pentru o perioadă de timp foarte scurtă un curent mai mare decât cel nominal, grupului de difuzoare din încălțarea acustică.

Acest supracurent determină o cădere de tensiune importantă la bornele rezistențelor  $R_{23}$  și  $R_{24}$ .

O fracțiune din această tensiune (circa 0,7 V) este aplicată prin intermediul rezistențelor  $R_{17}$  și  $R_{18}$  în baza tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$ , determinând intrarea lor în stare de conducție. Acest lucru implică derivarea curentului din bazele celor doi dubleți proprii etajului final, blocarea acestuia și în acest fel limitarea curentului etajului final livrat sarcinii, indiferent de amplitudinea semnalului electric furnizat de către etajul pilot. Grupurile  $R_{17}C_{11}$  și  $R_{18}C_{12}$  realizează o constantă de timp convenabil aleasă pentru ca protecția electronică să nu intre în funcționare în regimurile tranzitorii, evitându-se în acest fel limitarea semnalului de audiofrecvență util amplificat (clipping). Diodele  $D_1$  și  $D_2$ , amplasate în colectoarele tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$ , au

fost prevăzute în scopul evitării apariției unei tensiuni inverse la fiecare dintre cele două baze proprii dubleților complementari, aflați în componența etajului final al amplificatorului.

### Realizare practică și reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex, placat cu folie de cupru, în varianta mono sau stereo. La realizarea cablajului imprimat se vor lua toate măsurile de optimizare în vederea obținerii unui montaj calitativ, compatibil cu cerințele de funcționare în domeniul audiofrecvenței. Traseul de masă va avea o grosime minimă de 4 mm, evitându-se cu strictețe realizarea buclei de masă. Montajul va avea o structură fizică de cuadripol, având grijă ca fiecare etaj funcțional să aibă masa proprie conectată cât mai aproape (referitor la elementele componente conectate la masă). Se vor folosi componente electrice de cea mai bună calitate, care au fost testate inițial. Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  vor avea același factor de amplificare în curent ( $h_{21E} \geq 300$ ). Tranzistorul  $T_4$  va avea un factor de amplificare în curent  $h_{21E} \geq 150$ , tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$  vor avea același factor de amplificare în curent, lucru valabil și pentru dubleții  $T_7$ ,  $T_8$  și  $T_9$ ,  $T_{10}$ . După realizarea practică a cablajului imprimat, componentele electrice se plantează cu toată grija, evitându-se aplicarea unor șocuri termice prin menținerea unei perioade de timp prea mari a vârfului ciocanului de lipit în contact cu terminalele componentelor care se sudează. Sursa de tensiune de tip superdiodă, împreună cu componentele aferente ( $R_{11}, R_{12}, R_{13}, C_9$ ), se vor monta separat pe o altă mică plăcuță de cablaj imprimat. Tranzistorul  $T_3$  se amplasează pe același radiator cu cel al tranzistoarelor finale  $T_9$  și  $T_{10}$ . Radiatorul lor se confecționează din tablă de aluminiu având grosimea de 2 mm, cu o suprafață suficient de mare pentru asigurarea rășinii necesare în momentul când amplificatorul debitează puterea maximă. ( $P_{\text{dissipată maximă}} = 8 \text{ W}$ ). O soluție elegantă și eficientă o reprezintă folosirea ca radiator a unui profil de aluminiu cu mai multe lamele, amplasat fizic vertical, astfel încât ventilația radiatorului să fie optimă, în scopul asigurării răcirii necesare. Pentru izolarea galvanică a tranzistoarelor finale  $T_9$  și  $T_{10}$  și a tranzistorului  $T_3$  propriu sursei de tensiune constantă, se vor folosi plăcuțe de mică de grosime 0,4 mm. Amplasarea radiatorului propriu etajului final se realizează astfel încât să fie posibilă ventilația lui naturală eficientă. În acest scop se vor practica, în incinta aparatului electroacustic unde se amplasează amplificatorul, o serie de găuri de răcire (în șasiul metalic, dedesubtul radiatorului și deasupra lui, sau eventual într-o poziție laterală avantajoasă). Se recomandă ca siguranțele fuzibile  $F_1$  și  $F_2$  să se amplaseze tot pe plăcuța de cablaj imprimat a amplificatorului, folosind suporturi procurabili din comerț specializați pentru acest lucru. Tranzistoarele prefinale  $T_7$  și  $T_8$  vor fi de asemenea dotate cu radiatoare (profile de forma U din tablă de aluminiu groasă de 1 mm, cu o suprafață minimă de circa. 6 cm<sup>2</sup>).

După realizarea montajului se verifică încă o dată corectitudinea amplasamentului componentelor electrice și a legăturilor galvanice (polaritățile condensatoarelor electrolitice, valorile fiecărei componente, în special ale rezistoarelor etc.), deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea montajului la parametrii estimați inițial.

Se străpunge intrarea montajului (se conectează la masă), se amplasează la ieșirea acestuia o rezistență de 4 ohmi/20 W și se alimentează montajul cu tensiunea dublă de alimentare  $U_A = \pm 20 \text{ V}$ . Cele două reglaje principale constau în stabilirea tensiunii de zero a punctului median (ieșirea montajului) și stabilirea curentului de mers în gol al amplificatorului. Tensiunea de zero la ieșirea montajului se reglează

prin acționarea rezistenței semireglabile  $R_3$ . Se măsoară tensiunea continuă de la intrare cu ajutorul unui voltmetru și se acționează cursorul potențiometrului semireglabil  $R_3$  până la obținerea valorii de zero. Pentru un reglaj fin se poate inseria în sarcină (rezistența de 4 ohmi) un miliampermetru (conectat inițial pe domeniul mare de măsură a curenților, sute de miliamperi) și se realizează acționarea foarte fină a potențiometrului semireglabil  $R_3$ , până când prin rezistența de sarcină circulă un curent minim. Curentul de mers în gol al amplificatorului se stabilește prin acționarea potențiometrului semireglabil  $R_{12}$ . Se acționează cursorul acestuia până când amplificatorul preia de la sursa de alimentare un curent  $I_0 = 35$  mA. După acest reglaj se reverify tensiunea de zero volți pe sarcină, și dacă este necesar se acționează foarte fin cursorul potențiometrului  $R_3$ . După aceste reglaje se deconectează sursa de alimentare, se înlătură ștrăpul de la intrarea montajului și cu ajutorul unui osciloscop și al unui generator de audiofrecvență se poate vizualiza forma de undă a semnalului amplificat (evident realimentând cu tensiune montajul). În urma acestor verificări se va observa că sunt confirmate pe deplin performanțele III.1 estimate inițial.

În figura 2.32. este prezentată schema electrică a unui alt tip de amplificator audio de 20 W- varianta a 2-a. Performanțele montajului sunt următoarele:

$P_N = 20$ W;	$U_i = 750$ mV;
$Z_i = 47$ k $\Omega$ ;	$S/N > 80$ dB;
$Z_n = 8$ $\Omega$ ;	$\Delta f = 20$ Hz $\div$ 30 kHz;
$U_A = \pm 24$ V;	THD $< 0,2\%$ ;
	TID $< 0,04\%$ .

Analizând schema electrică a montajului se observă că, față de amplificatorul prezentat anterior, etajul de intrare de tip amplificator diferențial, format din tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , prezintă în emitoarele acestora un generator de curent constant. El include tranzistorul  $T_3$  și componentele  $D_1, D_2, R_7, R_8$ . Această configurație a etajului de intrare conferă montajului o serie de calități superioare, dintre care liniaritatea foarte bună a caracteristicilor de transfer, raport semnal/zgomot foarte bun și totodată un procent minim de distorsiuni THD și TID. Tranzistorul  $T_5$  formează etajul pilot al amplificatorului alimentat printr-o conexiune Bootstrap realizată de grupul  $R_9, R_{10}, C_6$ . Bucla de reacție negativă globală este formată din grupul  $R_4, C_3, R_2, C_2$  ( $A = 1 + R_4/R_2$ ). Condensatorul  $C_3$  și grupul  $C_4, C_5$  limitează amplificarea montajului în zona frecvențelor ultrasonore. Același rol îl deține și filtrul Bucherot format din grupul  $C_{10}, R_{18}$ . Bobina  $L_1$  se realizează prin bobinarea pe rezistența  $R_{17}$  (2,2  $\Omega/5$  W) a 20 de spire din conductor CuEm de 0,8 mm. Grupul  $L_1, R_{17}$  a fost prevăzut pentru sporirea stabilității în funcționare a amplificatorului, în momentul apariției regimurilor tranzitorii de funcționare și la suprasarcină de scurtă durată. În vederea ușurării realizării practice a amplificatorului, în figura 2.33. s-a prezentat schema de cablaj imprimat a montajului, iar în figura 2.34. modul de amplasare a componentelor electrice pe plăcuța de cablaj imprimat. Curentul de mers în gol al amplificatorului prezintă valoarea de  $I_0 = 40$  mA, reglabil cu ajutorul potențiometrului semireglabil  $R_{13}$ . Configurația montajului este astfel aleasă încât nu necesită reglajul tensiunii de „0V” din punctul median, ieșirea montajului (în regim static de funcționare). Pentru confirmarea practică a performanțelor estimate inițial, tensiunea de alimentare a montajului  $U_A = \pm 24$  V va fi dotată cu un filtraj corespunzător (condensatoare de filtraj de minim 2200  $\mu$ F pe fiecare ramură).



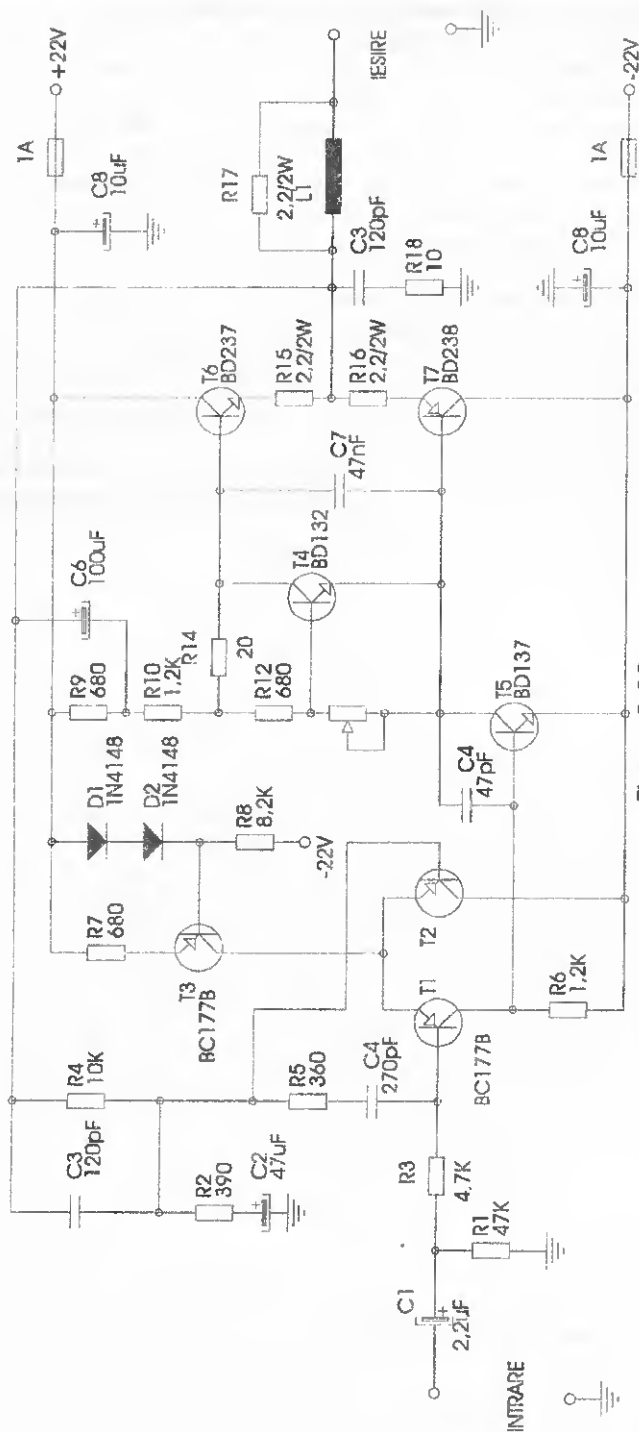


Figura 2.32



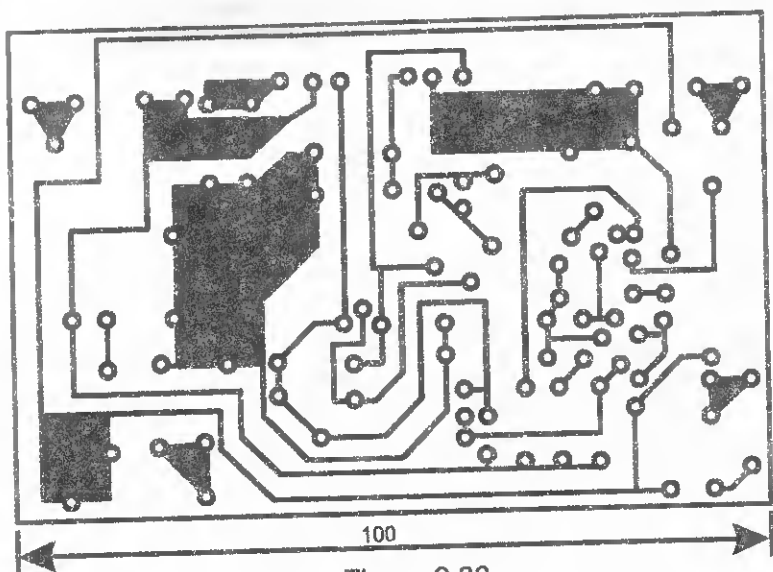


Figura 2.33

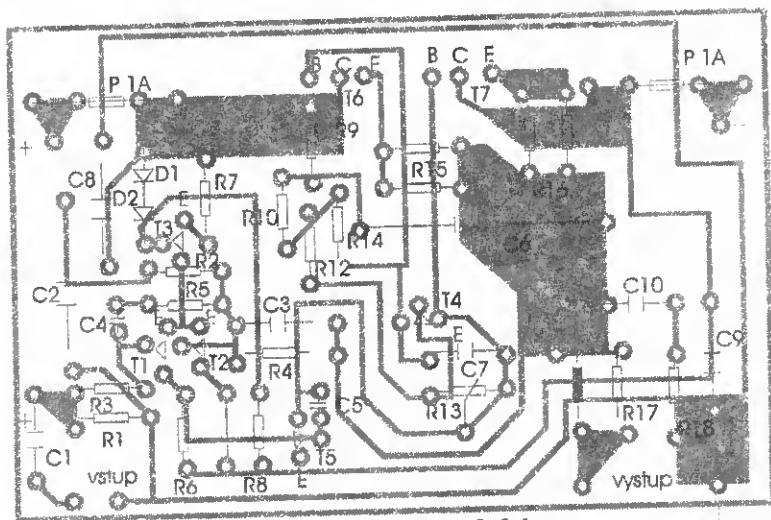


Figura 2.34

Un alt amplificator de 20 W – varianta 3 – deosebit de perfecționat în ceea ce privește configurația, și ale cărei performanțe implică automat încadrarea în categoria HI-FI, este prezentat în figura 2.35. Performanțele montajului sunt următoarele:

$$P_n = 20 \text{ W};$$

$$Z_i = 10 \text{ k}\Omega;$$

$$S/N \geq 75 \text{ dB};$$

$$THD \leq 0,06\%;$$

$U_i = 1000 \text{ mV};$   
 $\Delta f = 10 \text{ Hz} \div 40 \text{ kHz};$   
 $Z_o = 8 \Omega;$

$TID \leq 0,06\%;$   
 $U_A = \pm 25 \text{ V}.$

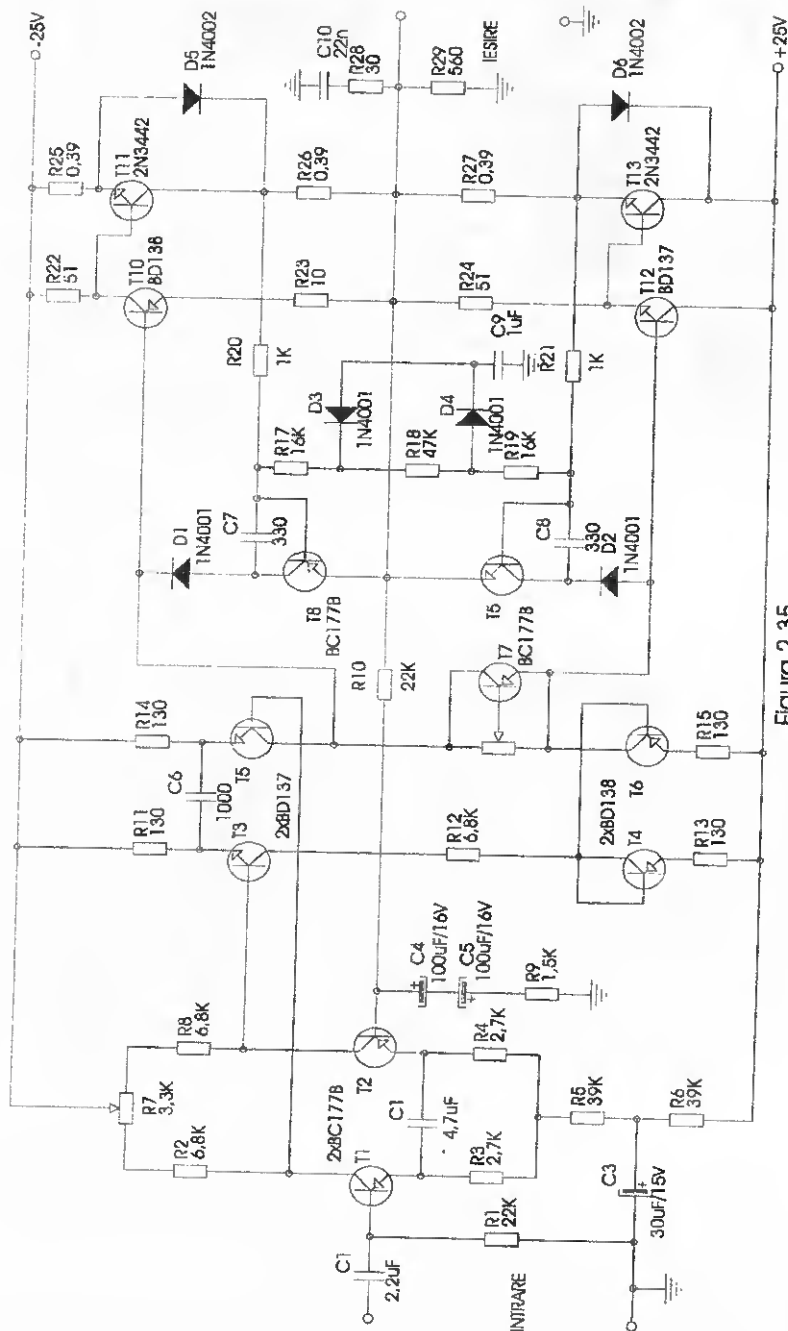


Figura 2.35

Analizând schema electrică prezentată în **figura 2.35.**, se observă că etajul de intrare, de tip amplificator diferențial, format cu ajutorul tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  este cuplat galvanic cu un al doilea etaj amplificator de tensiune, tot de tip amplificator diferențial, care conține tranzistoarele  $T_3$  și  $T_5$ . Sarcina etajului pilot, realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_4$  și  $T_6$ , este de tip oglindă de curent. Această configurație a montajului oferă ca avantaje o amplificare practic fără distorsiuni a tensiunii de intrare, o caracteristică de transfer liniară intrare-ieșire și totodată o amplificare perfect liniară într-o bandă de frecvență deosebit de largă (10 kHz–40 kHz). Polarizarea în clasa AB de funcționare a etajului final format din grupul de dubleți  $T_{11}, T_{10}$  și  $T_{12}, T_{13}$  este asigurată de tranzistorul  $T_7$ , amplasat în cadrul montajului într-o configurație de tip superdiodă. Protecția amplificatorului la suprasarcină este de tipul celor cu limitare de curent, și este realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_8, T_9$  și componentele aferente. Ele funcționează ca la amplificatoarele prezentate până acum, dotate cu acest gen de protecție electronică. Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla de reacție negativă formată din grupul R10C4C5R9 ( $A = 1 + R_{10}/R_9$ ). Reglajele amplificatorului constau în reglajul tensiunii de „zero V” de la ieșire, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_7$ . Menționăm că tranzistorul  $T_7$  (superdiodă) se amplasează pe radiatorul comun al tranzistoarelor finale  $T_{11}$  și  $T_{13}$ , izolat galvanic, dar într-un contact termic foarte bun. Valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 35$  mA se realizează prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{15}$ .

#### A.A.F. de 25 W

Schema electrică a montajului este prezentată în **figura 2.36.** Se observă că valorile componentelor electrice au fost astfel alese încât amplificatorul să poată funcționa pe o impedanță de sarcină (impedanța incintei acustice) de valoare 4  $\Omega$  sau 8  $\Omega$ . Singura modificare o constituie schimbarea valorii tensiunii de alimentare în montajului ( $U_A = 36$  V pentru  $Z_0 = 4$   $\Omega$  și  $U_A = 48$  V pentru  $Z_0 = 8$   $\Omega$ ). Amplificatorul prezintă următoarele performanțe, care îl încadrează în categoria HI-FI:

$P = 25$ W;	$\Delta f = 15$ Hz + 20 kHz;
$Z_i = 100$ K $\Omega$ ;	$S/N \geq 75$ dB;
$Z_0 = 4$ $\Omega$ (8 $\Omega$ );	$SR = 12$ V/ $\mu$ s;
$U_i = 400$ mV;	$THD \leq 0,04\%$ ;
$U_A = 36$ V (48 V);	$TID \leq 0,01\%$ .

Analizând schema electrică a montajului, se observă că semnalul audio de intrare se aplică etajului de intrare, prin intermediul grupului  $C_1R_1$ , în baza tranzistorului  $T_1$ . Filtrul trece-jos  $R_1C_3$  a fost prevăzut, pentru a elimina din start posibilitatea de amplificare a semnalelor ultrasonore, care ar fi putut aduce inconveniente serioase în funcționarea amplificatorului (distorsiuni, oscilații, instabilitate în timpul regimurilor tranzitorii de lucru etc.). Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , semnalul audio amplificat este aplicat galvanic în baza tranzistorului  $T_2$ . Acesta, împreună cu componentele electrice aferente, realizează în cadrul montajului funcția etajului pilot. În vederea unei funcționări optime a acestuia, sarcina tranzistorului  $T_2$  este alcătuită din grupul  $R_{10}C_5R_{11}$ , care reprezintă o conexiune Bootstrap. În acest fel caracteristicile de transfer ale etajului pilot sunt liniarizate, iar amplificarea tensiunii se face cu un procent de distorsiuni extrem de redus (practic inexistent). Polarizarea în clasa AB a etajului final este realizată de tranzistorul  $T_3$ , care, împreună cu

componentele aferente, formează o sursă de tensiune constantă de tip superdiodă. Etajul final este realizat cu ajutorul a doi dubleți complementari de tip Darlington, și include tranzistoarele  $T_4, T_6$  (NPN) și  $T_5, T_7$  (PNP).

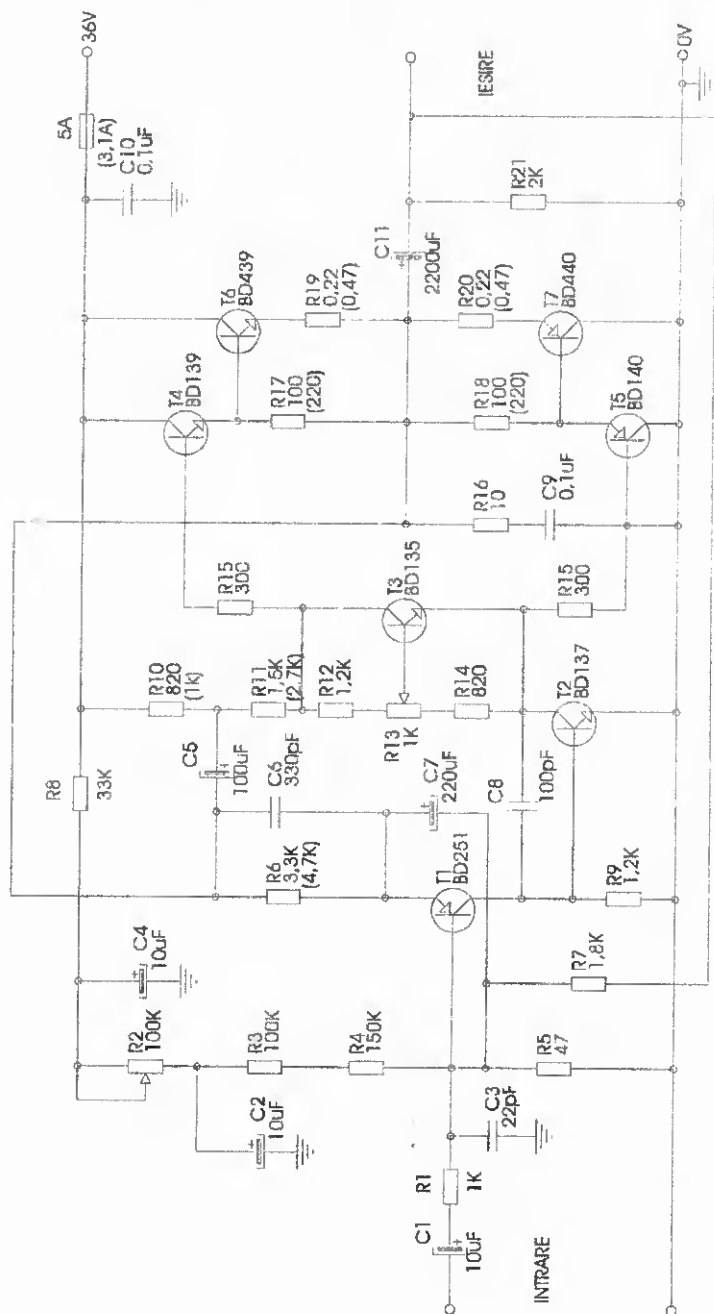


Figura 2.36

Semnalul de ieșire este transmis la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului  $C_{11}$ . În vederea optimizării funcționării montajului s-au prevăzut o serie de bucle de reacție locale sau globale. Amplificarea generală a montajului este reglementată de o buclă de reacție negativă globală, realizată cu ajutorul grupului  $R_9 C_7 R_5$  ( $A = 1 + R_9/R_5$ ). Condensatorul  $C_6$  a fost prevăzut în scopul limitării amplificării semnalelor ultra-sonore, fapt ce concurează suplimentar la stabilitatea în funcționare a montajului. În același scop a fost prevăzut și condensatorul  $C_8$ , care realizează în cadrul etajului pilot o reacție negativă locală foarte eficientă. Rezistența  $R_4$  realizează în cadrul montajului o reacție pozitivă subunitară (deci, este exclusă posibilitatea de apariție a unor oscilații), îmbunătățind substanțial funcționarea amplificatorului cu sarcina rezistiv-inductivă (difuzorul/difuzoarele din incinta acustică).

### Realizare practică și reglaje

Amplificatorul se realizează practic folosind o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Cablajul imprimat se realizează în funcție de gabaritul componentelor electrice folosite (rezistențe și condensatoare), ținând cont de toate regulile amintite până acum (structura fizică de cuadripol a montajului, lipsa buclei de masă, trasee de masă și alimentare groase de minimum 3 mm etc). Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_6$  sunt obligatoriu dotate cu radiatoare din tablă de aluminiu groasă de circa 2 mm (îndoită sub formă de U), cu o suprafață de circa 6 cm<sup>2</sup>. Tranzistoarele  $T_6$  și  $T_7$  se amplasează împreună cu tranzistorul  $T_3$ , pe un radiator comun din aluminiu de tipul celor cu aripioare de răcire, capabil să radieze fără a se încălzi în exces, puterea disipată  $P_D = 0,4 P_N$  (deci, 10 W). Pentru izolarea galvanică tranzistoare-radiator se folosesc folii de mică (groase de circa 0,2 mm), rondele izolante și tub izolant (ca la amplificatoarele prezentate până acum). După realizarea practică a amplificatorului, acesta se alimentează de la o sursă de tensiune continuă  $U_A$ , stabilizată și dotată cu un filtraj corespunzător. Reglajele constau în stabilirea valorii  $U_A/2$  a tensiunii din punctul median M, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_2$ . Valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 30$  mA se face acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{13}$ . După aceste reglaje se reverifică valoarea potențialului  $U_A/2$  din punctul median M al etajului final și valoarea curentului  $I_0$  (dacă este necesar se mai fac mici ajustări).

O dată ce s-a stabilit acest regim de lucru al amplificatorului, cursoarele celor două potențiometre semireglabile  $R_2$  și  $R_{13}$  se rigidizează folosind câte o picătură de vopsea.

Un alt tip de amplificator de 25 W, cu performanțe asemănătoare cu cele ale montajului prezentat anterior, se poate realiza conform schemei electrice prezentate în figura 2.37. Se observă că, de această dată, etajul de intrare prezintă configurația de amplificator diferențial de tensiune, realizat cu ajutorul tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , semnalul audio amplificat este transmis galvanic în baza tranzistorului  $T_3$ . Acesta, împreună cu tranzistorul  $T_4$  și componentele electrice pasive aferente, îndeplinește funcția etajului pilot. Pentru obținerea unei amplificări mari a etajului pilot, atât în tensiune cât și în curent, (în sensul unei funcționări cu un curent de lucru de ordinul zecilor de miliamperi), tranzistoarele  $T_3$  și  $T_4$  au fost amplasate într-o conexiune de tip dublet super-G. Sarcina etajului pilot o reprezintă tranzistorul  $T_5$ , care, împreună cu grupul  $R_{20} R_{21} D_4 D_6 R_{25}$ , formează o sarcină dinamică de tip generator de curent constant. Este cunoscut faptul că el reprezintă practic o rezistență echivalentă de valoare foarte mare, din punct de vedere al curentului

alternativ, și mică în curent continuu. Datorită acestui fapt, amplificarea etajului pilot devine foarte mare, banda de trecere a amplificatorului se mărește substanțial, iar procentul de distorsiuni THD și TID devine extrem de redus.

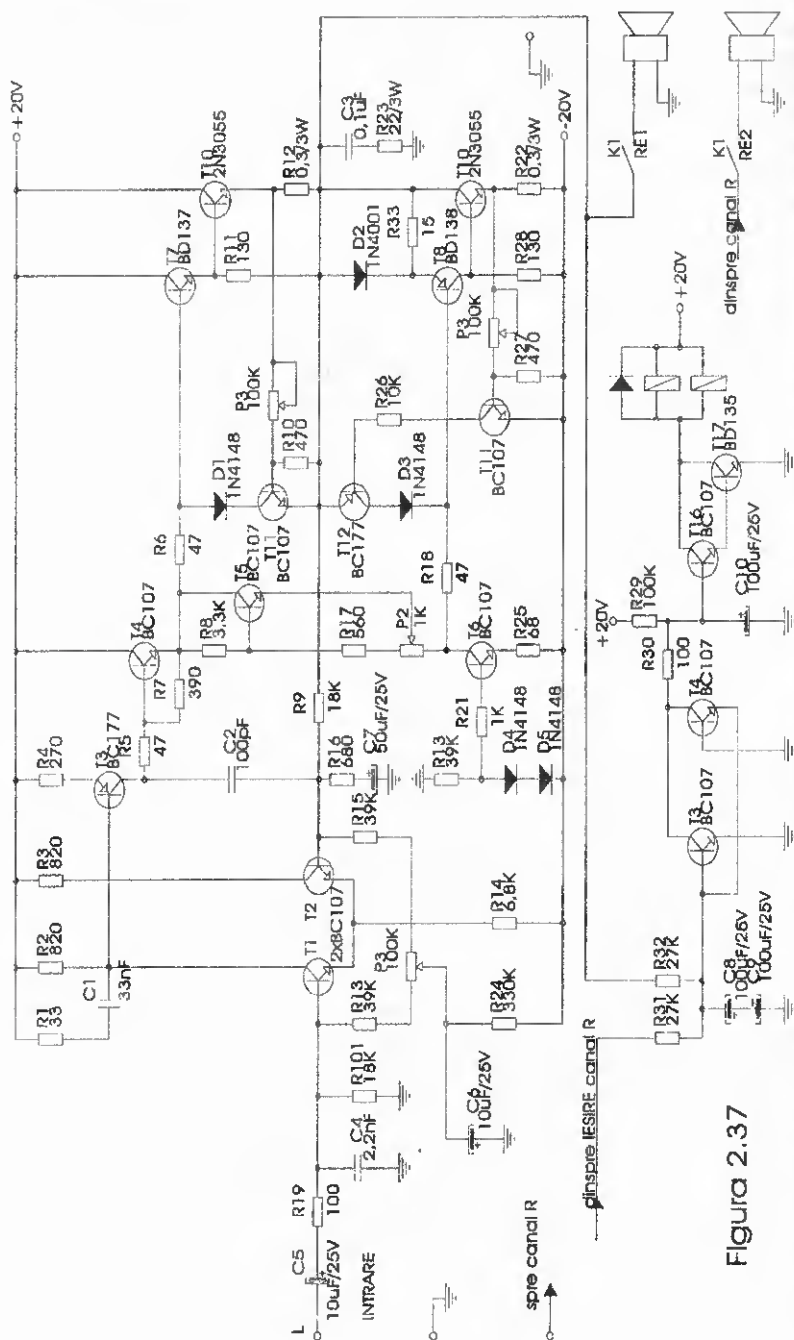


Figura 2.37



Tranzistorul  $T_5$ , împreună cu rezistențele  $R_9, R_{17}, P_2$ , îndeplinește în cadrul montajului funcția de sursă de tensiune constantă de tip superdiodă, destinată polarizării în clasa de funcționare AB a etajului final. Acesta este alcătuit din dubleții complementari  $T_7, T_9$  (NPN de tip Darlington) și  $T_8, T_{10}$  (PNP de tip Super-G). Grupul  $C_1, R_{13}$  reprezintă un filtru de tip Bucherott, amplasat la ieșirea montajului în scopul prevenirii apariției oscilațiilor amplificatorului. Amplificarea generală a montajului și stabilitatea în funcționare sunt asigurate de o serie de bucle de reacție negativă (globală și locale). De această dată, reacția negativă globală ce definește amplificarea generală a amplificatorului, se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului diferențial de intrare, prin intermediul rezistenței  $R_9$  ( $A = 1 + R_9/R_{18}$ ). Grupul  $R_1, C_1$  și condensatorul  $C_2$  reprezintă practic reacții negative locale, care limitează banda de trecere a amplificatorului în domeniul ultrasunor și totodată asigura stabilitatea în funcționare a montajului în timpul regimurilor tranzitorii de lucru. Deși puterea nominală a amplificatorului este relativ medie ( $P_N = 25 \text{ W}$ ), el a fost totuși prevăzut cu două etaje de protecție electronică. Primul etaj de protecție electronică este cel la suprasarcină ( $P \geq 1,25 P_N$ ) de tipul celor cu limitare de curent. La apariția regimului de suprasarcină, curenții mari care trec prin rezistențele  $R_{12}$  și  $R_{22}$  determină apariția la bornele lor a unor tensiuni capabile de a provoca intrarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_{11}, T_{13}$  și imediat  $T_{12}$ . Acest lucru implică derivarea spre punctul median a curenților din bazele dubleților  $T_7, T_9$  și  $T_8, T_{10}$ , intrarea acestora în stare de blocare și deci limitarea curentului livrat impedanței de sarcină (difuzorul) de către etajul final al amplificatorului. Diodele  $D_1$  și  $D_3$  au fost prevăzute pentru asigurarea conducției unidirectionale a curenților din bazele tranzistoarelor  $T_7$  și  $T_9$  în momentul apariției suprasarcinii. Al doilea etaj de protecție electronică a fost prevăzut pentru cazul în care, la ieșirea amplificatorului, în urma unui defect (scurtcircuit colector-emitor la tranzistoarele finale  $T_9$  sau  $T_{10}$ ) apare o componentă de tensiune continuă de polaritate pozitivă sau negativă, care, în mod normal, distruge rapid difuzorul de „joase” din incinta acustică. Apariția componentei de tensiune continuă (pozitivă sau negativă) la ieșirea montajului este sesizată prin intermediul rezistenței  $R_{22}$  de grupul de tranzistoare  $T_{14}, T_{15}$ . Acestea se află în stare de blocare în timpul regimului normal de funcționare, fapt care implică încărcarea condensatorului  $C_{10}$  până la 1,3 V, când dubletul  $T_{16}, T_{17}$  a intrat în stare de conducție, releul REL 1 (și REL 2 pentru celălalt canal informațional al amplificatorului stereo) este anclanșat, iar prin contactul normal deschis (CND)  $K_1$  ieșirea amplificatorului este conectată la sarcină (difuzor).

În timpul regimurilor de avarie, la apariția tensiunii continue pozitive, tranzistorul  $T_{14}$  intră în stare de conducție, iar la apariția tensiunii continue negative va intra în stare de conducție tranzistorul  $T_{15}$ . În oricare din aceste două situații, condensatorul  $C_{10}$  se descarcă prin intermediul rezistenței  $R_{30}$  și rezistența colector-emitor (de ordinul zecilor de ohmi) a unuia din cele două tranzistoare aflate în stare de conducție. Acest fapt determină practic punerea la masă a bazei tranzistorului  $T_{18}$ , intrarea în stare de blocare a dubletului de tranzistoare  $T_{16}, T_{17}$ , fapt care implică dezanclanșarea releului REL 1. Ca urmare CND  $K_1$  se deschide, iar ieșirea amplificatorului audio este deconectată de la sarcină (difuzor). Se menționează că elementele acestei protecții electronice (rezistențele și condensatoarele) sunt dimensionate astfel încât protecția să funcționeze și pentru semnale audio infrasonore (sub 10 Hz), fapt care implică un plus de utilizabilitate montajului. Un alt fapt pozitiv al protecției electronice de acest tip îl constituie constanta de timp de circa 4 s în ceea ce privește conectarea ieșirii montajului la difuzoare după alimentarea lui cu tensiune (sursa dublă  $U_A = \pm 20 \text{ V}$ ). În acest fel, se evită sesizarea de către difuzoare a regimului tranzitoriu de pornire,

acel „poc” auzit la pornirea sau la oprirea amplificatoarelor mai puțin perfecționate.

Se recomandă utilizarea acestui gen de protecție electronică la toate amplificatoarele alimentate cu sursă simetrică de tensiune ( $\pm U_A$ ) care vor fi descrise ulterior, datorită funcționării ei ireproșabile.

Reglajele amplificatorului constau în stabilirea potențialului „OV” la ieșirea montajului, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_3$  și stabilirea curentului de mers în gol  $I_0 = 30$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_2$ . A nu se uita ștrăparea intrării montajului (conectarea la masă) înaintea efectuării reglajelor menționate anterior.

### A.A.F. de 32 (55) W

Mărirea puterii livrate de amplificatorul audio implică, alături de creșterea tensiunii (sau tensiunilor) de alimentare a montajului și creșterea complexității schemei electrice. În **figura 2.38**, este prezentată schema electrică a amplificatorului care deține următoarele performanțe:

$$P_N = 22 \text{ W (55 W)};$$

$$Z_1 = 15 \text{ k}\Omega;$$

$$Z_e = 8 \Omega (4 \Omega);$$

$$U_1 = 1000 \text{ mV};$$

$$U_A = \pm 30 \text{ V};$$

$$\Delta f = 15 \text{ Hz} - 100 \text{ kHz};$$

$$S/N \geq 85 \text{ dB};$$

$$SR = 15 \text{ V/ms};$$

$$THD \leq 0,12\%;$$

$$TID \leq 0,03 \text{ } \%$$

Semnalul audio se aplică la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului  $C_1$ , etajului de intrare. Acesta este format din două amplificatoare diferențiale, în componența cărora intră tranzistoarele  $T_1, T_2$  și  $T_3, T_4$ . Ele amplifică într-un mod perfect simetric cele două semnalalternanțe ale semnalului audio, asigurând în final o amplificare a acestuia practic lipsită de distorsiuni. Din colectoarele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_3$ , semnalul audio amplificat (fiecare dintre cele două semialternanțe) este transmis galvanic în bazele tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$ . Acestea îndeplinesc rolul etajului pilot, care asigură excursia maximă de tensiune a semnalului audio amplificat. Diodele  $D_3$  și  $D_4$  asigură polarizarea etajului final. Acesta este format din doi tripleți complementari, și anume tripletul NPN format din tranzistoarele  $T_7, T_8, T_{11}$  și tripletul PNP format din tranzistoarele  $T_9, T_{10}$  și  $T_{12}$ , (evident, cei doi tripleți au în componență o serie de rezistențe, conform considerentelor menționate în capitolul 1). Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla de reacție negativă generală, formată din grupul  $R_{14}, R_{11}, C_4$  ( $A = 1 + R_{14}/R_{11}$ ). Protecția la suprasarcină a amplificatorului este de tipul celor cu limitare de curent. Ea este realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_{13}$  și  $T_{14}$ , și funcționează la fel ca la amplificatoarele dotate cu astfel de protecție prezentate anterior. La ieșirea montajului se mai remarcă bobina  $L_1$ , realizată din 20 de spire din conductor CuEm cu diametrul de 1 mm. Prezența ei îmbunătățește foarte mult funcționarea montajului în timpul apariției unor regimuri tranzitorii de lucru. Bobina  $L_1$  se realizează practic prin bobinarea ei chiar pe rezistența  $R_{33}$  de  $10 \Omega/3 \text{ W}$ , amplasată la ieșirea montajului (conectată galvanic chiar pe terminalele ei). Se mai remarcă la ieșirea montajului prezența filtrului Bucherot  $R_{35}, C_8$ , amplasat în scopul prevenirii apariției oscilațiilor ultrasonore. Tot în același scop cei doi tripleți conțin condensatoarele  $C_6$  și  $C_7$  — reacții negative locale.

Reglajele acestui tip de amplificator constau în stabilirea valorii „OV” la ieșirea montajului, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_8$ .



După acest lucru se stabilește un curent de mers în gol  $I_0 = 170$  mA, prin modificarea (dacă este necesar) a valorilor rezistențelor  $R_{15}$  și  $R_{16}$  cu circa  $\pm 10\%$ . Se remarcă la acest montaj impedența de intrare scăzută, care oferă în final bune performanțe în privința raportului semnal-zgomot S/N.

Modul perfect simetric de amplificare a celor două semialternanțe ale semnalului audio și configurația generală simetrică a montajului îi oferă acestuia performanțele estimate inițial. Dar pentru acest lucru este absolut necesar ca la realizarea practică a amplificatorului tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ ,  $T_3$  și  $T_4$ ,  $T_5$  și  $T_6$ ,  $T_7$  și  $T_8$ ,  $T_9$  și  $T_{10}$ ,  $T_{11}$  și  $T_{12}$  să dețină aceeași valoare a factorului de amplificare în curent  $h_{21E}$ . Protecția generală a amplificatorului este realizată cu ajutorul siguranțelor fuzibile  $F_1$  și  $F_2$ , amplasate pe cele două ramuri de alimentare cu tensiune a montajului.

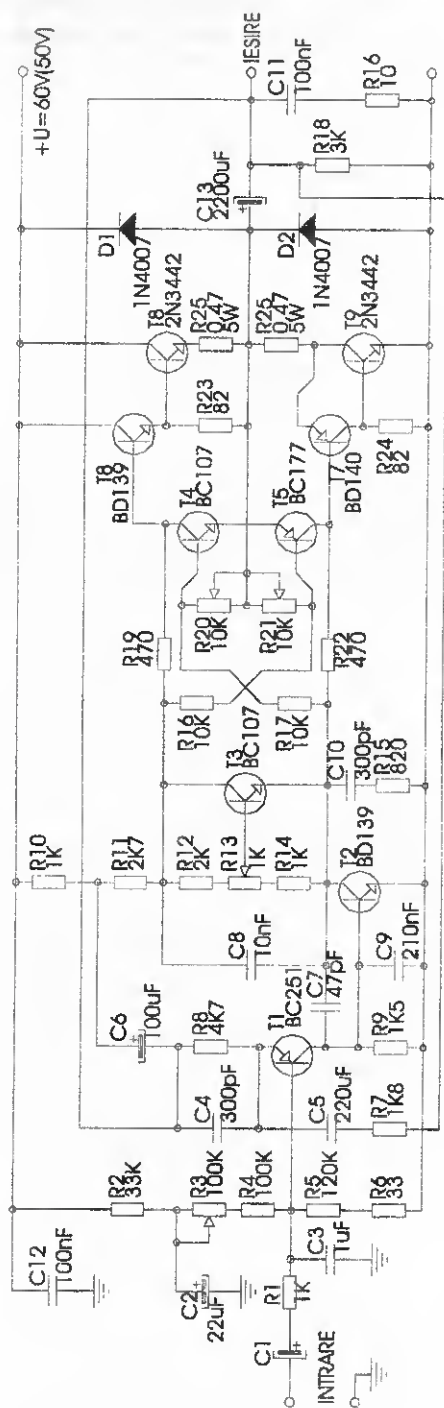
### A.A.F. de 35 W

Acest amplificator prezentat în **figura 2.39**. reprezintă o variantă perfecționată a amplificatorului Mullard, încadrabil în categoria HI-FI. Performanțele montajului sunt următoarele:

$P_N = 30$ W;	$\Delta f = 22$ Hz – 25 kHz;
$Z_i = 220$ k $\Omega$ ;	$S/N \geq 75$ dB;
$Z_o = 8 \Omega$ (4 $\Omega$ );	$THD \leq 0,2\%$ ;
$U_i = 450$ mV;	$TID \leq 0,06 \%$ .
$U_A = 60$ V (50 V);	

Analizând schema electrică a montajului, se observă că blocurile funcționale de bază confirmă structura generală a oricărui amplificator audio, prezentată în capitolul 1. Etajul de intrare conține tranzistorul  $T_1$ , care primește semnalul de intrare prin intermediul grupului  $C_1 R_1$ . Grupul  $R_1 C_3$  reprezintă filtrul trece-jos care limitează din start posibilitatea de amplificare a semnalelor ultrasonore. Din colectorul tranzistorului  $T_1$  semnalul audio amplificat este transmis galvanic în baza tranzistorului  $T_2$ . El realizează funcția etajului pilot, și anume determină excursia maximă în tensiune a semnalului audio amplificat.

Grupul  $R_{10} C_6 R_{11}$  reprezintă o conexiune bootstrap, care îmbunătățește foarte mult funcționarea etajului pilot, asigurându-i liniaritatea caracteristicilor de transfer amplitudine-frecvență în toată banda audio. Polarizarea în clasa AB a etajului final propriu amplificatorului este realizată de tranzistorul  $T_3$ , care împreună cu grupul  $R_{12} R_{13} R_{14}$  realizează o sursă de tensiune constantă de tip superdiodă. Etajul final este alcătuit din doi dubleți complementari, și anume dubletul NPN –  $T_6 T_8$  – de tip Darlington și dubletul PNP –  $T_7 T_9$  – de tip Super-G. Amplificarea generală a montajului este definită de bucla de reacție negativă globală care include elementele  $R_8 C_5 R_6$  ( $A = 1 + R_8/R_6$ ). Se mai remarcă și bucla de reacție pozitivă subunitară realizată cu rezistența  $R_7$ , care îmbunătățește foarte mult comportarea amplificatorului în timpul funcționării la sarcina nominală. Condensatoarele  $C_4$  și  $C_9$  reprezintă reacții negative locale, care limitează banda de trecere a amplificatorului la cea audio, stabilizând suplimentar funcționarea acestuia în momentul apariției regimurilor tranzitorii. Se mai remarcă protecția electronică de tipul celor cu limitare în tensiune. Astfel, la apariția unui semnal de intrare mai mare decât cel nominal ( $U_i = 450$  mV), tranzistoarele  $T_4$  și  $T_5$  intră în stare de conducție și, prin acest lucru, blochează funcționarea celor doi dubleți complementari (derivând la punctul median M curentul din bazele acestora, și ca urmare blocându-l).



Reglajele amplificatorului încep cu stabilirea în punctul median M a potențialului electric  $U_A/2$ , prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_3$ . Urmează reglarea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 45$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{13}$ . Reglajul protecției electronice se face aplicând în intrarea montajului un semnal de intrare  $U_i = 500$  mV/1kHz sinusoidal. Cu ajutorul unui osciloscop, se vizualizează forma de undă a semnalului de ieșire al amplificatorului. Acționând cursoarele potențimetrelor semireglabile  $R_{20}$  și  $R_{21}$ , se urmărește ca forma de undă să fie limitată în mod simetric.

Un alt montaj care livrează tot o putere nominală de 35 W deține schema electrică prezentată în **figura 2.40**. Performanțele lui sunt:

$$P_N = 35 \text{ W};$$

$$Z_i = 68 \text{ k}\Omega;$$

$$Z_o = 4 \text{ }\Omega;$$

$$U_i = 250 \text{ mV};$$

$$U_A = \pm 30 \text{ V};$$

$$\Delta f = 40 \text{ Hz} - 22 \text{ kHz};$$

$$S/N \geq 70 \text{ dB};$$

$$\text{THD} \leq 0,3\%;$$

$$\text{TID} \leq 0,07\%.$$

Se observă că amplificatorul se alimentează de la o sursă dublă de tensiune ( $U_A = \pm 30$  V) dotată obligatoriu cu un filtraj eficient (condensatoare de minim 4700  $\mu$ F pe fiecare ramură a tensiunii  $U_A$ ). Etajul de intrare este de tip amplificator diferențial de tensiune, a cărui funcționare este mult îmbunătățită de sarcina dinamică de tip generator de curent constant amplasată în emitoarele (comune galvanic) tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . Ea este realizată cu ajutorul tranzistorului  $T_3$  (și componentele electrice aferente  $D_1, D_2, D_3, R_3, R_4$ ). Semnalul audio amplificat de tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  este preluat simetric (fiecare semialternanță) de tranzistoarele  $T_4, T_5, T_6$ , care îndeplinesc funcția etajului pilot. Urmează amplificarea în putere (deci, în curent) a semnalului audio de către dubleții complementari  $T_7, T_9$  (NPN) și  $T_8, T_{10}$  (PNP). Rolul tranzistorului  $T_5$  este schimbarea de nivel, și anume realizarea aceleiași amplificări a semialternanței semnalului audio amplificat în tensiune de tranzistorul  $T_2$ , dar modificând nivelul static al tensiunii continue necesare polarizării optime a tranzistorului  $T_6$ . Amplificarea generală a montajului este reglementată de grupul  $R_6, R_9, C_4$  ( $A = 1 + R_9/R_6$ ). Polarizarea în clasa AB de funcționare a etajului final este realizată de tranzistorul  $T_{13}$ , care formează sursa de tensiune constantă de tip superdiodă. Protecția electronică a amplificatorului este de tipul celei cu limitare în curent, realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_{11}$  și  $T_{12}$  și funcționând la fel ca cele prezentate anterior.

Reglajele amplificatorului constau în stabilirea la ieșirea acestuia a potențialului „OV”, prin acționarea potențiometrului semireglabil  $P_1$ . Urmează stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 60$  mA, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $P_2$ . Reglajul protecției electronice se face la fel ca la amplificatoarele dotate cu acest gen de protecție prezentate până acum (limitarea simetrică a sinusoidelor la  $1,25 P_N$ , acționând cursoarele potențimetrelor semireglabile  $P_3$  și  $P_4$ ).

#### A.A.F. de 40 W

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în **figura 2.41**. El deține următoarele performanțe:

$$P_N = 40 \text{ W};$$

$$Z_i = 40 \text{ k}\Omega;$$

$$\Delta f = 25 \text{ Hz} - 30 \text{ kHz};$$

$$S/N \geq 70 \text{ dB};$$



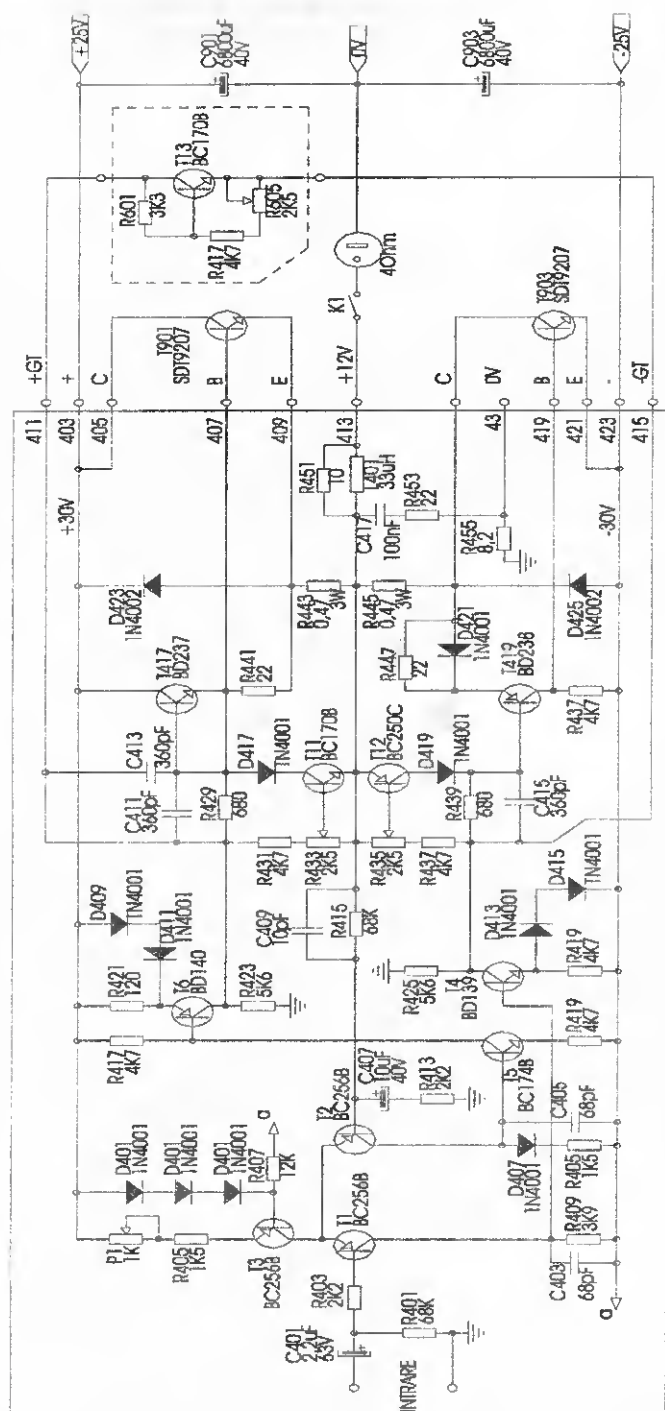


Figura 2.40



Analizând schema electrică prezentată în **figura 2.41**, se observă că semnalul de intrare se aplică prin intermediul grupului  $R_1, C_2$  în baza tranzistorului  $T_1$ , care face parte din etajul de intrare. Acesta conține tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , amplasate într-o conexiune de tip dublet Darlington. Scopul acestui amplasament îl constituie obținerea unei amplificări mari în tensiune a etajului de intrare. Din colectorul tranzistorului  $T_2$  semnalul audio amplificat se transmite galvanic în baza tranzistorului  $T_3$ . Acesta îndeplinește în cadrul montajului funcția etajului pilot. Sursa de tensiune constantă necesară polarizării în clasa AB a etajului final este realizată cu ajutorul tranzistorului  $T_4$  și al componentelor aferente ( $R_{10}$  și  $R_{11}$ ). Sarcina etajului pilot o constituie rezistențele inserate  $R_{12}$  și  $R_{13}$ . Ele sunt amplasate într-o conexiune Bootstrap față de ieșirea montajului, în vederea optimizării funcționării etajului pilot. Etajul final, realizat cu ajutorul dubleților  $T_7, T_9$  (NPN) și  $T_8, T_{10}$  (PNP) prezintă o configurație clasică, descrisă amănunțit la montajele prezentate anterior. Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla de reacție negativă în care este inclusă rezistența  $R_{14}$  ( $A = 1 + R_{14}/R_9$ ). Protecția electronică realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$  este de tipul celor cu limitare de curent. Reglajele montajului constau în stabilirea în punctul median M a unui potențial  $U_A/2$ , prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_2$ . Valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 50$  mA se reglează prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{11}$ .

Schema electrică a altui amplificator de 40 W, care deține performanțe asemănătoare cu cel prezentat anterior, este dată în **figura 2.42**. De această dată etajul de intrare este realizat în configurația de amplificator diferențial, care conține tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$ . Un element nou față de montajele prezentate anterior îl constituie prezența etajului de protecție termică, amplasat la intrarea montajului și care conține tranzistorul  $T_1$ . Polarizarea acestuia este astfel realizată (termistorul  $Th$  și rezistența  $R_3$ ) încât, la temperatura normală de lucru a etajului final (ale cărei tranzistoare finale  $T_{10}$  și  $T_{11}$  sunt amplasate pe un radiator comun, pe care este montat și termistorul  $Th$ ), tranzistorul  $T_1$  se află în stare de blocare. În această situație semnalul audio de intrare se aplică în mod obișnuit etajelor funcționale ale amplificatorului. La depășirea temperaturii de circa  $60^\circ\text{C}$  a radiatorului comun tranzistoarelor finale, termistorul  $Th$  își modifică substanțial rezistența (scade). În această situație tensiunea de polarizare a bazei tranzistorului  $T_1$  crește, acesta intră în stare de conducție și scurtcircuitază semnalul audio de intrare, blocând funcționarea amplificatorului.

În rest, configurația și funcționarea celorlalte blocuri electronice este la fel ca la amplificatoarele prezentate până acum.

Realizarea practică a amplificatorului se face folosind o plăcuță de sticlostratitex plăcat cu folie de cupru. O variantă de cablaj imprimat este prezentată în **figura 2.43**.

Reglajul amplificatorului începe cu stabilirea tensiunii „OV” la ieșirea acestuia, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_1$ . Urmează reglajul valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 60$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_2$ . Protecția electronică include astfel de valori ale componentelor electrice rezistive, destinate sesizării suprasarcinii ( $R_{16}, R_{23}$  și  $R_{19}, R_{17}$ ), încât să acționeze la o valoare  $1,25 P_N$  a puterii de ieșire livrate.

Un alt amplificator de 40 W, având însă o schemă electrică mai îngrijit realizată, este cel prezentat în **figura 2.44**. Performanțele acestui montaj sunt următoarele:

$$P_N = 40 \text{ W}; \\ Z_i = 18 \text{ k}\Omega;$$

$$\Delta f = 30 \text{ Hz} + 30 \text{ kHz}; \\ S/N \geq 75 \text{ dB};$$

$Z_o = 4 \Omega$ ;  
 $U_i = 500 \text{ mV}$ ;  
 $U_A = \pm 35 \text{ V}$ ;

$SR = 8 \text{ V}/\mu\text{s}$ ;  
 $THD \leq 0,02\%$ ;  
 $TID \leq 0,006\%$ .

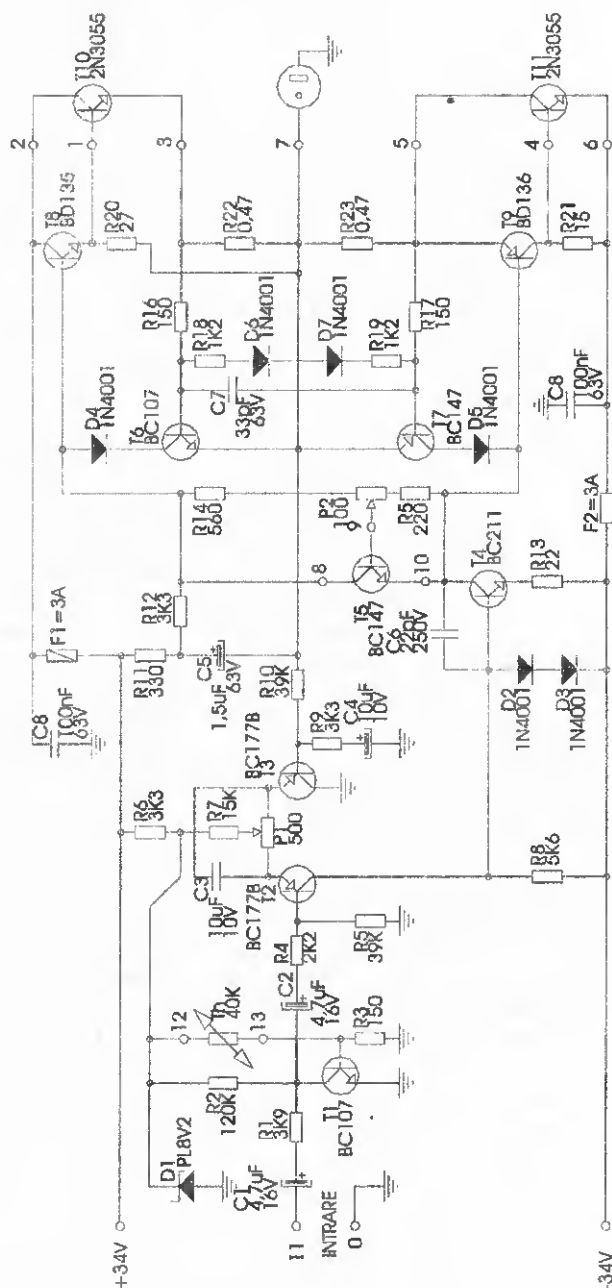


Figura 2.42

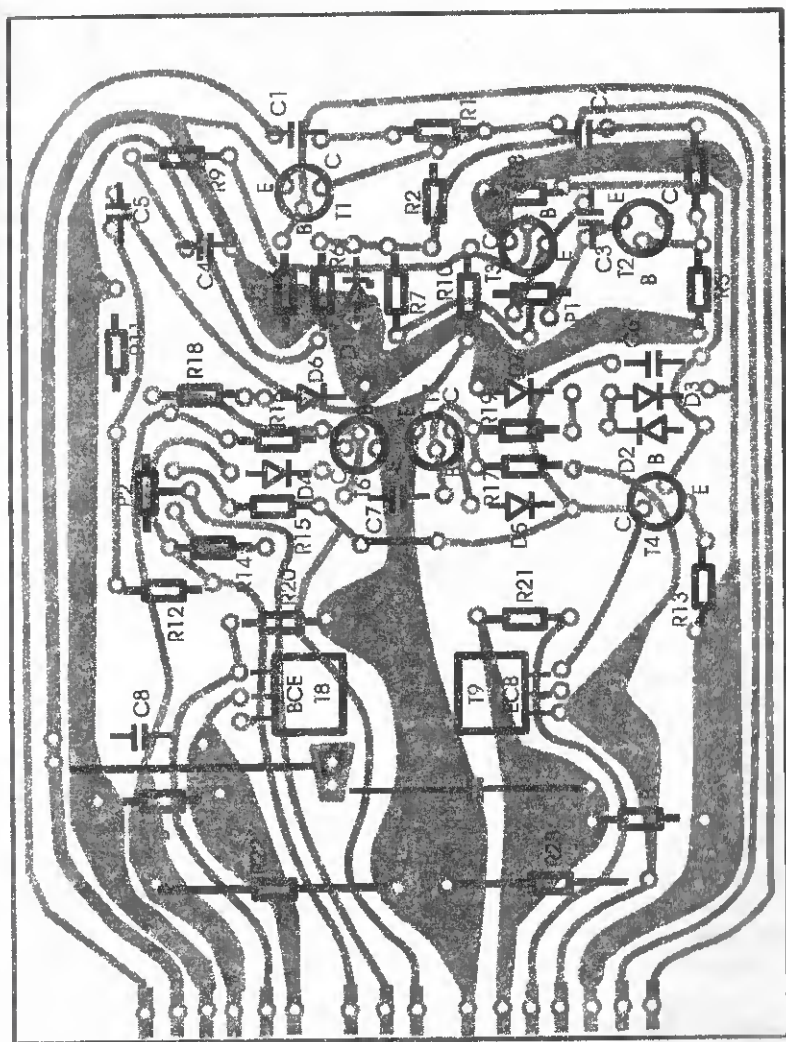


Figura 2.43

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$  și al rezistenței  $R_1$  în baza tranzistorului  $T_1$ , care face parte dintr-un amplificator diferențial. El conține tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$ . Tranzistorul  $T_3$  este amplasat într-o configurație de sarcină activă de tip generator de curent constant ( $T_3, D_1, D_2, R_6$ ). Acest gen de amplasament îmbunătățește foarte mult performanțele de lucru ale amplificatorului diferențial, în ceea ce privește liniaritatea caracteristicilor de transfer, banda de trecere (foarte largă) și procentul foarte redus de distorsiuni THD și IMD. Tranzistorul  $T_4$  realizează o amplificare suplimentară a semnalului audio preluat de la amplificatorul diferențial (etajul de amplificare tensiune). Tranzistorul  $T_5$  îndeplinește funcția etajului pilot. Comportarea foarte bună a etajului pilot în ceea ce privește amplificarea maximă în tensiune, cu un minim de distorsiuni, este impusă de caracterul sarcinii acesteia – generatorul de curent constant realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_3$ .



Nota: D1,D2=1N4148;  
D3,D7=1N4001.

Polarizarea în clasa AB de funcționare a etajului final este asigurată de sursa de tensiune constantă realizată cu ajutorul grupului  $D_3D_4D_5D_6R_{18}$ . Etajul final este format din doi tripleți complementari, și anume tripletul  $NPN - T_7T_9T_{11}$  și tripletul  $PNP - T_8T_{10}T_{12}$ . Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla de



raciune negativă formată din grupul  $R_{11}, R_{13}, C_6$  ( $A = 1 + R_{18}/R_{13}$ ). Grupul  $C_7, R_{29}$  amplasat la intrarea montajului reprezintă un filtru Bucherot, care previne orice tendință de apariție a unor oscilații ale amplificatorului în domeniul frecvențelor înalte. Reglajele amplificatorului constau în stabilirea potențialului „OV” la ieșirea montajului prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_9$ . Urmează stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 70$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{18}$ . Se menționează că la realizarea practică a montajului, în mod obligatoriu grupul de diode  $D_3, D_4, D_5, D_6$  se amplasează pe radiatorul comun al tranzistoarelor finale  $T_{11}$  și  $T_{12}$ , izolate galvanic (cu o foiță de mică), dar într-un contact „termic” foarte bun cu el. În acest mod se asigură compensarea termică ce implică funcționarea stabilă a amplificatorului într-un domeniu larg de temperaturi. De asemenea, tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ ,  $T_7$  și  $T_8$ ,  $T_9$  și  $T_{10}$ ,  $T_{11}$  și  $T_{12}$  vor avea același factor de amplificare în curent  $h_{e1E}$ .

În figura 2.45. este prezentată o altă schemă electrică a unui amplificator de 40 W performant, realizat de această dată cu tranzistoare MOSFET de putere. Se observă că etajul de intrare, de tip amplificator diferențial de tensiune, este precedat de către un filtru trece-jos de tip RC ( $R_1, C_1$ ). El limitează din start amplificarea semnalelor ultrasonore ce s-ar putea aplica accidental la intrarea montajului. Urmează un al doilea etaj, de amplificare în tensiune de tip amplificator diferențial, realizat cu ajutorul tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$ . Se remarcă generatorul de curent constant, format din tranzistorul  $T_7$  și componentele aferente ( $R_{25}, D_3, R_{24}, R_{30}, D_2$ ) care îmbunătățește foarte mult funcționarea acestui al doilea amplificator diferențial – etajul pilot. Soluția cea mai elegantă a acestui montaj o reprezintă însă realizarea sarcinii amplificatorului diferențial de tip oglindă de curent, formată de fapt de cele două oglinzi de curent identice conținute de circuitul integrat CA 3045. S-a ales utilizarea circuitului integrat deoarece cele două oglinzi de curent trebuie să conțină tranzistoare împerecheate, cu parametri identici. Această configurație a montajului implică posibilitatea realizării unei benzi de trecere a amplificatorului extrem de largă (fără filtrul RC de la intrare el „merge” liniar până la circa 700 kHz!), caracteristici de transfer practic liniare și a unor distorsiuni THD și TID extrem de reduse. Tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$  sunt amplasate în cadrul montajului ca amplificatoare de tensiune de tipul celor cu baza comună. Semnalul audio amplificat, preluat de acestea de la cele două oglinzi de curent, este aplicat în bazele tranzistoarelor  $T_{11} - T_{13}$  (conectate în paralel), și  $T_8 - T_{10}$  (tot în paralel), care reprezintă tranzistoarele etajului final.

Analizând funcționarea tranzistoarelor  $T_5$  și  $T_6$  din punctul de vedere al semnalului audio alternativ amplificat, se observă că, de fapt,  $T_5$  amplifică semialternanța pozitivă, iar  $T_6$  semialternanța negativă. Diodele  $D_8$  și  $D_9$  au fost prevăzute în cadrul montajului ca protecție electronică a etajului final, de tipul celei cu limitare de tensiune (se limitează nivelul maxim al tensiunii aplicate pe grilele tranzistoarelor finale). Reglajele amplificatorului încep cu stabilirea la ieșirea acestuia a potențialului „OV”, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{31}$ . Curentul de mers în gol  $I_0 = 100$  mA este asigurat de configurația și polarizarea etajului final al amplificatorului, polarizat în clasa AB de funcționare. Se aplică la ieșirea amplificatorului o sarcină rezistivă  $R_N = 20 \Omega / 10$  W, și la intrarea lui un semnal 20 kHz/500 mV sinus, (cu posibilitatea reglajului de nivel). Cu ajutorul unui osciloscop și al unui distorsiometru, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{14}$  se urmărește obținerea în sarcină a unei sinusoide perfecte, cu un procent de distorsiuni minim (sub 0,01%).



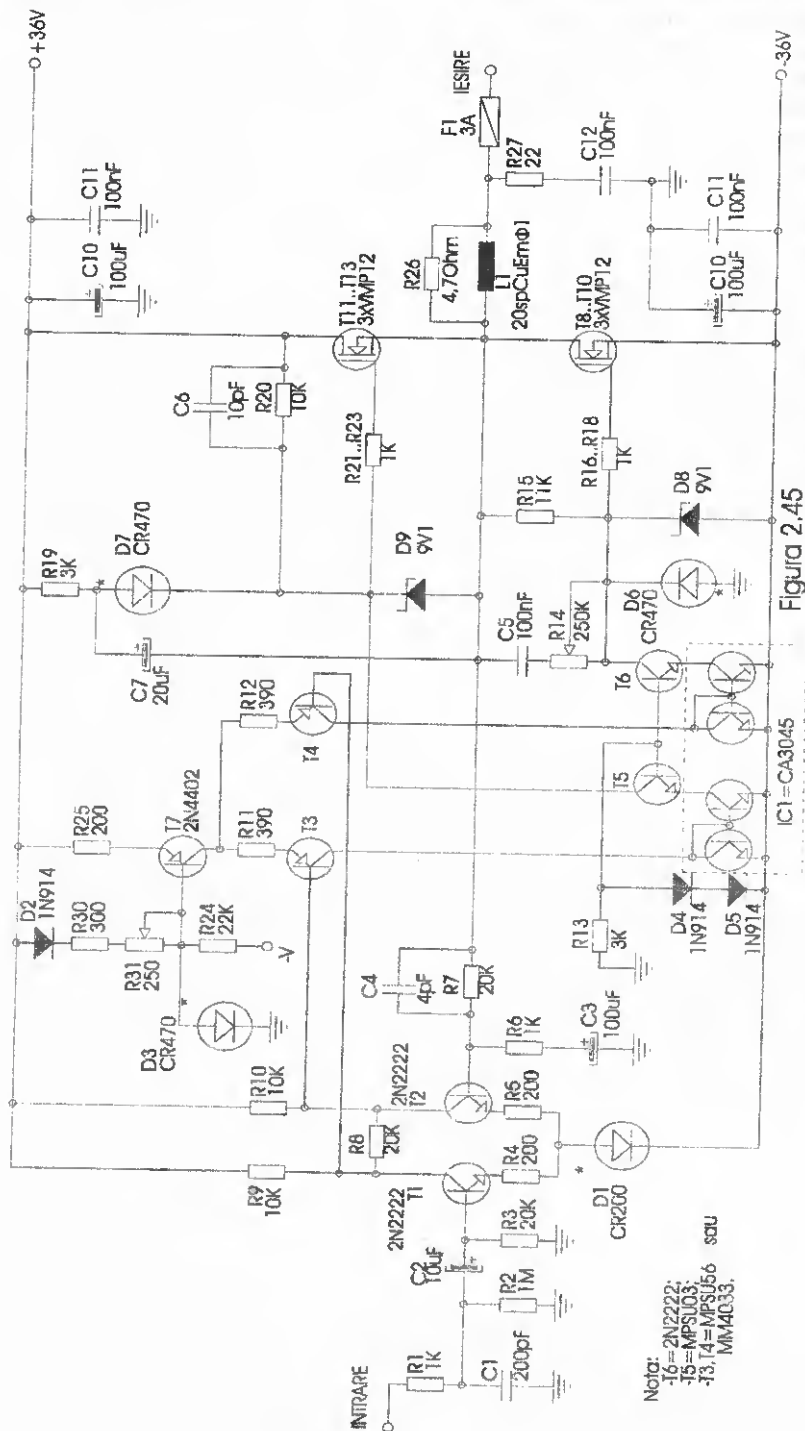
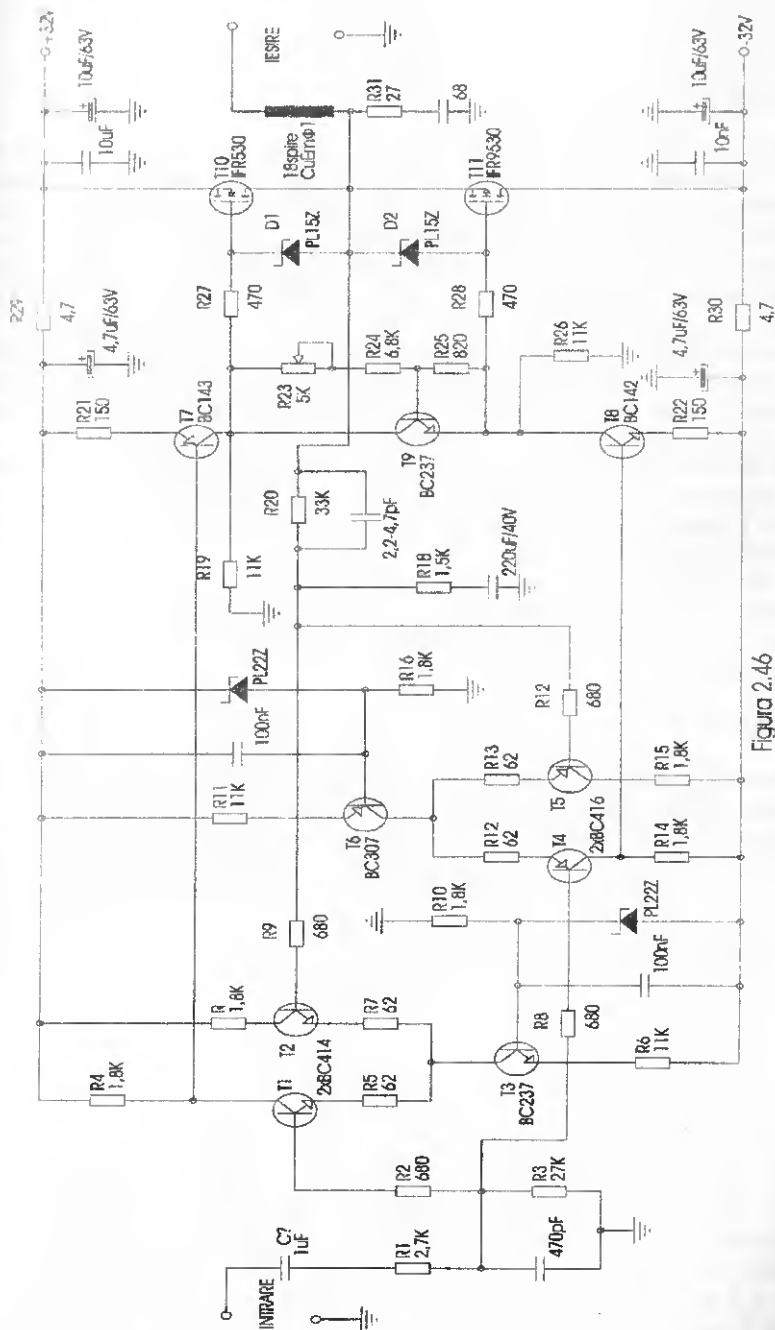


Figura 2.46



Montajul deține următoarele performanțe:

$P_N = 40 \text{ W};$	$\Delta f = 15 \text{ Hz} + 25 \text{ kHz};$
$Z_i = 27 \text{ k}\Omega;$	$S/N \geq 75 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \Omega;$	$SR = 15 \text{ V}/\mu\text{s};$
$U_i = 450 \text{ mV};$	$THD < 0,1\%;$
$U_A = \pm 32 \text{ V};$	$TID \leq 0,02\%.$

Analizând schema electrică a montajului, se observă că acesta este de tipul celor cu simetrie complementară. Cele două amplificatoare diferențiale care includ tranzistoarele  $T_1, T_2$  și  $T_4, T_5$  îndeplinesc funcția etajului de intrare și totodată a amplificatorului de tensiune, pentru fiecare dintre cele două semialemente ale semnalului audio de intrare. În scopul optimizării funcționării celor două amplificatoare diferențiale, au fost prevăzute ca rezistență echivalentă comună din emitoare către un generator de curent constant, realizat fiecare cu tranzistoarele  $T_3$  și  $T_6$ . Tranzistoarele  $T_7$  și  $T_8$  îndeplinesc rolul etajului pilot pentru semnalul audio amplificat de cele două amplificatoare diferențiale. Tranzistorul  $T_9$  realizează funcția sursei de tensiune constantă de tip superdiodă, necesară polarizării în clasa AB a etajului final. Acesta este alcătuit din două tranzistoare de putere complementare  $T_{10}$  și  $T_{11}$  de tip MOSFET. Protecția electronică a etajului final este de tipul celor cu limitare de tensiune (limitarea tensiunii din grilele tranzistoarelor  $T_{10}$  și  $T_{11}$  de diode Zener  $D_1$  și  $D_2$ ). Reglajele amplificatorului constau în stabilirea curentului de mers în gol  $I_0 = 80 \text{ mA}$ , prin acționarea cursorului potențiometruului semireglabil  $R_{23}$ . Tensiunea „OV” de la ieșirea montajului (în regim static de funcționare) este asigurată automat de către configurația schemei electrice. Se menționează că fiecare pereche de tranzistoare care fac parte din cele două amplificatoare diferențiale trebuie să aibă același factor de amplificare în curent  $h_{21E} \geq 350$ .

### A.A.F. de 50 W

Schema electrică a amplificatorului de 50 W este prezentată în **figura 2.47**. Montajul îmbină avantajele simplității cu folosirea completă a configurației și a posibilităților acestui tip de schemă electrică. Amplificatorul deține următoarele performanțe:

$P_N = 50 \text{ W};$	$\Delta f = 30 \text{ Hz} + 25 \text{ kHz};$
$Z_i = 65 \text{ k}\Omega;$	$S/N \geq 75 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \Omega;$	$THD \leq 0,08\% (f = 10 \text{ kHz});$
$U_i = 350 \text{ mV};$	$TID \leq 0,03\%.$
$U_A = \pm 55 \text{ V};$	

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$  etajului de intrare, care conține tranzistorul  $T_1$ . Filtrul trece-jos  $R_1, C_3$  elimină din start eventualele componente de frecvență ultrasonoră ale semnalului audio. Polarizarea tranzistorului  $T_1$  este realizată de grupul  $R_2, R_3, R_4, R_5$ . Grupul  $R_7, D_1, C_2$  a fost prevăzut pentru un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare  $U_A$ . Concomitent, grupul  $D_1, C_2$  reprezintă un rezervor de energie electrică necesar păstrării neschimbate a polarizării tranzistorului  $T_1$ , indiferent de micile variații ale tensiunii de alimentare (poate scădea cu circa 0,5–1,5 V în momentul depășirii pentru scurte durate de timp a puterii nominale livrate). În acest fel se asigură o funcționare extrem de eficientă a etajului de intrare, în

în regim de funcționare al amplificatorului. Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , semnalul audio amplificat este transmis galvanic în baza tranzistorului  $T_3$ , care realizează funcția etajului pilot.

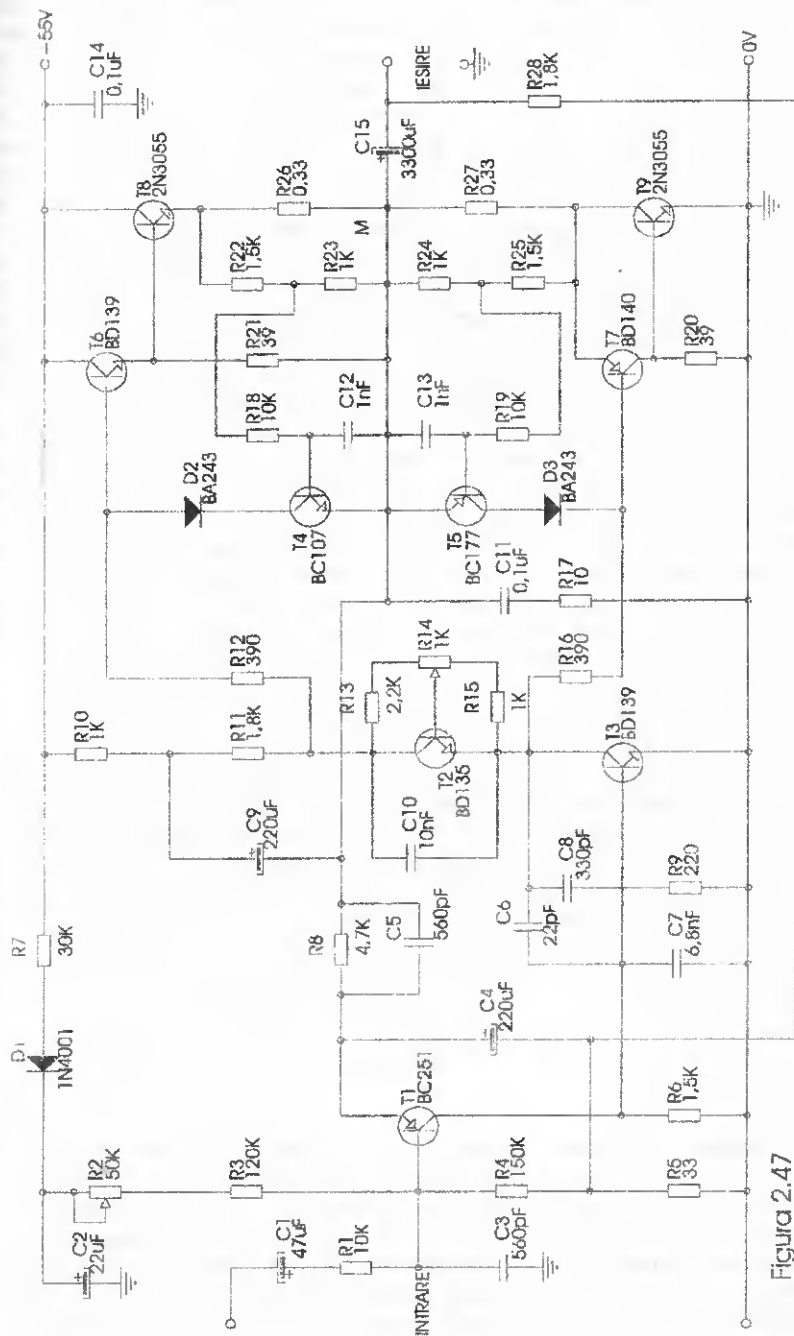


Figura 2.47

Sarcina lui o reprezintă grupul  $R_{10}R_{11}C_9$  – conexiune bootstrap care îl optimizează funcționarea. Polarizarea etajului final al amplificatorului se realizează cu ajutorul unei surse de tensiune constantă de tip super-diodă, care include tranzistorul  $T_2$ . Etajul final este alcătuit din doi dubleți complementari, și anume dubletul NPN de tip Darlington, format din tranzistoarele  $T_6T_8$  și dubletul PNP de tip Super-G, format din tranzistoarele  $T_7T_9$ . Protecția amplificatorului la depășirea puterii nominale ( $P \geq 1,25 P_N$ ) este de tipul celor cu limitare de curent. Ea este realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_4, T_5$  și al componentelor electrice aferente ( $D_2D_3, R_{18}, R_{19}, R_{22}, R_{23}, R_{24}$  și  $R_{25}$ ). Grupurile  $R_{18}C_{12}$  și  $R_{19}C_{13}$  au fost prevăzute pentru acționarea protecției electronice cu o întârziere de circa 10 ms. În acest fel se evită acționarea protecției electronice în momentul unor regimuri tranzitorii normale de lucru ale amplificatorului ( $P \geq 1,2 P_N$ ) la scurte depășiri ale puterii nominale. Forma de undă a semnalului audio nu mai este distorsionată (distorsiune de tip CLIPPING) datorită acestei precauții. Funcționarea optimă a amplificatorului este asigurată de o serie de bucle de reacție judicios amplasate. Amplificarea generală a montajului este reglementată de grupul  $R_8C_4R_5$  – reacția negativă globală ( $A = 1 + R_8/R_5$ ). Condensatorul  $C_5$  limitează amplificarea montajului în domeniul frecvențelor ultrasonore. Același lucru îl realizează condensatoarele  $C_6, C_7$ , și grupul  $C_8R_9$  – reacții negative locale. Rezistența  $R_{28}$  realizează o reacție pozitivă subunitară, ce optimizează funcționarea în sarcină a amplificatorului. Grupul  $C_{11}R_{17}$  reprezintă un filtru de tip Bucherot care aduce un plus de stabilitate în funcționare amplificatorului (reduce la minim posibilitatea de oscilație). Rezistențele  $R_{12}$  și  $R_{16}$  contribuie la egalizarea performanțelor celor doi dubleți complementari de tipuri diferite din etajul final (Darlington și Super-G). Reglajele amplificatorului încep cu stabilirea în punctul median M a tensiunii de valoare  $U_A/2$ , acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_2$ . Urmează stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 100$  mA, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{14}$ . După aceste reglaje, se aplică la ieșirea amplificatorului o rezistență de sarcină  $R_s = 4 \Omega/50$  W, și ulterior la intrarea sa un semnal sinusoidal cu frecvența de 18 kHz, provenit de la un generator de audiofrecvență. Se oscilografiază forma de undă a tensiunii de la bornele rezistenței de sarcină, și dacă este necesar (mici distorsiuni de neracordare) se mai mărește puțin valoarea curentului de mers în gol până la obținerea unei sinusoide perfecte ( $THD \leq 0,08\%$ ). Pentru o măsurătoare perfectă a procentului de distorsiuni este indicată utilizarea unui distorsionmetru.

Un alt montaj cu performanțe asemănătoare are reprezentată schema electrică în **figura 2.48**. Performanțele lui sunt următoarele:

$$P_N = 50 \text{ W};$$

$$Z_i = 50 \text{ k}\Omega;$$

$$Z_o = 4 \Omega;$$

$$U_i = 500 \text{ mV};$$

$$U_A = \pm 34 \text{ V};$$

$$\Delta f = 16 \text{ Hz} + 34 \text{ kHz};$$

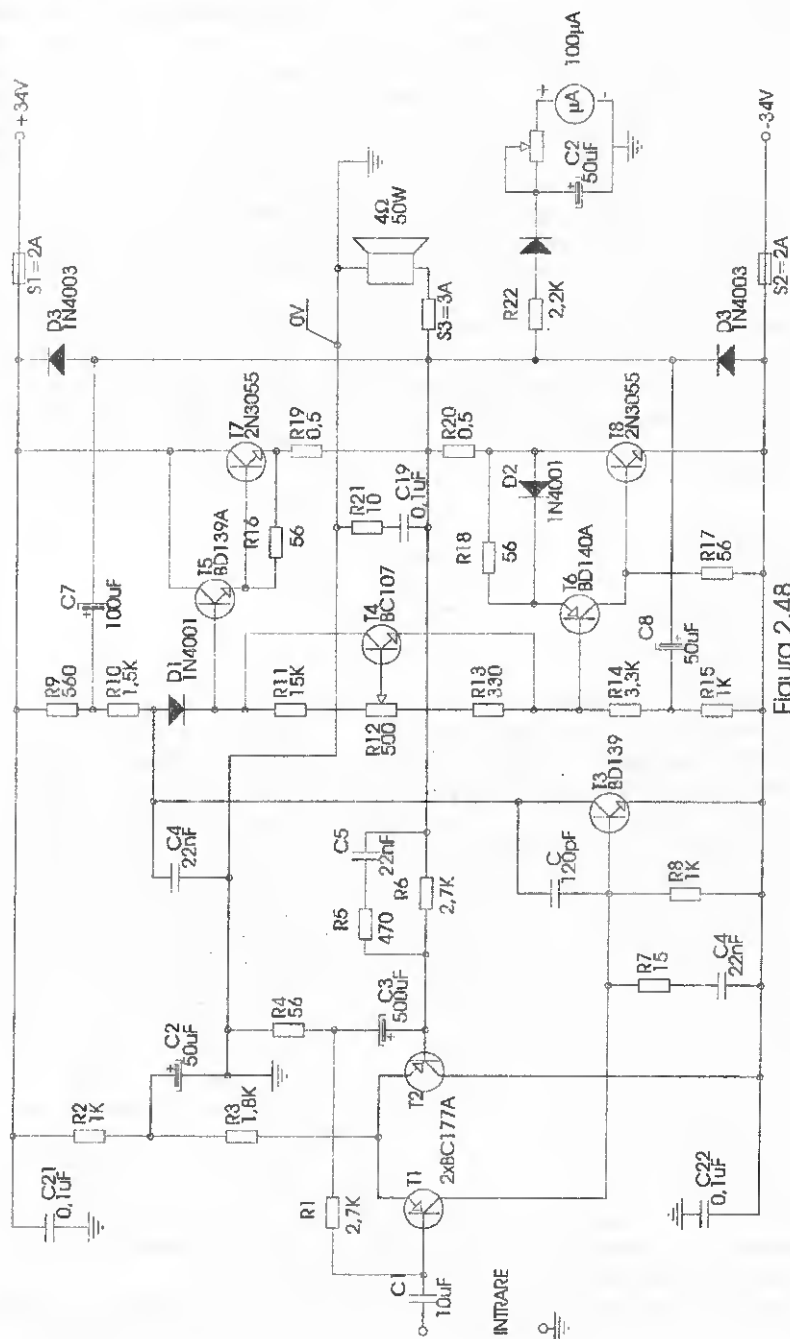
$$S/N \geq 75 \text{ dB};$$

$$THD \leq 0,1\% \text{ (} f = 1 \text{ kHz, } P = 50 \text{ W)};$$

$$TID \leq 0,02\%.$$

Se observă că de această dată etajul de intrare este de tipul amplificatoarelor de tensiune diferențiale. Semnalul de intrare se aplică etajului de intrare ce conține tranzistoarele  $T_1T_2$ , în baza tranzistorului  $T_1$ , prin intermediul condensatorului  $C_1$ . Semnalul audio amplificat este preluat din colectorul tranzistorului  $T_1$  și aplicat galvanic în baza tranzistorului  $T_3$  care formează etajul pilot. Celelalte etaje funcționale ale amplificatorului au o structură similară cu cea a amplificatorului prezentat anterior. Se mai remarcă cele două conexiuni bootstrap  $R_9C_7R_{10}$  și  $R_{14}C_8R_{15}$ , care îmbunătățesc

foarte mult funcționarea etajului pilot în ceea ce privește banda de frecvență de lucru, caracteristicile de transfer și procentul (minim) de distorsiuni THD și TID.





Se mai observă că amplificatorul include în componența sa și un indicator de nivel al puterii de ieșire, realizat cu ajutorul unui microampermetru cu domeniul maxim 100  $\mu$ A.

Nivelul tensiunii de ieșire (deci practic nivelul puterii de ieșire) este în permanență sesizat de grupul  $D_5C_{20}$ . El realizează o redresare monoalternanță a tensiunii de ieșire (semialternanțele pozitive ale semnalului audio amplificat). Rezistența  $R_{23}$  este amplasată în scopul reglajului cap de scală pentru microampermetre. Reglajele montajului încep cu stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 80$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{12}$ . Configurația schemei electrice proprii acestui montaj nu necesită reglajul „zero V” din punctul median – ieșirea montajului (lucru realizat automat). Se amplasează la ieșirea montajului o rezistență de sarcină  $R_s = 100\Omega/3$  W, iar la intrarea lui se aplică un semnal electric sinusoidal cu frecvența de 1 kHz. Se mărește nivelul tensiunii de intrare până când la ieșirea montajului se obține o tensiune alternativă de 14 V<sub>RMS</sub> (40 V<sub>VV</sub>). Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{23}$  până ce indicația microampermetrului ajunge la capătul scalei (puterea nominală). După efectuarea reglajelor, cursoarele celor două potențiometre semireglabile se rigidizează folosind câte o picătură de vopsea.

Un alt amplificator de 50 W, mult mai perfecționat decât cel prezentat anterior, deține schema electrică prezentată în figura 2.49. Performanțele amplificatorului sunt următoarele:

$P_N = 50$ W;	$\Delta f = 14$ Hz + 22 kHz;
$Z_i = 100$ k $\Omega$ ;	$S/N \geq 85$ dB;
$Z_o = 8$ $\Omega$ ;	$SR = 12$ v/ $\mu$ s;
$U_i = 250$ mV;	$THD \leq 0,03\%$ ;
$U_A = \pm 45$ V;	$TID \leq 0,004\%$ .

Față de montajele prezentate până acum, se observă că etajul de intrare de tip amplificator diferențial de tensiune este realizat cu ajutorul unui circuit integrat ce conține două tranzistoare identice de tip FET. În sursele celor două tranzistoare, prin intermediul rezistențelor  $R_5R_7$ , este amplasat un generator de curent constant, care conține tranzistorul  $T_3$ . Acest amplasament, așa cum s-a văzut și anterior la celelalte amplificatoare, îmbunătățește foarte mult funcționarea etajului de intrare. Urmează o cascadă de încă două amplificatoare diferențiale – etajele amplificator de tensiune și pilot, realizate cu tranzistoarele  $T_4T_5$  și  $T_6T_7$ . Tranzistorul  $T_8$  realizează o inversare de fază a semnalului audio amplificat de către tranzistorul  $T_6$ , necesară excursiei maxime în tensiune a semnalului ce urmează a fi amplificat în putere de dubleții complementari ai etajului final. Ei sunt de tip Darlington, realizați cu tranzistoarele  $T_{10}T_{12}$  (secțiunea NPN) și  $T_{11}T_{13}$  (secțiunea PNP). Polarizarea în clasa de funcționare AB a etajului final este realizată de către tranzistorul  $T_9$ , amplasat în montaj de tip superdiodă. Protecția electronică a amplificatorului la suprasarcină ( $P > 1,25 P_N$ ) este de tipul celor cu limitare de curent, fiind realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_{14}$ ,  $T_{15}$  și al componentelor electrice aferente. Reglajele montajului încep cu stabilirea valorii „zero V” în punctul median (ieșirea montajului) prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_1$ . Valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 100$  mA se stabilește prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $P_2$ . Realizat și reglat corespunzător, acest amplificator va satisface pretențiile cele mai exigente ale amatorilor de audiții HI-FI.

De multe ori se dorește ca, având o sursă de tensiune destinată alimentării amplificatorului de valoare redusă, să se obțină totuși o putere nominală mare.

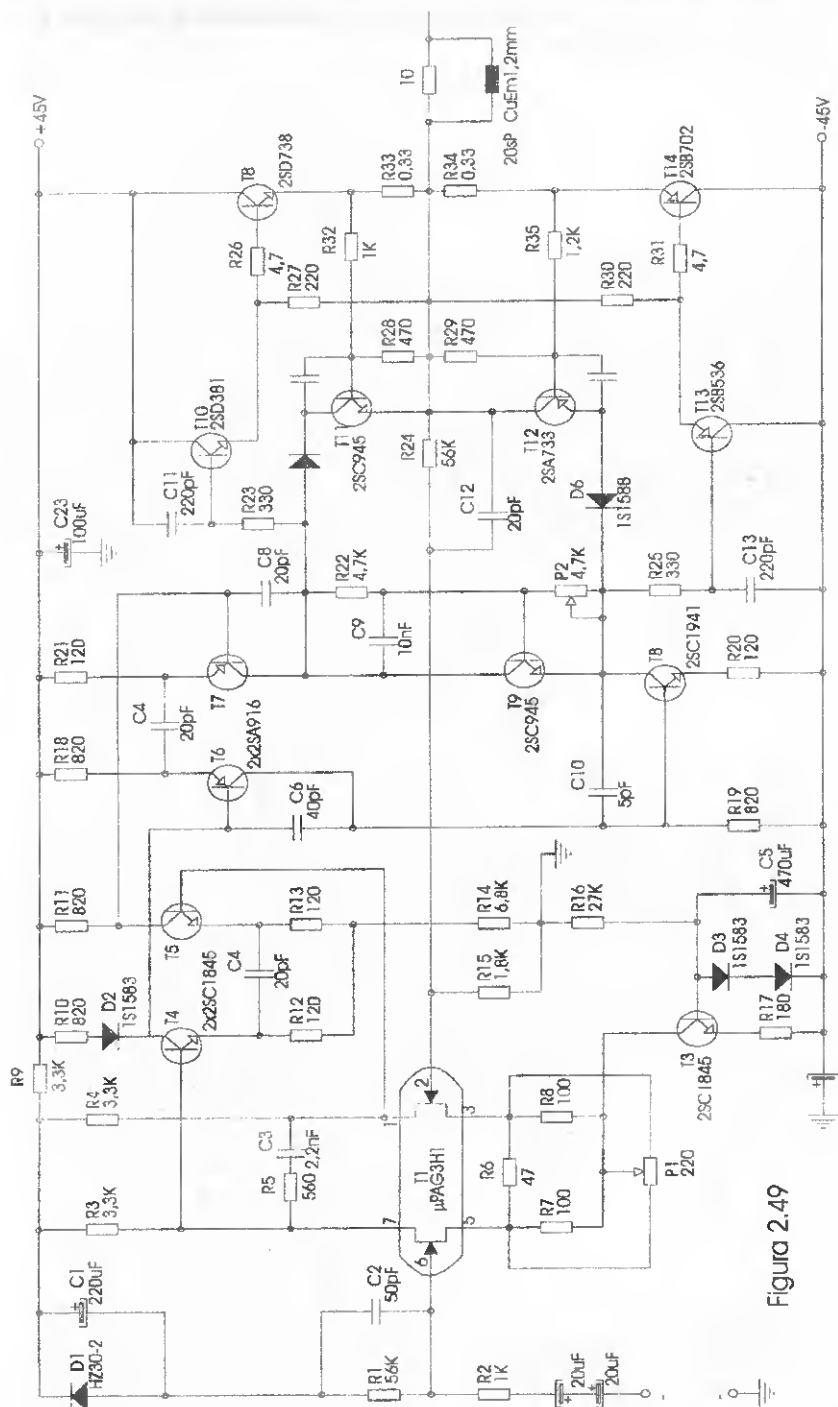


Figura 2.49

În acest sens este prezentat amplificatorul cu schema electrică din figura 2.50. El deține următoarele performanțe:

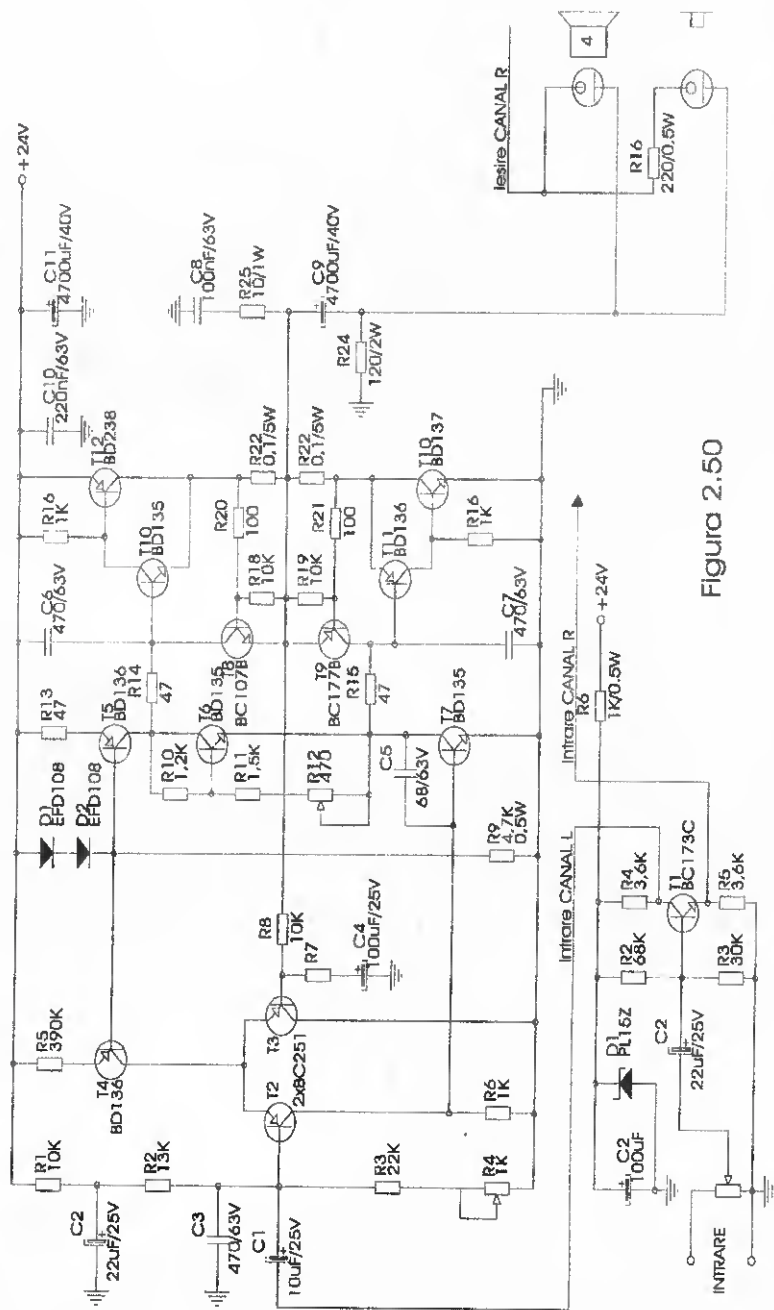


Figura 2.50

$P_N = 50 \text{ W};$	$\Delta f = 40 \text{ Hz} + 25 \text{ kHz};$
$Z_i = 22 \text{ k}\Omega;$	$S/N \geq 75 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \text{ }\Omega;$	$\text{THD} \leq 0,1\%;$
$U_i = 400 \text{ mV};$	$\text{TID} \leq 0,04\%.$
$U_A = +24 \text{ V};$	

Analizând schema electrică a montajului, se observă că de fapt avem în față două amplificatoare identice de 25 W, amplasate într-un montaj de tip punte. Noutatea constă în prezența etajului defazor, realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_1$  și al componentelor electrice aferente. El are rolul de a genera două semnale audio identice ca amplitudine, dar defazate cu  $180^\circ$  unul față de celălalt. Ele se preiau din colectorul și emitorul tranzistorului  $T_1$ , aplicându-se ulterior la intrările celor două amplificatoare de putere. Se observă că sarcina acestora (incinta acustică) este conectată galvanic între cele două ieșiri. Datorită acestei configurații, prin sarcină trece curentul nominal al celor două amplificatoare, dar excursia echivalentă în tensiune va fi dublă față de cea realizată de un singur amplificator. Datorită acestui considerent puterea efectivă de ieșire a montajului se dublează. Reglajele constau în asigurarea, pentru fiecare dintre cele două amplificatoare identice conectate în montajul punte, a următorilor parametrii statici de funcționare:

- curentul de mers în gol  $I_0 = 70 \text{ mA}$ , prin acționarea cursoroarelor potențimetrelor semireglabile  $P_{12}$  și  $P_{129}$ ;
- valoarea tensiunii  $U_A/2 = 12 \text{ V}$  în punctele mediane (cu precizie de 1%) prin acționarea cursoroarelor potențimetrelor semireglabile  $P_4$  și  $P'_4$ .

Ulterior se conectează la ieșirea montajului o rezistență de  $20 \text{ }\Omega/3 \text{ W}$  înseriată cu un miliampermetru (conectat inițial pe domeniu mare de măsură – circa  $500 \text{ mA}$ ). Prin acționarea cursorului potențimetrului semireglabil  $P_5$ , se urmărește reducerea la zero (practic la câțiva miliamperi) a curentului prin sarcină. Se rigidizează ulterior cu vopsea toate cele cinci cursorae ale potențimetrelor semireglabile. A nu se uita că, înainte de începerea reglajelor, intrările celor două amplificatoare de putere identică să fie conectate la masa montajului (din punct de vedere al semnalului alternativ) prin intermediul a două condensatoare de  $1 \text{ }\mu\text{F}$  neelectrolitice.

### A.A.F. de 60 W

Schema electrică a amplificatorului de 60 W – varianta I – este prezentată în figura 2.51. Montajul deține următoarele performanțe:

$P_N = 60 \text{ W};$	$\Delta f = 18 \text{ Hz} + 24 \text{ kHz};$
$Z_i = 82 \text{ k}\Omega;$	$S/N \geq 70 \text{ dB};$
$Z_o = 4 \text{ }\Omega;$	$\text{SR} = 8 \text{ V}/\mu\text{s}$
$U_i = 450 \text{ mV};$	$\text{THD} \leq 0,06\%$
$U_A = \pm 28 \text{ V};$	$\text{TID} \leq 0,02\%.$

Analizând schema electrică prezentată în figura 2.51, se observă că etajul de intrare este alcătuit sub forma unui amplificator diferențial de tensiune, care are prevăzut în emitoarele conectate galvanic, proprii tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  (un generator de curent constant realizat cu tranzistorul  $T_3$  și componentele electrice aferente ( $D_1 D_2 R_3 R_4$ )).

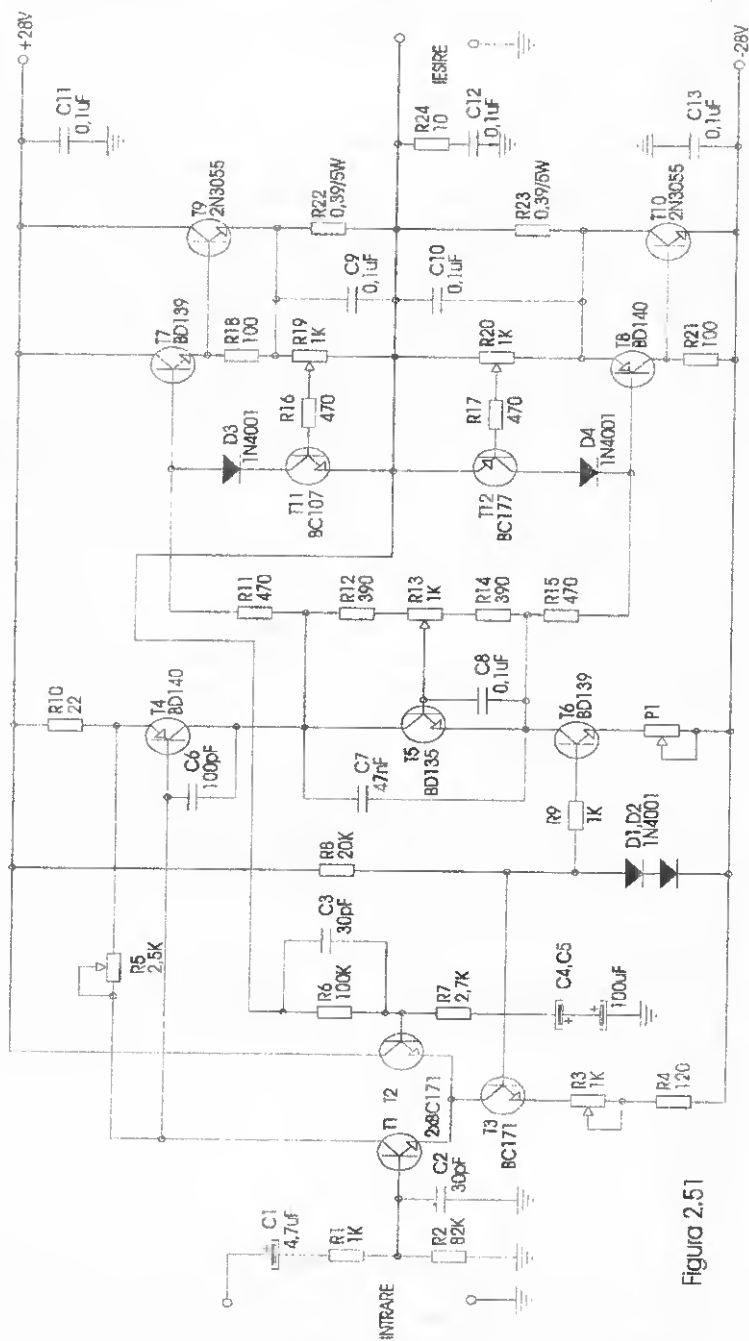


Figura 2.51

Semnalul audio se aplică la intrarea neînversoare a amplificatorului diferențial (baza tranzistorului  $T_1$ ) prin intermediul condensatorului  $C_1$  și al filtrului  $R_1 R_2 C_2$ , a cărui utilitate s-a menționat până acum – rejecția componentelor ultrasonore. Semnalul audio amplificat este preluat din colectorul tranzistorului  $T_1$  și aplicat galvanic în baza tranzistorului  $T_4$ , care realizează funcția etajului pilot. Sarcina lui o constituie un al doilea generator de curent constant, realizat cu tranzistorul  $T_6$ . Sursa de tensiune constantă necesară polarizării în clasa AB de funcționare a tranzistoarelor din etajul final este realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_5$  și al grupului  $R_9 R_{13} R_{14} C_8$ . Se remarcă prezența condensatorului  $C_8$ , care oferă un plus de stabilitate în funcționarea acestui montaj de tip superdiodă. Etajul final conține dubleții complementari  $T_7 T_8$  (dublețul NPN de tipul Darlington) și  $T_9 T_{10}$  (dublețul PNP de tip Super-G). La ieșirea montajului se mai remarcă prezența filtrului Bucherot, realizat cu ajutorul grupului  $R_{24} C_{12}$ , care sporește stabilitatea în funcționare a amplificatorului (elimină pericolul apariției oscilațiilor). Tot din acest considerent a fost prevăzut în bucla de reacție negativă globală  $R_6 R_7 C_4 C_5$ , care definește amplificarea generală a montajului ( $A = 1 + R_6/R_7$ ), și condensatorul  $C_3$ . Prezența lui limitează în același timp amplificarea montajului în domeniul frecvențelor ultrasonore. Protecția electronică a amplificatorului este de tipul celor cu limitare de curent ( $P > 1,25 P_N$ ). Ea conține tranzistoarele  $T_{11}, T_{12}$  și componentele electrice aferente ( $D_3 D_4 R_{16} R_{17} R_{19} R_{20} C_9 C_{10}$ ). Condensatoarele  $C_9 C_{10}$  impun o valoare convenabilă a constantei de timp de 10 ms, necesare în funcționarea protecției la regimurile tranzitorii (evitarea clippingului semnalelor de amplitudine mare și foarte scurtă durată).

Reglajele amplificatorului încep cu stabilirea unui curent de 1 mA livrat de generatorul de curent constant ce alimentează amplificatorul diferențial de intrare, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_3$  (deci, practic 1 mA prin colectorul tranzistorului  $T_3$ ). Urmează stabilirea unui curent de 12 mA prin etajul pilot (colectorul tranzistorului  $T_4$ ) acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $P_1$ . Urmează stabilirea potențialului electric „zero V” la ieșirea montajului, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_5$ . Valoarea curentului de mers în gol  $I_0 = 70$  mA se stabilește prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{13}$ . Reglajul protecției electronice se face la fel ca la montajele de acest gen prezentate anterior. După aceste reglaje amplificatorul va funcționa la parametri nominali menționați inițial.

Un alt montaj, ai cărui parametri sunt extrem de asemănători cu cei ai amplificatorului prezentat anterior, deține schema electrică din **figura 2.52**. Se remarcă etajul de protecție termică al amplificatorului, realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_{13}$ . Prin intrarea sa în stare de conducție, determinată practic de încălzirea termistorului  $R_3$  (montat pe radiatorul comun al tranzistoarelor  $T_7 T_8$ ) el blochează amplificarea semnalului audio de intrare. Acest lucru se petrece în momentul încălzirii excesive a tranzistoarelor finale (deci funcționare în regim  $P > 1,25 P_N$  de lungă durată). Etajul de intrare este de tip amplificator diferențial de tensiune, conținând tranzistoarele  $T_1 T_2$ . Etajul pilot include tranzistorul  $T_3$ , care are ca sarcină conexiunea bootstrap formată din grupul  $R_{12} C_4 R_{13}$ . Polarizarea etajului final (care include dubleții  $T_5 T_7$  și  $T_6 T_8$ ) este realizată de sursa de tensiune constantă de tip superdiodă, care conține tranzistorul  $T_4$ . Funcționarea amănunțită a acestor blocuri electronice a fost prezentată până acum. Protecția electronică la suprasarcină este de tipul celor cu limitare de curent (include tranzistoarele  $T_9$  și  $T_{10}$ ). Amplificarea generală a montajului este reglementată de o buclă de reacție negativă globală, în care sunt incluse componentele  $R_{31} R_{10} C_3$  ( $A = 1 + R_{31}/R_{10}$ ). Reglajele amplificatorului constau în realizarea potențialului „zero V” la ieșire, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_9$ .



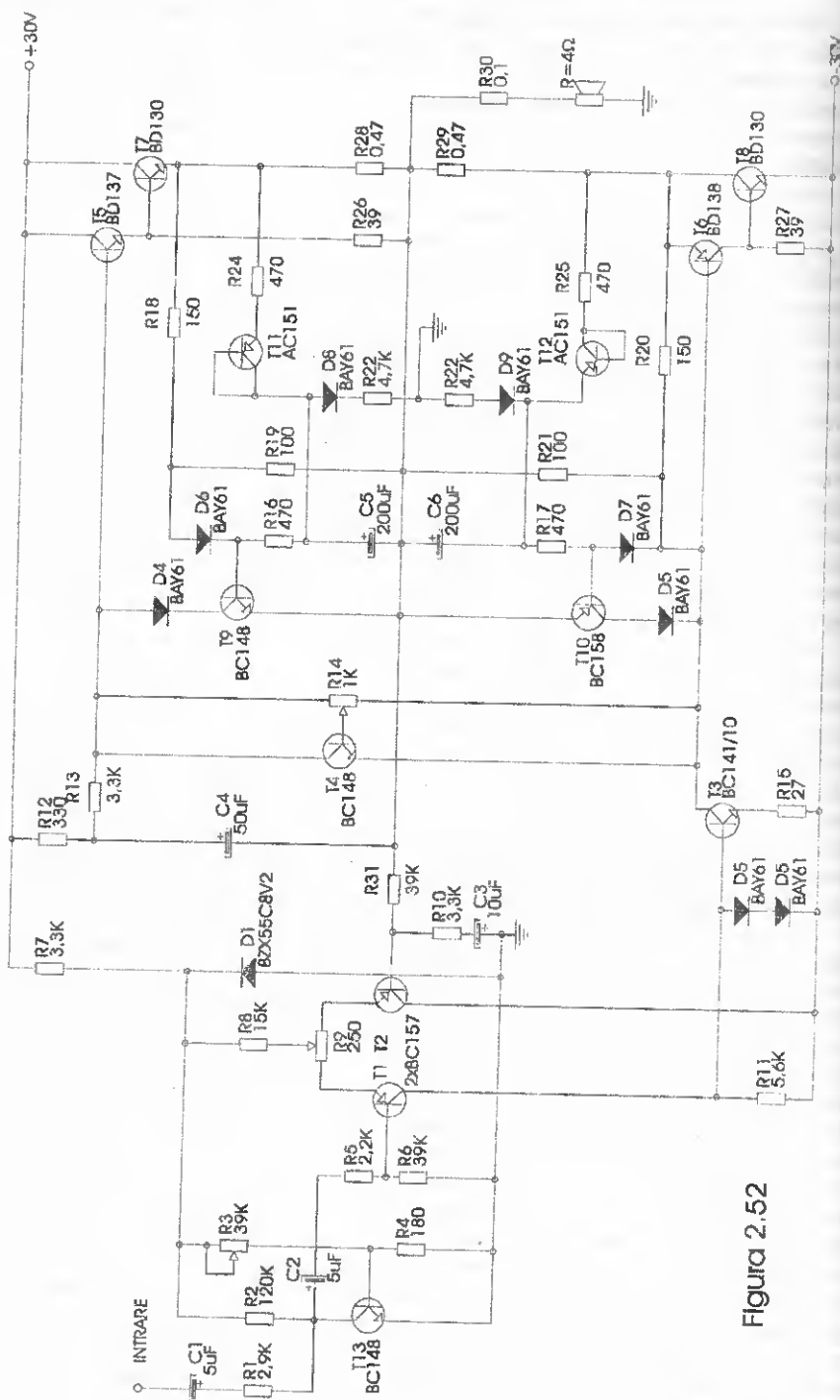


Figura 2.52

Urmează stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 75 \text{ mA}$ , prin acționarea cursorului potentiometrului semireglabil  $R_{14}$ . Protecția electronică are elementele astfel dimensionate (valorile rezistențelor) încât să acționeze la depășirea puterii nominale livrate de amplificator ( $P > 1,2 P_N$ ).

### A.A.F. de 75 W

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în figura 2.53. Performanțele montajului sunt următoarele:

$P_N = 75 \text{ W}$ ;	$f = 18 \text{ Hz} + 39 \text{ kHz}$ ;
$Z_i = 25 \text{ k}\Omega$ ;	$S/N \geq 90 \text{ dB}$ ;
$Z_o = 8 \Omega$ ;	$SR = 25 \text{ V}/\mu\text{s}$ ;
$U_i = 1 \text{ V}$ ;	$THD \leq 0,01\%$ ;
$U_A = \pm 40 \text{ V}$ ;	$TID \leq 0,003\%$ .

Soluția tehnică adoptată pentru acest amplificator impune performanțe electrice deosebite. Se observă folosirea unui etaj de intrare dotat cu amplificatoare diferențiale specializate la amplificarea separată a fiecărei semialternanțe proprii semnalului de intrare. Protecția amplificatorului este de tipul celor cu limitare de curent. Stabilirea potențialului electric „zero V” la ieșirea montajului (în punctul A) se face automat, datorită configurației alese pentru schema electrică. Reglajul curentului de mers în gol  $I_0 = 80 \text{ mA}$  se face acționând cursorul potentiometrului semireglabil  $R_{23}$ .

Datorită condițiilor de lucru deosebite în ceea ce privește puterea nominală livrată de amplificator la parametrii specificați inițial, s-au prevăzut protecții suplimentare, atât în privința celor două surse de tensiune care alimentează montajul, cât și la ieșirea amplificatorului. Protecția este realizată de către siguranțele fuzibile  $F_1$ ,  $F_2$  și  $F_3$  dimensionate corespunzător. În scopul prevenirii amplificării semnalelor electrice de frecvență ultrasonoră, care ar putea apărea în spectrul semnalului audio de intrare, bucla de reacție negativă globală, care reglementează amplificarea generală, include o serie de elemente suplimentare amplasate potrivit considerentului menționat anterior. Tot în același scop la intrarea amplificatorului este amplasat filtrul trece-jos  $R_1 C_1$ .

Pe partea de alimentare a etajelor de intrare și pilot s-au amplasat grupurile  $D_1 C_{10}$  și  $D_4 C_{15}$ . Ele constituie rezervoare de energie electrică, prevăzute în scopul prevenirii scăderii tensiunii de alimentare destinată etajelor funcționale menționate anterior, în momentul livrării de către amplificator a puterii maxime. Ca urmare a acestui fapt, etajele de intrare (cele două amplificatoare diferențiale care conțin tranzistoarele  $T_1 T_2$  și  $T_3 T_4$ ), și etajul pilot (care de această dată conține tranzistoarele  $T_5 T_6$ , care lucrează alternativ pentru fiecare semialternanță a semnalului audio amplificat) sunt în permanență alimentate cu energie electrică furnizată la o tensiune constantă. Acest fapt impune în final funcționarea generală a amplificatorului la parametrii prezentați inițial. Se recomandă realizarea practică la modul cel mai compact a amplificatorului, folosind plăcuțe de cablaj imprimat cu traseele dintre componente cât mai scurte. Se impune sortarea inițială a tranzistoarelor, astfel încât grupurile  $T_1 T_2$ ,  $T_3 T_4$ ,  $T_{10} T_{12}$  și  $T_{11} T_{13}$  să prezinte același factor de amplificare în curent  $h_{21E}$ . Un alt amănunt esențial pentru buna funcționare a amplificatorului îl constituie alimentarea acestuia de la o sursă de energie electrică, astfel încât  $P_A > 1,7 P_N$ . Cele două ramuri de alimentare  $\pm U_A$  se dotează obligatoriu cu condensatoare de filtraj  $C = 4700 \mu\text{F}$ .

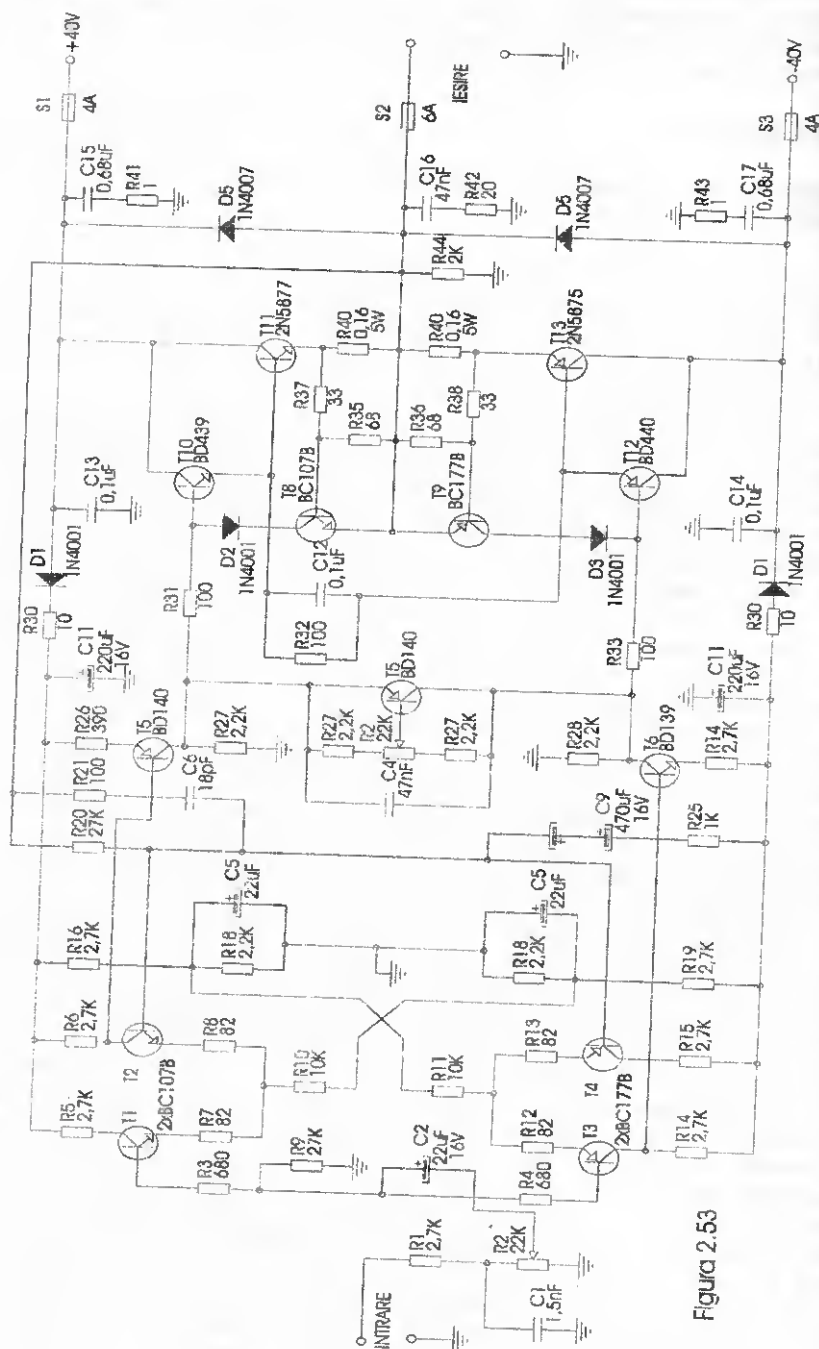


Figura 2.53

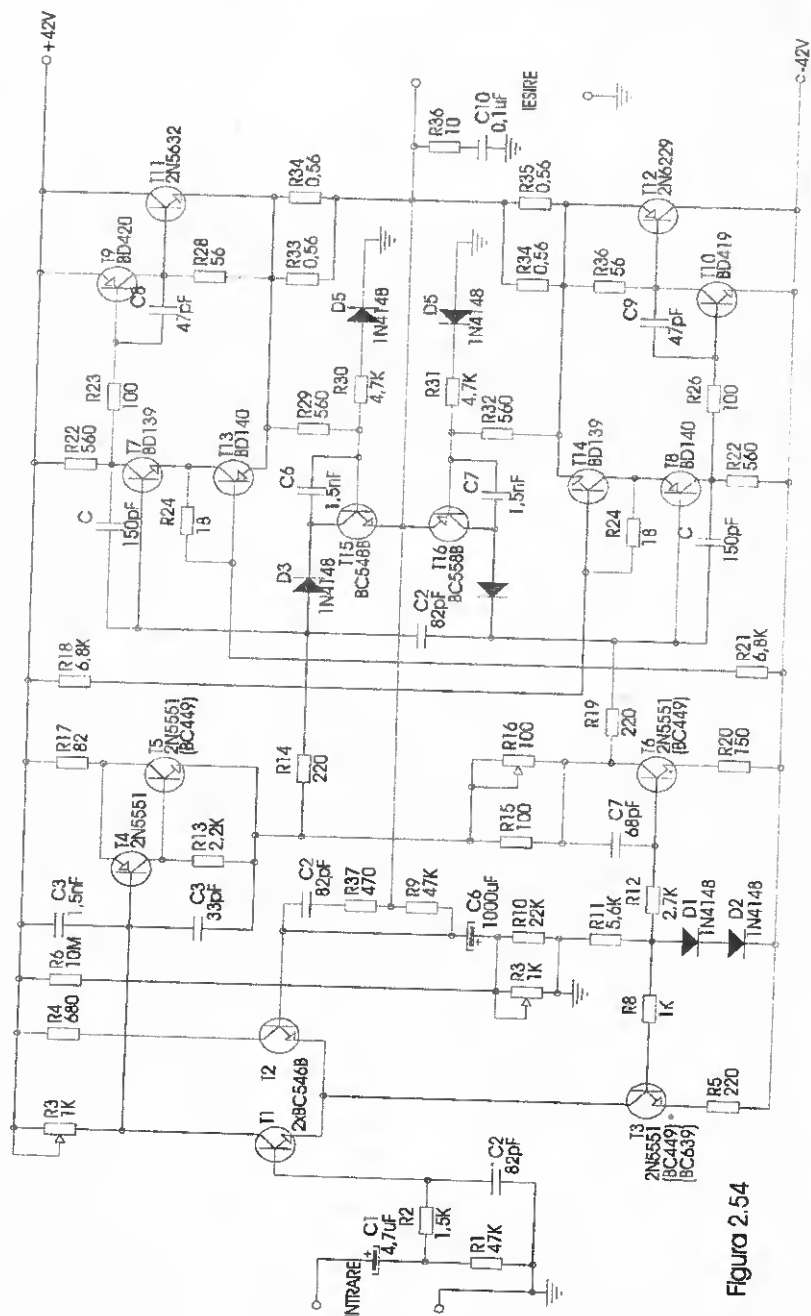
## A.A.F. de 80 (120) W

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în figura 2.54. Montajul prezintă următoarele performanțe:

$P_N = 80 \text{ W (120 W);}$	$\Delta f = 18 \text{ Hz} + 26 \text{ kHz;}$
$Z_i = 47 \text{ k}\Omega;$	$S/N \geq 75 \text{ dB;}$
$Z_o = 8 \Omega \text{ (4 W);}$	$SR = 20 \text{ V}/\mu\text{s;}$
$U_i = 450 \text{ mV;}$	$THD \leq 0,4\% \text{ (} f = 15 \text{ kHz, } P_N\text{);}$
$U_A = \pm 42 \text{ V;}$	$TID \leq 0,03\%.$

Analizând schema electrică a amplificatorului, se observă că aceasta prezintă o configurație mai deosebită față de cele înfățișate până acum. Etajul de intrare este de tip amplificator diferențial, realizat cu ajutorul tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . În emitoarele lor este amplasat un generator de curent constant, realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_3$  și al componentelor electrice aferente ( $R_6, D_1, D_2, R_8$ ), configurație care, după cum s-a văzut anterior, îmbunătățește foarte mult calitățile funcționale ale amplificatorului diferențial (liniaritate a caracteristicilor de transfer, bandă foarte largă de frecvențe de lucru, distorsiuni THD și TID minime etc.). Din colectorul tranzistorului  $T_1$ , semnalul audio amplificat este transmis galvanic în baza tranzistorului  $T_4$ . Tranzistoarele  $T_4$  și  $T_5$ , amplasate într-o conexiune de tip dublet super-G, formează etajul pilot. Sarcina lui o constituie generatorul de curent constant realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_6$ . Așa cum s-a menționat și la montajele anterioare care prezintă o configurație de acest tip, acest amplasament permite realizarea unei excursii maxime în tensiune a semnalului audio amplificat, cu distorsiuni foarte mici, bandă largă de frecvențe de lucru și, fapt deosebit de important, o viteză mare de creștere a tensiunii – slew-rate mare. Acest lucru permite o funcționare foarte bună a amplificatorului în timpul regimurilor tranzitorii de lucru, impunând în final practic lipsa distorsiunilor TID. Dar cea mai elegantă soluție tehnică a acestui amplificator o constituie modul de realizare și polarizarea în clasa AB de funcționare a etajului final. În primul rând se identifică prezența celor doi tripleți complementari care există în orice etaj final de putere, și anume: tripletul NPN, format din tranzistoarele  $T_7, T_9, T_{11}$  și tripletul PNP, format din tranzistoarele  $T_8, T_{10}, T_{12}$ . Se observă că alcătuirea celor doi tripleți complementari este perfect simetrică, iar tensiunea necesară polarizării lor este de circa  $2V_{BE}$  ( $V_{BE}$  = tensiunea bază-emiter, de circa 0,7 V). Acest lucru se realizează deosebit de elegant cu ajutorul tranzistoarelor  $T_{13}$  și  $T_{14}$ , care împreună cu componentele electrice aferente ( $R_{18}, R_{21}, R_{24}, R_{25}$ ) formează o sursă de tensiune constantă care lucrează în regim flotant, cu parametri electrici deosebit de buni. Această configurație a montajului permite ca etajul pilot să lucreze cu curenți mici (circa 7–8 mA), fără a fi solicitat de către etajul final în privința curentului absorbit de cei doi tripleți complementari, în vederea amplificării ulterioare în curent a etajului final. Condiția este absolut necesară și pentru obținerea unui slew-rate ridicat, deoarece puterea nominală  $P_N$  a amplificatorului este destul de mare (80 W pentru  $Z_o = 8 \Omega$  și 120 W pentru  $Z_o = 4 \Omega$ ), iar acesta trebuie să lucreze foarte bine și pentru semnalele audio de nivel mare și frecvență înaltă. Protecția amplificatorului la suprasarcină ( $P > 1,25 P_N$ ) este de tipul celor cu limitare de curent. Ea include tranzistoarele  $T_{15}$  și  $T_{16}$ , funcționând la fel ca cele prezentate până acum. Amplificarea generală a montajului este reglementată de o buclă de reacție negativă ce include componentele electrice  $R_9, R_{37}, C_6, C_7, R_{10}$  ( $A = 1 + R_9/R_7$  II  $R_{10}$ ). Se observă că s-a prevăzut potențiometrul semireglabil  $R_{10}$ , amplasat în paralel cu  $R_7$ , pentru un reglaj

final al amplificării generale proprii montajului. Grupurile  $R_2C_2$ ,  $C_5R_3$ , condensatoarele  $C_3$  și  $C_4$ ,  $C_8$  și  $C_9$  și filtrul Bucherot  $R_{36}C_{10}$  au rolul de limitare a amplificării semnalului audio de intrare în zona frecvențelor ultrasonore.



În acest mod se mărește stabilitatea în funcționare a amplificatorului și totodată se evită posibilitatea apariției unor oscilații. La realizarea practică a montajului se recomandă folosirea unei plăcuțe de cablaj imprimat pentru etajele de intrare, pilot și protecția electronică. Restul componentelor (etajul final și sursa de tensiune destinată polarizării acestuia) se amplasează pe un radiator comun (care să fie capabil de a disipa puterea disipată  $P_D > 0,4 P_N$ ) astfel:

- tranzistoarele se montează pe radiator (folosind plăcuțe de mică, tuburi izolante, șurube izolante etc.);
- pentru rezistențele interconectate în montaj se confecționează mici cablaje imprimare, amplasate tot pe radiator cu ajutorul unor șuruburi de prindere (evident, izolate galvanic de acesta), chiar în apropierea tranzistoarelor cu care se interconectează.

Se mai menționează că este absolut necesar ca traseul de alimentare al etajului final (deci, curenți mari ce impun conductoare groase) să fie diferit de traseul de alimentare al celorlalte etaje funcționale. Dacă nu se respectă acest lucru, apare așa-numitul „cuplaj prin masă” care scade automat performanțele inițiale menționate pentru montaj. Reglajele amplificatorului încep cu stabilirea potențialului „zero V” la ieșirea acestuia, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_3$ . Urmează reglajul curentului de mers în gol, de această dată doar prin etajul final  $I_0 = 21$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{16}$ . Amplificarea generală a montajului se poate regla prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_7$ . Realizat și reglat corespunzător, amplificatorul se va încadra cu ușurință în cerințele HI-FI, chiar și pentru depășiri de scurtă durată ale livrării puterii nominale  $P_N$ , comportându-se foarte bine în timpul regimurilor tranzitorii de funcționare.

### A.A.F. de 100 W

Performanțele amplificatorului a cărui schemă electrică este prezentată în figura 2.55. sunt următoarele:

$P_N = 100$ W;	$f = 15$ Hz + 30 kHz;
$Z_i = 47$ k $\Omega$ ;	S/N > 85 dB;
$Z_o = 4$ $\Omega$ ;	SR = 15 V/ $\mu$ s;
$U_i = 800$ mV;	THD $\leq$ 0,8%;
$U_A = \pm 40$ V;	TID $\leq$ 0,6%.

Etajul de intrare al amplificatorului este de tipul amplificatoarelor diferențiale de tensiune, dotate cu generator de curent constant. Semnalul de intrare se aplică în baza tranzistorului  $T_2$  prin intermediul condensatorului  $C_1$ . Amplificatorul diferențial include tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$ , iar generatorul de curent constant tranzistorul  $T_1$  și componentele electrice  $D_1 D_2 R_7 R_4$ . Semnalul audio amplificat se preia din colectorul tranzistorului  $T_2$  și se aplică galvanic în baza tranzistorului  $T_5$ , care realizează funcția etajului pilot. Sarcina lui o constituie alt generator de curent constant, realizat de această dată cu tranzistorul  $T_4$  și componentele electrice  $D_5 D_6 R_{11} R_{12}$ . Sursa de tensiune constantă necesară polarizării etajului final este de tip superdiodă, incluzând tranzistorul  $T_6$  și componentele  $R_{13} R_{14} R_{15} C_4$ . Etajul final este format din doi tripleți complementari  $T_9 T_{11} T_{13}$  (NPN de tip Darlington) și  $T_{10} T_{12} T_{14}$  (PNP de tip Super-G). Protecția electronică este de tipul celor cu limitare de curent, incluzând tranzistoarele  $T_7 T_8$  și componentele electrice aferente  $R_{18} R_{19} R_{20} R_{21}$ . Amplificarea generală a montajului este reglementată de o buclă de reacție negativă globală,





Pentru sporirea stabilității în funcționare și prevenirea tendinței de oscilație a amplificatorului s-au prevăzut condensatorul  $C_3$  (în etajul pilot), condensatoarele  $C_6, C_8$  (în etajul final) și filtrul Bucherot  $R_{28}C_7$  amplasat la ieșire. Reglajele amplificatorului constau în stabilirea tensiunii „zero V” la ieșirea acestuia, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_8$ . Urmează stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 100$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{14}$ . Elementele protecției electronice au fost dimensionate astfel încât aceasta să intre în funcțiune la o depășire a puterii nominale  $P > 1,25 P_N$ . Se recomandă un filtraj eficient al tensiunii de alimentare  $U_A$  (condensatoare de minim 6800  $\mu$ F pe fiecare ramură), iar transformatorul de rețea trebuie să aibă o putere de minim 180 VA pentru livrarea de lungă durată, în regim continuu, a puterii nominale.

### AMPLIFICATOR AUDIO ULTRALINIAR DE 100 W

Realizarea practică a unui amplificator de audiofrecvență de putere mare – 100 W – care să dețină performanțe HI-FI, se poate face în mai multe moduri, fiecare dintre ele având avantaje și dezavantaje proprii. În ultimul timp a devenit curentă folosirea unor circuite integrate specializate, de putere, astfel dimensionate încât să livreze puterea nominală ce se dorește a fi instalată în cadrul complexului electroacustic. Efectuând însă o analiză mai detaliată a acestui tip de soluție tehnică, dublată de un set de măsurători de parametri, în majoritatea cazurilor s-au constatat unele deficiențe, dintre care menționăm:

- majoritatea montajelor de acest tip livrează puterea nominală doar pentru o perioadă de timp limitată, și mai ales doar înspre partea centrală a benzii de audiofrecvență. La extremitățile ei mai totdeauna intervin atenuări importante ale valorii puterii de ieșire.

- procentele de distorsiuni armonice și de intermodulație (THD și TID) reprezintă de cele mai multe ori o valoare apropiată de limitele de la care distorsiunile sunt sesizabile auditiv, în special înspre extremitățile benzii audio.

- amplificatoarele audio de putere realizate cu circuite integrate specializate prezintă o capacitate destul de redusă la supraîncărcare. Depășirea puterii nominale livrate duce de cele mai multe ori la apariția distorsiunilor de tip CLIPPING (limitări), foarte supărătoare în momentul audiției, la intermodulații sesizabile auditiv și nu de puține ori la ambalări termice care distrug ireversibil circuitul integrat de putere.

- unele circuite integrate de putere prezintă un factor de creștere al tensiunii (slew-rate) de valoare redusă (sub 1V/ $\mu$ s), fapt care implică funcționarea deficitară a acestora în timpul regimurilor tranzitorii, și mai ales redarea cu intermodulații sesizabile (lipsa de claritate și deformări acustice) a semnalelor audio de frecvență înaltă.

- utilizarea unui circuit integrat specializat de tip amplificator audio de putere presupune folosirea schemei electrice tipice impusă de fabricant, iar unele corecții (necesare uneori pentru caracteristica de transfer amplitudine-frecvență, stabilitate etc.) sunt de cele mai multe ori imposibile.

- prețul de cost al unui circuit integrat specializat (audio, de putere) este destul de ridicat.

Ținând seamă de acestea, s-a ales o schemă electrică a unui amplificator audio de putere care să nu prezinte deficiențele menționate anterior. Montajul este realizat cu componente electrice ușor procurabile (fabricate în țară) și prezintă totodată performanțe electrice foarte bune, încadrabile cu ușurință în normele HI-FI. Schema electrică a amplificatorului este prezentată în figura 2.56.

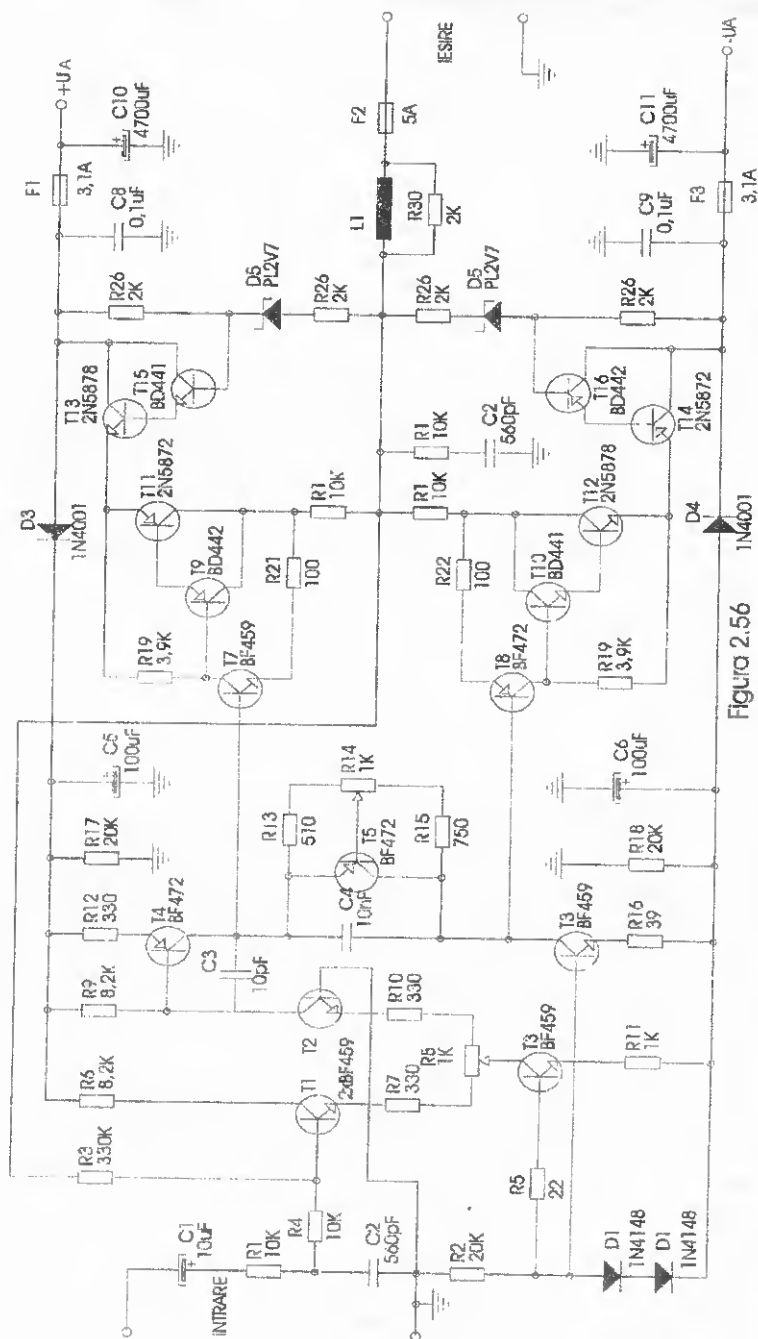


Figura 2.56

El prezintă următoarele performanțe:

- puterea nominală:  $P_N = 100 \text{ W}$ ;
- capacitatea de supraîncărcare:  $C = 1,4$  ( $P_{NS} = 140 \text{ W}$ );
- puterea muzicală de vârf:  $P_{MV} = 270 \text{ W}$ ;
- tensiunea de alimentare:  $U_A = \pm 50 \text{ V}$ ;
- impedanța de intrare:  $Z_i = 20 \text{ k}\Omega$ ;
- impedanța de ieșire:  $Z_o = 4 \Omega$ ;
- impedanța minimă de ieșire:  $Z_{\text{enin}} = 2 \Omega$  (la care amplificatorul rămâne stabil)
- tensiunea de intrare:  $U_i = 250 \text{ mV}$ ;
- banda de frecvență:  $\Delta f = 14 \text{ Hz} - 22 \text{ kHz}$ ;
- atenuarea la capetele benzii de frecvență:  $A = 0,5 \text{ dB}$ ;
- raport semnal-zgomot:  $S/N \geq 75 \text{ dB}$ ;
- slew-rate:  $SR = 25 \text{ V}/\mu\text{s}$ ;
- distorsiuni armonice:  $\text{THD} \leq 0,02 \% / 1 \text{ kHz}$ ;  
 $\text{THD} \leq 0,14 \% / 16 \text{ kHz}$ ;  
 $\text{THD} \leq 0,1 \% / 25 \text{ kHz}$ ;
- distorsiuni de intermodulație:  $\text{TID} \leq 0,07\%$ .

Semnalul audio se aplică la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului  $C_1$ , etajului de intrare. Acesta reprezintă un amplificator diferențial, care conține tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$ . Grupul  $R_1, R_4, C_2$ , amplasat la intrarea montajului, reprezintă un filtru trece-jos de tip T. El a fost prevăzut pentru a bloca semnalele electrice audio cu o frecvență mai mare de  $22 \text{ kHz}$ . În acest mod se evită din start atât amplificarea unor semnale ultrasonore ce ar putea proveni accidental de la sursa de semnale audio, cât și funcționarea necorespunzătoare generală a amplificatorului, evitându-se posibilitățile de apariție a unor intermodulații care ar scădea calitatea reproducerii programului muzical sonor în zona frecvențelor medii-înalte. Analizând structura amplificatorului diferențial proprie etajului de intrare, se observă că în emitoarele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  este amplasată o sarcină activă de tip generator de curent constant, format din tranzistorul  $T_3$  și componentele electrice aferente ( $R_2, D_1, D_2, R_5, R_{11}$ ). Această soluție tehnică îmbunătățește fundamental funcționarea amplificatorului diferențial, atât în privința impedanței sale de intrare, cât și în cea a liniarității caracteristicii de transfer tensiune-frecvență. Potentiometrul semireglabil  $R_8$  a fost prevăzut pentru reglajul off-setului amplificatorului, astfel încât în lipsa semnalului audio de intrare, prin difuzoarele incintei acustice (sarcina amplificatorului) să nu circule o componentă de curent continuu ( $I_{O_{OUT}} < 3 \text{ mA}$ ). Semnalul audio amplificat de către etajul de intrare este preluat din colectorul tranzistorului  $T_2$  și aplicat galvanic în baza tranzistorului  $T_4$ . Acesta îndeplinește în cadrul montajului rolul etajului pilot, care asigură excursia maximă de tensiune a semnalului audio amplificat. Pentru optimizarea funcționării etajului pilot, s-a prevăzut ca sarcină a lui un generator de curent constant, realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_5$ . Acest tip de configurație – deci sarcina activă – oferă avantajul realizării unei rezistențe echivalente mari în curent alternativ și mici în curent continuu. Urmarea imediată este obținerea unei amplificări foarte mari, și totodată cu distorsiuni minime, a etajului pilot. Tranzistorul  $T_5$  împreună cu componentele  $R_{13}, R_{14}, R_{15}, C_4$  formează o sursă de tensiune constantă de tip superdiodă, necesară polarizării în clasa de funcționare AB a etajului final. Analizând configurația schemei lui electrice, se observă că el prezintă o structură de tip cvasirepetor pe emitor. Tranzistoarele  $T_7, T_3$  și  $T_{11}$  realizează un triplet de tip NPN, iar tranzistoarele  $T_8, T_{10}$  și  $T_{12}$  un triplet complementar de tip PNP. Se mai observă că repetoarele pe emitor clasice, formate din cele două tranzistoare complementare de putere, sunt completate de

prezența celor două sarcini dinamice complementare, realizate de dubleții de tranzistoare  $T_{13}$  și  $T_{15}$  (de tip NPN) și  $T_{14}$  și  $T_{16}$  (de tip PNP). În pauze (lipsa semnalului audio de intrare), pe fiecare dintre cele două tranzistoare dublet este aplicată doar jumătate din valoarea tensiunii de alimentare, deoarece polarizarea acestora este asigurată de grupurile  $R_{26} D_5 R_{27}$  și  $R_{28} D_6 R_{29}$ . Acest mod de lucru îmbunătățește foarte mult liniaritatea caracteristicilor de transfer tensiune-frecvență ale amplificatorului și duce la obținerea unui slew-rate de valori ridicate (25V/μs). Totodată disipația termică a etajului final este mult îmbunătățită în momentul livrării puterii nominale. Atunci când semnalul audio se aplică la intrarea amplificatorului, cei doi dubleți complementari asigură, în funcție de nivelul semnalului de intrare, nivelul tensiunii de alimentare a celor doi tripleți complementari. Deci, practic, se asigură excursia dinamică a punctului de funcționare ce definește amplificarea în tensiune a etajului final și, concomitent, livrarea optimă de către acesta a puterii de ieșire. Complexitatea acestei configurații a etajului final (un număr mai mare de tranzistoare față de montajele clasice) este pe deplin compensată de performanțele lui foarte bune în privința liniarității perfecte a caracteristicilor de transfer tensiune-curent și tensiune-frecvență. Se remarcă posibilitatea obținerii unei amplificări de curent mari, cu distorsiuni neliniare și mai ales cele de intermodulație extrem de reduse (practic inexistente).

Un alt avantaj esențial al acestui tip de etaj final îl constituie puterea disipată redusă din timpul funcționării. Alcătuirea etajului final implică prezența unei puteri disipate pe sfert față de cea a unui montaj clasic, realizat cu tranzistoare complementare și care funcționează în clasa AB. La ieșirea etajului final se mai remarcă prezența filtrului Bucherot, format din grupul  $R_{25} C_6$ . El elimină complet posibila apariție a unor oscilații de frecvență ultrasonoră în timpul funcționării amplificatorului (mai ales în momentul apariției unor regimuri tranzitorii de funcționare și chiar la suprasarcina de scurtă durată). Rezistența  $R_3$  este amplasată într-o buclă de reacție negativă globală, ce definește în final amplificarea generală a montajului  $[A = R_3 / (R_1 + R_4)]$ . Rezistențele  $R_{27}$  și  $R_{28}$  reprezintă reacții negative locale de curent, care optimizează funcționarea celor doi tripleți complementari proprii etajului final al amplificatorului, și totodată previn ambalarea termică a acestuia. Bobina  $L_1$  reprezintă un filtru trece-jos amplasat la ieșirea montajului, în scopul diminuării influenței difuzoare-amplificator, sporindu-se stabilitatea în funcționare a acestuia (evitarea unei contrareacții nedorite).

Pentru protecția suplimentară la suprasarcina de lungă durată a amplificatorului sau un eventual scurtcircuit în incinta acustică, s-a prevăzut siguranța fuzibilă  $F_2$ . Tot pentru o funcționare optimă a amplificatorului s-a luat o serie de măsuri suplimentare. Pe căile de alimentare cu energie electrică a etajelor de intrare și pilot au fost prevăzute grupurile  $D_3 R_{17} C_5$  și  $D_4 R_{18} C_6$ . Ele reprezintă rezervoare tampon de energie electrică amplasate în scopul menținerii constante a valorii tensiunii de alimentare a etajelor menționate anterior, indiferent de puterea debitată de etajul final, când la depășiri de puteri nominale tensiunea generală de alimentare ar putea scădea.

Tot în scopul asigurării unei tensiuni de alimentare generale de valoare pe cât posibil constantă, au fost prevăzute condensatoarele de filtraj  $C_{10}$  și  $C_{11}$  de valori mari (4700 μF). Condensatoarele  $C_8$  și  $C_9$  au rolul de suprimare a unor tensiuni parazite ce ar putea fi preluate accidental de amplificator pe traseele de alimentare (cablurile de la redresor etc.). Siguranțele fuzibile  $F_1$  și  $F_3$  realizează o protecție generală pe traseele de alimentare cu energie electrică a amplificatorului, în cazul apariției unei suprasarcini de lungă durată sau a unui scurtcircuit accidental.



## Realizare practică și reglaje

Construirea amplificatorului de putere implică o serie de particularități, în vederea obținerii unui montaj care să confirme parametrii estimați inițial.

Pentru realizarea unei variante constructive cât mai simple și eficiente, se propune o succesiune de etape și operații intermediare, de corectitudine a respectării lor depinzând fundamental calitatea montajului. Amplificatorul se poate realiza în variantele mono stereo sau chiar cuadro. Se menționează că o audiție muzicală de nivel HI-FI implică automat cel puțin varianta stereo, ca atare indicațiile de montaj se vor da pentru această variantă.

În vederea asamblării optime, realizarea montajului a fost defalcată pe mai multe etape, și anume:

- realizarea modului de comandă;
- realizarea modului de putere;
- amplasamentul final al modulelor (varianta stereo);
- considerații privind alimentarea cu energie electrică.

Modulul de comandă reprezintă partea de amplificare în tensiune a montajului ce urmează a comanda etajul final. Modulul de comandă conține tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_6$  și componentele electrice aferente.

Placa de bază a modului de comandă se realizează folosind o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Schema de cablaj este prezentată în figura 2.57, iar amplasarea componentelor electrice pe ea se prezintă în figura 2.58. În vederea unei stabilități termice cât mai ridicate în funcționare, toate tranzistoarele menționate anterior au fost prevăzute cu radiatoare. Fiecare radiator se confecționează din tablă de aluminiu groasă de 1-2 mm, având un profil de tip U, cu o suprafață totală de minim 6 cm<sup>2</sup>.

Se realizează câte două montaje modul comandă (varianta stereo) identice, folosind componente electrice de cea mai bună calitate (vezi lista de componente prezentată la sfârșitul lucrării). Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  se aleg cu același factor de amplificare în curent  $h_{21E}$ . La realizarea modulelor de comandă, se recomandă următoarea succesiune de operații:

- realizarea plăcuțelor de cablaj imprimat;
- plantarea coselor;
- plantarea rezistențelor și condensatoarelor;
- plantarea tranzistoarelor, acestea având deja fiecare radiatorul montat (șurub

$M_3$ , șaibe plate și Grower, piuliță  $M_3$ ).

Înainte de plantarea tranzistoarelor pe plăcuța de cablaj imprimat, terminalul colector al fiecăruia se preformează (cu o pensetă) de așa natură încât să se obțină forma de montare de tip tripod a terminalelor.

Acest gen de amplasament concură la o stabilitate mecanică sporită a fiecărui tranzistor amplasat pe plăcuța de cablaj imprimat. Modulul de putere conține placa de cablaj pe care sunt montate restul componentelor electrice ale amplificatorului (în afară de condensatoarele  $C_{10}$  și  $C_{11}$ ) și radiatorul ce conține tranzistoarele de putere (mai puțin  $T_7$  și  $T_8$ , amplasate pe placa modul putere). Schema de cablaj imprimat a plăcii modul-putere este prezentată în figura 2.59, iar amplasarea pe ea a componentelor electrice, în figura 2.60.

Pentru confecționarea radiatorului tranzistoarelor de putere se folosește un profil de aluminiu cu aripioare pe ambele fețe, asemănător cu varianta prezentată în figura 2.62. (144 x 30 x 400).



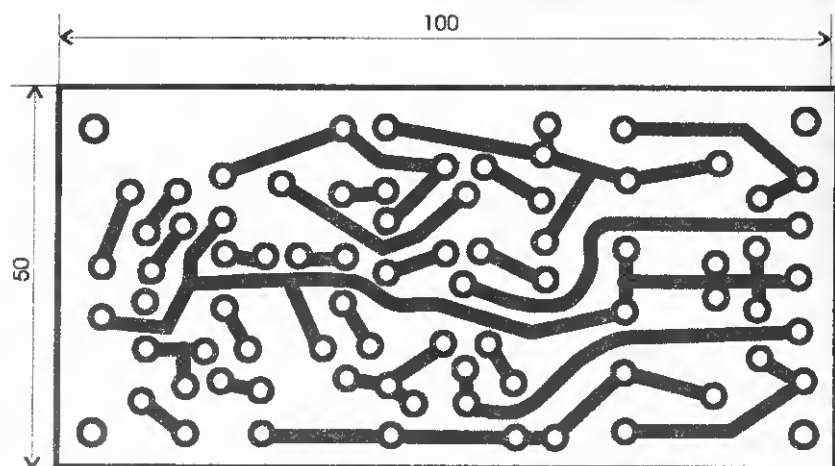


Figura 2.57

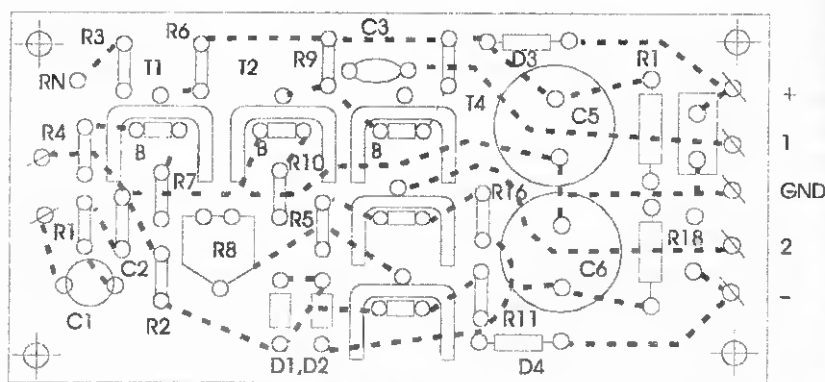


Figura 2.58

Tot aici este prezentat și modul de amplasare a tranzistoarelor, care intră în componența sursei de tensiune superdiodă ( $T_9$ ), dubleții Darlington din etajul final ( $T_9$ ,  $T_{11}$  și  $T_{10}$ ,  $T_{12}$ ) și sarcinile dinamice complementare ( $T_{13}$ ,  $T_{15}$  și  $T_{14}$ ,  $T_{16}$ ). Toate tranzistoarele se izolează față de placa radiator folosind folii de mică groasă de 0,2-3,3 mm, umezitate cu vaselină siliconică. Prinderea mecanică a fiecărui tranzistor implică prezența izolației galvanice față de radiator a fiecăruia, realizată cu ajutorul șaburilor izolante, tubului izolan (prin care trece șurubul  $M_3$  de prindere) etc. Indiferent de varianta aleasă, după prinderea mecanică a fiecărui tranzistor pe radiator, izolația lor galvanică (măsurată cu un ohmmetru) trebuie să fie perfectă. În mod obligatoriu, tranzistoarele  $T_7$  și  $T_8$ ,  $T_9$  și  $T_{10}$ ,  $T_{11}$  și  $T_{12}$  dețin (fiecare pereche) același factor de amplificare în curent  $h_{21E}$ . Mai este necesar ca tensiunile Zenner proprii diodelor  $D_5$  și  $D_6$  să prezinte aceeași valoare pentru un curent de 12,5 mA (toleranța maximă fiind sub 2%).

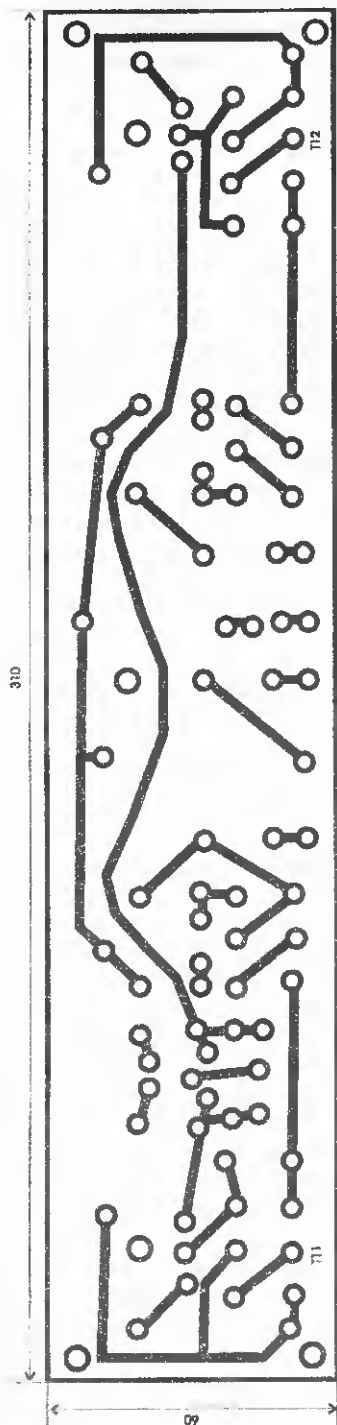


Figura 2.59

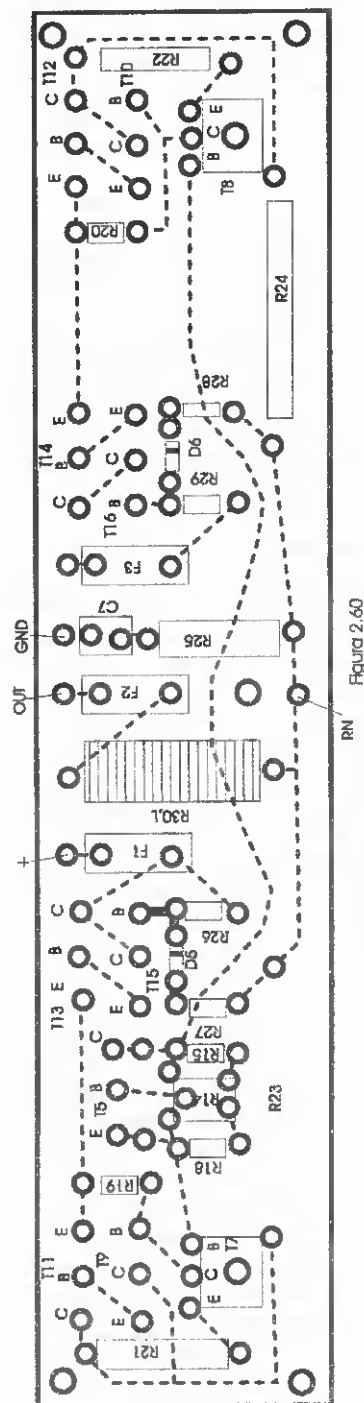


Figura 2.60

Ordinea de realizare a modului de putere (variante stereo) este:

- realizare plăci cablaj modul putere: fiecare placă se inscripționează ulterior (pe partea cu componente) cu simbolurile tranzistoarelor unde vin conexiunile;
- realizare radiatoare din profil aluminiu: găurile de fixare placă modul putere-radiator se dau prin corespondență (cele cinci găuri,  $M_3$ , radiator și  $\Phi 3,2$ , placă);
- montare tranzistoare pe radiator (vezi **figura 2.61**) și ulterior verificarea izolației fiecăruia;

– montare componente electrice pe placa modul putere;

– confecționare grup  $LR_{30}$  prin bobinarea pe  $R_{30}$  (2 k $\Omega$ /5 W) a 20 de spire din CuEm  $\Phi 1,5$ , și apoi sudura (paralel) a grupului  $LR_{30}$ . Ulterior cele două grupuri  $R_{30}$  se plantează pe plăcile modul putere. Se sudează, la fiecare terminal al tranzistoarelor (B, C, E) de pe radiator, conductorul multifilar de legătură cu placa modul putere. Lungimea fiecărui conductor (de tip VLPY) se alege astfel încât să rămână o rezervă de cca. 2 cm față de distanța optimă (pentru a putea manevra letconul introdus între radiator și placa modul putere). Sudura se face dinspre cablaj, iar înspre partea cu piese a plăcii modul putere, capetele conductoarelor ies cu o lungime de cca. 2 mm (pentru măsurători, la reglaje). Pentru partea de curenți mari a etajului final se folosesc conductoare cu secțiunea echivalentă de cca. 2,5 mm<sup>2</sup> ( $\Phi 2$  multifilar), iar pentru restul conexiunilor secțiunea este de 1 mm<sup>2</sup> ( $\Phi 1$  multifilar). Se recomandă conductoare cu izolație de culori diferite pentru fiecare terminal de tranzistor (ex. ALB – emitor, ROȘU – colector, VERDE – bază).

După realizarea sudurii conductoarelor de legătură tranzistoare-placa modul putere, între aceasta și radiator (aripioarele lui) trebuie să rămână o distanță de cca 20 mm. Cu o pensetă se preformează fiecare conductor în vederea apropierii plăcii modul putere de radiator pentru fixarea mecanică a acestora, conform desenului de ansamblu prezentat în **figura 2.62**. Se are grijă ca la preformare să nu se forțeze sudurile (preformarea începe de la un capăt al montajului modul putere și se termină la celălalt). În final, cu cele 5 șuruburi  $M_3$  și distanțierii (din material izolanț – pertinax, textolit etc) se realizează rigidizarea mecanică a ansamblului modul-putere (vezi **figura 2.62**). Desigur că după realizarea practică a modulelor care intră în componența amplificatorului, acestea se asamblează într-un bloc compact unitar. Inițial se confecționează din tablă de fier, groasă de cca. 1–1,5 mm (cu ranforsările de rezistență mecanică necesare), o cutie dreptunghiulară în care urmează să funcționeze amplificatorul. Se recomandă dimensiunea de 420 mm (general acceptată de majoritatea firmelor) pentru lungimea cutiei, 400 mm pentru lungimea pereților laterali și 140–150 mm pentru înălțimea acesteia. Modulele de putere se amplasează pe cei doi pereți laterali ai cutiei. Pentru acest lucru se fac în ei decupări dreptunghiulare, pe unde vor trece lejer plăcile modul putere, iar radiatoarele se fixează cu șuruburi direct pe pereții laterali, pentru a fi asigurată o disipație termică a căldurii mai eficientă. Plăcile modul comandă se asamblează în interiorul cutiei, în dreptul bornelor 1 și 2 (unde există fizic superdioda). La asamblarea mecanică se folosesc distanțieri (realizați tot dintr-un material izolanț). Cutia metalică este prevăzută cu un panou frontal (pe care se amplasează comenzile) și capac detașabil (prins în șuruburi cu cap ornament – de exemplu; cap-cruce).

Redresorul care alimentează amplificatorul cu energie electrică se dimensionează pentru o putere de cca. 300 W, fiind capabil să livreze în regim de lungă durată, pe fiecare coloană a tensiunii continue de alimentare  $U_A = \pm 50$  V, un curent minim de 6,5 A. Pentru un filtraj suplimentar al tensiunii  $U_A$  s-au prevăzut condensatoarele electrolitice  $C_{10}$  și  $C_{11}$  de capacitate mare (4700  $\mu$ F/63V). Ele se amplasează fizic în imediata apropiere a blocului de alimentare (transformator + redresor).

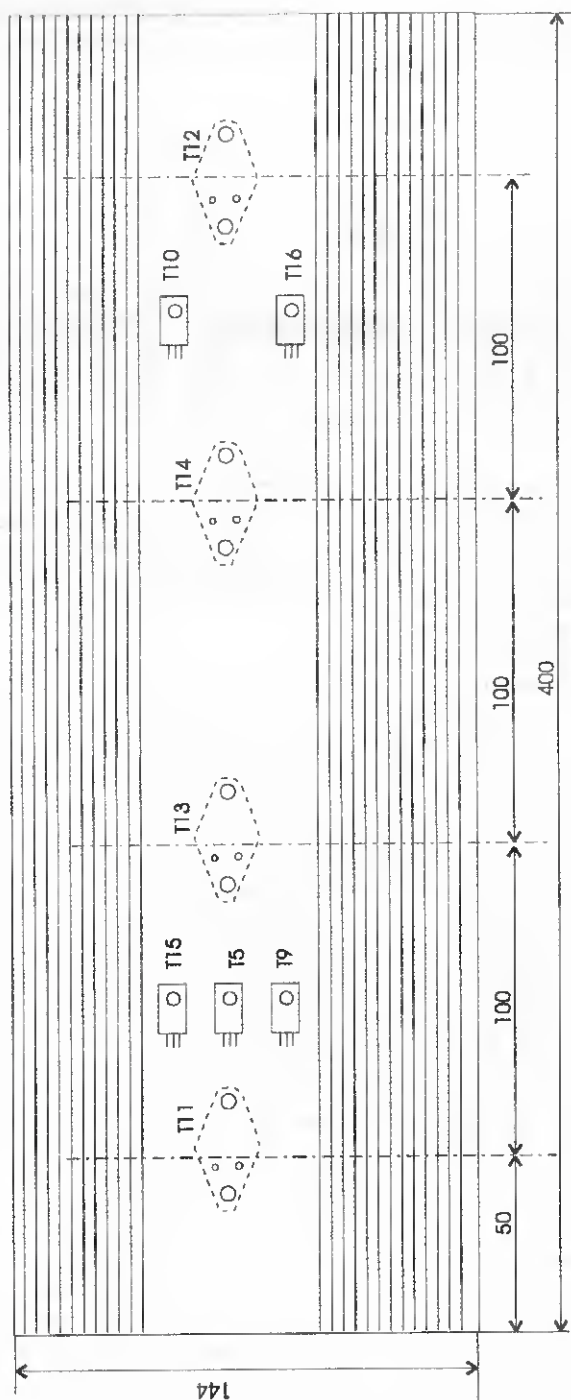


Figura 2.61

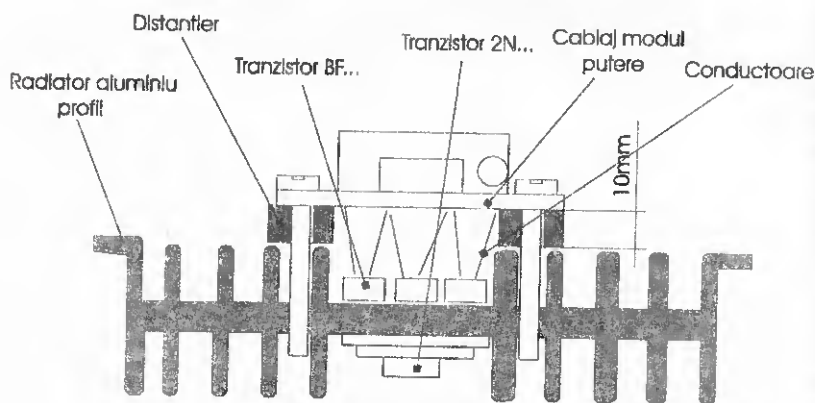


Figura 2.62

Schema de cablaj a amplificatorului se realizează conform variantei prezentate în **figura 2.63**. Se observă existența traseelor diferite pentru alimentarea cu energie electrică a modulelor de comandă (VPLY  $\Phi 1$ ) și a modulelor de putere (VPLY  $\Phi 2,5$ ). Acest amplasament elimină din start posibilitatea apariției unui zgornot de fond apărut din cauza rezistențelor și curenților diferiți solicitați de cele două tipuri de module proprii amplificatorului.

Redresorul este prevăzut în imediata lui apropiere cu o placă de borne dotată cu câte cinci cose (dimensionate conform curenților solicitați) pe fiecare ramură de alimentare (plus, masa și minus). De la placa de borne a redresorului se duc conductoarele de alimentare către fiecare modul, pe traseul cel mai scurt (vezi **figura 2.63**). Reglajele amplificatorului încep printr-o verificare de ansamblu a corectitudinii efectuării tuturor conexiunilor galvanice. Ulterior se efectuează reglajele pentru fiecare canal informațional al amplificatorului (L și ulterior R).

Se amplasează la ieșirile amplificatorului câte o rezistență de cca.  $150\Omega/5W$ .

Se scot siguranțele de pe traseul de alimentare (F1 și F3) și la bornele lor se amplasează câte un miliampermetru înseriat cu câte o rezistență de cca.  $50\Omega/3W$ . Se scoate ulterior și siguranța fuzibilă F2 și la bornele ei se conectează, de asemenea, un miliampermetru. Se ștrapează (se pun la masă) intrările amplificatorului. Se începe cu verificarea regimului static de funcționare. Pentru acest lucru, se acționează inițial potențiometrele semireglabile  $R_8$  și  $R_{14}$  pe o poziție „de mijloc” a cursorului. Se alimentează amplificatorul și acționând potențiometrul semireglabil  $R_{14}$  se stabilește un prim reglaj al curentului de mers în gol, de cca.  $I_0 = 20\text{ mA}$ . Ulterior, se acționează cu grijă cursorul potențiometrului semireglabil  $R_8$ , astfel ca prin rezistența de sarcină amplasată la ieșirea amplificatorului să treacă un curent de valoare sub  $10\text{ mA}$  ( $I_s < 10\text{ mA}$ ). Se verifică cu ajutorul unui voltmetru de curent continuu dacă, la bornele rezistențelor amplasate în serie cu miliampermetrele de pe circuitele de alimentare, apare o cădere mare de tensiune (mai simplu, dacă se încălzesc). Dacă pe una (sau ambele) ramuri de alimentare apare un curent mare ce nu poate fi micșorat prin reglajele menționate anterior, înseamnă că s-a făcut o greșală (de cablaj, componentă defectă etc). Amplificatorul se scoate de sub tensiune și se caută să se elimine eroarea. În cazul în care reglajele  $I_0$  și  $I_s$  sunt posibile, se întrerupe alimentarea amplificatorului, se elimină rezistențele înseriate cu miliampermetrele din circuitul de alimentare și se reiau reglajele pentru valorile finale pentru curenții  $I_0 = 70\text{ mA}$ ,  $I_s \leq 3\text{ mA}$  (teoretic  $I_s = 0$ ,

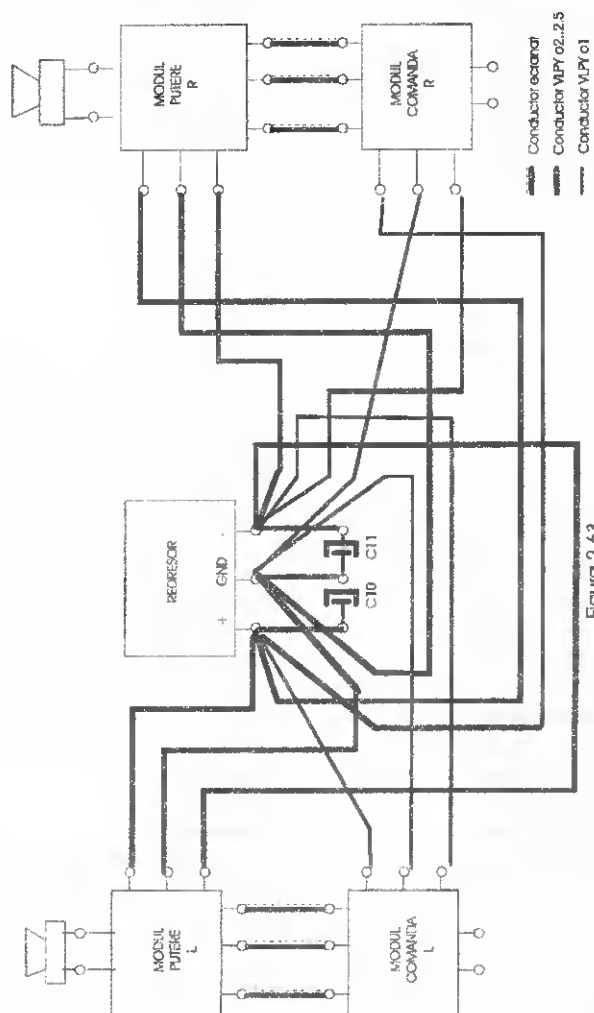
( $U_{\text{in/out}} = 0$ ). Ulterior se verifică prezența tensiunii de cca. 25 V în punctele A și B (pozitivă A, negativă B) și lipsa tensiunii continue ( $U_s = 0$ ) la ieșirea amplificatorului. Reglajele pentru canalul informațional L se reiau apoi (în aceeași ordine) și pentru canalul informațional R.

După aceste reglaje se întrerupe alimentarea amplificatorului, se remontează siguranțele fuzibile și se trece la verificarea lui dinamică (evident, se înlătură ștrapurile de la intrări).

Se amplasează la ieșirile amplificatorului câte o rezistență de  $4\Omega/100W$  și se face verificarea dinamică, utilizând un generator de audiofrecvență și un osciloscop cu spot dublu.

Se verifică liniaritatea caracteristicii de transfer în banda audio (precizată inițial) și forma de undă a semnalului de ieșire (eventual utilizând și un distorsiometru).

O dată realizat și reglat, amplificatorul va confirma pe deplin parametrii tehnici precizați inițial, încadrându-se cu ușurință în normele HI-FI.





## LISTA DE COMPONENTE

## Tipul componentei electrice

$R_1$ – rezistență tip RPM	10 k $\Omega$ /0,5 w
$R_2$ – rezistență tip RPM	20 k $\Omega$ /0,5 w
$R_3$ – rezistență tip RPM	330 k $\Omega$ /0,5 w
$R_4$ – rezistență tip RPM	10 k $\Omega$ /0,5 w
$R_5$ – rezistență tip RPM	22 $\Omega$ /0,5 w
$R_6$ – rezistență tip RPM	8,2 k $\Omega$ /0,5 w
$R_7$ – rezistență tip RPM	330 $\Omega$ /0,5 w
$R_8$ – potențiomtru semireglabil	1 k $\Omega$
$R_9$ – rezistență tip RPM	8,2 k $\Omega$ /0,5 w
$R_{10}$ – rezistență tip RPM	330 $\Omega$ /0,5 w
$R_{11}$ – rezistență tip RPM	1 k $\Omega$ /0,5 w
$R_{12}$ – rezistență tip RPM	330 $\Omega$ /0,5 w
$R_{13}$ – rezistență tip RCG	510 $\Omega$ /0,5 w
$R_{14}$ – potențiomtru semireglabil	1 k $\Omega$
$R_{15}$ – rezistență tip RCG	750 $\Omega$ /0,5 w
$R_{16}$ – rezistență tip RPM	39 $\Omega$ /0,5 w
$R_{17}$ – rezistență tip RCG	20 k $\Omega$ /0,5 w
$R_{18}$ – rezistență tip RCG	20k $\Omega$ /0,5 w
$R_{19}$ – rezistență tip RCG	3,9 k $\Omega$ /0,5 w
$R_{20}$ – rezistență tip RCG	3,9 k $\Omega$ /0,5 w
$R_{21}$ – rezistență tip RCG	100 $\Omega$ /2 w
$R_{22}$ – rezistență tip RCG	100 $\Omega$ /2 w
$R_{23}$ – rezistență bobinată	0,47 $\Omega$ /5 w
$R_{24}$ – rezistență bobinată	0,47 $\Omega$ /5 w
$R_{25}$ – rezistență tip RCG	10 $\Omega$ /2 w
$R_{26}$ – rezistență tip RCG	2 k $\Omega$ /2 w
$R_{27}$ – rezistență tip RCG	2 k $\Omega$ /2 w
$R_{28}$ – rezistență tip RCG	2 k $\Omega$ /2 w
$R_{29}$ – rezistență tip RCG	2 k $\Omega$ /2 w
$R_{30}$ – rezistență bobinată	2 k $\Omega$ /5 w

## Condensatoare

$C_1$ – condensator cu TANTAL	10 $\mu$ F/35 V
$C_2$ – condensator ceramic	560 pF/25 V
$C_3$ – condensator ceramic	10 pF/100 V
$C_4$ – condensator mylar	10 pF/100 V
$C_5$ – condensator electrolitic	100 $\mu$ F/63 V (EG 6100)
$C_6$ – condensator electrolitic	100 $\mu$ F/63 V (EG 6100)
$C_7$ – condensator mylar	0,1 $\mu$ F/250 V
$C_8$ – condensator mylar	0,1 $\mu$ F/250 V
$C_9$ – condensator mylar	0,1 $\mu$ F/250 V
$C_{10}$ – condensator electrolitic	4700 $\mu$ F/63 V(EG 7600)
$C_{11}$ – condensator electrolitic	4700 $\mu$ F/63 V(EG 7600)

## Diode

$D_1$ – 1N4148
$D_2$ – 1N4148

$D_3 - 1N4001 \quad 1N4007$   
 $D_4 - 1N4001 \quad 1N4007$   
 $D_5 - PL2V7$   
 $D_6 - PL2V7$

**Tranzistoare****Notă:** tranzistoare cu același  $h_{21E}$ :

$T_1 - BF459$   
 $T_2 - BF459$   
 $T_3 - BF459$   
 $T_4 - BF472$   
 $T_5 - BF472$   
 $T_6 - BF459$   
 $T_7 - BF459$   
 $T_8 - BF472$   
 $T_9 - BD442$   
 $T_{10} - BD441$   
 $T_{11} - 2N5872$   
 $T_{12} - 2N5878$   
 $T_{13} - 2N5878$   
 $T_{14} - 2N5872$   
 $T_{15} - BD441$   
 $T_{16} - BD442$

$T_1$  și  $T_2$   
 $T_7$  și  $T_8$   
 $T_9$  și  $T_{10}$   
 $T_{11}$  și  $T_{12}$

**Siguranțe fuzibile**

$F_1 - 3,1 \text{ A}$   
 $F_2 - 6 \text{ A}$   
 $F_3 - 3,1 \text{ A}$

## 2.3. AMPLIFICATOARE AUDIO CU TRANZISTOARE ȘI CIRCUITE INTEGRATE

Din analiza schemelor electrice de amplificatoare audio cu tranzistoare prezentate până acum, s-a observat faptul că, în vederea obținerii unor performanțe foarte bune, complexitatea montajului crește o dată cu sporirea indicilor calitativi. Configurația etajului de intrare, a etajelor de amplificare în tensiune și a etajului pilot devine din ce în ce mai complexă. Se folosesc amplificatoare diferențiale de tensiune, având ca sarcină (sau fiind alimentate de la) generatoare de curent constant – sarcini dinamice care oferă avantajele specifice prezentate până acum. Nu de puține ori se folosește și amplasamentul electronic denumit oglindă de curent, în vederea optimizării performanțelor amplificatorului, în ceea ce privește liniaritatea caracteristicilor de transfer, banda de frecvență de lucru, raportul semnal-zgomot și procentul total de distorsiuni THD și TID. Alături de complexitatea montajului și de numărul mare de elemente electrice pasive și active folosite, se pune problema unei sortări stricte a acestora. Un amplificator diferențial de tensiune nu-și va confirma performanțele dacă tranzistoarele aflate în componența sa nu prezintă parametri identici de funcționare ( $h_{21E}$ ,  $i_{CBO}$  etc). Același efect apare și în cazul oglinzii de curent.

Sortarea componentelor electrice devine o operație laborioasă, care implică achiziționarea inițială a unui număr mare, fapt care, în cazul producției restrânse, mărește

prețul de cost al amplificatorului (rămân o serie de tranzistoare nefolosite, cu parametri diferiți).

Din aceste considerente s-a căutat să se simplifice realizarea practică a etajelor funcționale proprii amplificatorului (etaj de intrare, amplificator de tensiune și pilot). Au apărut așa-numitele „montaje hibride”, care se bazează pe utilizarea în componența amplificatorului a unuia sau mai multor amplificatoare operaționale. Ele prezintă, în majoritatea cazurilor, performanțe electrice foarte bune, compatibile cu realizarea practică a funcțiilor etajului de intrare, a amplificatorului de tensiune și uneori chiar a etajului pilot. Un amplificator operațional simplifică foarte mult realizarea blocurilor funcționale menționate anterior, deoarece:

- deține încă din construcție tranzistoare cu parametri identici;
- prezintă impedanță mare de intrare și mică de ieșire;
- deține în buclă deschisă o amplificare mare în tensiune (de ordinul zecilor de mii);
- prezintă o imunitate sporită la zgomotul de fond și brumul de rețea (evident, utilizat în mod corespunzător).

Din aceste motive, în etajul de intrare și în etajele amplificatoare de tensiune se poate utiliza în mod sigur un amplificator operațional adecvat. O problemă o reprezintă totuși faptul că majoritatea amplificatoarelor operaționale folosesc o tensiune redusă de alimentare (sub 40 V). De aceea, ele nu pot îndeplini, în cazul amplificatoarelor audio de putere mare, rolul etajului pilot (nu pot asigura excursia maximă de tensiune a semnalului audio amplificat care urmează a fi preluat de etajul final). Totuși, folosind o configurație adecvată a schemei electrice (amplificator operațional urmat de amplificator cu tranzistoare, două amplificatoare operaționale ce lucrează alternativ la amplificarea semialternanțelor semnalului audio etc.), în final amplificatorul operațional poate dirija foarte bine și funcționarea etajului pilot.

Din cele prezentate până acum, rezultă că majoritatea amplificatoarelor audio de putere performante utilizează „serviciile” unuia sau mai multor amplificatoare operaționale.

Schemele electrice ce vor fi prezentate în continuare, ale unor amplificatoare audio de putere în componența cărora sunt incluse și amplificatoare operaționale, au fost sortate ținând seama de următoarele:

- utilizarea cât mai completă a posibilităților amplificatorului operațional;
- simplitate constructivă, dublată de eficiență maximă;
- succesiunea simplu-complex, alături de putere nominală mică-putere nominală mare.

### A.A.F de 5 W

În **figura 2.64** este prezentată schema electrică a unui amplificator de audio frecvență cu următoarele performanțe:

$$P_N = 5 \text{ W}$$

$$Z_E = 4 \, \Omega$$

$$Z_i = 82 \text{ k}\Omega$$

$$U_i = 50 \text{ mV}$$

$$\Delta f = 45 \text{ Hz} - 14 \text{ kHz}$$

$$S/N \geq 65 \text{ dB}$$

$$\text{THD} \leq 0,4 \, \%$$

$$\text{TID} \leq 0,2 \, \%$$

Semnalul audio util se aplică la intrarea neinvertor a amplificatorului operațional conținut de circuitul integrat. Grupul de rezistențe  $R_1, R_2, R_3$  este destinat polarizării amplificatorului operațional, astfel încât punctul său de funcționare (tensiunea lui de ieșire) să se situeze în zona optimizării funcționării etajului final.

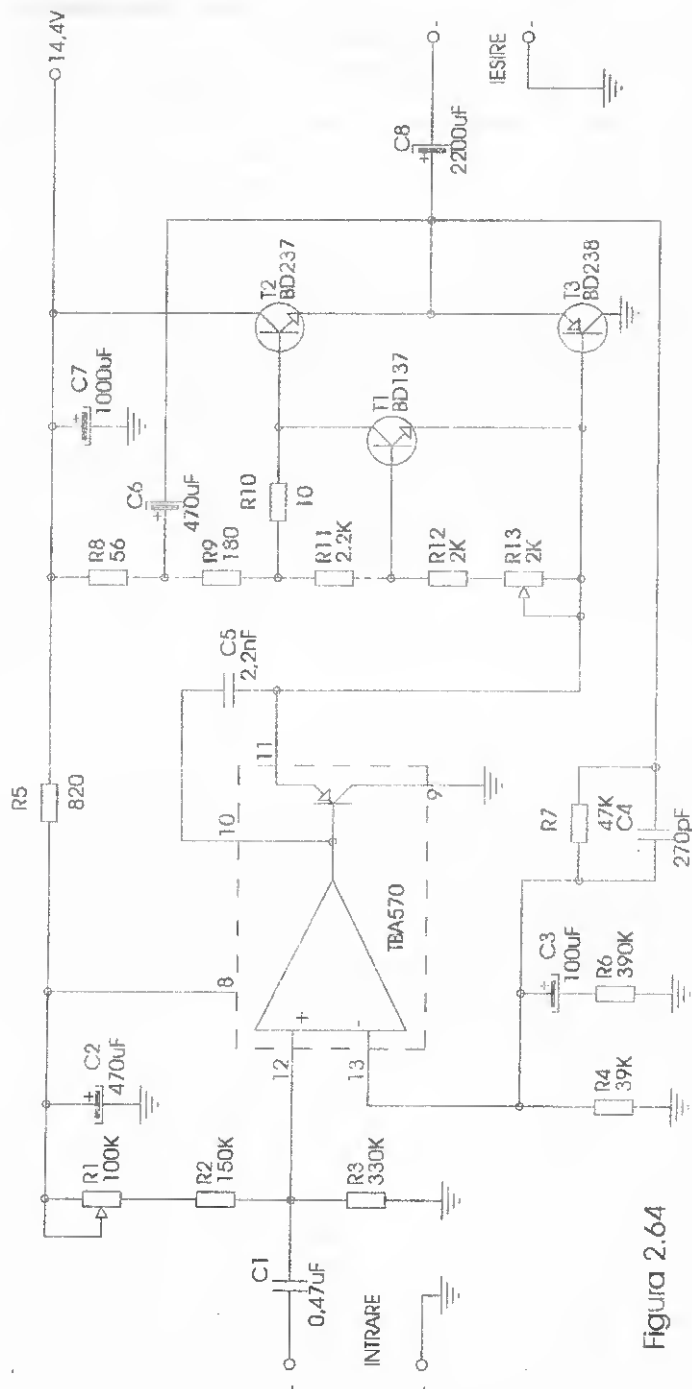


Figura 2.64

Grupul  $R_5C_2$  asigură un filtraj suplimentar tensiunii destinate polarizării amplificatorului operațional. Grupul  $R7C_4C_3R_6$  reprezintă bucla de reacție negativă care definește amplificarea finală a montajului.

Tensiunea realizată de bucla de reacție negativă se aplică intrării inversoare a amplificatorului operațional. Semnalul de ieșire furnizat de amplificator operațional se aplică pe baza tranzistorului conținut de circuitul integrat TBA 570 (conexiune internă). Acest tranzistor îndeplinește rolul etajului pilot existent în orice amplificator de audiofrecvență. Grupul  $R_5C_6R_9$  reprezintă o conexiune de tip bootstrap, care optimizează funcționarea etajului pilot, atât în ceea ce privește excursia în tensiune a semnalului audio amplificat, cât și în privința micșorării procentului de distorsiuni care ar putea apărea în urma unei amplificări mari (liniarizarea caracteristicii de transfer a etajului pilot). Tranzistorul  $T_1$  este amplasat în cadrul montajului ca sursă de tensiune constantă de tip superdiodă, destinată polarizării tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_3$ . Etajul final al amplificatorului este realizat cu tranzistoarele complementare  $T_2$  și  $T_3$ , care produc amplificarea în curent necesară furnizării puterii nominale către impedanța de sarcină (grupul de difuzoare). Cuplajul dintre etajul final și impedanța de sarcină se realizează prin intermediul condensatorului  $C_1$ .

Tensiunea de alimentare a montajului a fost aleasă ca valoare în scopul utilizării drept sursă de tensiune a bateriei de acumulare ce echipează un automobil, dar desigur că montajul se poate alimenta cu energie de la un redresor obișnuit, care să livreze tensiunea și curentul solicitate de amplificator.

În figura 2.65 este prezentată schema electrică a unui alt amplificator de audiofrecvență ce folosește circuitul integrat TBA 570, de putere mai mare. Performanțele montajului sunt următoarele:

$P_N = 6 \text{ W}$	$\Delta f = 35 \text{ Hz-14kHz}$
$Z_i = 85 \text{ k}\Omega$	$S/N \geq 65 \text{ dB}$
$Z_o = 4 \text{ }\Omega$	$THD \leq 0,4\%$
$U_i = 100 \text{ mV}$	$TID \leq 0,2\%$

Se observă că blocurile funcționale sunt asemănătoare și cu funcții identice cu cele ale amplificatorului de 5 W. În scopul obținerii unei amplificări suplimentare în ceea ce privește frecvențele joase (redate slab din punct de vedere acustic la o putere relativ mică), bucla de reacție negativă a căpătat o structură mai complexă, utilizând componentele  $R_9C_7C_5R_8R_7C_4R_6$ . Pentru asigurarea funcționării în parametri în momentul livrării puterii nominale, au fost alese tranzistoare complementare  $T_2$  și  $T_3$  de putere mai mare (BD 237 și BD 238).

Montajul se execută pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru, în variantă mono sau stereo. La realizarea cablajului imprimat se are în vedere păstrarea tuturor cerințelor pentru un montaj de audiofrecvență.

După realizarea cablajului imprimat, componentele electrice se plantează cu grijă, cu cerința ca fiecare valoare indicată de schema electrică să fie păstrată cu strictețe. Tranzistoarele finale  $T_2$ ,  $T_3$  și tranzistorul  $T_1$  (destinat polarizării acestora) se amplasează pe un radiator comun din aluminiu, cu o suprafață de minim  $60 \text{ cm}^2$ . Pentru izolarea galvanică a tranzistoarelor se folosesc folii de mică cu grosimea de  $0,2 \text{ mm}$ , care oferă în același timp avantajul unei bune disipații termice și o izolație electrică perfectă.

După realizare, montajul se alimentează de la sursa de tensiune. Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil  $R_1$  astfel ca în emitoarele

tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_3$  să se obțină o tensiune egală cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare.

Curentul de mers în gol se reglează acționând cursorul potențiometrului nemireglabil propriu blocului sursă de tensiune constantă ( $R_{13}$  pentru amplificatorul de 5 W și  $R_{15}$  pentru amplificatorul de 6 W). Valoarea curentului de mers în gol este  $I_0 = 35$  mA. Reglajele menționate anterior se efectuează cu intrarea montajului pusă la masă.

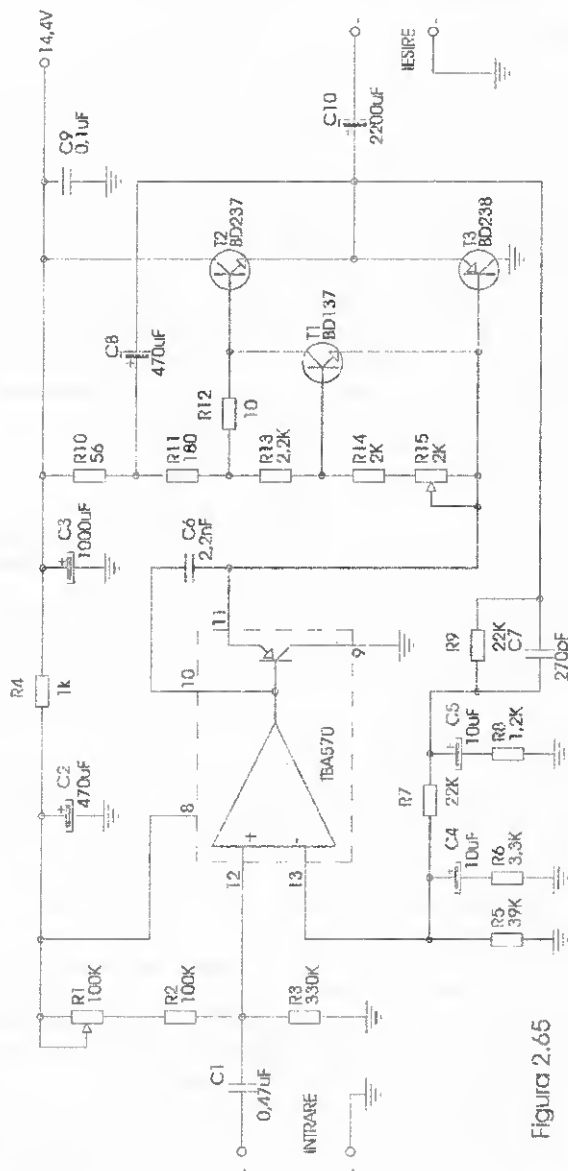


Figura 2.65



## A.A.F de 10 W (15 W, 20 W)

Una dintre aplicațiile curente ale tranzistoarelor superbeta asimilate recent în fabricație autohtonă este realizarea unui amplificator de audiofrecvență performant cu un minim de componente electrice. În vederea acoperirii unui domeniu de utilizare cât mai larg în ceea ce privește valorile puterilor de ieșire, s-a realizat o schemă electrică astfel concepută încât, în funcție de tensiunea de alimentare utilizată, să fie îndeplinită condiția menționată anterior. Schema electrică a amplificatorului este prezentată în **figura 2.66**. El prezintă următoarele performanțe:

$$P_N = 10 \text{ W (15 W, 20 W)}$$

$$Z_i = 100 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 4 \text{ }\Omega$$

$$U_i = 350 \text{ (400, 450) mV}$$

$$U_A = 24 \text{ (28, 30) V}$$

$$\Delta f = 20 \text{ Hz-18 kHz}$$

$$S/N \geq 65 \text{ dB}$$

$$\text{THD} \leq 0,25 \%$$

$$\text{TID} \leq 0,07 \%$$

Se observă că semnalul audio util se aplică montajului prin intermediul condensatorului  $C_1$ , la intrarea neînversoare a amplificatorului operațional  $\beta A741$ . El îndeplinește, în cadrul montajului funcțiile etajului de intrare și ale etajului pilot. Polarizarea amplificatorului operațional  $\beta A741$  este realizată de divizorul de tensiune format de rezistențele  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$ . Semnalul audio amplificat preluat de la ieșirea amplificatorului operațional se aplică în continuare tranzistoarelor superbeta  $T_2$  și  $T_3$ , care îndeplinesc în cadrul montajului rolul etajului final. Rezistența  $R_6$  realizează bucla de reacție negativă (ieșirea amplificatorului și intrarea înversoare a amplificatorului operațional  $\beta A741$ ) necesară obținerii unei amplificări liniare a montajului în banda de audiofrecvență. Valoarea amplificării finale este reglementată de raportul rezistențelor  $R_6/R_5$ . Polarizarea tranzistoarelor finale este asigurată de tranzistorul  $T_1$ , amplasat în cadrul montajului ca sursă de tensiune constantă de tip superdiodă. Fizic, tranzistorul  $T_1$  se amplasează pe același radiator cu cel al tranzistoarelor finale în scopul asigurării compensării termice. Grupul  $R_6, R_5, C_7$  reprezintă o conexiune BOOTSTRAP, care îmbunătățește foarte mult funcționarea etajului pilot, în privința excursiei în tensiune cât și a acoperirii uniforme a domeniului de frecvență din banda audio.

## Realizare practică și reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Se are în vedere obligatoriu respectarea tuturor cerințelor ce privesc un cablaj pentru montaje de tip amplificator, și anume păstrarea structurii fizice de cuadripol a montajului, realizarea unor conexiuni între componente cât mai scurte, evitarea buclei de masă, traseu de masă gros de minim 4 mm etc. După realizarea plăcuței de cablaj imprimat (în varianta mono sau stereo), se plantează componentele conform schemei electrice, efectuându-se inițial o verificare a fiecăreia. Se folosesc componente electrice de cea mai bună calitate, în vederea realizării performanțelor estimate inițial. Condensatoarele  $C_1$  și  $C_4$  sunt din cele de tip cu tantal. Condensatorul  $C_5$  se amplasează fizic cât mai aproape de pinul de alimentare al circuitului integrat. Tranzistoarele finale se amplasează pe un radiator de aluminiu, împreună cu tranzistorul  $T_1$ . Radiatorul este astfel dimensionat încât să poată disipa cel puțin jumătatea din puterea nominală a montajului. După asamblare, montajul se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată, cu valoarea aleasă în conformitate cu puterea

de ieșire dorită. Se pune la masă intrarea amplificatorului prin ștrapare. Se acționează cursorul potențimetrului  $R_1$  până la obținerea în emitoarele tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_3$  a unei tensiuni egale ca valoare cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare. Curentul de mers în gol al amplificatorului, de  $I_0 = 30$  mA, se obține prin acționarea cursorului potențimetrului semireglabil  $R_{11}$ . După aceste reglaje se îndepărtează ștrapul de la intrarea montajului, după care acesta se amplasează în incinta în care va funcționa, rigidizat mecanic corespunzător. În mod obligatoriu, se ține cont de posibilitatea de ventilație a radiatorului etajului final, pentru prevenirea ambalării termice.

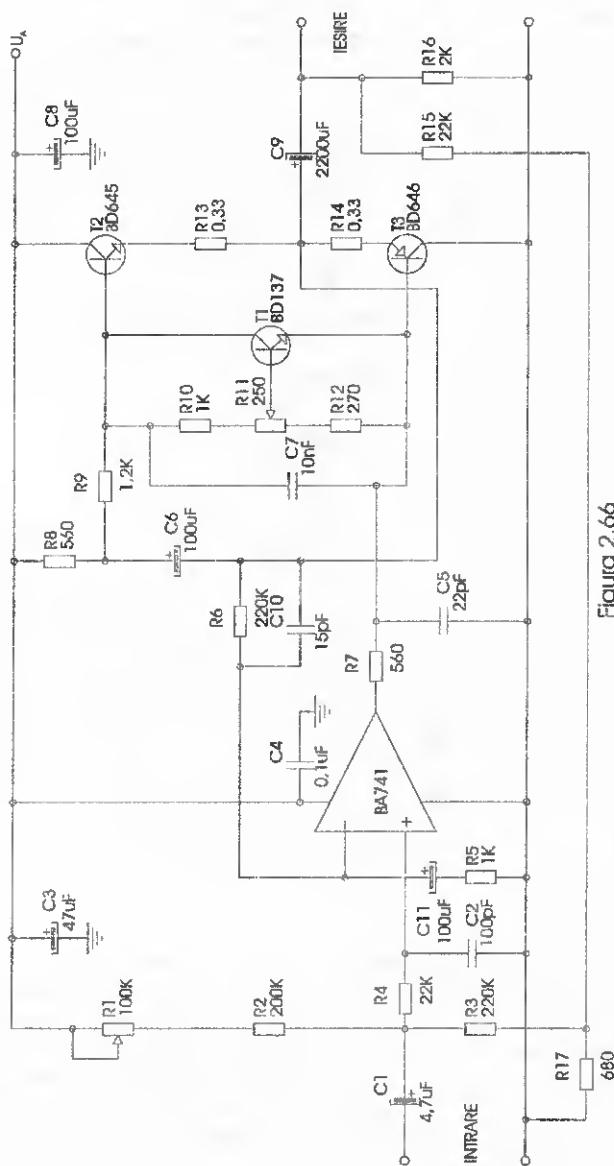


Figura 2.66

## A.A.F. de 12 W (15 W)

Mărind valoarea tensiunii de alimentare, desigur că va crește și posibilitatea măririi excursiei în tensiune a etajului pilot. Funcționarea montajului a cărui schemă electrică este prezentată în figura 2.67 se bazează pe acest lucru. Amplificatorul deține următoarele performanțe:

$$P_N = 12 \text{ W (15 W)}$$

$$Z_i = 120 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 8 \Omega (4 \Omega)$$

$$U_i = 750 \text{ mV}$$

$$U_A = \pm 20 \text{ V}$$

$$\Delta f = 18 \text{ Hz-20 kHz}$$

$$S/N \geq 85 \text{ dB}$$

$$SR = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$THD = 0,06\% (f = 5 \text{ kHz}, P_N)$$

$$TID = 0.02\% (f = 5 \text{ kHz}, P_N)$$

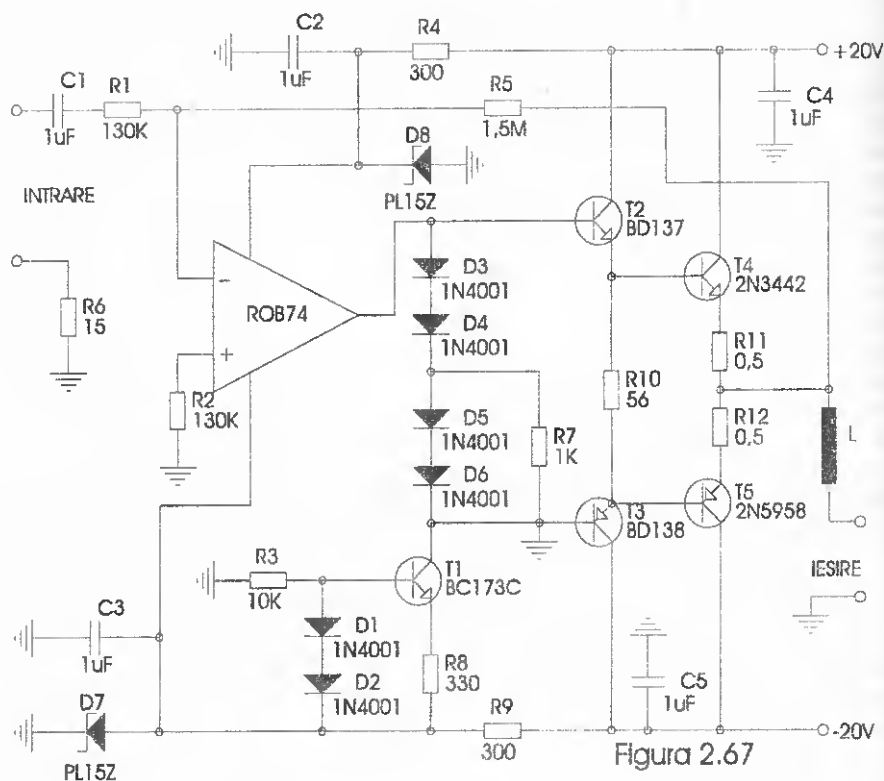


Figura 2.67

Analizând schema electrică a amplificatorului, se observă că semnalul de intrare, prin intermediul grupului  $C_1R_1$ , se aplică la intrarea inversoare a circuitului integrat C.I-1. Aceasta îndeplinește funcțiile etajelor de intrare, amplificatoare de tensiune și pilot. Sarcina etajului pilot o constituie generatorul de curent constant, în componența căruia intră tranzistorul  $T_1$ . Polarizarea în clasa AB a etajului final, alcătuit din dubleții complementari  $T_2T_4$  și  $T_3T_5$ , este realizată cu ajutorul grupului de diode  $D_5D_6D_7D_8$ . Amplificarea generală a montajului este determinată de o buclă de reacție negativă globală, ce include rezistențele  $R_5R_1$  ( $A = 1 + R_5/R_1$ ).

Bobina se realizează din conductor CuEm cu diametrul 0,6 mm, având 30 spire bobinate pe o carcasă cu diametrul de 8 mm. Se mai observă un fapt important, și anume că masa circuitului integrat (CI-1) este separată de masa generală a amplificatorului, prin intermediul unei rezistențe  $R_6 = 15\Omega$ . Acest aranjament duce la o imunitate sporită a amplificatorului la zgomotul de fond, evită cuplajul „prin masă” și totodată implică realizarea practică a unui raport semnal-zgomot de valoare ridicată ( $S/N \geq 85$  dB).

Realizarea practică a montajului începe cu plăcuța de cablaj imprimat pe care se plantează componentele electrice. În vederea construcției practice a amplificatorului s-au prezentat în figura 2.68 o variantă de cablaj imprimat (care a dat rezultate foarte bune), iar în figura 2.69 modul de amplasare a componentelor electrice pe aceasta.

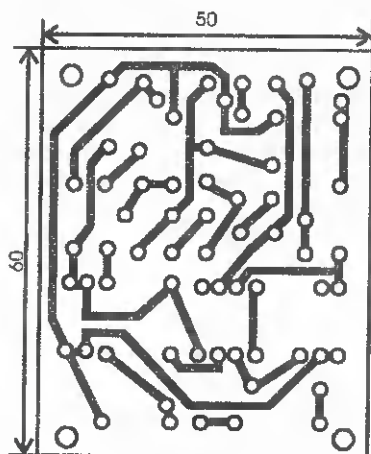


Figura 2.68

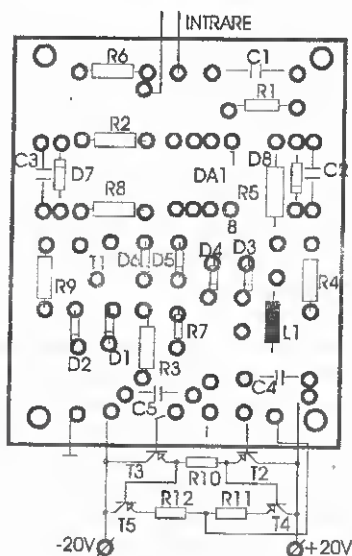


Figura 2.69

Se mai observă că cei doi dubleți complementari, împreună cu rezistențele  $R_{10}$ ,  $R_{12}$  și  $R_2$  (pentru care se recomandă realizarea unei mici plăcuțe de cablaj imprimat simple) se montează separat pe radiatorul de aluminiu destinat evacuării puterii disipate ( $P_D = 0,4 P_N$ ). Ei se realizează de preferință dintr-un profil de aluminiu dotat cu aripioare de răcire, astfel dimensionat încât să permită o răcire eficientă a tranzistoarelor prefinale și finale. Singurul reglaj al amplificatorului constă în stabilitatea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 20$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_7$ .

### A.A.F. de 20 W

Asimilarea recentă în țară a unor componente electronice performante a făcut posibilă realizarea unor montaje performante la nivelul tehnicii actuale. Din această categorie face parte și amplificatorul audio de putere prezentat în această lucrare. Schema electrică a amplificatorului este prezentată în **figura 2.70**. Se observă că este vorba de un montaj hibrid, realizat cu tranzistoare și circuite integrate. El îmbină performanțele deosebit de ridicate ale amplificatoarelor operaționale cu posibilitatea realizării practice relativ simple, folosind pentru etajul final tranzistoare de putere fabricate în țară. Montajul deține următoarele performanțe:

- putere nominală  $P = 20$  W;
- impedanța de intrare:  $Z_i = 50$  k $\Omega$ ;
- impedanța de ieșire:  $Z_o = 4$   $\Omega$ ;
- tensiunea de alimentare:  $U_A = 34$  V;
- banda de frecvență:  $\Delta_f = 15$  Hz÷25kHz;
- atenuarea la capetele benzii de frecvență:  $A = 2$  dB;
- raport semnal-zgomot:  $S/N \geq 80$  dB;
- tensiunea de intrare:  $U_i = 400$  mV<sub>RMS</sub>;
- distorsiuni armonice totale:  $THD \leq 0,2\%$ ;
- distorsiuni intermodulație:  $TID \leq 0,04\%$ ;
- slew-rate  $SR = 14$  V/ $\mu$ s.

Semnala de intrare se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$  la intrarea neinvertor a amplificatorului operațional ROB 74. Acesta îndeplinește în cadrul montajului următoarele funcțiuni:

- adaptor de impedanță;
- amplificator de tensiune;
- etaj pilot.

Polarizarea inițială în curent continuu a amplificatorului operațional ROB 74 este asigurată de către divizorul de tensiune realizat cu ajutorul rezistențelor  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_5$ . Amplificarea finală în tensiune alternativă proprie circuitului integrat ROB 74 este definită de grupul  $R_{14}$ ,  $C_6$ ,  $R_7$ ,  $C_4$ ,  $A_u = (1 + R_{14}/R_7)$ . Se observă prezența grupului de rezistențe  $R_{22}$ ,  $R_5$ , care constituie împreună cu grupul  $C_{11}$ ,  $R_4$  o buclă de reacție ce îmbunătățește foarte mult comportarea amplificatorului în timpul funcționării, atât în regim normal de lucru, cât și în timpul regimurilor tranzitorii (suprasarcina de scurtă durată, supracreșteri bruște de semnal etc.). Pentru o funcționare cât mai stabilă a amplificatorului operațional ROB 74, a fost prevăzut grupul  $D_1$ ,  $R_6$ ,  $C_2$ . El reprezintă un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare și totodată un rezervor de energie electrică pentru alimentarea cât mai uniformă a circuitului integrat ROB 74. În urma luării acestei măsuri de precauție, alimentarea lui este independentă de unele variații ale tensiunii de alimentare a montajului, care pot apărea în urma debitării puterii maxime (moment în care tensiunea de alimentare poate scădea).

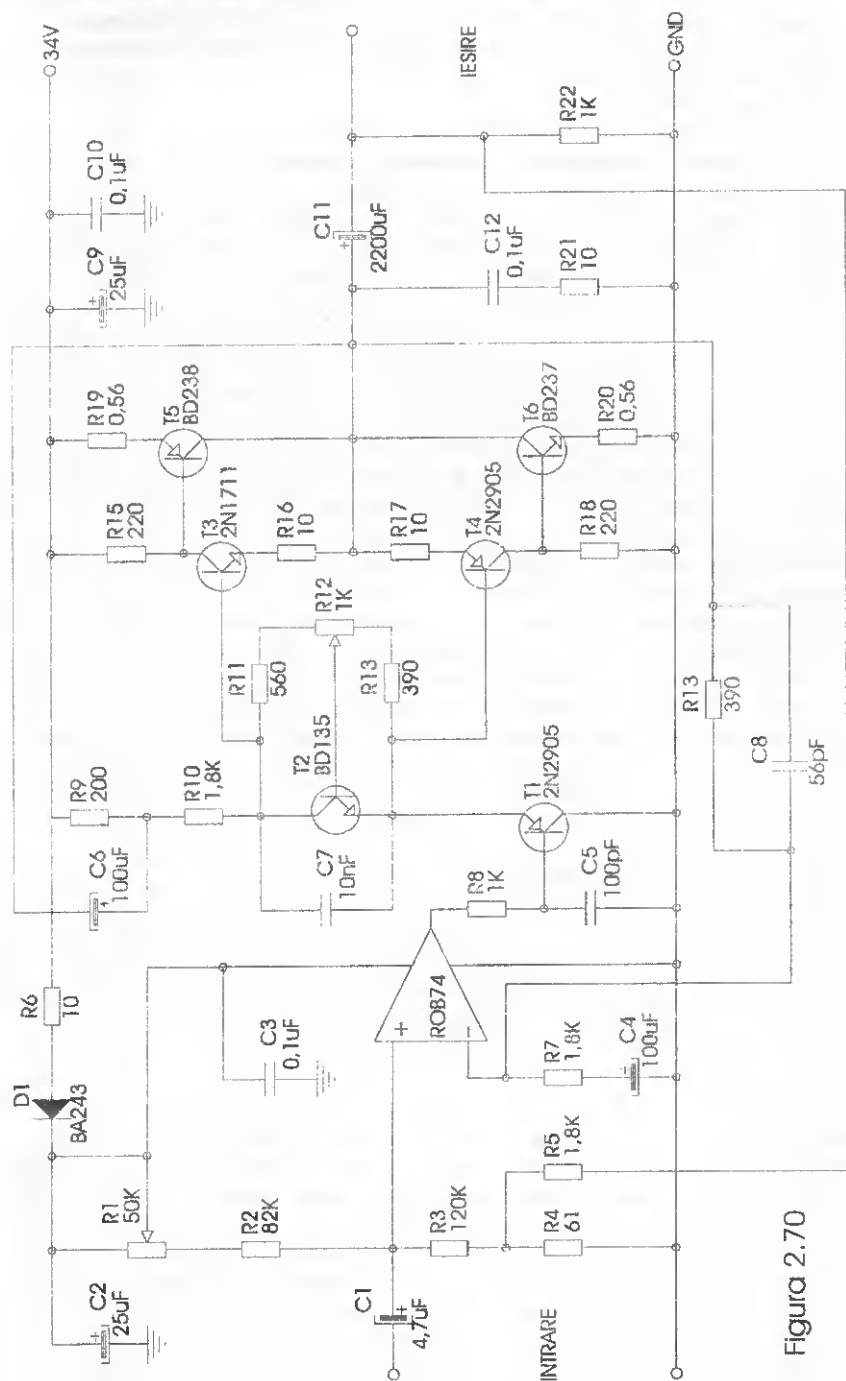


Figura 2.70



La terminalul de ieșire al amplificatorului operațional ROB 74 a fost amplasat grupul  $R_8C_5$ , care reprezintă un filtru trece-jos. El are rolul de a bloca trecerea spre ieșirea montajului a componentelor de frecvență ultrasonoră ( $f > 25$  kHz), fapt care sporește stabilitatea generală a amplificatorului, micșorează distorsiunile și mărește raportul final semnal-zgomot.

Semnalul pilot (semnalul audio-util amplificat în tensiune) de la ieșirea amplificatorului operațional ROB 74 este aplicat în baza tranzistorului  $T_1$  prin intermediul rezistenței  $R_6$ . Tranzistorul  $T_1$  este amplasat în cadrul montajului într-o configurație de repetor pe emitor, realizând un etaj tampon între ieșirea amplificatorului operațional ROB 74 și etajul final amplificator de curent. Etajul final este realizat cu ajutorul dubleților  $T_3T_5$  și  $T_4T_6$ . Ei reprezintă în cadrul montajului amplificatoare de curent complementare de tip Super-G, realizându-se configurația celor două tranzistoare complementare de putere NPN ( $T_3, T_5$ ) și PNP ( $T_4, T_6$ ). Rezistențele  $R_{15}R_{16}$  și  $R_{17}R_{18}$  au fost prevăzute pentru asigurarea funcționării pe o caracteristică liniară a primelor două tranzistoare aflate în componența celor doi dubleți complementari. Rezistențele  $R_{19}$  și  $R_{20}$  reprezintă reacții negative locale de curent, care, deși reduc într-o mică măsură puterea maximă de ieșire a etajului final, optimizează funcționarea celor doi dubleți complementari. În acest fel, sunt evitate din start posibilitățile de ambalare termică a tranzistoarelor finale  $T_5$  și  $T_6$ , micșorate distorsiunile THD și TID și, totodată, eliminată posibilitatea de autooscilație a celor doi dubleți complementari. Polarizarea tranzistoarelor proprii etajului final, în vederea funcționării pe o caracteristică de transfer strict liniară, este realizată de către tranzistorul  $T_2$ . Împreună cu grupul  $R_{11}R_{12}R_{13}C_7$ , el constituie o sursă de tensiune reglabilă, destinată polarizării tranzistoarelor complementare în vederea funcționării etajului final în clasa AB. Grupul  $C_{12}R_{21}$  constituie un filtru Bucherot amplasat în cadrul montajului în scopul prevenirii apariției unor oscilații nedorite în zona frecvențelor ultrasonore. Semnalul audio amplificat în putere este transmis la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului  $C_{11}$ . Un filtru suplimentar al tensiunii de alimentare a montajului este realizat de către grupul de condensatoare  $C_9C_{10}$ . El are rolul de a bloca toate componentele de radiofrecvență ce s-ar putea transmite montajului prin intermediul conductoarelor de alimentare.

### Realizare practică și reglaje

Montajul se realizează practic în varianta mono sau stereo pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. La realizarea traseelor de cablaj, se vor păstra cu strictețe toate regulile de lucru privitoare la montajele amplificatoare de tensiune (trasee de alimentare groase de minim 3 mm, traseu de masă cât mai gros, lipsa buclei de masă, structura de cuadripol a etajelor funcționale proprii montajului, montaj cât mai compact etc.).

După realizarea plăcuței de cablaj imprimat, se plantează componentele electrice având grijă ca fiecare dintre ele să fie verificate inițial. Tranzistoarele  $T_3T_4$  și  $T_5T_6$  vor avea același factor de amplificare în curent  $h_{21E}$ . Tranzistoarele  $T_3$  și  $T_4$  vor fi prevăzute cu mici radiatoare din tablă de aluminiu cu grosimea de 1 mm, cu suprafața de 6 cm<sup>2</sup>. Tabla se roluiește inițial pe un dorn care are diametrul capsulei tranzistoarelor prefinale  $T_3T_4$  și, ulterior, cilindrul de aluminiu obținut se amplasează pe acestea prin presare ușoară. Tranzistoarele finale se amplasează pe un radiator comun realizat din tablă de aluminiu de grosime 2 mm, având o suprafață minimă de 140 mm<sup>2</sup>. Pe aceeași plăcuță se amplasează (între tranzistoarele finale) și tranzistorul  $T_2$ . Tranzistoarele  $T_5$ ,  $T_6$  și  $T_2$  se izolează galvanic față de radiator, folosind plăcuțe de mică groase de cca. 0,2 mm, umectate inițial cu vaselină siliconică. Dintr-un tub izolant subțire (provenit

de la conductor) se realizează mici tuburi izolante pentru șuruburile de prindere a tranzistoarelor  $T_2, T_5, T_6$ . Între capetele șuruburilor de prindere și tranzistoarele menționate anterior se intercalează, de asemenea, câte o rondă izolantă din textolit. După realizarea conexiunilor galvanice se verifică montajul cu atenție, deoarece orice greșeală duce cel puțin la nefuncționarea acestuia la parametrii prevăzuți inițial. Se ștrapează la masă intrările montajului. Se alimentează montajul de la o sursă de tensiune continuă prevăzută cu un filtraj corespunzător (condensator de filtraj în valoare de 3300  $\mu\text{F}$ ), prin intermediul unei rezistențe de cca. 51  $\Omega/3\text{ W}$ . Curentul de mers în gol se reglează acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{12}$ , până la o valoare de cca. 15 mA (valoare care se va modifica ulterior). Se măsoară cu un voltmetru tensiunea din colectoarele tranzistoarelor  $T_5, T_6$  și, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $P_1$ , se modifică până când se obține valoarea  $U = V_A/2 = 17\text{ V}$ . Se întrerupe alimentarea montajului și se elimină rezistența de 15  $\Omega/3\text{ W}$  din circuitul de alimentare. Se realimentează montajul cu tensiune și se verifică prezența tensiunii  $V_A/2 = 17\text{ V}$  din colectoarele tranzistoarelor  $T_5, T_6$ , iar în cazul unei diferențe se reajustează la valoarea indicată, acționând fin cursorul potențiometrului semireglabil  $R_1$ . Ulterior se modifică valoarea curentului de mers în gol în sensul creșterii lui până la  $I_0 = 40\text{ mA}$ , acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_{12}$ . După aceste reglaje, cursoarele celor două potențiometre semireglabile se rigidizează cu câte o picătură de vopsea. Se întrerupe alimentarea montajului și se înlătură ștrapurile de la intrarea sa (sau intrările sale, dacă montajul este în varianta stereo). Reglajele susmenționate se realizează pentru fiecare canal informațional, dacă montajul a fost realizat în varianta stereo sau cuadro. După aceste reglaje, montajul se amplasează și se rigidizează mecanic în incinta unde urmează a funcționa. Se are în vedere ca radiatoarele tranzistoarelor finale să aibă asigurată o ventilație naturală, în scopul unui transfer termic corespunzător (prevenirea încălzirii excesive).

Odată realizat și montat, amplificatorul va confirma pe deplin performanțele estimate inițial, încadrându-se cu ușurință în clasa HI-FI.

### A.A.F. de 25 W

Schema electrică a amplificatorului de 25 W, varianta 1, este prezentată în figura 2.71. El deține următoarele performanțe:

$P_N = 25\text{ W}$	$\Delta f = 18\text{ Hz} \div 22\text{ kHz}$
$Z_i = 20\text{ k}\Omega$	$S/N \geq 65\text{ dB}$
$Z_o = 4\text{ }\Omega$	$SR = 7\text{ V}/\mu\text{s}$
$U_i = 400\text{ mV}$	$THD \leq 0,3\%$
$U_A = \pm 16\text{ V}$	$TID \leq 0,06\%$

Se observă că semnalul audio de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului  $C_1$ , la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional CI-1 de tip ROB 74. El îndeplinește rolul etajului de intrare, amplificatorului de tensiune și al etajului pilot. În vederea funcționării optime a circuitului integrat CI-1, la terminalele sale de alimentare au fost prevăzute grupurile  $D_1C_2$  și  $D_2C_3$ . Ele reprezintă practic rezervoare de energie electrică, care au rolul de a menține constantă valoarea tensiunii electrice destinate alimentării amplificatorului operațional, indiferent de variațiile de putere electrică utilă transmisă sarcinii (puterea sursei de alimentare fiind limitată, la depășirea puterii nominale tensiunea de alimentare de la bornele montajului poate scădea cu 1-2V).

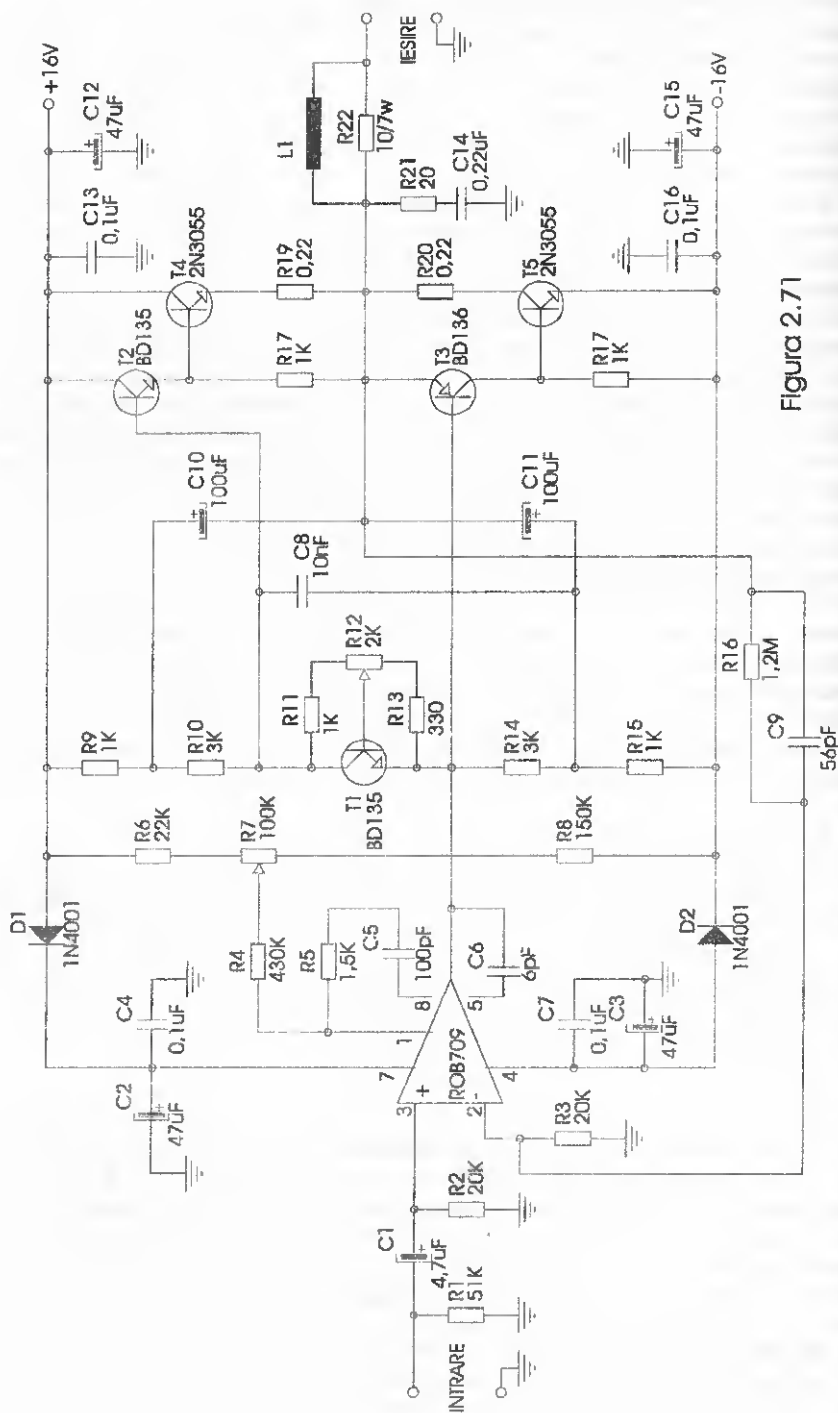


Figura 2.71

Tranzistorul  $T_1$ , împreună cu componentele electrice aferente ( $R_{11}$ ,  $R_{12}$  și  $R_{13}$ ), formează sursa de tensiune constantă de tip superdiodă, prevăzută pentru polarizarea în clasa AB de funcționare a etajului final. El este format din doi dubleți complementari, și anume  $T_2T_4$  – dubletul NPN (Darlington) și  $T_3T_5$  dubletul PNP (Super-G). În vederea optimizării funcționării etajului final, au fost prevăzute două conexiuni bootstrap, formate din grupurile  $R_9R_{10}C_{10}$  și  $R_{14}R_{15}C_{11}$ . Stabilitatea în funcționare a etajului final este asigurată de filtrul Bucherot, ce include grupul  $R_{21}C_{14}$ , care previne oscilațiile amplificatorului în domeniul frecvențelor ultrasonore. Din același considerent a fost amplasat și condensatorul  $C_9$  în bucla de reacție negativă globală ce definește amplificarea generală a montajului ( $A = 1 + R_{16}/R_3$ ). O măsură suplimentară a stabilității în funcționare a amplificatorului o reprezintă și amplasarea la ieșirea acestuia a grupului  $L_1R_{22}$ . Bobina  $L_1$  se bobinează direct pe rezistența  $R_{22}$ , având 18 spire din conductor de CuEm cu diametrul de 0,8 mm. Se menționează că grupurile  $C_{12}C_{13}$  și  $C_{15}C_{16}$  reprezintă filtraje suplimentare ale tensiunii de alimentare a amplificatorului  $U_A = \pm 16$  V, amplasate direct pe plăcuțe de cablaj imprimat, pe care acesta se va realiza fizic. Dar pentru un filtraj eficient al tensiunii  $U_A$ , imediat după redresor se amplasează condensatoare de filtraj de cca. 2200  $\mu$ F pe fiecare ramură a tensiunii  $U_A$  (pozitivă și negativă, filtraj față de masa montajului).

După realizarea practică a amplificatorului (ținând cont de toate cerințele menționate anterior în decursul acestei lucrări) se străpăzează intrarea lui și se trece la efectuarea reglajelor. Ca sarcină necesară reglajelor, se folosește o rezistență de 22  $\Omega$ / 10 W, care se amplasează la ieșirea amplificatorului. Reglajele constau în stabilirea potențialului „0V” la ieșire, prin acționarea cursorului potențimetrului semireglabil  $R_7$ . Urmează stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 40$  mA, prin acționarea cursorului potențimetrului semireglabil  $R_{12}$ .

O altă variantă de amplificator de 25 W – varianta 2 – este realizată conform schemei electrice prezentate în figura 2.72. El deține următoarele performanțe:

$P_N = 25$ W	$\Delta f = 20$ Hz÷150 kHz
$Z_i = 150$ k $\Omega$	$S/N \geq 70$ dB
$Z_o = 4$ $\Omega$	$SR = 8$ V/ $\mu$ s
$U_i = 850$ mV	$THD \leq 0,2\%$ ( $f = 10$ kHz, $P_N$ )
$U_A = \pm 18$ V	$TID \leq 0,3\%$

Analizând schema electrică a amplificatorului, se observă că circuitul integrat  $CI_1$ , care îndeplinește rolul de etaj de intrare, amplificator de tensiune și etaj pilot, comandă direct etajul final. Acesta este alcătuit din dubleți complementari simetrici  $T_1T_3$  și  $T_2T_4$ . Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  reprezintă montaje de tip repetor pe emitor, prevăzute pentru micșorarea impedenței de ieșire a circuitului integrat  $CI_1$  și totodată pentru asigurarea curenților de comandă ai tranzistoarelor complementare  $T_3$  și  $T_4$ . Polarizarea în clasa AB a tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$  este asigurată de grupul  $D_3R_8$ . Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla de reacție negativă ce include elementele  $C_2R_2R_3$  ( $A = 1 + R_3/R_2$ ).

După realizarea practică a montajului, singurul reglaj constă în stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 50$  mA, prin variația (dacă este necesar) cu maxim  $\pm 15\%$  a valorii rezistenței  $R_6$ .

Un alt amplificator de 25 W – varianta 3 -, ale cărui performanțe electrice sunt deosebit de bune, este realizat conform schemei electrice prezentate în figura 2.73.

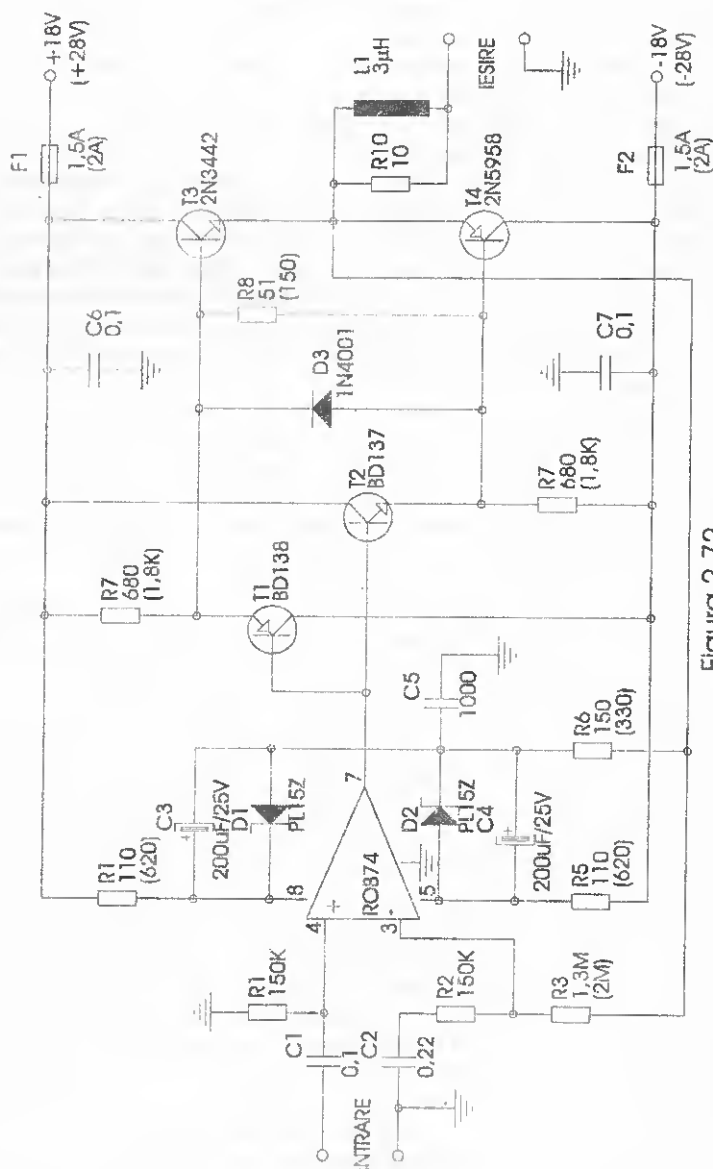


Figura 2.72

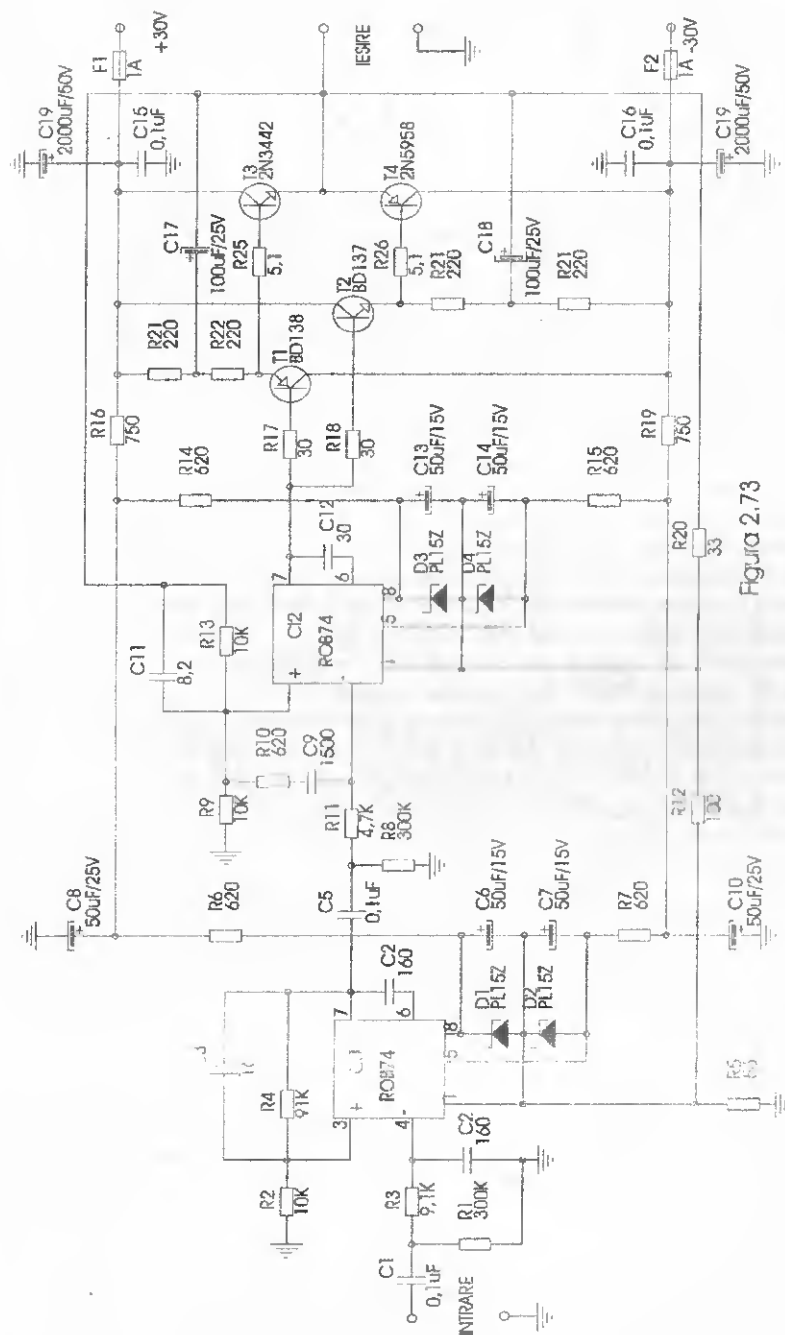


Figura 2.73



Amplificatorul deține următoarele performanțe:

$$P_N = 25 \text{ W}$$

$$Z_i = 300 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 8 \Omega$$

$$U_i = 700 \text{ mV}$$

$$U_A = +30 \text{ V}$$

$$\Delta f = 16 \text{ Hz} \div 25 \text{ kHz}$$

$$S/N \geq 30 \text{ dB}$$

$$SR = 40 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$THD \leq 0,007\%$$

$$TID \leq 0,04 \%$$

Deși configurația de bază a schemei electrice este oarecum asemănătoare cu a celei prezentate anterior, se observă că de această dată s-au introdus câteva îmbunătățiri substanțiale. Astfel, la intrarea amplificatorului a fost prevăzut filtrul trece-jos  $R_3 C_9$ . El are rolul de a limita din start amplificarea semnalelor ultrasonore. Circuitul integrat  $CI_1$  îndeplinește funcțiile de etaj de intrare, amplificator de tensiune și etaj pilot. De la ieșirea amplificatorului operațional  $CI_1$ , prin intermediul condensatorului  $C_{11}$ , semnalul audio amplificat se aplică la intrarea neînversoare a circuitului integrat  $CI_2$ . Acesta îndeplinește rolul de etaj tampon între etajul pilot și etajul final, facilitând o comandă eficientă și extrem de rapidă a tranzistoarelor aflate în componența acestuia. Se mai remarcă grupul  $R_{10} C_9$ , amplasat între intrările înversoare și neînversoare ale amplificatorului operațional  $CI_2$ . El are rolul de compensator de fază la amplificarea semnalelor de frecvență înaltă, fapt care duce practic la eliminarea distorsiunilor armonice, funcționarea amplificatorului devenind liniară în întreaga bandă audio. O perfecționare a etajului final, care are aceeași structură cu cea a amplificatorului din exemplul precedent, o reprezintă cele două conexiuni bootstrap, formate din grupurile  $R_{21} R_{22} C_{17}$  și  $R_{23} R_{24} C_{18}$ . Datorită lor, caracteristicile de transfer ale etajului final devin practic liniare în toată banda audio. În vederea măririi substanțiale a raportului semnal-zgomot general al montajului, între masa montajului și masa proprie fiecărui amplificator operațional au fost amplasate rezistențe de valori mici  $R_8 = 56 \Omega$  pentru  $CI_1$  și  $R_{12} + R_5 = 56 \Omega + 100 \Omega = 156 \Omega$  pentru  $CI_2$ . Sintetizând cele expuse până acum, se poate ușor vedea că, de fapt,  $CI_1$  reprezintă amplificatorul de tensiune, iar  $CI_2 + T_1, T_2, T_3, T_4$  – amplificatorul de curent. Se mai remarcă faptul că avem de-a face cu două bucle de reacție negativă interconectate, și anume reacția negativă de tensiune  $R_2 R_4 C_3$  ( $A = 1 + R_4/R_3$ ) și reacția negativă de curent  $R_9 R_{13} C_{11}$  ( $A = 1 + R_{13}/R_9$ ). În vederea realizării practice a amplificatorului, în figura 2.74. a s-a prezentat o variantă de cablaj imprimat, iar în figura 2.74. b modul de amplasare a componentelor pe acesta. Montajul nu necesită reglaje, funcționând la parametri nominali încă de la prima încercare.

#### A.A.F. de 30 W

Desigur că, o dată cu mărirea puterii transmise impedenței de sarcină, complexitatea schemei electrice a unui amplificator crește. Montajul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 2.75 prezintă următoarele performanțe:

$$P_N = 30 \text{ W}$$

$$Z_i = 20 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 8 \Omega$$

$$U_i = 750 \text{ mV}$$

$$U_A = \pm 30 \text{ V}$$

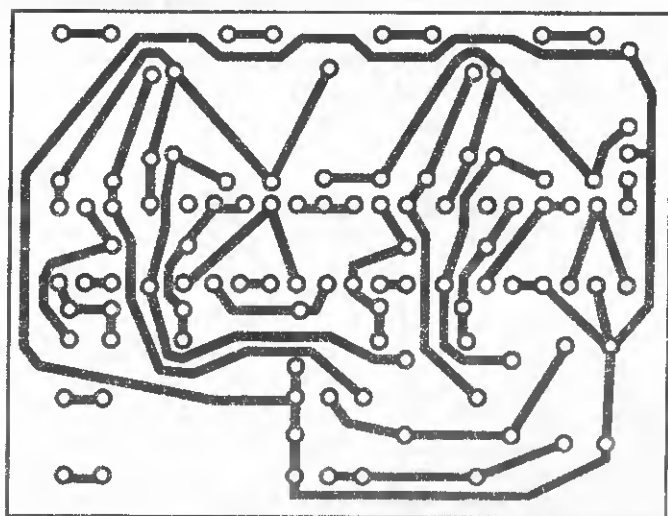
$$\Delta f = 20 \text{ Hz} \div 22 \text{ kHz}$$

$$S/N \geq 70 \text{ dB}$$

$$SR = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$THD \leq 0,3\% (20 \text{ kHz}, P_N)$$

$$TID \leq 0,15 \%$$



87

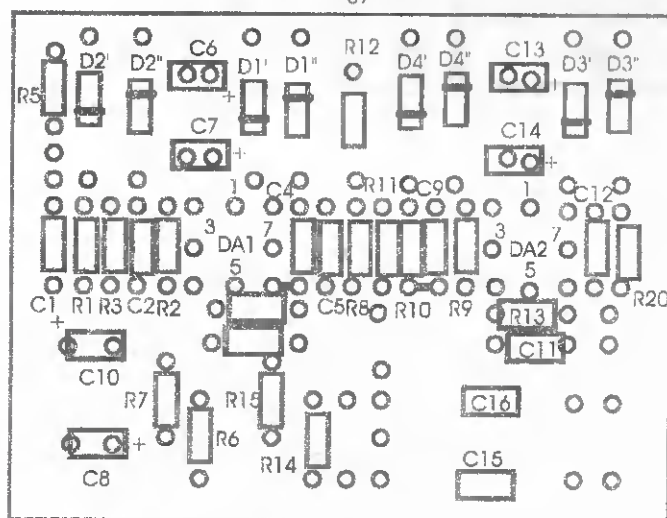


Figura 2.74

Un alt parametru deosebit de important al montajului îl reprezintă capacitatea de a funcționa stabil într-un domeniu extrem de larg de temperaturi, și anume  $-20^{\circ}\text{C} \div +60^{\circ}\text{C}$ . Analizând schema electrică a acestui amplificator, se remarcă inițial filtrul trece-jos  $R_1, C_1, R_3$ , care delimitează din start banda de trecere a amplificatorului cu limita superioară 22 kHz. Urmează amplificatorul operațional  $C11$ , care îndeplinește rolurile de etaj de amplificare și etaj pilot. De la ieșirea amplificatorului operațional  $C11$ , semnalul audio amplificat se aplică unui etaj cascod dublu, format din tranzistoarele  $T_1, T_2$  și  $T_3, T_4$ , care lucrează pe rând la amplificarea celor două semnaluri (pozitivă sau negativă) ale semnalului audio amplificat. Din colectoarele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_4$ , cele două semnaluri ale semnalului audio amplificat sunt transmise dubleților

complementari Super-G  $T_5T_7$  și  $T_6T_8$ , proprii etajului final, care refac forma de undă inițială a semnalului audio, de data aceasta amplificat în putere. Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla de reacție negativă care include elementele  $R_5C_3R_4C_2$  ( $A = 1 + R_5/R_4$ ).

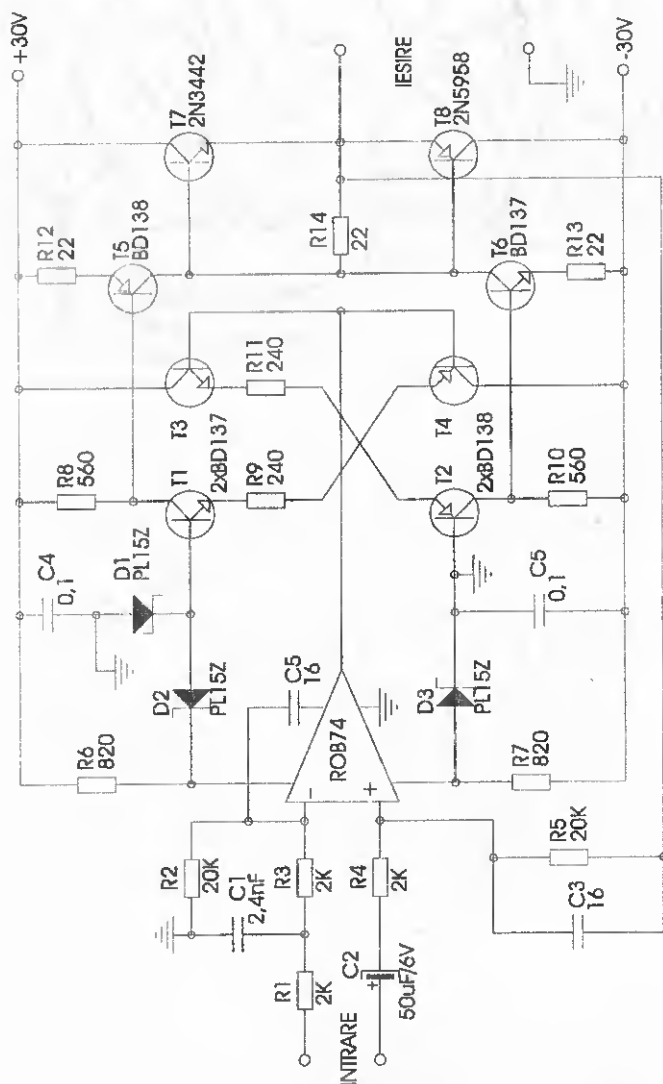


Figura 2.75

Pentru ușurarea realizării practice a amplificatorului, în **figura 2.76 a** este prezentată o variantă de cablaj imprimat, iar în **figura 2.76 b**, modul de aplicare a componentelor electrice pe aceasta.

Se precizează că amplificatorul nu are nevoie de reglaje, singura verificare fiind măsurarea (cu intrarea la masă) curentului de mers în gol  $I_0$ , = 36 mA. ( $I_0$  = 30 mA – 60 mA).

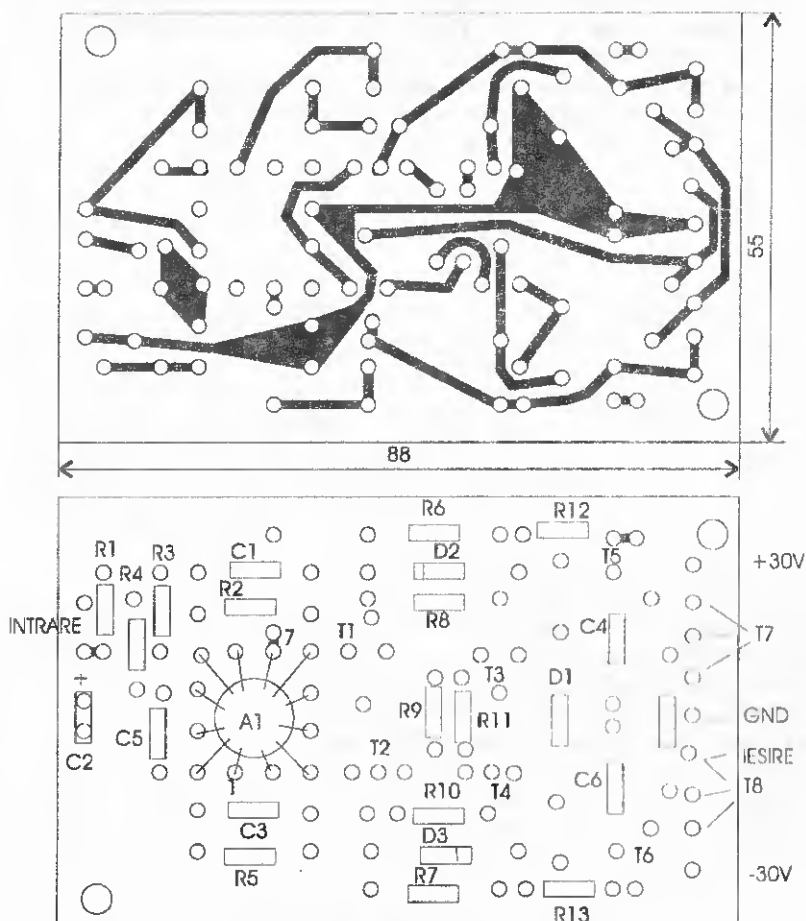


Figura 2.76

**A.A.F. de 30 W – varianta 2**

Realizarea unui amplificator de audiofrecvență de putere cu performanțe ridicate impune alegerea unui montaj care să îmbine calitățile superioare ale caracteristicilor de funcționare cu folosirea economică a energiei electrice. Performanțele amplificatorului sunt următoarele:

- tensiunea de alimentare  $V_{cc} = 38V$ ;
- curentul de mers în gol  $I_o = 35 \text{ mA}$ ;
- curentul maxim  $I_{max} = 3,2A$ ;
- puterea maximă  $P_{max} = 30 \text{ W}$  ( $A = -0,25 \text{ dB}$  la extremități);
- banda de frecvență  $\Delta f = 16\text{Hz} \div 22 \text{ kHz}$ ;
- distorsiuni armonice  $THD \leq 0,5\%$ ;
- impedanța de intrare  $Z_i = 100 \text{ k}\Omega$ ;
- impedanța de ieșire  $Z_o = 4 \Omega$ ;
- tensiunea nominală de intrare  $U_i = 150 \text{ mV}$ ;

- raport semnal/zgomot  $S/N \geq 65$  dB;
- amplificarea de tensiune  $A = 42$  dB;
- distorsiuni de intermodulație  $TID \leq 0,2\%$ ;

Schema electrică prezentată în **figura 2.77** are ca părți principale etajul de intrare, etajul pilot, circuitul de polarizare și etajul final de putere.

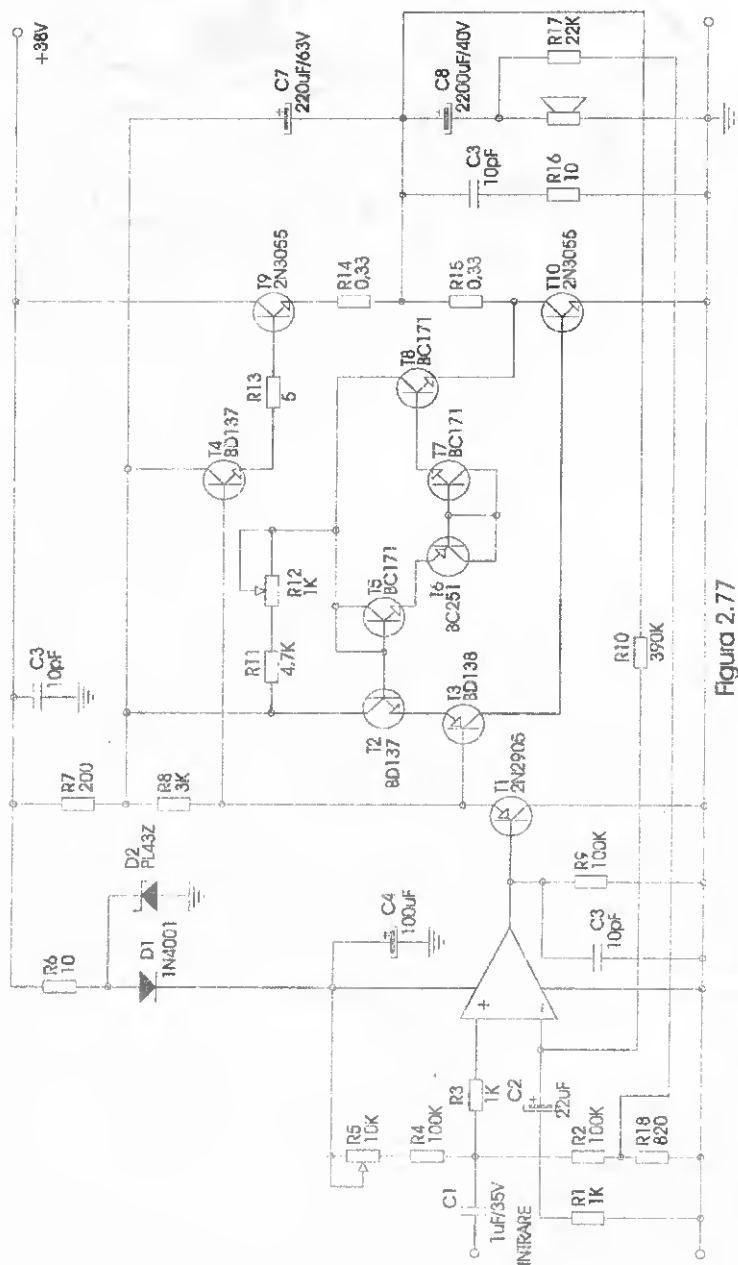


Figura 2.77

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$  la intrarea neînversoare a amplificatorului operațional de tip  $\mu A741$ . Acesta oferă avantajele unei impedanțe de intrare ridicate și, în același timp, o bună stabilitate a parametrilor de funcționare la variațiile temperaturii mediului ambiant. Concomitent, există posibilitatea, folosită în cazul de față, de aplicare a unei reacții negative globale ieșire-intrare, acel „feed-back” necesar oricărui sistem electronic cu performanțe ridicate. Amplificatorul operațional realizează amplificarea semnalului de intrare, îndeplinind și funcția etajului pilot, de obținere a semnalului de comandă pentru etajul final de putere. Ieșirea amplificatorului operațional este conectată direct în baza tranzistorului  $T_1$ . Tranzistorul  $T_1$  funcționează ca repetor pe emitor, având rolul de etaj tampon între amplificatorul operațional și etajul final de putere. Etajul final face parte din categoria montajelor în contratimp, clasa AB, pentru obținerea unui randament ridicat și a unor distorsiuni cât mai mici. În vederea mării randamentului și a micșorării consumului de energie, s-a ales o schemă de polarizare care permite saturarea celor două tranzistoare finale. Se obține în acest fel o excursie maximă a semnalului debitat de etajul pilot, între valorile  $V_{CC} - V_{SAT} T_9$  și  $V_{SAT} T_{10}$ . Astfel, posibilitățile sursei de alimentare se folosesc cu randament maxim pentru etajele finale, care funcționează în clasa AB. Să analizăm soluția, aparent complicată, adoptată pentru etajul final de putere.

Circuitul de polarizare format din tranzistoarele  $T_5, T_6, T_7$  și  $T_8$  asigură funcționarea tranzistoarelor finale  $T_9$  și  $T_{10}$  în clasa AB. Circuitul de polarizare permite obținerea unui curent de repaus suficient pentru evitarea distorsiunilor de racordare ale celor două semialternanțe, care compun semnalul util (cross-over). Din schema electrică a montajului rezultă imediat că circuitul de polarizare asigură tensiunea de valoare  $4V_{BE1}$  necesară polarizării tranzistoarelor  $T_4, T_9, T_3$  și  $T_{10}$ . Astfel se justifică prezența celor patru tranzistoare în circuitul de polarizare, primele trei fiind conectate ca diode, soluție impusă de necesitatea de a compensa variațiile tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor  $T_3, T_9$  și  $T_{10}$ ,  $T_4$  cu temperatura. Întrucât toate tensiunile bază-emitor variază practic la fel cu temperatura, rezultă că, dacă am realizat egalitatea dintre suma tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor din lanțul de polarizare și suma tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor etajului final, am obținut compensarea termică necesară, care se va menține pe un interval larg de variație a temperaturii. În același scop, de prevenire a unei ambalări termice excesive a tranzistoarelor finale, sunt conectate rezistențele  $R_{19}$  și  $R_{15}$ , care, deși produc o mică reducere a puterii etajului final, sunt absolut necesare pentru buna funcționare a acestuia. Analizând funcționarea celor doi dubleți  $T_4, T_9$  și  $T_3, T_{10}$  din etajul final, se observă că, pentru semialternanța negativă a semnalului util, limita inferioară a tensiunii este impusă de tensiunea de saturație a tranzistorului  $T_{10}$ .

Se observă că:

$$V_{BC10} = V_{BE8} + V_{BE7} + V_{BE6} - V_{BE5} - V_{BE3} - V_{E1} + V_{BE10} \approx 3V_{BE} - V_{E1}$$

Din relația de mai sus rezultă că, imediat ce  $V_{E1} < 3V_{BE1}$ , tranzistorul  $T_{10}$  se saturează, deoarece  $V_{BC} T_{10}$  devine pozitiv. Pentru semialternanța pozitivă a semnalului util, în scopul saturării tranzistorului  $T_9$ , se folosește o conexiune de tip bootstrap. Condensatorul  $C_9$  încărcat la potențialul  $V_{CC}/2$  îndeplinește condiția saturării tranzistorului  $T_9$ , deoarece se observă că  $U_{cond} C_9 = V_{CC}/2 > V_{BE4} + V_{BE9} + V_{R13}$ , iar  $V_{R13} = R_{13} I_{13} < 0,6V$ .

Utilizarea unei conexiuni de tip bootstrap mai are o consecință favorabilă și anume, asigură automat funcționarea tranzistorului  $T_2$  fără a intra în saturație, fapt important deoarece tranzistorul  $T_2$  asigură curentul de emitor al tranzistorului  $T_3$ . Tranzistorul  $T_2$  are totodată rolul de etaj tampon față de circuitul de polarizare.



Pentru buna funcționare a amplificatorului s-au luat o serie de măsuri de protecție.

Cuplajul etajului final de putere cu impedanța de sarcină (difuzoarele) se face capacitiv, cu ajutorul condensatorului  $C_8$ . În acest fel se realizează o separație galvanică între amplificator și sarcină, evitându-se apariția în difuzoare a unei componente de curent continuu nedorite. Pentru suprimarea eventualelor oscilații ale etajului final pe o frecvență foarte înaltă, s-a prevăzut grupul  $R_{16}C_6$ . În scopul protejării circuitului integrat  $\beta A741$  în ceea ce privește depășirea accidentală a tensiunii de alimentare, s-a prevăzut dioda Zenner  $D_2$ . Grupul  $D_1C_4$  are rolul de a menține constantă tensiunea de alimentare a circuitului integrat  $\beta A741$ , chiar atunci când etajul final debitează puterea maximă și  $V_{CC}$  ar putea scădea. În acest fel, se evită distorsiunile care ar putea fi cauzate de etajul pilot. Protecția generală a amplificatorului este realizată de siguranța  $S_1$ .

După realizarea atentă a cablajului imprimat, se montează componentele și se reverifică montajul, deoarece orice greșeală poate fi catastrofală pentru amplificator. Tranzistorii  $T_{10}$ ,  $T_{11}$  și  $T_{12}$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  trebuie să aibă același  $h_{21E}$ . Se folosesc componente verificate ca valori și de bună calitate. Tranzistoarele finale se vor monta pe radiatoare corespunzător dimensionate în ceea ce privește puterea maximă disipată  $P_D \geq 0,4 P_N$ . Se prevăd radiatoare și pentru tranzistoarele prefinale, iar grupul de tranzistoare  $T_5$ ,  $T_6$ ,  $T_7$ ,  $T_8$  se montează separat pe o plăcuță de cablaj imprimat și apoi se pune pe radiatorul tranzistoarelor finale. Amplificatorul se alimentează de la o sursă de tensiune continuă stabilizată și bine filtrată. Operațiile de reglaj constau în reglajul curentului de mers în gol, din potențiometrul semireglabil  $R_{12}$  și reglajul în punctul „A” al tensiunii  $V_{CC}/2$ , din potențiometrul semireglabil  $R_8$ . Dacă constructorul dispune de un generator de audio frecvență și un osciloscop, cu ajutorul unei rezistențe de sarcină montate la ieșirea amplificatorului se pot vizualiza cele două semnalalternanțe ale semnalului de ieșire, urmărind limitarea lor simetrică la depășirea valorii maxime a semnalului de intrare.

Se atrage atenția că reglajul curentului de mers în gol și al tensiunii în punctul „A” trebuie făcut cu intrarea amplificatorului conectată la masa montajului. Montajul se poate realiza și în varianta stereo, reglajele susmenționate făcându-se separat pentru fiecare canal. Executat și pus la punct, montajul va da satisfacție deplină constructorului, devenit posesor al unui amplificator cu performanțe la nivelul cerințelor moderne.

### A.A.F. de 40 W

Realizarea unor amplificatoare operaționale performante în producția de serie autohtonă a făcut posibilă abordarea unor montaje complexe, ale căror caracteristici esențiale sunt construcția practică simplă, alături de obținerea unor performanțe electrice foarte bune. Din această categorie face parte și amplificatorul audio de putere prezentat în cele ce urmează. Performanțele montajului sunt următoarele:

- putere nominală  $P_N = 40 \text{ W}$ ;
- impedanța de sarcină  $Z_a = 4 \Omega$ ;
- impedanța de intrare  $Z_i = 30 \text{ k}\Omega$ ;
- alimentare cu energie: sursă dublă de tensiune continuă  $U_A = \pm 20 \text{ V}$ ;
- banda de frecvențe:  $\Delta f = 15 \text{ Hz} \div 20 \text{ kHz}$ ;
- atenuare la capetele benzii de frecvență:  $A = +3 \text{ dB}$ ;
- raport semnal/zgomot  $S/N \geq 65 \text{ dB}$ ;
- distorsiuni armonice totale:  $\text{THD} \leq 0,2\%$ ;
- distorsiuni de intermodulație:  $\text{TID} \leq 0,08\%$ .

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în **figura 2.78**. Semnalul audio util se aplică prin intermediul condensatorului  $C_1$  și al rezistorului  $R_1$  la intrarea inversoare a amplificatorului operațional  $\beta A741$ .

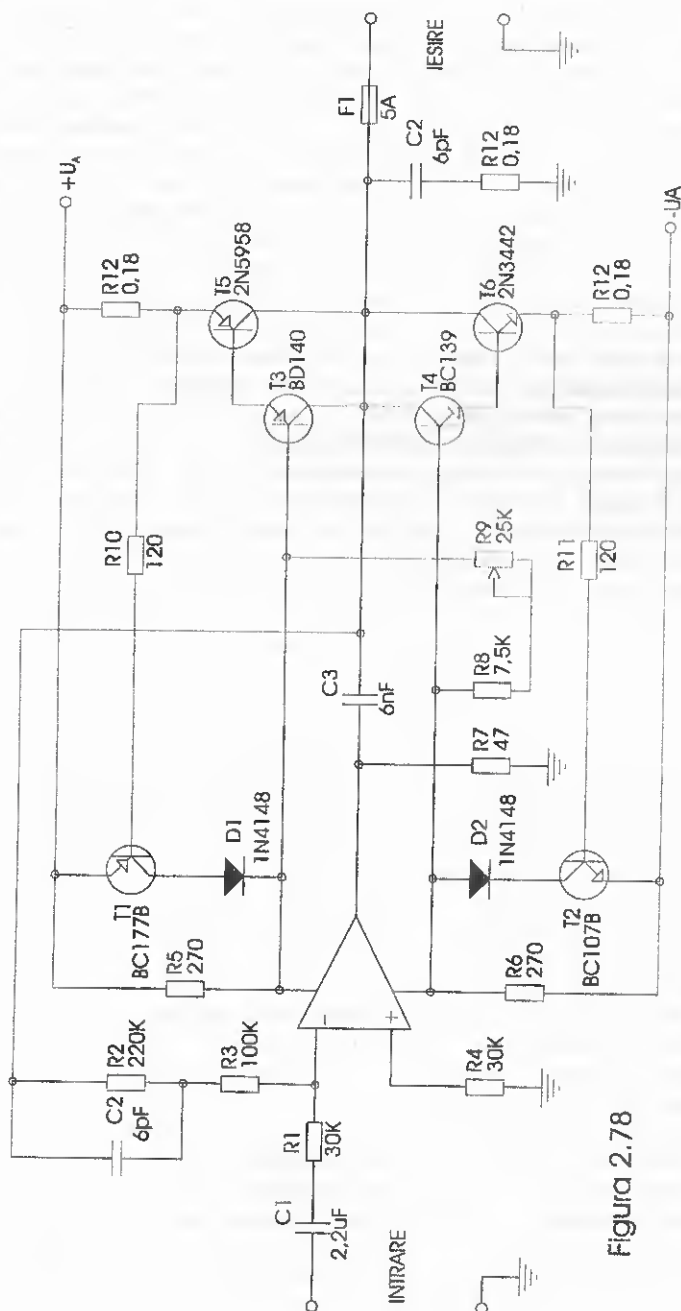


Figura 2.78

El îndeplinește în cadrul montajului următoarele funcțiuni:

- etaj de intrare;
- amplificator de tensiune;
- etaj pilot.

Datorită valorii mari a factorului de rejecție al tensiunii de alimentare SVR deținut de amplificatorul operațional  $\beta A741$ , curenții preluați de la sursa dublă de tensiune reproduc cu fidelitate forma de variație în timp a semnalului amplificat, fiind totodată în opoziție de fază ( $\tau(I_1) = \tau(I_2) + 180^\circ$ ). Aplicând la ieșirea amplificatorului operațional o sarcină optimă ( $R_L = 47 \Omega$ ), el devine practic un generator de curent care poate pilota un etaj final constituit din ramuri complementare NPN și PNP, dimensionat corespunzător sarcinii utile în ceea ce privește curentul nominal de lucru al amplificatorului. Etajul final este format din doi dubleți complementari amplificatori de curent de tip Darlington, și anume  $T_3 T_5$ , de tip PNP și  $T_4 T_6$ , de tip NPN. Semnalul amplificat în tensiune, preluat de pe ramurile de alimentare pozitivă și negativă a circuitului integrat  $\beta A741$ , este aplicat simultan celor doi dubleți complementari (în bazele tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$ ). În urma acestui fapt se obține amplificarea în curent (și practic amplificarea în putere) a semnalului audio util, rezultat urmărit de la început. Amplificarea generală a montajului este reglementată de bucla generală de reacție negativă, formată din grupul  $R_2, C_2, R_3, R_1, A = (R_2 + R_3)/R_1$ . Rezistoarele  $R_2$  și  $R_3$  determină totodată și o reacție negativă de curent continuu, fapt care are ca efect menținerea unei tensiuni nule la ieșire în regim static de funcționare a montajului (în lipsa semnalului de intrare). Acest lucru este valabil și dacă cele două tensiuni de alimentare  $U_A$  și  $-U_A$  nu sunt perfect egale în valoare absolută. În vederea asigurării unei stabilități sporite a amplificatorului operațional  $\beta A741$  în zona limitei superioare a benzii de audiofrecvență, s-a asigurat o compensare în frecvență prin amplasarea condensatoarelor  $C_2$  și  $C_3$ , în zona buclei de reacție negativă generală. Condensatorul  $C_2$  nu permite amplificarea frecvențelor ultrasonore ( $f > 20 \text{ kHz}$ ), iar condensatorul  $C_3$  introduce o compensare în frecvență cu avans de fază, în vederea optimizării formei semnalului de ieșire amplificat în zona frecvențelor înalte ( $f \geq 10 \text{ kHz}$ ). Valorile rezistoarelor  $R_5$  și  $R_6$  s-au ales astfel încât, în regim static de funcționare, cei doi dubleți complementari să fie aproape blocați (funcționarea etajului final în clasa AB). S-a asigurat printr-un artificiu suplimentar reglajul curentului de mers în gol, determinat de relațiile:  $R_5 = R_6$ ,

$$(R_5 + R_6) (I_{10} + I_0) = 2,4 \text{ V} \quad (4 \times 0,6 \text{ V}), \text{ unde:}$$

$I_{10}$  - curentul de mers în gol al amplificatorului operațional  $\beta A741$ ,

$I_0 = 1,7 \text{ mA}$  (data de catalog).

$I_d$  - curentul prin rezistoarele  $R_5$  și  $R_6$ .

În urma efectuării calculelor se obține:

$$R_5 = R_6 = 270 \Omega$$

La elaborarea schemei electrice a montajului, s-a ținut cont de posibilitatea apariției unor distorsiuni precum:

- distorsiuni neliniare de nesimetrie a potentialului de ieșire, care pot apărea pronunțat la livrarea de putere nominale;
- distorsiuni de tip CROOSVER (neracordarea semialternanțelor tensiunii amplificate, la trecerea prin zero a semnalului audio util).

Distorsiunile neliniare de nesimetrie s-au eliminat din start, printr-o polarizare adecvată a etajului final, astfel încât bucla de reacție negativă de curent continuu, formată din rezistoarele  $R_2$  și  $R_3$ , aplicată circuitului integrat  $\beta A741$ , menține în permanentă simetrie potențialul de ieșire față de tensiunile de alimentare  $U_A$  și  $-U_A$  (decî,  $U_{\text{ieșire}} = 0$  cînd  $U_i = 0$ ), chiar și în cazul în care acestea nu sunt perfect egale în

valoare absolută. Distorsiunile neliniare de tip CROSSOVER s-au eliminat prin amplasarea grupului  $R_8, R_9$ , care face posibil un reglaj fin al curentului de mers în gol propriu celor două tranzistoare finale ( $I_0 = 40 \text{ mA}$ ).

În vederea protejării amplificatorului la suprasarcină și la scurtcircuit s-au prevăzut unele mijloace simple și eficiente. Grupurile  $T_1, D_1$  și  $T_2, D_2$  realizează în momentul suprasarcinii o protecție la supracurent de tip CLIPPING (limitarea curentului maxim de ieșire la o valoare prestabilită). Rezistoarele  $R_{12}$  și  $R_{13}$  au rol și de senzori de suprasarcină, deoarece imediat ce curentul de ieșire depășește valoarea maximă ( $I \geq 2 \times (1,05 \dots 1,15) I_N$ ), căderile de tensiune de pe acestea determină intrarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . Acest fapt implică blocarea curenților din bazele tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$ , deci, în final, blocarea curentului livrat de cei doi dubleți complementari.

Rezistoarele  $R_{12}$  și  $R_{13}$  amplasate în emitoarele tranzistoarelor finale  $T_5$  și  $T_6$  îndeplinesc în același timp funcția de reacții negative locale de curent. Deși ele reduc într-o mică măsură puterea de ieșire a etajului final, faptul este pe deplin compensat de îmbunătățirea calitativă funcțională a acestuia. De asemenea, acest amplasament sporește stabilitatea termică generală a etajului final într-un domeniu larg de temperaturi de funcționare, deoarece imediat ce apare, datorită încălzirii, tendința de modificare a curentului de mers în gol, se produce și modificarea căderii de tensiune la bornele celor două rezistoare, restabilindu-se prin compensație situația inițială stabilă în privința polarizării.

Pentru asigurarea stabilității montajului la frecvențe înalte și totodată la funcționarea în regimuri tranzitorii (porniri, opriri, creșteri bruște de sarcină), s-a prevăzut filtrul BUCHEROT format din grupul  $C_4, R_{14}$ . El are rolul de a împiedica funcționarea amplificatorului în zona frecvențelor ultrasonore, blocând introducerea acestora în bucla de reacție negativă  $C_2, R_2, R_3, R_1$  care reglementează amplificarea finală a montajului. Protecția la scurtcircuit accidental al sarcinii este asigurată de prezența siguranței fuzibile  $F_1$  pe traseul circuitului de ieșire al amplificatorului.

### Realizare practică și reglaje

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Modul de realizare a cablajului imprimat este prezentat în **figura 2.79 a**, iar dispunerea componentelor electrice este prezentată în **figura 2.79 b**. Din considerente de zgomot minim și stabilitate în funcționare a montajului, alimentarea cu energie electrică se execută separat, și anume un grup de conductoare ( $\phi = 0,75 \text{ mm}$ ) pentru cablajul plăcuței (bornele de alimentare marcate), iar pentru cei doi dubleți împreună cu componentele  $R_{12}, R_{13}, R_{14}, C_4$  (dispuse pe altă plăcuță de cablaj imprimat) alt grup de conductoare ( $\phi = 1,5 \text{ mm}$ ). Modul de realizare a cablajului imprimat care interconectează tranzistoarele de putere  $T_5, T_6$  și componentele  $R_{12}, R_{13}, R_{14}, C_4$  este prezentat în **figura 2.80**. Menționăm că sudurile și amplasamentul componentelor enumerate anterior se realizează, după efectuarea legăturilor galvanice, prin șuruburile de prindere, cu tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$ , direct pe partea de cablaj, lăsând între componente și traseele de cablaj o distanță de cca. 3 mm. Plăcuța de cablaj imprimat cu aceste componente se rigidizează în spatele radiatorului pe care se amplasează tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$  chiar cu șuruburile de prindere ale acestora. Șuruburile se izolează față de radiator prin tuburi izolante (provenind de la un conductor mai gros, care a fost dezizolat) și șaibe izolante, care vor îndeplini concomitent și rolul de distanțori plăcuță-radiator. Șuruburile de prindere constituie totodată legături galvanice între colectoarele tranzistoarelor  $T_5, T_6$  și plăcuța cu piese.

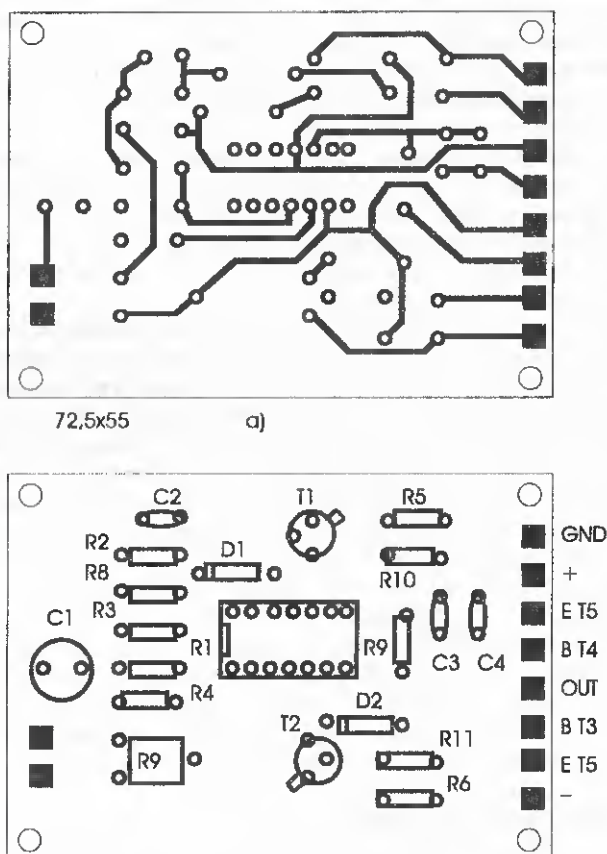


Figura 2.79

Pentru izolarea galvanică între tranzistoarele  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$ ,  $T_6$  și radiatorul comun, se folosesc folii de mică de grosime 0,2-0,3 mm, umectate cu vaselină siliconică. Radiatorul pentru tranzistoarele prefinale și finale se realizează dintr-un profil de aluminiu, similar cu cel prezentat în figura 2.81. În lipsa acestuia, radiatorul se poate confecționa din tablă de aluminiu de grosime 2-2,5 mm, cu o suprafață minimă de cca. 250 mm<sup>2</sup>. În acest caz însă, dimensiunile radiatorului vor fi mult mai mari. După montarea tranzistoarelor prefinale și finale pe radiatorul comun, se montează plăcuța cu componentele  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ ,  $C_4$  și se rigidizează corespunzător. Folosind o tablă de aluminiu cu grosimea de 2 mm, îndoită sub formă de L, se rigidizează partea verticală a radiatorului. Ulterior, se montează plăcuța cu componentele pe partea orizontală a L-ului, folosind distanțori izolați.

Se realizează legăturile galvanice plăcuță montaj -tranzistoare prefinale - plăcuță componente, ținând cont de schema bloc și notațiile suplimentare din figura 2.82.

O altă variantă de amplificator de 40 W este prezentată în figura 2.83.

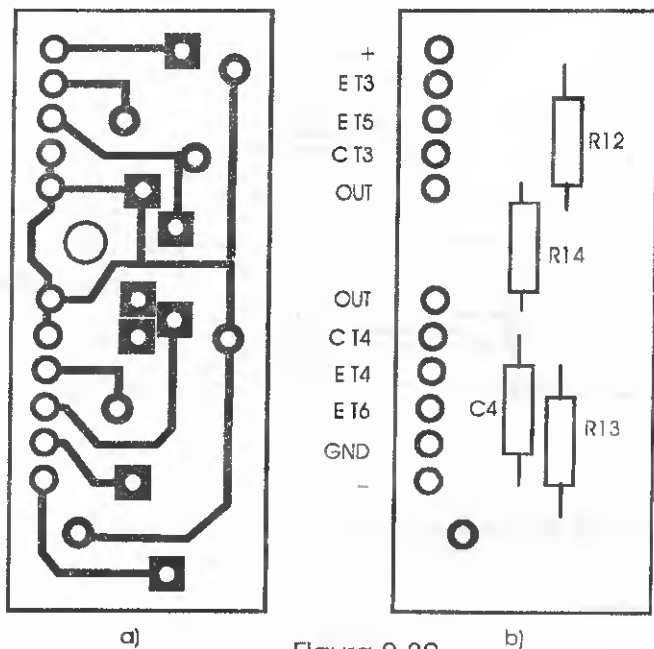


Figura 2.80

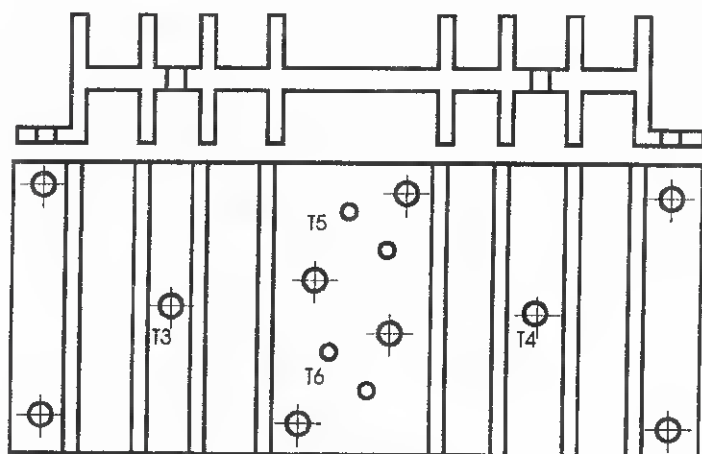


Figura 2.81



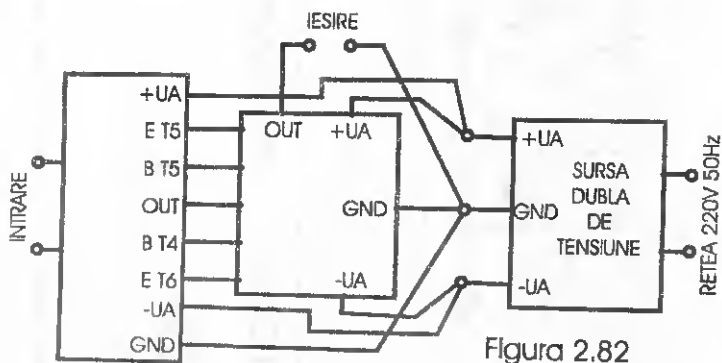


Figura 2.82

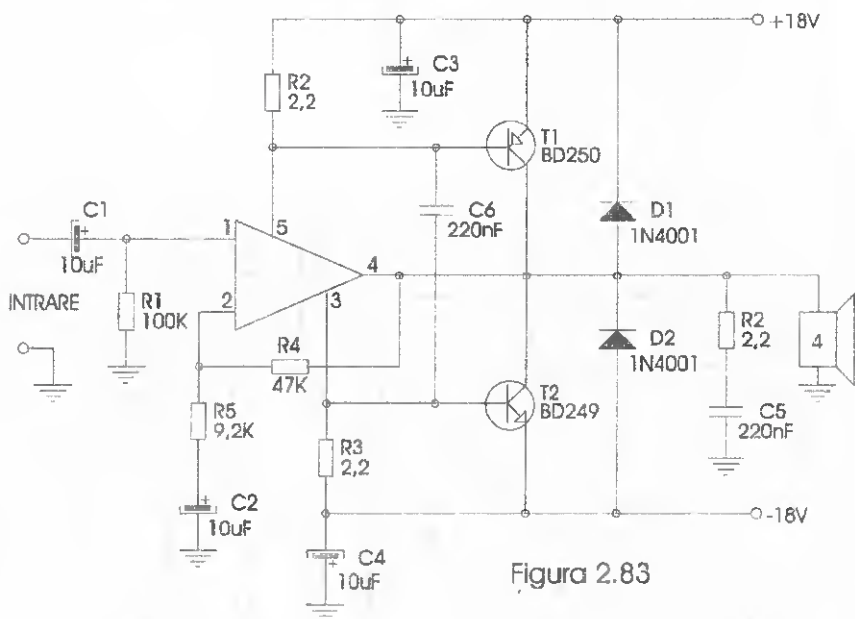


Figura 2.83

El deține următoarele performanțe:

$P_N = 40W$	$\Delta f = 18 \text{ Hz} \div 22 \text{ kHz}$
$Z_i = 100 \text{ k}\Omega$	$S/N \geq 75 \text{ dB}$
$Z_o = 4 \Omega$	$SR = 7 \text{ V}/\mu s$
$U_i = 250 \text{ mV}$	$THD \leq 0,2\%$
$U_A = \pm 18 \text{ V}$	$TID \leq 0,04 \%$

Se observă rolul de etaj de intrare-amplificator de tensiune- etaj pilot al circuitului integrat  $CI_1$ . Deoarece variația curentului de alimentare reflectă identic variația semnalului audio de intrare, el poate fi folosit la comanda unor tranzistoare complementare de putere, mărindu-se în acest mod puterea nominală livrată de amplificatorul operațional, de această dată specializat pentru amplificarea audio. Modul de realizare practică a plăcuței de cablaj imprimat – varianta stereo – este prezentat în **figura 2.84**, amplasarea componentelor electrice în **figura 2.85**, iar modul practic de realizare a montajului în **figura 2.86**.

#### A.A.F. de 50 W

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în **figura 2.87**, iar performanțele lui sunt următoarele:

$P_N = 50W$	$\Delta f = 18 \text{ Hz} \div 22 \text{ kHz}$
$Z_i = 10 \text{ k}\Omega$	$S/N \geq 65 \text{ dB}$
$Z_o = 4 \Omega$	$SR = 7 \text{ V}/\mu s$
$U_i = 200 \text{ mV}$	$THD \leq 0,5\% (10\text{kHz}, P_N)$
$U_A = 50 \text{ V}$	$TID \leq 0,2 \%$

Corecții în banda audio:  $\pm 18 \text{ dB}$  la 100 Hz, 320 Hz, 800 Hz, 3 kHz, 7 kHz.

Analizând schema electrică a montajului, prezentată în **figura 2.87**, se observă că de această dată amplificatorul de putere este realizat într-o variantă mai deosebită. El oferă posibilitatea efectuării unor corecții de ton în bandă audio, fapt care aduce montajului un plus de atractivitate și utilitate. Se observă că amplificatorul are în componența sa un circuit integrat  $CI_1$  de tip TBA790, care realizează funcțiile de etaj de intrare, amplificator de tensiune și etaj pilot.

Circuitul integrat TBA790 a fost amplasat în cadrul montajului în scopul obținerii la ieșirea sa – ieșirea pilot – a unei impedanțe de ieșire de valoare scăzută (sute de ohmi), absolut necesară îndeplinirii și funcției de corecție amplitudine-frecvență în banda audio cu distorsiuni minime. S-a lucrat cu o impedanță mică în scopul majorării din start a raportului semnal-zgomot al amplificatorului. Grupul  $D_1 R_7$  realizează funcția de stabilizator al tensiunii de alimentare a circuitului integrat  $CI_1$ , indiferent de regimul de lucru al amplificatorului (suprasarcini, regimuri tranzitorii etc.). Se recomandă ca, înainte de amplasarea în montaj, să se verifice tensiunea Zenner a diodei  $D_1$  (există o plajă de variație menționată de fabricant în catalog), care nu trebuie să depășească 15 V (altfel se deteriorează circuitul integrat, care nu suportă o tensiune mai mare de 15 V). Pentru acest lucru se înseriază, pe circuitul sursei de alimentare a amplificatorului, rezistența  $R_7$ , și ulterior se măsoară cu ajutorul unui voltmetru tensiunea Zenner a diodei  $D_1$ . De la ieșirea circuitului integrat  $CI_1$ , prin intermediul rezistenței  $R_8$ , semnalul audio amplificat în tensiune se aplică în baza tranzistorului  $T_1$ . Grupul  $T_1 T_2$  reprezintă un amplificator de tensiune de tip Super-G, îndeplinind funcția etajului pilot al amplificatorului.

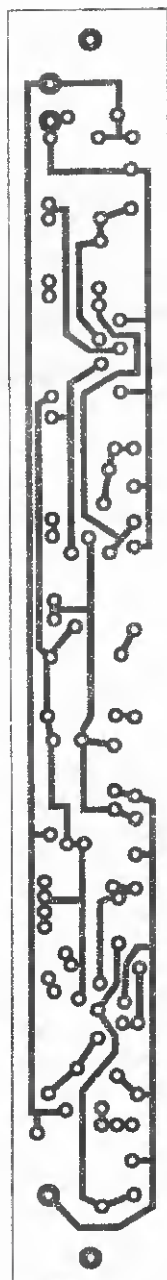


Figura 2.84

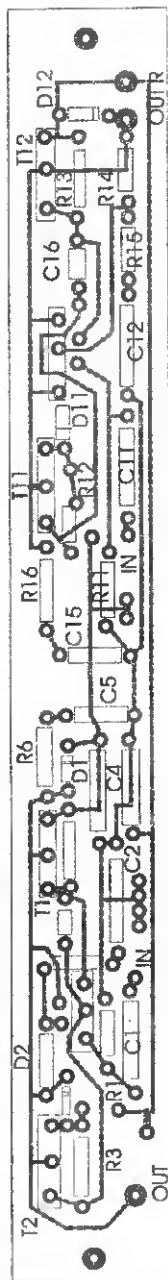


Figura 2.85

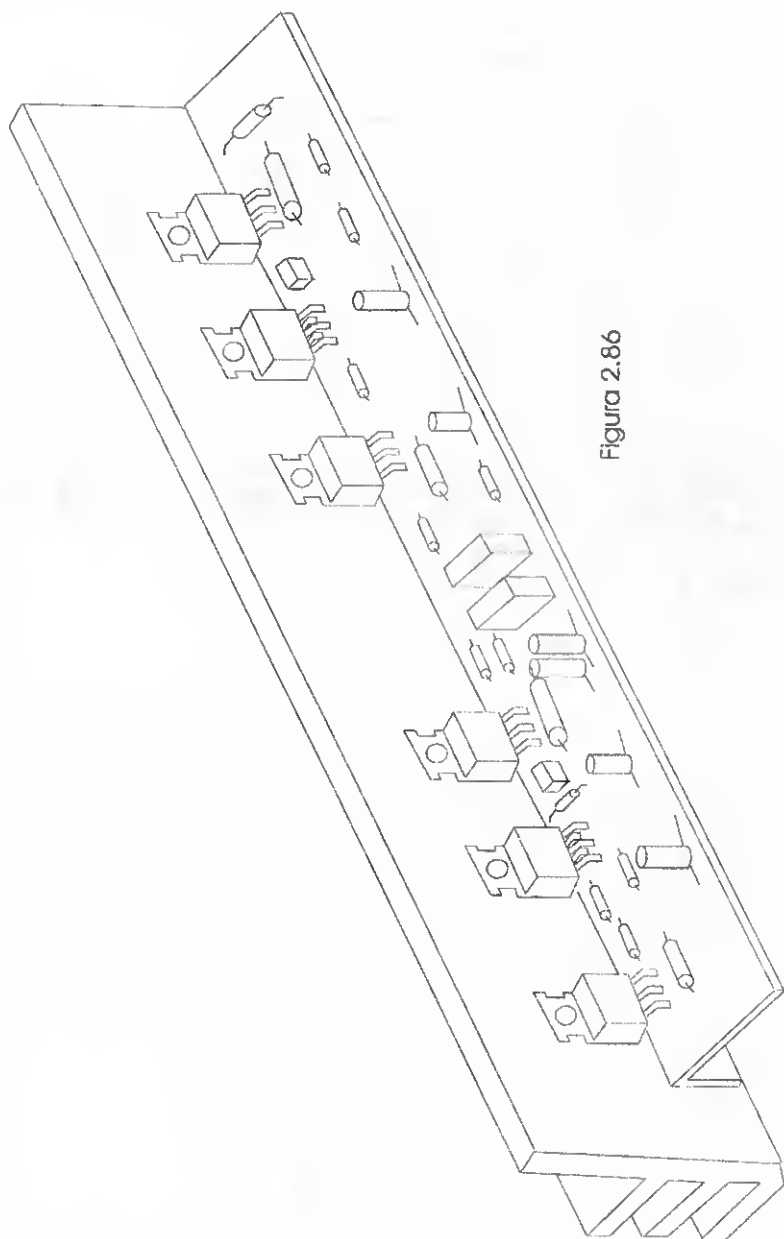


Figura 2.86

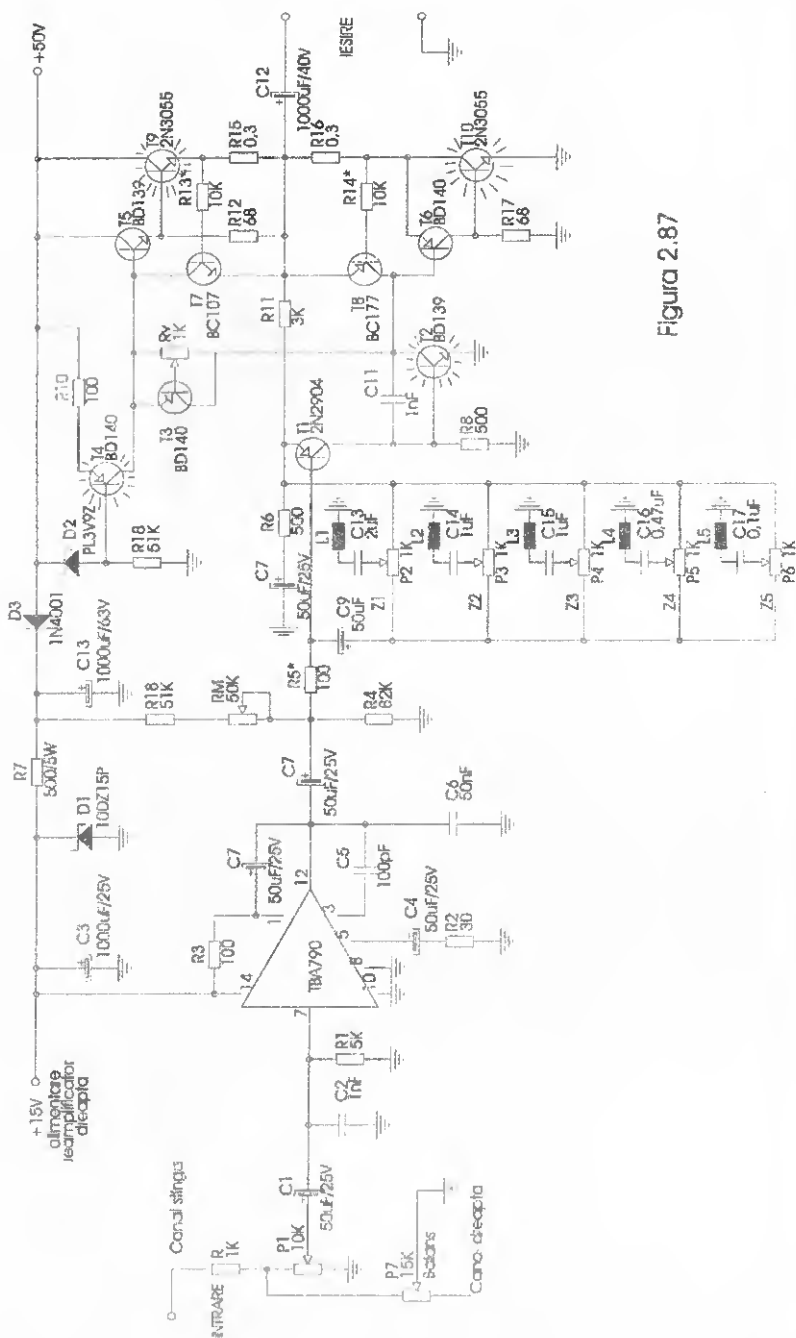


Figura 2.87

Se observă că, în bucla de reacție negativă globală a amplificatorului, este amplasat un grup de cinci circuite LC, care definesc în final amplificarea generală pentru fiecare subbandă de frecvență în banda audio, după cum urmează:

$A = (1 + R_{11}/R_8) \parallel \Sigma f$ , unde  $\Sigma f$  reprezintă funcția de transfer proprie grupului de corecție, definită de poziția cursorilor potențioanelor  $P_1-P_5$ . Ele implică amplificarea sau atenuarea dorită într-o subbandă de frecvență, conform poziției alese de utilizatorul amplificatorului ( $A = \pm 18$  dB, în punctele de corecție în banda audio precizate inițial).

Se mai observă că sarcina etajului pilot o constituie un generator de curent constant, realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_4$  și al componentelor electrice aferente ( $D_2 R_9 R_{10}$ ). Tranzistorul  $T_3$ , împreună cu potențiometrul semireglabil  $R_V$ , reprezintă sursa de tensiune constantă, necesară polarizării în clasa AB de funcționare a etajului final. Acesta este constituit din dubletii complementari  $T_5 T_6$  (NPN Darlington) și  $T_7 T_{10}$  (PNP Super-G). Protecția la suprasarcină a amplificatorului este de tipul celor cu limitare de curent, realizată cu ajutorul tranzistoarelor  $T_7$ ,  $T_8$  și al componentelor electrice aferente (prezentată detaliat la amplificatoarele descrise anterior). Pentru simplificarea realizării practice a amplificatorului, în figura 2.88. este prezentată o variantă de cablaj imprimat, și tot aici modul de amplasare a componentelor electrice. Dioda Zenner  $D_1$  va fi în mod obligatoriu dotată cu un radiator de aluminiu de cca. 10 cm<sup>2</sup> (eventual un profil de aluminiu cu aripioare de răcire). Aceeași măsură de precauție în vederea îmbunătățirii disipației termice se ia și pentru tranzistoarele profilate  $T_6$  și  $T_{10}$ . Bobinele  $L_1-L_5$  se confecționează folosind oale de forjă cu Al-ul de cca. 500–1500 nH/sp<sup>2</sup>. Pentru corecția la frecvențele menționate anterior ele vor prezenta următoarea inductanță:

$$\begin{array}{ll} L_1 = 1000 \text{ mH}; & L_3 = 40 \text{ mH}; \\ L_2 = 270 \text{ mH}; & L_4 = 7,5 \text{ mH}; \\ & L_5 = 4,5 \text{ mH}. \end{array}$$

Pentru bobinaj se recomandă folosirea unui conductor de lip CuFeM cu diametrul de 0,1 – 0,15 mm.

Reglajele amplificatorului constau în stabilirea unui curent de mers în gol de cca. 60 mA, acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_V$ . Reglajul tensiunii în punctul median  $U_m = U_A/2$  se face acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_m$ . Un reglaj mult mai elegant și precis se poate face folosind un generator de audiofrecvență GAF și un osciloscop. Se aplică la intrarea montajului un semnal audio sinusoidal 1 kHz – 1000 mV. Se vizualizează la ieșirea montajului – folosind osciloscopul – semnalul de ieșire, folosind o rezistență de sarcină de 100  $\Omega/4$  W. Mărind progresiv nivelul semnalului prin acționarea potențiometrului  $P_1$  și acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $P_m$ , se urmărește limitarea perfect simetrică a semnalului de ieșire amplificat. Ulterior, cu un semnal audio de 20 kHz, se reglează curentul de mers în gol astfel încât să nu existe distorsiuni de neracordare (CROSS-OVER).

### A.A.F. de 60 W

Amplificatorul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 2.89. deține următoarele performanțe:

$$\begin{array}{ll} P_N = 60 \text{ W} & \Delta f = 10 \text{ Hz} \div 200 \text{ kHz} \\ Z_i = 10 \text{ k}\Omega & S/N \geq 90 \text{ dB} \end{array}$$



$Z_0 = 4 \Omega$   
 $U_i = 1000 \text{ mV}$   
 $U_A = \pm 35 \text{ V}$

$SR = 12 \text{ V}/\mu\text{s}$   
 $THD \leq 0,01\% (P_N, f = 20 \text{ kHz})$   
 $TID \leq 0,06 \%$

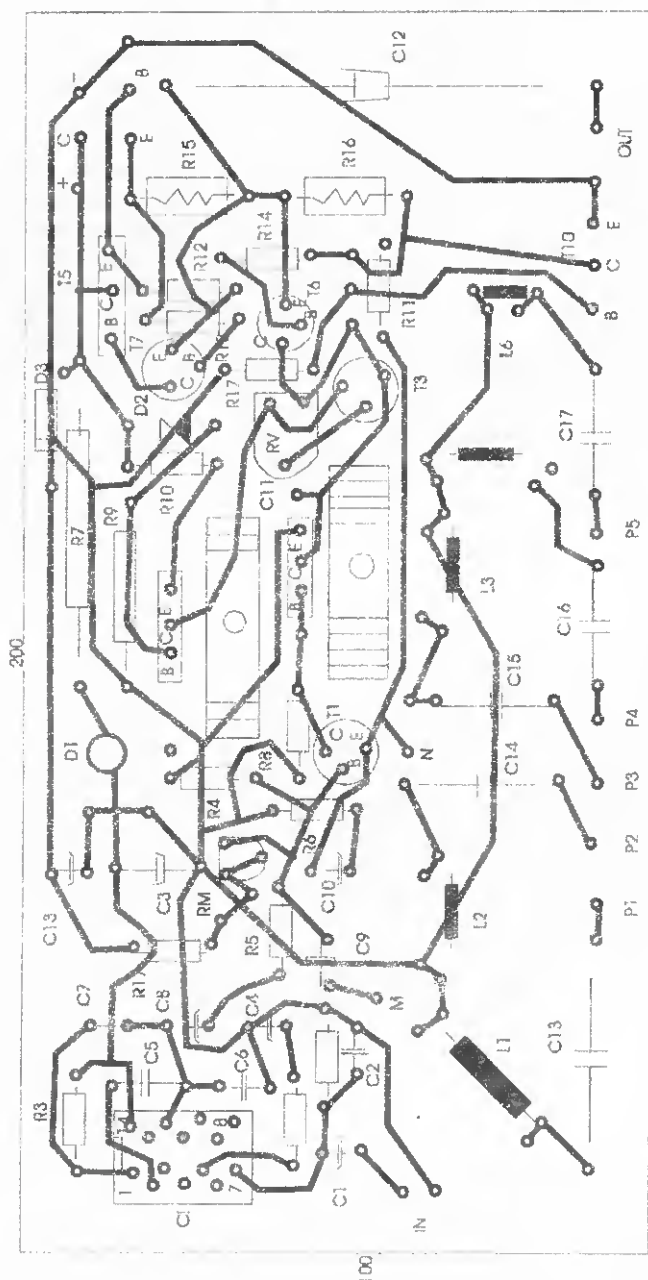
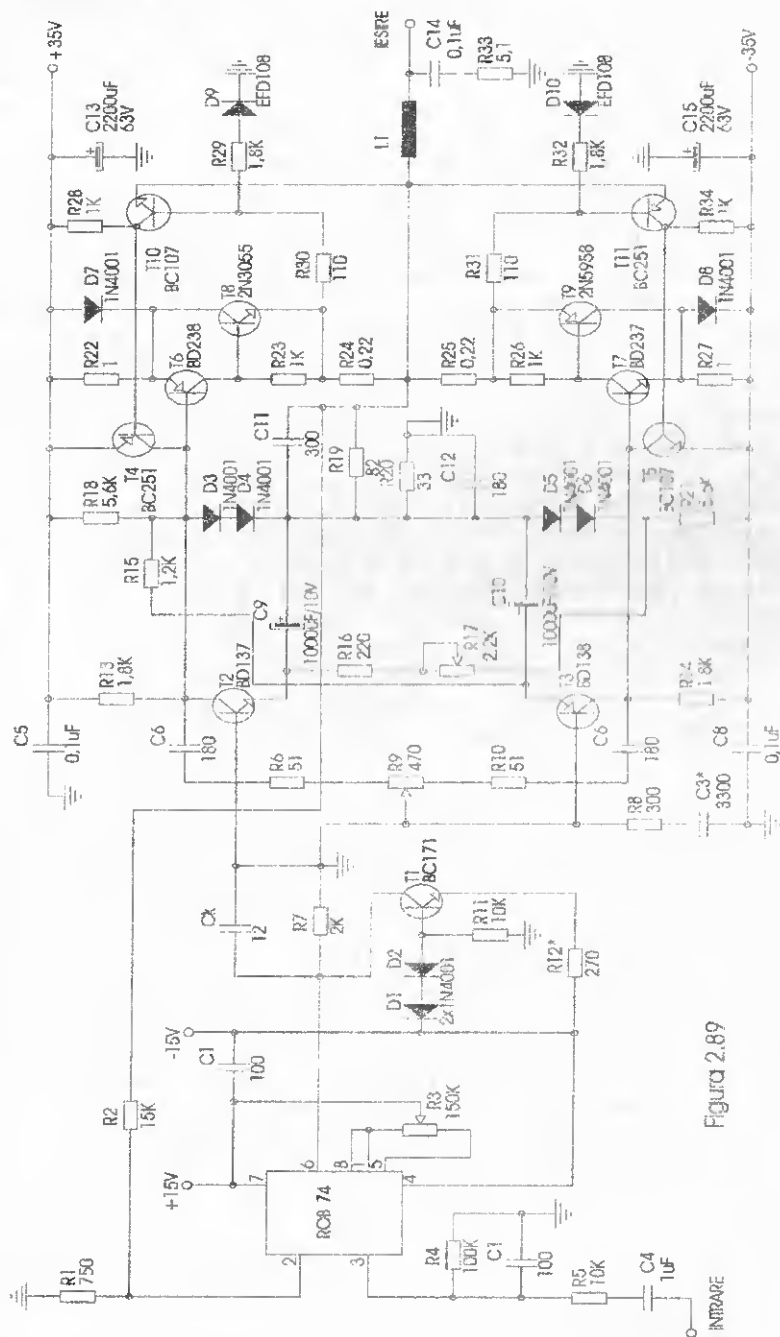


Figura 2.86



Odată cu mărirea puterii nominale  $P_N$  și asigurarea concomitentă a unor parametri deosebit de buni, încadrabili ușor în categoria HI-FI, complexitatea schemei electrice a amplificatorului va crește. Se observă că semnalul audio de intrare se aplică prin intermediul condensatorului  $C_4$  la intrarea neînversoare a amplificatorului operațional  $Cl_1$ . Grupul  $R_5C_1$  reprezintă filtrul trece-jos destinat, ca de obicei, rejecției semnalelor audio ultrasonore ce s-ar putea aplica în mod accidental la intrarea amplificatorului. În vederea diminuării, cu circa un ordin de mărime, a distorsiunilor THD produse în timpul amplificării semnalului audio de către circuitul integrat  $Cl_1$ , la ieșirea acestuia a fost amplasat un generator de curent constant, realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_1$  și al componentelor electrice aferente. Datorită acestei configurații, amplificatorul operațional  $Cl_1$  este forțat să funcționeze în clasa A, prezentând practic caracteristici de transfer liniare în întreaga bandă audio și totodată lipsa distorsiunilor (în special cele de neracordare cross-over, diminuate la minim). Semnalul audio amplificat, preluat prin intermediul rezistenței  $R_7$ , este aplicat simultan în bazele tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_3$ . Ele reprezintă amplificatoarele de tensiune cu rolul de etaj pilot pentru fiecare dintre cele două semialternanțe ale semnalului audio amplificat de către amplificatorul operațional  $Cl_1$ . Se mai observă că, datorită grupului de diode  $D_1, D_2, D_3, D_4$  și al divizoarelor de tensiune  $R_{15}R_{18}$  și  $R_{16}R_{17}$ , polarizarea tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  s-a ales astfel încât să determine automat funcționarea în clasa AB a dubleților complementari din etajul final.

Să analizăm mai detaliat acest lucru. Se observă că cei doi dubleți complementari ai etajului final sunt formați din grupurile de tranzistoare  $T_{6,8}$  (NPN) și  $T_{7,9}$  (PNP). Tranzistorul  $T_6$  acționează ca amplificator de curent - tensiune, comandat de către tranzistorul  $T_2$  - de tip NPN -, deci, în final, dubletul este de tip NPN (chiar dacă primul tranzistor  $T_6$  care face parte din dublet este de tip PNP).

În mod similar tranzistorul  $T_7$  acționează ca amplificator de curent-tensiune, fiind comandat de tranzistorul  $T_3$  de tip PNP, deci, în final, dubletul acționează ca un tranzistor PNP. Dar să nu uităm că pentru intrarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_6, T_8, T_7, T_9$  este necesar ca, indiferent de regimul lor de lucru, între baza și emitorul fiecăruia să existe o tensiune de minim 0,6 V. Acest lucru este asigurat de grupul de diode  $D_3, D_4, D_5$  și  $D_6$ , deoarece prin însăși polarizarea tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ , în timpul regimului static de funcționare, față de punctul median - de potențial „zero V” - între bazele și emitoarele acestora va exista o tensiune de minim  $2V_{BE} = 2 \times 0,6 = 1,2V$ . Acest gen de polarizare asigură funcționarea perfect liniară în clasa AB a etajului final.

În mod practic, față de punctul median „zero V”, punctul static de funcționare a amplificatorului, pentru fiecare dublet este asigurat un decalaj de 1,2 V (în valoare absolută), necesar intrării în stare de conducție și funcționării fără distorsiuni de neracordare a celor doi dubleți complementari. Dar să vedem mai detaliat cum se realizează automat potențialul „zero V”, în punctul median. În timpul regimului static de funcționare, amplificatorul operațional determină inițial la ieșirea sa potențialul „zero V” datorită conectării la masă, prin intermediul rezistenței  $R_4$ , a intrării neînversoare și a buclei de reacție negativă globală, realizată de grupul  $R_2R_1$  (rezistența  $R_1$  conectează tot la masă intrarea inversoare a amplificatorului operațional  $Cl_1$ ). În bazele celor două tranzistoare  $T_2$  și  $T_3$  există potențialul „zero V” - preluat inițial de la ieșirea amplificatorului operațional  $Cl_1$ , iar în emitoarele lor potențialele de -1,2 V pentru  $T_1$  - preluat prin rezistențele  $R_{16}R_{17}$  - și +1,2 V pentru  $T_2$  - preluat prin rezistența  $R_{15}$ .

Aceste două potențiale determină situarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ , iar în colectoarele lor, la bornele rezistențelor  $R_{13}R_{14}$ , vor apărea două tensiuni

suficiente pentru a determina intrarea în stare de conducție a celor doi dubleți complementari, rezultatul fiind apariția curentului de mers în gol  $I_0$  prin tranzistoarele  $T_6$  și  $T_9$  ale etajului final. Să nu uităm însă că, la intrarea inversoare a amplificatorului operațional  $CI_1$ , prin intermediul rezistenței  $R_2$ , ieșirea etajului final este conectată la aceasta.

În urma acestei reacții negative foarte puternice, amplificatorul operațional  $CI_1$ , modificându-și potențialul inițial de „0V” de la ieșire, va acționa astfel încât în permanență, în regim static de funcționare, tensiunea de ieșire a montajului va fi „0V”. Potentiometrul  $R_{17}$  a fost prevăzut tocmai pentru reglajul fin suplimentar, din cauza inegalității perfecte a parametrilor statici de funcționare a tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_3$  ( $h_{21E}$ ,  $I_{CB0}$  etc.). Desigur că au fost luate măsurile pentru sporirea stabilității în funcționare a amplificatorului.

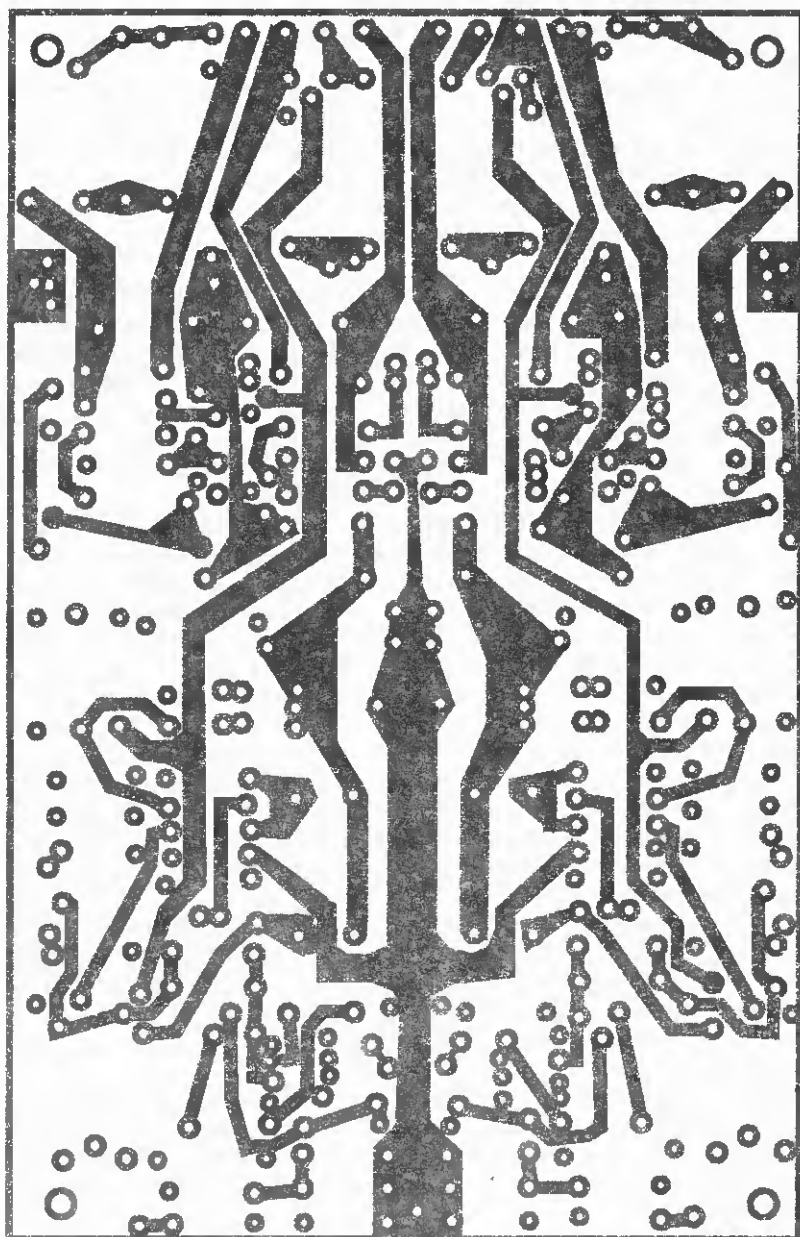
În afara filtrului trece-jos  $R_5C_1$ , la ieșirea montajului s-a aplicat filtrul Bucherot  $C_{14}R_{33}$ . Condensatorul  $C_2$  previne aplicarea unor semnale de radiofrecvență pe traseul de alimentare a amplificatorului operațional  $CI_1$ . Condensatorul  $CI_1$  previne amplificarea în domeniul frecvențelor ultrasonore a semnalelor preluate de cele două tranzistoare  $T_2$  și  $T_3$  care formează de fapt etajul pilot ( $A_{T_2} = R_{13}/R_{19} \cdot C_{11}$  și  $A_{T_2} = R_{14}/R_{19} \cdot C_{11}$ ). Amplificarea perfect simetrică a celor două tranzistoare  $T_2$  și  $T_3$  în domeniul frecvențelor înalte se poate regla datorită prezenței grupului  $C_6R_6R_9R_{10}C_7$ , prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_9$ .

Protecția amplificatorului la suprasarcină ( $P > 1,25 P_N$ ) este de tipul celor cu limitare de curent. La depășirea curentului nominal al amplificatorului ( $I > 1,25 I_N$ ), căderile de tensiune apărute la bornele rezistențelor  $R_{24}$  și  $R_{25}$  vor determina intrarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_{10}$  și  $T_{11}$ . Acest lucru antrenează apariția la bornele rezistențelor  $R_{28}$  și  $R_{34}$  a unor tensiuni de peste 0,6 V, care determină intrarea în stare de conducție a tranzistoarelor  $T_4$  și  $T_5$ . Rezultatul este blocarea celor doi dubleți complementari, deci limitarea automată a curentului audio generat de etajul final. Bobina  $L_0$ —20 de spire CuEm de diametru 1,2 mm, bobinată în două straturi pe un dorn de 8 mm, previne, de asemenea, posibilitatea de apariție a unor oscilații nedorite ale amplificatorului (să nu uităm că difuzoarele din incinta acustică reprezintă o sarcină rezistiv-inductivă). Tot pentru protecția rapidă a amplificatorului la suprasarcină determinată de tensiuni inductive au fost prevăzute grupurile  $R_{29}D_9$  și  $R_{32}D_{10}$ . Amplificarea generală a montajului este reglementată de o buclă de reacție negativă globală ce conține elementele  $R_1$ ,  $R_2$  ( $A = 1 + R_2/R_1$ ).

Desigur că realizarea practică a acestui amplificator nu este simplă. În vederea ușurării construcției montajului, în figura 2.90 a fost prezentată o variantă de cablaj imprimat (variante stereo) care a dat rezultate practice foarte bune. Amplasarea componentelor electrice pe plăcuța de cablaj este prezentată în figura 2.91. Se menționează că, în mod obligatoriu, tranzistoarele  $T_2$  și  $T_3$ ,  $T_6$  și  $T_7$ ,  $T_8$  și  $T_9$ ,  $T_{10}$  și  $T_{11}$  vor avea același factor de amplificare în curent  $h_{21E}$ .

Tranzistoarele prefinale  $T_6$  și  $T_7$  vor fi prevăzute cu radiatoare de tip U din aluminiu gros de 1,5–2 mm, cu o suprafață de minim 8 cm<sup>2</sup>. Tranzistoarele  $T_8$  și  $T_9$  se amplasează pe un radiator comun din profil aluminiu, capabil de a disipa o putere de minim 25 W. Sursa de alimentare cu energie electrică se alege astfel încât puterea sursei  $P_S \geq 1,6 P_N$ .

Pentru filtrajul tensiunii de alimentare a montajului se folosesc condensatoare electrolitice de minim 4700  $\mu F$  (pe fiecare ramură a tensiunii  $U_A$ ). Reglajele amplificatorului constau în asigurarea potențialului „0V” la ieșire, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_9$  (compensarea, de fapt, a tensiunii de decalaj proprie amplificatorului operațional  $CI_1$ ).



120

185

Figura 2.90



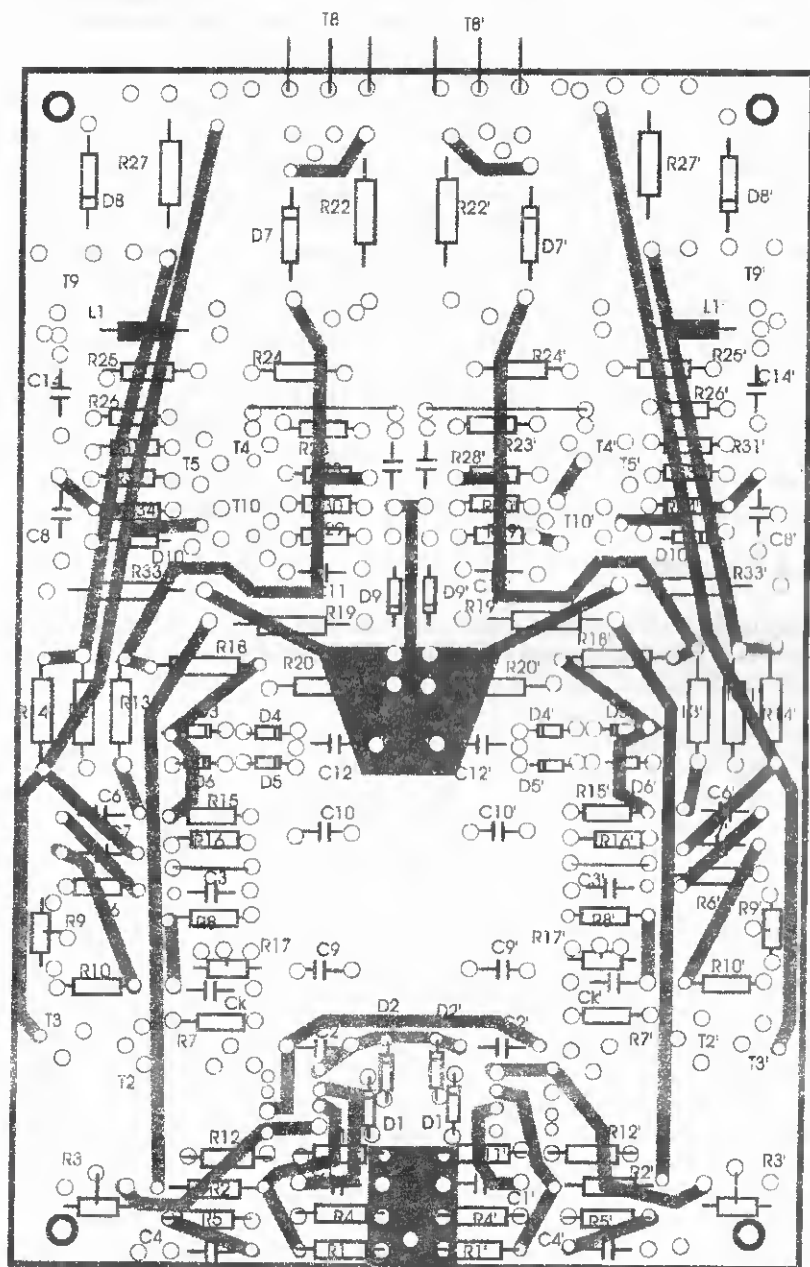


Figura 2.91



Urmează un reglaj fin al curentului de mers în gol  $I_0 = 60-80$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{17}$ , după care se verifică potențialul „0V” de la ieșirea montajului și, dacă este necesar, se reajustează acționând fin cursorul potențiometrului semireglabil  $R_3$ . După aceste reglaje statice (evident cu intrarea amplificatorului pusă la masă), se trece la reglajul dinamic. Se aplică la intrarea amplificatorului un semnal sinusoidal 15 kHz–500 mV, la ieșirea lui fiind conectată inițial o rezistență de sarcină 100  $\Omega/10$  W. Cu ajutorul unui osciloscop se vizualizează forma de undă a semnalului electric de pe sarcină – tensiunea alternativă. Acționând cursorul potențiometrului semireglabil  $R_3$ , se urmărește ca cele două semialternanțe ale tensiunii să fie perfect egale ca amplitudine. Măsurătoarea se reia pentru frecvențele de 18 kHz și 22 kHz, și, dacă este necesar, se fac mici ajustări de finețe ale poziției cursorului potențiometrului semireglabil  $R_3$ . După aceste reglaje se aplică la ieșirea amplificatorului o rezistență de sarcină 10  $\Omega/40$  W, iar la intrarea sa se injectează un semnal electric sinusoidal 20 kHz – 900 mV.

În cazul în care apar mici distorsiuni de neracordare (vizibile cu ajutorul osciloscopului conectat la bornele rezistenței de sarcină), se mărește puțin valoarea curentului de mers în gol  $I_0$ , prin acționarea fină a cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{17}$ . După toate aceste reglaje, se mai verifică o ultimă dată potențialul „0V” de la ieșirea montajului. Amplificatorul se situează în clasa HI-FI, oferind rezultate practice excelente pentru cei mai pretențioși utilizatori.

#### A.A.F. de 70 W

Deși realizat într-o manieră clasică, amplificatorul a cărui schemă electrică este prezentată în **figura 2.92**, oferă rezultate practice deosebit de bune. Performanțele lui sunt următoarele:

$$P_N = 70 \text{ W (40 W)}$$

$$Z_i = 300 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 4 \text{ }\Omega \text{ (8 }\Omega\text{)}$$

$$U_i = 1000 \text{ mV}$$

$$U_A = \pm 37 \text{ V}$$

$$S/N \geq 95 \text{ dB}$$

$$SR = 15 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$THD \leq 0,01\% \text{ (} P_N, f = 20 \text{ kHz)}$$

$$TID \leq 0,006\%$$

$$\Delta f = 20 \text{ Hz} - 22 \text{ kHz (} A = \pm 0,25 \text{ dB)}$$

$$\Delta f = 7 \text{ Hz} - 100 \text{ kHz (} A = -3 \text{ dB)}$$

Semnalul audio se aplică la intrarea montajului prin intermediul condensatorului  $C_1$ . Urmează filtrul trece-jos  $R_1 C_2 R_2$  care elimină semnalele ultrasonore, după care semnalul audio se aplică circuitului integrat  $CI_1$  la intrarea neinvertoare. El îndeplinește funcțiile etajului de intrare și etajului amplificator intermediar de tensiune. Semnalul audio amplificat preluat de la ieșirea amplificatorului operațional  $CI_1$  se aplică galvanic în baza tranzistorului  $T_1$ , care îndeplinește rolul de etaj tampon între amplificatorul operațional și restul montajului. Totodată, tranzistorul  $T_1$  mai îndeplinește și rolul de etaj „schimbător de nivel”, stabilind regimul optim de polarizare al tranzistorului  $T_3$  și totodată asigurând excursia optimă în tensiune a semnalului audio amplificat.

Din colectorul tranzistorului  $T_1$  semnalul audio se aplică galvanic în baza tranzistorului  $T_3$ , care deține funcția etajului pilot.

Sarcina lui este constituită din generatorul de curent constant realizat cu ajutorul tranzistorului  $T_2$  (și al componentelor  $D_3 D_4 R_{13} R_9$ ), soluție optimă ale cărei avantaje erau menționate deja

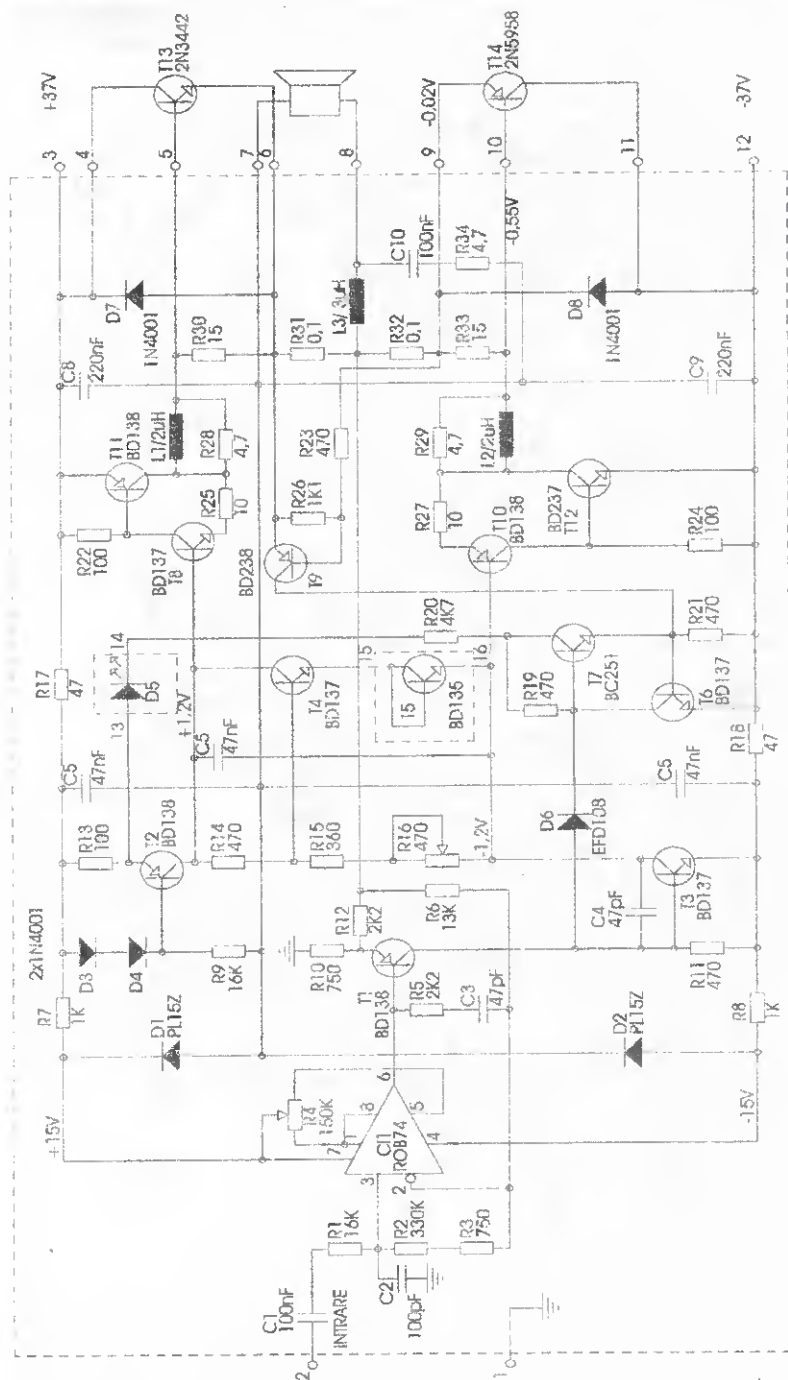


Figura 2.92

Tranzistoarele  $T_4$  și  $T_5$ , împreună cu elementele  $R_{14}, R_{15}, R_{16}, C_7$ , formează sursa de tensiune constantă necesară polarizării, în clasa AB de funcționare, a etajului final. El este alcătuit din doi tripleți complementari, și anume  $T_8, T_{11}, T_{13}$  – tripletul NPN și  $T_{10}, T_{12}, T_{14}$  – tripletul PNP. Cei doi tripleți simetrici dețin, pe lângă tranzistoarele menționate anterior, și o serie de rezistențe de polarizare care determină funcționarea optimă. În același scop au fost prevăzute bobinele  $L_1$  și  $L_2$ , iar din emitoarele tranzistoarelor finale  $T_{13}$  și  $T_{14}$  nu lipsesc rezistențele  $R_{31}$  și  $R_{32}$  – reacții negative locale de curent, ce implică toate avantajele precizate în capitolul 1. Desigur că la ieșirea montajului nu putea lipsi filtrul Bucherot  $C_{10}, R_{34}$ , iar amplasarea bobinei  $L_3$  contribuie și ea la mărirea stabilității în funcționare a amplificatorului. Datele bobinelor sunt următoarele:

–  $L_1$  și  $L_2$  – se bobinează 32 de spire cu conductor CuEm, de diametru 0,2 mm, direct pe rezistențele  $R_{26}$  și  $R_{29}$ ;

–  $L_3$  – se bobinează 33 de spire din conductor CuEm de diametru 1 mm, pe un dorn de 18 mm, în trei straturi.

Protecția electronică a montajului, de tipul celor denumită convențional „turn-out”, este foarte eficientă. Datorită faptului că ea se poate monta separat la un alt amplificator deja existent, va fi prezentată amănunțit. Elementele ei principale includ tranzistoarele  $T_9$ ,  $T_6$ ,  $T_7$  și diodele  $D_8$  și  $D_9$ .

La apariția reglului de suprasarcină ( $P > 1,25 P_N$ ), căderea de tensiune de la bornele rezistențelor  $R_{31}$  și  $R_{32}$  determină intrarea în stare de conducție a tranzistorului  $T_9$ . Acest lucru determină apariția la bornele rezistenței  $R_{21}$  a unei tensiuni mai mari de 0,6 V, deci automat intrarea în stare de conducție a dubletului de tranzistoare  $T_6, T_7$ . Acest fapt are un dublu efect. În primul rând, prin intermediul diodei  $D_8$  și al tranzistorului  $T_9$  (rezistența colector-emitor a devenit minimă), semnalul audio din colectorul tranzistorului  $T_1$  este dus la masa montajului, deci orice amplificare ulterioară este imposibilă. În al doilea rând, curentul livrat de rezistența  $R_{13}$  generatorului de curent constant (care conține tranzistorul  $T_2$ ) este derivat pe traseul  $R_{13}-D_5$  (de tip LED, deci se iluminează) –  $R_{20}-T_7-R_{21}$ .

Acest fapt implică blocarea generatorului de curent constant, blocarea celor doi tripleți complementari și, ca urmare, limitarea la zero a curentului de ieșire al amplificatorului. Se mai menționează că amplificatorul rămâne în această stare până la întreruperea alimentării sale cu energie electrică.

Pentru a evita acționarea foarte rapidă a protecției electronice la un regim tranzitoriu de lucru sau depășire foarte scurtă de sarcină nominală, în paralel cu rezistența  $R_{21}$ , se poate amplasa un condensator de cca. 1–10 nF (care nu a fost prezentat pe schema electrică a montajului). În vederea realizării practice a amplificatorului, în figura 2.93. este prezentată o variantă de cablaj imprimat, iar în figura 2.94. modul de amplasare a componentelor electrice.

Reglajele amplificatorului constau în stabilirea potențialului „0V” în punctul median (ieșire) prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_4$ . Urmează stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 85$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{16}$ .

Verificarea dinamică a amplificatorului se face la fel ca la cel prezentat anterior.

### A.A.F. de 80 W

Amplificatorul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 2.95. deține următoarele performanțe:

$$P_u = 80 \text{ W}$$

$$Z_L = 120 \text{ k}\Omega$$

$$\Delta f = 15 \text{ Hz} \pm 25 \text{ kHz} \quad (A = -0,2 \text{ dB})$$

$$S/N \geq 95 \text{ dB}$$

$$Z_o = 4 \Omega$$

$$U_i = 1000 \text{ mV}$$

$$U_A = \pm 38 \text{ V}$$

$$SR = 12 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$THD \leq 0,006\% (P_N, f = 20 \text{ kHz})$$

$$TID \leq 0,002\%$$

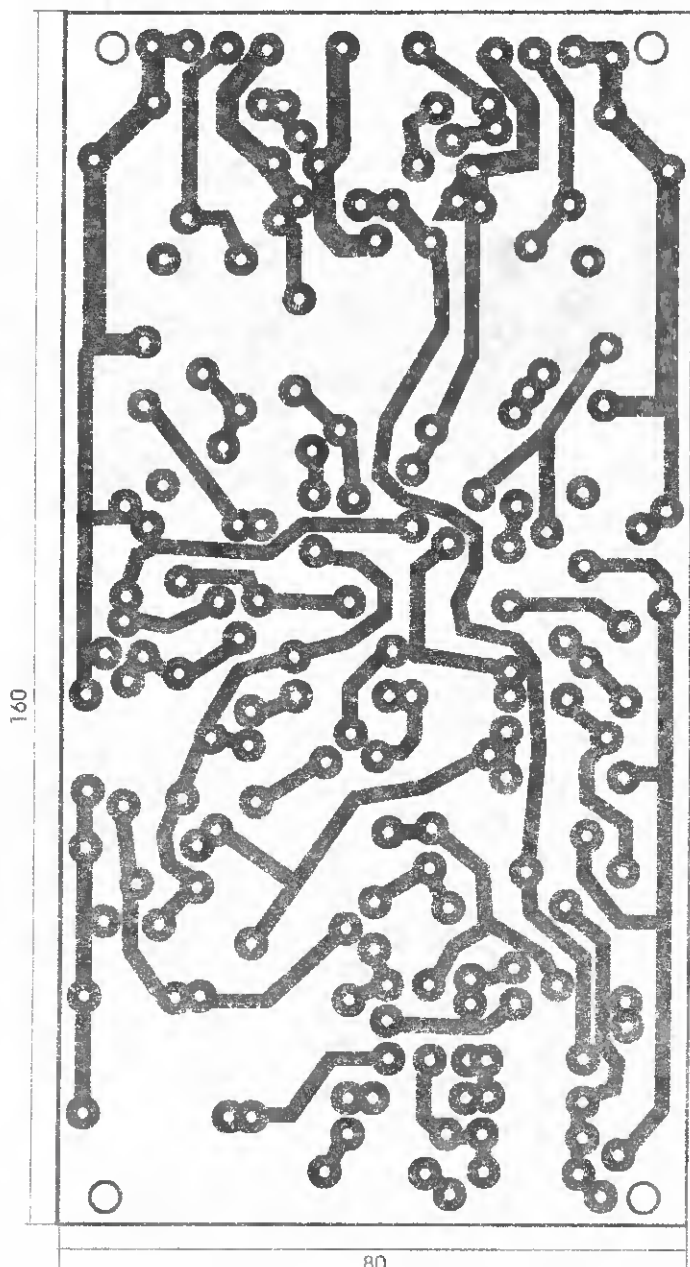


Figura 2.93

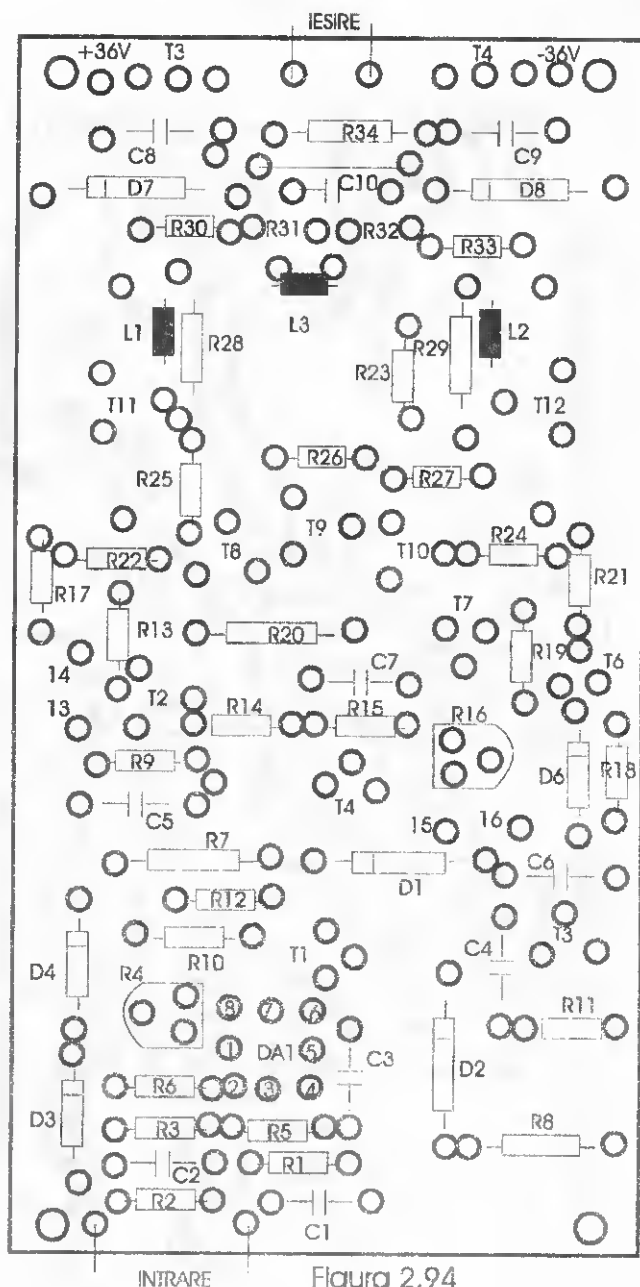


Figura 2.94

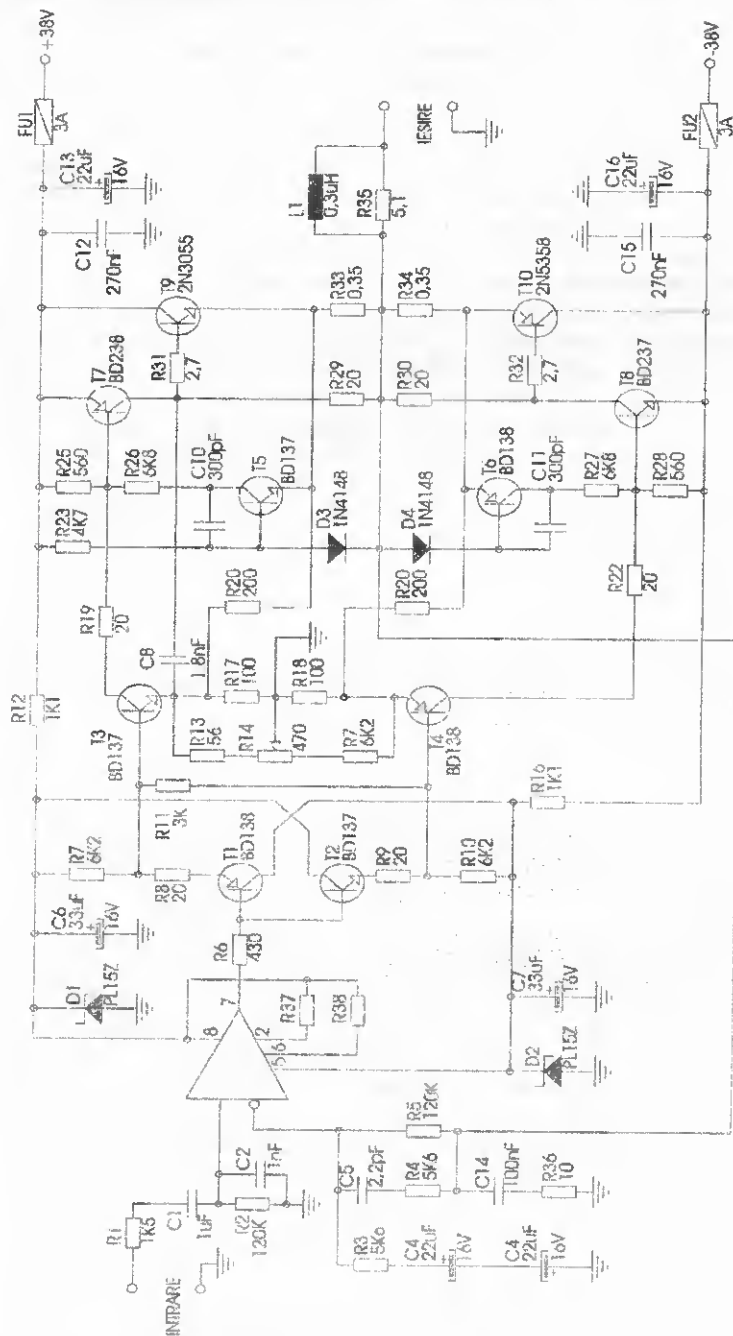


Figura 2.95



Se observă că și de această dată rolul etajelor de intrare și amplificator de tensiune revine amplificatorului operațional  $CI_1$ . Semnalul audio aplicat la intrarea sa neînversoare este controlat de filtrul trece-jos  $R_1C_1C_2R_2$ , al cărui rol a fost bine definit până acum. De la ieșirea amplificatorului operațional  $CI_1$ , semnalul audio amplificat se aplică simultan, prin intermediul rezistenței  $R_6$ , în bazele tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . Ele alcătuiesc etaje tampon de tip repetor pe emitor, separând ieșirea amplificatorului operațional  $CI_1$  de intrările – respectiv bazele – tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$ . Acestea alcătuiesc etajul pilot al amplificatorului, asigurând excursia maximă în tensiune a fiecăreia dintre cele două semialternanțe ale semnalului audio amplificat. Urmează cei doi dubleți complementari  $T_7T_9$  și  $T_8T_{10}$ , care alcătuiesc etajul final și a căror funcționare a fost descrisă amănunțit la amplificatoarele prezentate anterior.

Amplificarea generală a montajului este reglementată de o buclă de reacție negativă globală care conține elementele  $R_5R_1C_5R_3C_4C_3$  ( $A = 1 + R_5/R_3$ ). Stabilitatea amplificatorului este reglementată de filtrul Burcherot  $R_{36}C_{44}$  și grupul  $R_4C_5$ , care limitează amplificarea semnalelor audio de frecvență ultrasonoră. Tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$  asigură polarizarea în clasa AB de funcționare a etajului final, îndeplinind totodată și rolul de protecție electronică la depășiri accidentale de suprasarcină (limitare de curent). Reglajele amplificatorului constau în stabilirea tensiunii de „0V” din punctul median, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{14}$ . Conform configurației schemei electrice a montajului, curentul de mers în gol  $I_0 = 150\text{--}180\text{ mA}$  se stabilește automat (fără a mai fi necesar reglajul acestuia).

#### A.A.F. de 100 W

O alcătuire asemănătoare cu cea prezentată în exemplele anterioare o deține și amplificatorul a cărui schemă electrică este dată în **figura 2.96**. El deține următoarele performanțe:

$P_N = 100\text{ W}$	$\Delta f = 20\text{ Hz--}22\text{ kHz}$ ( $A = 0,05\text{ dB}$ )
$Z_i = 120\text{ k}\Omega$	$S/N \geq 100\text{ dB}$
$Z_o = 4\text{ }\Omega$	$SR = 15\text{ V}/\mu s$
$U_i = 1000\text{ mV}$	$THD \leq 0,015\%$ ( $P_N = 60\text{ W}$ , $15\text{ kHz}$ )
$U_A = \pm 37\text{ V}$	$TID \leq 0,01\%$

Etajul de intrare, dotat cu toate precauțiile și etajele tampon, este similar cu cel al amplificatoarelor prezentate până acum. Cele două semialternanțe ale semnalului audio amplificat sunt amplificate în continuare de tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , și apoi transmise galvanic dubleților complementari  $T_3T_5$  și  $T_4T_6$ , care realizează amplificarea în putere (deci, tensiune și curent). Protecția electronică a amplificatorului, de tipul celor cu limitare de curent, este asigurată de grupurile  $T_7T_9$  și  $T_8T_{10}$ , fiind descrisă amănunțit la amplificatoarele prezentate anterior.

Reglajele amplificatorului constau în asigurarea potențialului de ieșire „0V” prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_6$ , și stabilirea valorii curentului de mers în gol  $I_0 = 150\text{ mA}$ , prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $R_{15}$ .

#### A.A.F. de 200 W

Obținerea unei puteri mari de ieșire în regim de funcționare a amplificatorului în clasa AB nu este un lucru simplu. Să nu uităm că, în cel mai bun caz, randamentul maxim al acestei clase de funcționare poate atinge – cu o proiectare îngrijită –

valoarea de  $\eta = 0,65\%$ . Concomitent, oricât de elaborat ar fi montajul, tranzistoarele bipolare au niște limite în ceea ce privește slew-rate-ul. Acest lucru înseamnă că, dacă am realizat un amplificator de putere mare (ex. 100 W) și, grefat pe aceeași schemă electrică, vrem să-i mărim puterea crescând tensiunea de alimentare a montajului, rezultatele obținute vor lăsa de dorit.

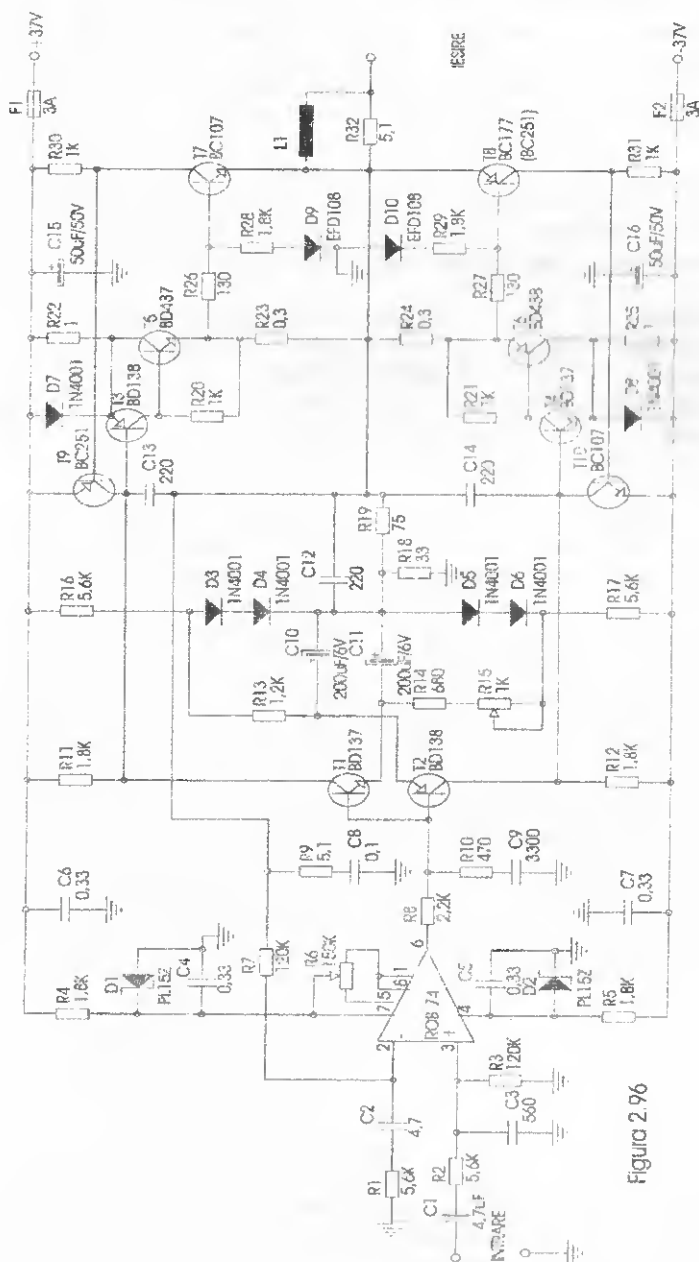


Figura 2.96

Viteza recombinării purtătorilor de sarcină nu poate fi oricât de mare, de aceea tranzistoarele de putere bipolare, chiar dacă au ca dată de catalog o frecvență „de tăiere” ridicată cu mult peste frecvența limită audio (20 kHz), nu răspund corect la regimurile tranzitorii de lucru ale unui amplificator folosit de obicei la puterea nominală.

Un amplificator audio de putere foarte mare (peste 100 W) trebuie să fie „rapid” datorită, în primul rând, concepției schemei electrice, și în al doilea rând datorită performanțelor componentelor electrice. Din fericire, există o soluție tehnică a problemei. Ea este concretizată de apariția în producția de serie a tranzistoarelor cu efect de câmp de putere, care se comportă foarte bine în privința parametrului slew-rate.

În acest sens, se prezintă o variantă de amplificator de mare putere, care a dat rezultate excelente și care poate oricând confirma performanțele HI-FI pentru puteri cu mult superioare celei nominale (200 W). Performanțele amplificatorului a cărui schemă electrică este prezentată în **figura 2.97**, sunt următoarele:

$$\begin{aligned} P_N &= 200 \text{ W} \\ Z_i &= 120 \text{ k}\Omega \\ Z_n &= 4 \Omega \\ U_i &= 750 \text{ mV} \\ U_A &= \pm 60 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta f &= 3 \text{ Hz} \div 200 \text{ kHz} \quad (A = -3 \text{ dB}) \\ \Delta f &= 18 \text{ Hz} \div 25 \text{ kHz} \quad (A = -0,5 \text{ dB}) \\ SR &= 60 \text{ V}/\mu\text{s} \\ S/N &\geq 100 \text{ dB} \\ THD &\leq 0,02 \% \\ TID &\leq 0,006 \% \end{aligned}$$

Configurația etajului de intrare este clasică (după cum s-a văzut în descrierile anterioare). Se observă că circuitul integrat  $CI_1$  face parte din categoria celor mai rapide, asigurând o viteză de creștere spectaculoasă a tensiunii slew-rate – 60 V/ $\mu$ s. Dar numai cu acest lucru nu se poate rezolva problema. Se observă că semnalul audio amplificat, preluat de la ieșirea amplificatorului operațional  $CI_1$ , „atacă” un amplificator diferențial cu tranzistoare, de tip punte. Toate tranzistoarele din componența acestuia sunt de tipul celor rapide, destinate a lucra în regim de înaltă frecvență, deci în regim de joasă frecvență audio „merg” cu atât mai bine. Se utilizează amplificarea separată a fiecărei semialternanțe proprii semnalului audio, de către grupurile de tranzistoare  $T_3T_7$  (primul amplificator diferențial pentru semialternanța pozitivă) și  $T_4T_6$  (al doilea amplificator diferențial pentru semialternanța negativă). Tranzistoarele  $T_5$  și  $T_7$  intră în alcătuirea unor generatoare de curent constant, amplasate în emitoarele proprii celor două amplificatoare diferențiale, configurație a cărei utilitate a fost menționată până acum. Amplificarea ulterioară în tensiune este realizată de către tranzistoarele  $T_9$  și  $T_{10}$ , amplasate într-un montaj de tip conexiune cu bază comună. Această configurație permite o excelentă adaptare de impedanțe între amplificatoarele diferențiale și etajul final. Acesta include tranzistoarele  $T_{11}$  și  $T_{12}$ , cu rolul de etaje tampon, coborâtoare de impedanță, și tranzistoarele  $T_{13}$  și  $T_{15}$ ,  $T_{14}$  și  $T_{16}$ , montate în paralel, care reprezintă echivalentele NPN și PNP ale etajului final. Amplificarea în tensiune a montajului se definește conform relației:

$$A = (1 + R_6/R_7) \times (1 + R_{27}/R_{17})$$

Protecția tranzistoarelor finale de tip FET este asigurată de grupurile  $D_3D_5$  și  $D_4D_6$ , care limitează excursia maximă în tensiune a celor două semialternanțe proprii semnalului audio amplificat la circa 12,6 V. Reacția negativă locală de curent este asigurată pentru fiecare din cele patru tranzistoare de tip FET – rezistențele  $R_{34}$ ,  $R_{35}$ ,  $R_{14}$  și  $R_{15}$ . În acest amplificator prezintă elemente caracteristice similare cu

cele prezentate până acum. Reglajele montajului constau în asigurarea la ieșirea acestuia a potențialului „0V” prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $RP_1$  și stabilirea unui curent de mers în gol  $I_0 = 150$  mA, prin acționarea cursorului potențiometrului semireglabil  $RP_2$ .

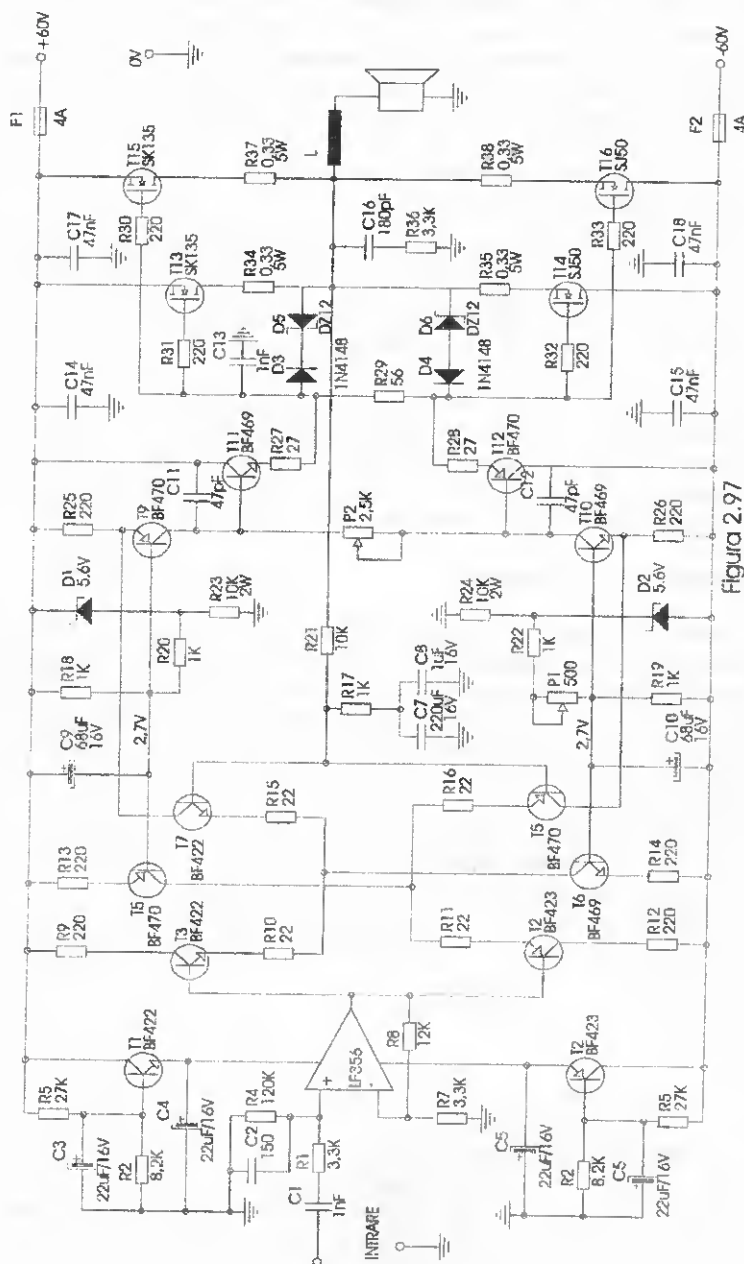


Figura 2.97

## 2.4. AMPLIFICATOARE AUDIO CU CIRCUITE INTEGRATE

Amplificatoarele de audiofrecvență de putere cele mai răspândite în ziua de azi sunt, fără îndoială, cele realizate cu ajutorul circuitelor integrate specializate. Ele prezintă foarte multe avantaje, dar și unele dezavantaje (în special în ceea ce privește calitatea sunetului redat, în comparație cu amplificatoarele audio realizate cu tuburi electronice cu vid).

Principalele avantaje ale amplificatoarelor audio realizate cu C.I. specializate sunt:

- deosebita simplitate în execuție (număr mic de componente externe necesare);
- o bună reproductibilitate a parametrilor;
- consum redus de energie electrică (randament energetic foarte bun);
- gabarit și greutate foarte reduse;
- preț de cost scăzut.

Avantajele evidente enumerate aici au făcut ca aceste tipuri de A.A.F. realizate cu C.I. să fie foarte răspândite în aparatura electronică, în special în aceea destinată amatorilor.

În acest ultim capitol al lucrării vom aborda cu predilecție A.A.F. realizate cu C.I. monolitice, dar vom prezenta și câteva amplificatoare realizate cu C.I. în tehnologia hibridă (de tip STK).

Criteriul după care au fost ordonate montajele practice prezentate nu mai este dat de puterea de ieșire a amplificatorului, ci de tipul circuitului integrat folosit în schemă.

Nu s-au omis în această trecere în revistă a A.A.F. realizate cu C.I. nici echipamentele ce folosesc integrate de producție indigenă (I.P.R.S. Băneasa: TBA 790, TCA 150, respectiv I.C.C.E. Băneasa: ROB 151).

### A.A.F. cu C.I. de tip ROB151

Circuitul integrat ROB151, produs de ICCE– Băneasa este un circuit integrat liniar, care îndeplinește sarcina de amplificator de joasă frecvență (audiofrecvență).

În scopul mării flexibilității în aplicații, o parte dintre elementele interne sunt accesibile individual prin conectarea lor la terminalele externe. Acest lucru este vizibil în **figura 2.98**, în care sunt prezentate capsula (TO–116) și structura circuitului integrat ROB151, precum și semnificația pinilor. Acest C.I. poate fi folosit în diverse configurații de circuit.

Principalele caracteristici electrice ale acestui C.I. sunt următoarele:

- tensiunea de alimentare maximă  $V_{Smax} = 8 \text{ V}$ ;
- tensiunea de alimentare minimă  $V_{Smin} = 3 \text{ V}$ ;
- curentul static maxim al tranzistorului  $T_3$   $I_{CT3max} = 25 \text{ mA}$ ;
- factorul de amplificare în curent  $\beta$  al lui  $T_1$ , la curentul de  $1 \text{ mA}$ : minim 30, tipic 80, maxim 200–250;
- curentul maxim (incidental) de bază al lui  $T_1$ ,  $I_{BT1max} = 10 \text{ mA}$ ;
- amplificare de tensiune (fără reacție),  $A_{Uol} \geq 70 \text{ dB}$ ;
- banda de frecvență (fără reacție): 600 kHz.

Cu ajutorul C.I. de tip ROB151 se poate realiza un amplificator de audio frecvență, ca în **figura 2.99**., dacă i se atașează un etaj final în contraimp, în clasa AB sau B, realizat cu tranzistoare discrete.

Deoarece tensiunea maximă de alimentare a C.I. nu poate depăși 8V, se recomandă utilizarea în etajul final a unor tranzistoare cu Ge (având tensiunea  $U_{(n)}$  în repaus redusă ca valoare). S-a folosit, în acest caz, perechea de tranzistoare AC180 (K), de tip PNP și AC181 (K) de tip NPN.

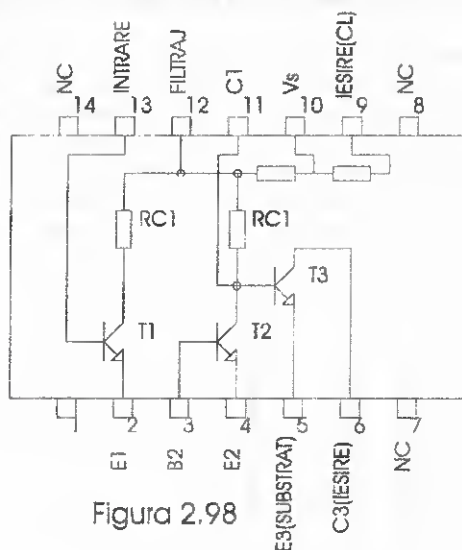


Figura 2.98

Montajul prezentat poate fi alimentat cu o tensiune minimă de 3 V (de la baterii). Se poate obține pe o sarcină de  $4 \Omega$  o putere maximă de 1,2 W, cu distorsiuni relativ reduse (câteva procente). Puterea disipată medie pe tranzistoarele finale este de cca. 0,4 W, astfel încât, dacă temperatura ambiantă nu depășește  $30^{\circ}\text{C}$ , tranzistoarele AC180K și AC181K nu necesită radiator extern de răcire.

Amplificatorul integrat ROB151 poate fi folosit și în alte aplicații interesante, neindicate în catalog, mergând până la frecvența de câțiva MHz. Un dezavantaj major al acestui C.I. constă în dispersia mare a factorului său de amplificare  $\beta$ , ceea ce impune o ajustare a polarizării și centrării tensiunii de ieșire pentru fiecare exemplar de circuit integrat realizat.

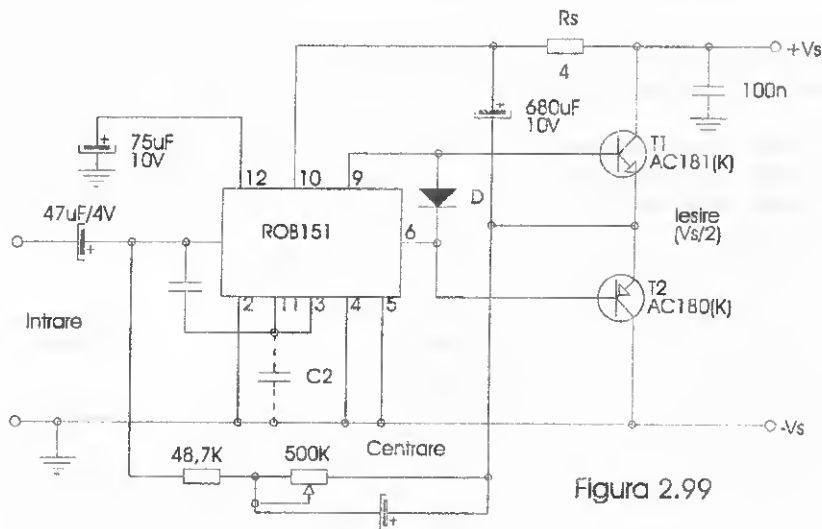


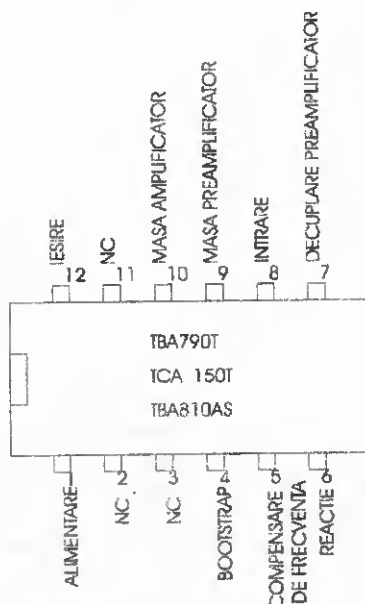
Figura 2.99



## A.A.F. cu C.I. de tip TBA 790 (K, T) și TCA 150 (T)

Circuitele integrate de tip TBA 790 T și TCA 150 T sunt produse ale industriei românești de componente electronice (I.P.R.S. – Băneasa). Ele sunt livrate în capsulă de tip CB 155 (sau TABS), cu aripioare pentru prinderea radiatorului extern. Capsula acestor C.I., cu semnificația pinilor, este prezentată în figura 2.100.

Deosebirile între cele două tipuri de C.I. constau în curentul maxim de vârf al tranzistoarelor din etajul final, care este de 1,5 A la TBA 790 T și de 2,3 A la TCA 150, pe de o parte, și în prezența unui circuit de protecție termică (de limitare a creșterii temperaturii joncțiunilor) la TCA 150 T, pe de altă parte.



Nota: aripioarele de răcire (TABS) sunt conectate prin construcție la masa preamplificatorului

Figura 2.100

Principalele caracteristici electrice ale acestor tipuri de C.I. sunt prezentate (comparativ) în tabelul de mai jos:

Caracteristici electrice	TBA 790 T	TCA 150 T
Tensiunea de alimentare	6 ... 15 V	7,5 ... 18 V
Curentul de ieșire de vârf maxim	1,5 A	2,3 A
Rezistența de sarcină minimă la tensiunea de alimentare maximă	5 $\Omega$	4 $\Omega$
Puterea utilă maximă, cu distorsiuni sub 5%	3,8 W	8,2 W
Amplitudinea maximă a tensiunii de intrare	0,4 V	0,4 V
Amplificarea de tensiune fără reacție	82 dB	82 dB
Tensiunea de ieșire statică (fără semnal)	0,5 Vs	0,5 Vs
Puterea utilă maximă fără radiator	1,6 W	1,6 W

În figura 2.101. este prezentată schema unui amplificator de audiofrecvență realizat cu TBA 790 T (TCA 150 T) având sarcina – difuzorul – conectată la plusul sursei de alimentare. Schema mai este denumită și „în configurația cu sarcina în conexiunea bootstrap”. Utilizarea în cadrul conexiunii bootstrap a sarcinii (difuzorului) este posibilă atunci când aceasta admite o componentă de curent continuu de câțiva mA. Acest lucru nu constituie, în general, o problemă. Avantajul acestui circuit, la care sarcina este inclusă în circuitul bootstrap, constă în aceea că este mai simplu, având două componente mai puțin.

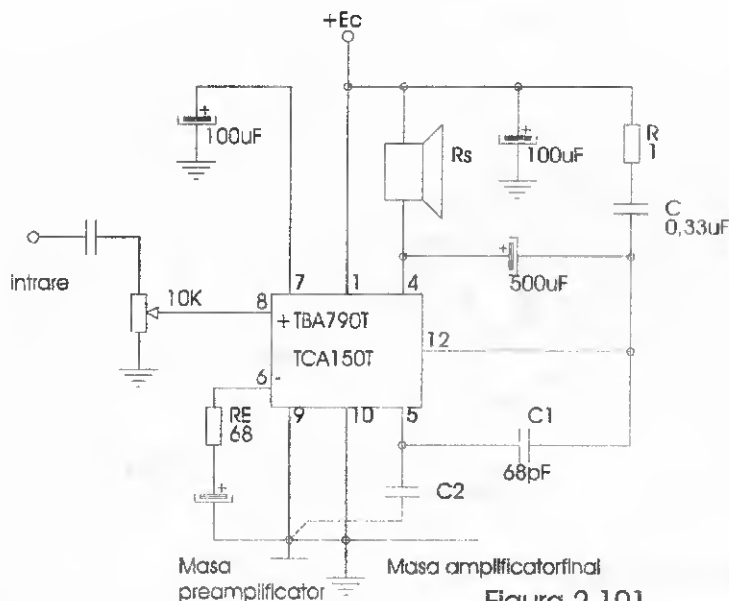


Figura 2.101

Când sursa de semnal nu prezintă o legătură galvanică spre masa montajului, sau când ea prezintă și o componentă continuă de tensiune (care impune o separare prin condensator), trebuie prevăzută o rezistență de legătură spre masă mai mică de 1 M $\Omega$  (dacă sursa de semnal poate funcționa corect, chiar mai mică de 100 k $\Omega$ ). Acest lucru este necesar pentru ca decalarea suplimentară a tensiunii statice de ieșire față de jumătatea valorii tensiunii de alimentare să fie neglijabilă. Pentru valoarea de 1 M $\Omega$  decalarea ajunge la 0,3 V.

S-a marcat pe figură cu linie punctată condensatorul de corecție  $C_2$ , care este introdus numai în cazul când nu se pot suprima eventualele oscilații ale amplificatorului cu reacție negativă, apărute după introducerea lui  $C_1$ . Valoarea acestuia este dată de relația:  $C_2 = (5 \dots 10) C_1$ .

Rezistorul  $R_E$  (împreună cu o rezistență integrată în C.1.) realizează o reacție negativă, de tip paralel-serie, care determină amplificarea în tensiune de valoarea necesară.

Cel de al doilea circuit de corecție ( $R = 1 \Omega$  și  $C = 0,33 \mu F$ ) este strict necesar pentru evitarea deteriorării circuitului integrat, acesta având rolul de înlăturare a oscilațiilor de înaltă frecvență care pot apărea.

Amplificatorul de audiofrecvență în configurația cu difuzorul conectat la masă (în afara conexiunii bootstrap), realizat cu C.I. de tip TBA 790 T (TCA 150 T), prezentat în **figura 2.102.**, utilizează suplimentar rezistorul  $R_B$ , care trebuie să fie mai mare de 15 ... 20 de ori (minim de 10 ori) față de rezistența sarcinii.

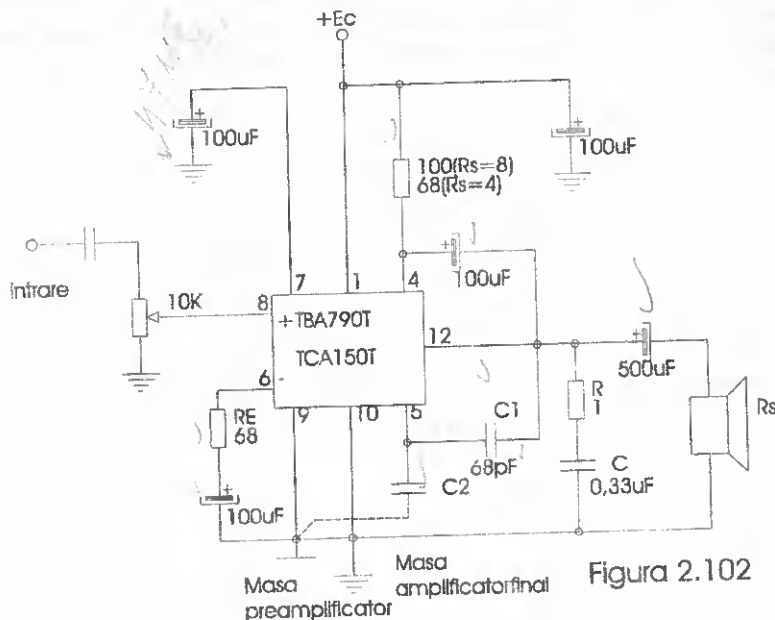


Figura 2.102

**A.A.F. cu C.I. de tip TBA 800**

Circuitul integrat TBA 800 reprezintă un amplificator de audiofrecvență (joasă frecvență) destul de puțin cunoscut.

Capsula acestui C.I. (TABS) și semnificația terminalelor sunt prezentate în **figura 2.103**.

Principalele caracteristici electrice sunt:

- tensiunea de alimentare: 5 ... 30 V;
- curentul de repaos: 9 mA;
- puterea de ieșire: 5 W (16  $\Omega$  la 24 V);
- impedanța de intrare: 5 M $\Omega$ ;
- tensiunea medie (de A.F.) de intrare: 80 mV;
- câștigul de tensiune în buclă deschisă: 80 dB;
- câștigul de tensiune în buclă închisă: 42 dB;
- banda de frecvență: 40 Hz ... 20 KHz (la 3 dB);
- randament: 70%.

Schema unei aplicații tipice de A.A.F. realizat cu TBA 800 având sarcina (difuzorul) la masă este prezentată în **figura 2.104**.

Menționăm că există posibilitatea utilizării unui difuzor de 8 W, la o tensiune de alimentare de 12 V sau 13 V, puterea de ieșire fiind, în acest caz, de 4 W.

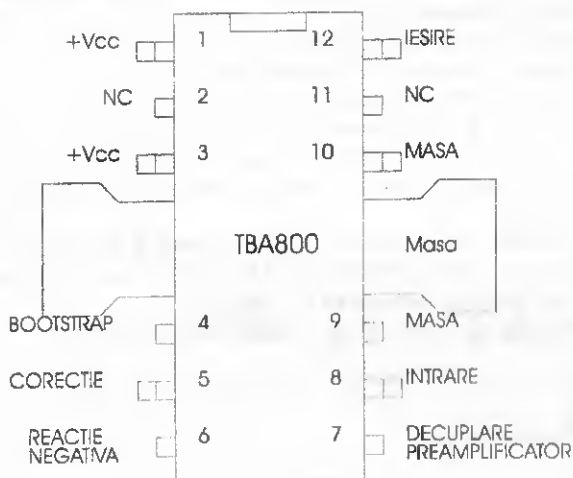


Figura 2.103

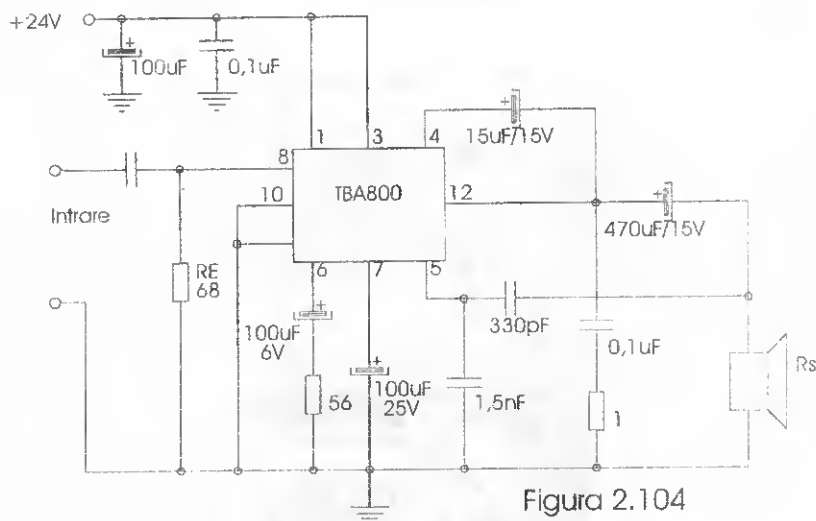


Figura 2.104

### A.A.F. cu C.I. de tip TBA 810 S (TBA 810 AS)

Aceste circuite integrate, extrem de răspândite în aparatura electronică, de tip TBA 810 S, respectiv TBA 810 AS, sunt produse de firma SGS-ATES, fiind echivalente cu MBA 810 S, respectiv MBA 810 AS produse de TESLA. Semnificația literelor S, respectiv AS, din sufixul codului acestor C.I. se referă numai la diferențele dintre valorile rezistențelor termice joncțiune-ambient ( $70^{\circ}\text{C/W}$  în primul caz și respectiv  $80^{\circ}\text{C/W}$  în cel de-al doilea).

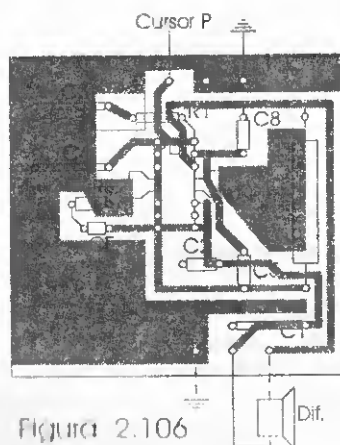
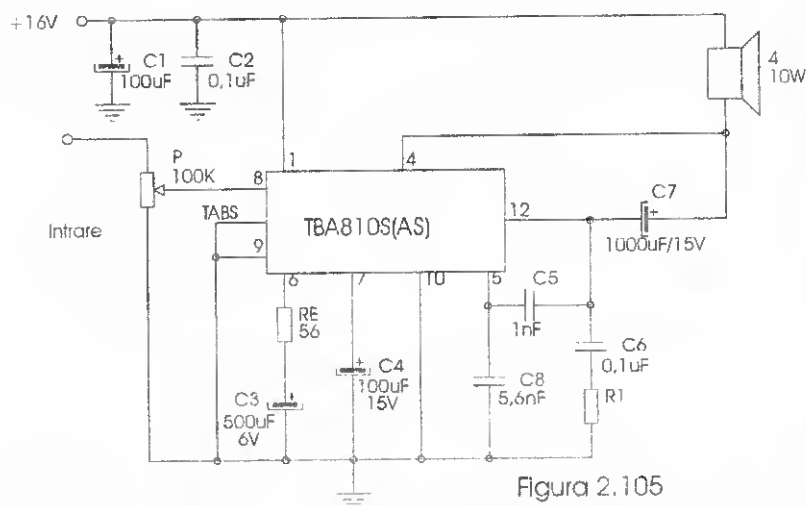
Caracteristicile electrice principale ale acestor C.I. sunt:

- tensiunea de alimentare: 20 V;
- turentul de vârf la ieșire (repetitiv): 2,5 A;
- puterea disipată maximă (cu radiator infinit): 5 W;
- gama temperaturilor de lucru:  $-25^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$ .

În figurile 2.105. și 2.107. sunt prezentate două scheme tipice de aplicație a acestor C.I., respectiv amplificator de audio frecvență cu sarcina (difuzorul) la borna caldă (plusul sursei de alimentare), și cu difuzorul la borna rece a sursei de alimentare (masă).

Sunt recomandate difuzoarele de 4  $\Omega$ . Pe o astfel de sarcină se obține o putere de ieșire de 7 W ( $V_{cc} = 16\text{ V}$ ), 6 W ( $V_{cc} = 14,4\text{ V}$ ), 2,5 W ( $V_{cc} = 9\text{ V}$ ) sau 1 W ( $V_{cc} = 6\text{ V}$ ) pentru un coeficient de distorsiuni  $\delta = 10\%$ .

Banda de frecvență transmisă (la  $-3\text{ dB}$ ) este de 20 kHz.



Cablajul imprimat al amplificatorului audio realizat cu TBA 810 S cu difuzorul la borna caldă este prezentat în **figura 2.106.**, iar cablajul amplificatorului cu difuzorul la borna rece în **figura 2. 108.**

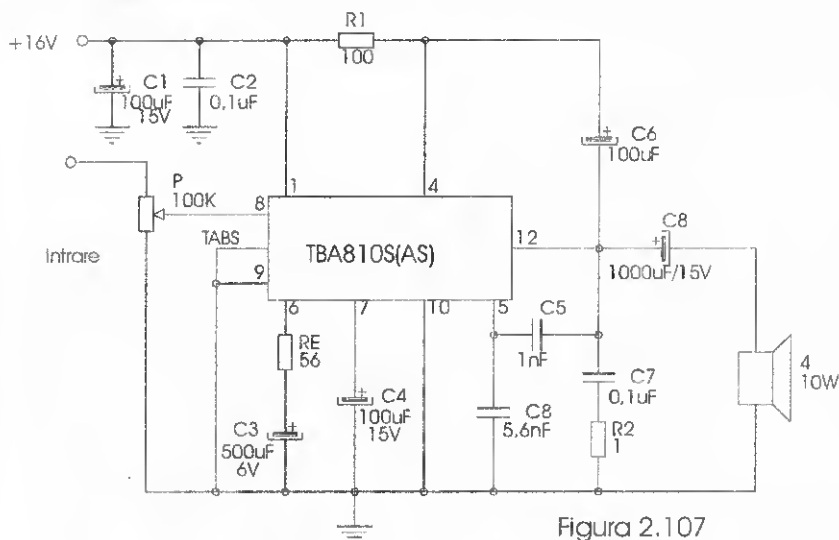


Figura 2.107

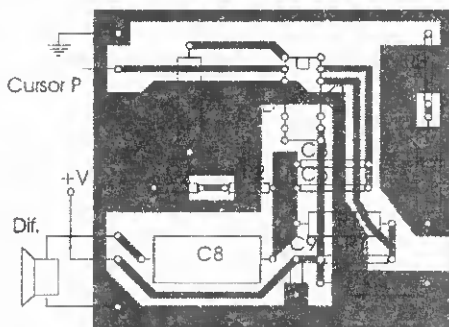


Figura 2.108

În **figura 2.109.**, este prezentată schema unui amplificator audio cu o putere de cca. 10 W (pe o sarcină de 8  $\Omega$ ), utilizând două C.I. de tip TBA 810 S. Banda frecvențelor redată este cuprinsă între 40 Hz ... 16 kHz, cu un coeficient de distorsiuni de 1,5%.

Se remarcă pe schemă că, în timp ce unul dintre C.I. de tip TBA 810 S este în conexiunea clasică, celălalt are intrarea (pinul 8) conectată la masă, iar semnalul obținut de la ieșirea primului integrat este aplicat pe pinul de reacție (6) prin intermediul grupului  $R_5$ ,  $C_7$ . Astfel se obține la ieșirea celui de-al doilea C.I. (pinul 12) un semnal amplificat și defazat cu 180° față de semnalul de la ieșirea primului C.I. Aceste două semnale se aplică sarcinii (difuzorului), rezultând astfel un semnal de circa două ori mai mare decât în cazul amplificatorului cu un singur circuit integrat TBA 810 S.

Valorile lui  $R_5$  și  $C_7$  se ajustează experimental, în vederea obținerii unor distorsiuni minime.



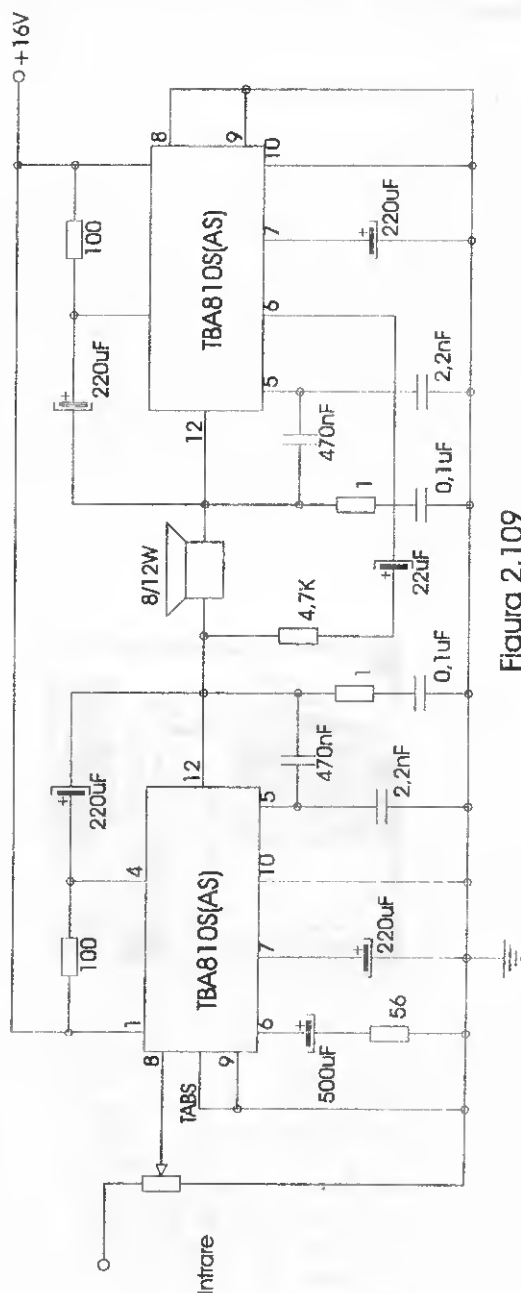


Figura 2.109

## A.A.F. cu C.I. de tip TBA 820 M (TBA 820 M)

Circuitul integrat TBA 820 M este un amplificator audio de putere, destinat să lucreze în clasă B. El se livrează în capsulă DIL de plastic (cu 14 pini – TBA 820 sau 8 pini – TBA 820 M). Capsula integratului (vedere de sus) și semnificația pinilor sunt prezentate și semnificația pinilor sunt prezentate în **figura 2.110**. (8 DIP–TBA 820 M).

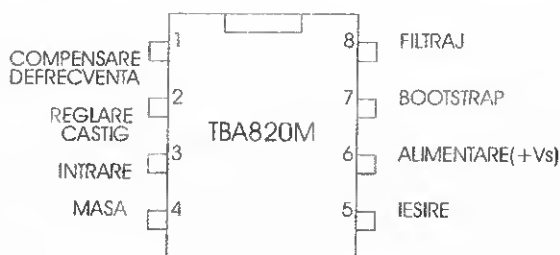


Figura 2.110

Principalele caracteristici electrice ale acestui C.I. sunt:

- tensiunea maximă de alimentare: 16 V (nominală 9 V);
- curentul (de vârf) de ieșire = 1,5 A;
- puterea totală disipată (la  $t_{amb} = 50^{\circ}\text{C}$ ): 1 W.

Circuitul integrat lucrează într-un domeniu foarte extins al tensiunilor de alimentare, cuprins între 3 V și 16 V. Amplificatoarele audio realizate cu acest C.I. prezintă un „consum” redus de curent, un număr restrâns de componente externe necesare, un ripple redus, precum și absența distorsiunilor de cross-over.

Puterile furnizate la ieșire sunt: 2 W (la 12 V/8  $\Omega$ ), 1,6 W (la 9 V/4  $\Omega$ ) și respectiv 1,2 W (la 9 V/8  $\Omega$ ).

În **figura 2.111**, este prezentată schema unui amplificator de joasă frecvență (A.A.F.) realizat cu TBA 820 M, având sarcina (difuzorul) conectată la plusul sursei de alimentare, iar în **figura 2.112**, schema unui A.A.F. cu difuzorul la masă.

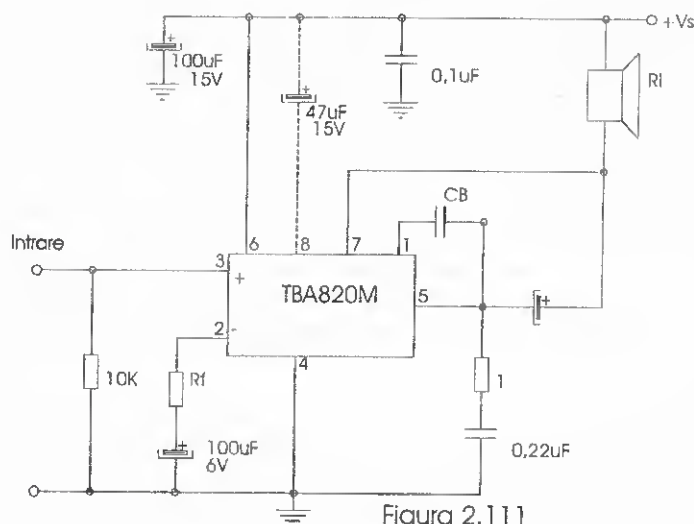


Figura 2.111

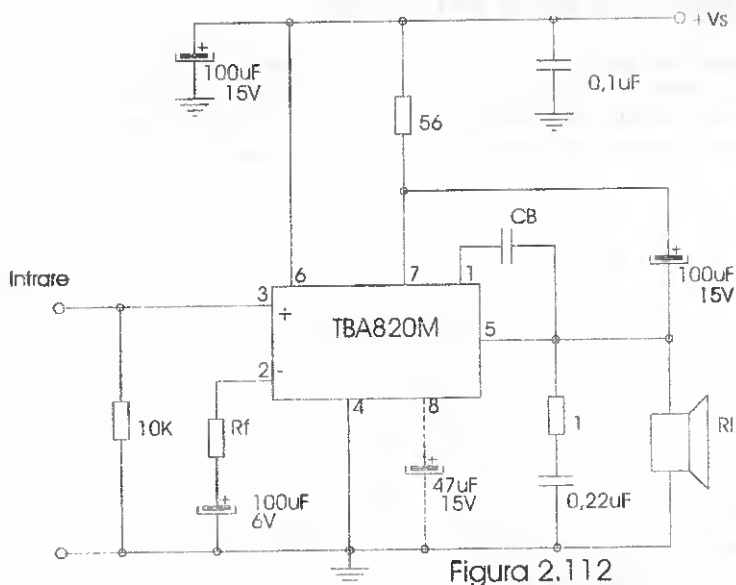


Figura 2.112

### A.A.F. cu C.I. de tip A 210 K și A 211 K și C.I. duale de tip A 2000 V, Vm și A 2005 V, Vm

Aceste circuite integrate, încă foarte răspândite pe piața românească și în aparatura electronică comercializată, au fost livrate de firma RFT (din fosta R.D. Germană). Acestea sunt recomandate în aparatura electroacustică mai puțin pretențioasă, respectiv în cea portabilă sau destinată sonorizării autovehiculelor.

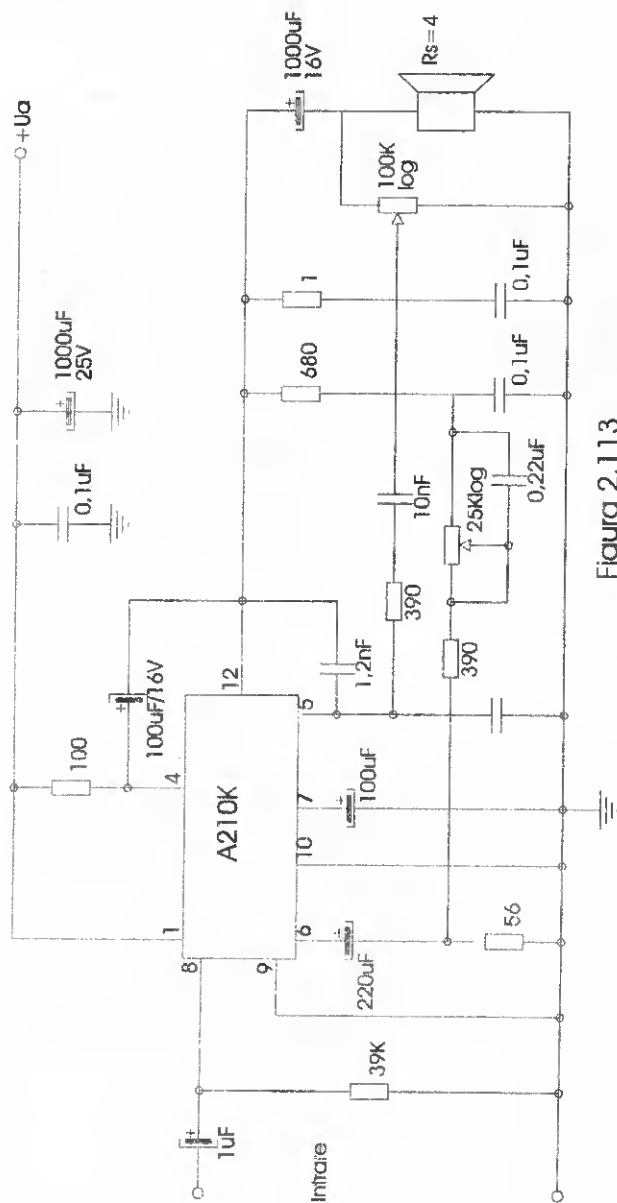
Principalele caracteristici electrice ale acestor tipuri de C.I. sunt prezentate în tabelul de mai jos. În plus, C.I. de tip A 210 conține o rețea de protecție termică care intră în acțiune la temperatura de 130° C a carcasei.

În figura 2.113. este prezentată o schemă electrică de utilizare ca A.A.F. pentru C.I. de tip A 210 K, prevăzută cu reglaj pentru corecția tonului separat pentru frecvențele joase și cele înalte.

Menționăm că majoritatea aplicațiilor destinate executării cu C.I. de tip TBA 810 S pot fi făcute cu A 210 K.

Schema electrică de utilizare a C.I. de tip A 211 D este prezentată în figura 2.114. (difuzorul conectat la masă), iar în figura 2.115. se ilustrează modul în care se obține extinderea (mărirea) puterii de ieșire a amplificatorului audio realizat cu A 211 D la cca. 5 W (pentru o tensiune de alimentare de 12 V). În acest scop se utilizează o pereche de tranzistoare complementare de tip BD 441, BD 442 (sau chiar BD din seria 200), montate pe un radiator de răcire cu o suprafață corespunzătoare.

Circuitele integrate de tip A 2000 V, Vm și A 2005 V, Vm sunt amplificatoare audio de putere duale destinate aparaturii stereofonice sau celei monofonice (utilizând, în acest caz, montaje în punte) de larg consum. Aceste amplificatoare duale conțin, de fapt, două circuite A 210 integrate în aceeași capsulă.



Tabel

Nr. Parametrul crt.	Notăția	UM	A210E, K	A 211 D	A 2000 V, Vm	A 2005 V, Vm
1. Tensiune de alimentare	$U_a$	V	4 + 20	4 + 15	4 + 18	4 + 18
2. Curentul maxim la ieșire	$I_{OUT\max}$	A	2,5	1	2,5	3,5
3. Putere de ieșire (THD $\leq 10\%$ )	$P_{OUT}$	W	5,8/4 $\Omega$	1/8 $\Omega$	6/4 $\Omega$	6,4/4 $\Omega$
4. Frecvență max. de lucru	$f_{\max}$	kHz	41	25	68	85
5. Impedanța de intrare	$R_{IN}$	k $\Omega$	500	450	100	120
6. Factor de distorsiuni (pt. $P_{OUT} = 50$ mW)	THD	%	0,16	1,33	0,28	0,18
7. Câștig la $f = 1$ kHz	$A_u$	dB	37	47	83	84
8. Raport $\frac{S+N}{N}$ ( $f = 20$ Hz + 20 kHz, $P_{OUT} = 50$ mW)	$f_{zg}$	dB	—	—	—	—
9. Echivalent direct (pin cu pin)	—	—	—	—	(TDA 2000 SGS ATES SPRAGUE)	(TDA 2005 SGS ATES SPRAGUE)
10. C.I. apropiat	—	—	(TBA 810 TCA 150 AS SGS ATES IPRS)	(TBA 790 UL 1481 IPRS UNITRA)	—	—
11. Capsulă	—	—	DIP 12	DIL 14	(TO 220-11 11 pini)	(TO 220-11 11 pini)

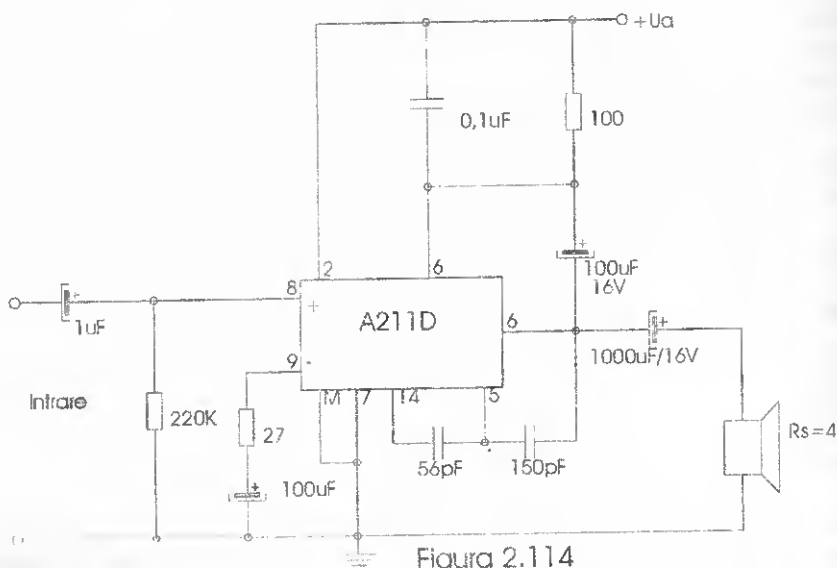


Figura 2.114

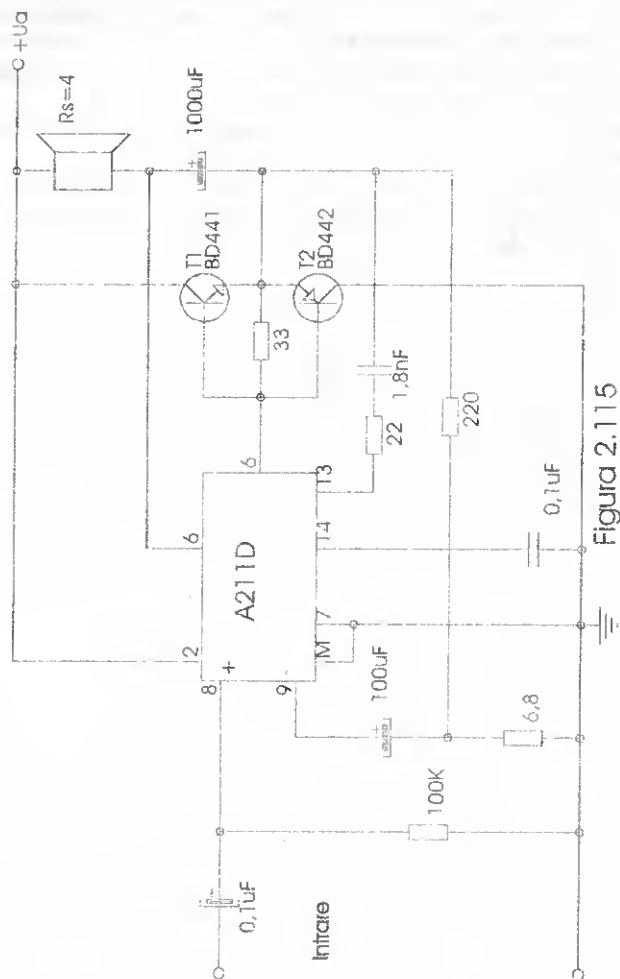


Figura 2.115

În figura 2.116 este prezentată schema unui amplificator monofonic în punte, realizat cu C.I. A 2000 Vm, A 2005 Vm. Pentru acest gen de scheme (aplicații monofonice, conexiune în punte) se recomandă numai circuitele integrate cu sufixul m (de exemplu A 2005 Vm). Acest montaj permite furnizarea pe sarcină (difuzor) a unei puteri duble față de cazul normal.

Un amplificator stereofonic realizat cu A 2000 V, A 2005 V este prezentat în figura 2. 117.

Mentionăm că circuitul integrat A 2005 V este foarte util pe sarcini cu impedanță mică, furnizând o putere de  $2 \times 10 \text{ W}$  (pe o sarcină de  $2 \Omega$  pe canal), la o tensiune de alimentare de  $14,4 \text{ V}$  (special pentru echipamentele auto).

Aceste C.I. prezintă avantajul unui minim de componente externe necesare, precum și pe acela al faptului că posedă protecție termică la suprasarcină și scurtcircuit pe sarcină.



Cele două integrate pot fi utilizate cu succes și la alimentarea motoarelor de curent continuu controlate cu semnale analoge, sau interfațate corespunzător, controlate cu informație codificată digital.

În vederea proiectării cablajelor imprimate pentru aceste amplificatoare audio de putere, se recomandă respectarea câtorva reguli:

- conexiunile de alimentare și de ieșire vor avea rezistența proprie cât mai mică, deci traseele respective vor avea o lățime de cel puțin 3 mm;
- condensatoarele pentru cuplaj cu sarcina de filtraj și de decuplare a sursei de alimentare se vor monta cât mai aproape de terminalele circuitului integrat respectiv;
- se vor evita buclele de masă.

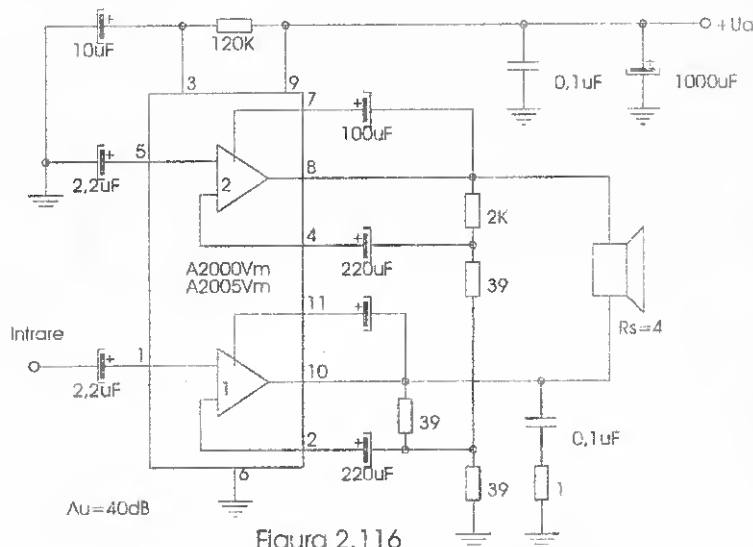


Figura 2.116

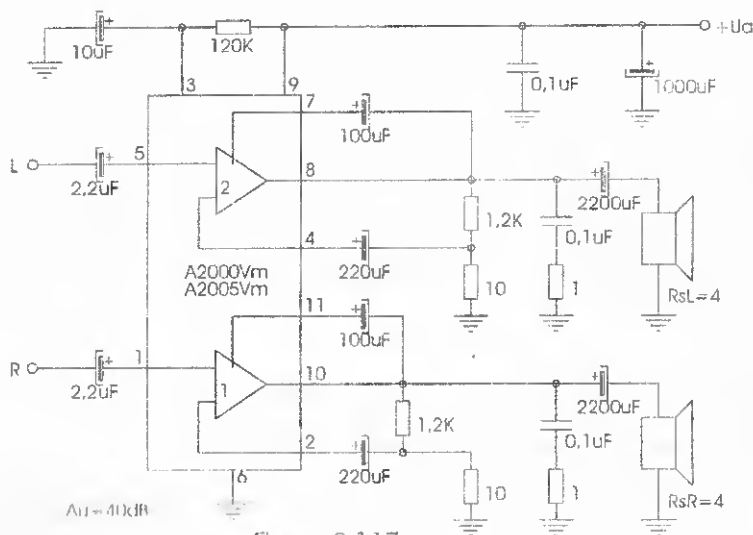


Figura 2.117

**A.A.F. cu C.I. din seria UL 14XX**

Aceste amplificatoare de audiofrecvență din seria UL 14 XX sunt produse în Polonia și sunt destul de răspândite în aparatura electroacustică de pe piața românească.

Principalele caracteristici electrice ale acestor C.I. sunt următoarele:

**Tabel**

Tipul C.I.	Un om [V]	Umax [V]	POUT [W]	f max (kHz)	RL [ $\Omega$ ]
UL 1401 L	11	16	1	100	8
UL 1401 P	11	16	1	100	8
UL 1402 P	13,2	18	2	100	4
UL 1403 L	18	25	3	100	8
UL 1403 P	18	25	3	100	8
UL 1405 L	22	27	5	100	8
UL 1461	13,2	18	3		4
UL 1480 P	24	30	5	20	16
UL 1481 P	14,4	20	6	20	4
UL 1490 N	9	12	0,65	100	15
UL 1491 R	9	12	1,2	100	8
UL 1492 R	12	15	2,1		8
UL 1493 R	9	12	2,1		4
UL 1495 N	9	12	0,65	100	15
UL 1496 R	9	12	1,2		8
UL 1497 R	12	15	2,1		8
UL 1498 R	9	12	2,1		4

În figurile 2.118. – 2.121. sunt prezentate o serie de scheme practice de amplificatoare audio realizate cu circuite integrate din seria UL 14 XX. Astfel, în figura 2.118. este prezentat un montaj de A.A.F. realizat cu C.I. de tipul UL 1401, UL 1402, UL 1403 și UL 1405, cu sarcina (difuzorul) la masă.

În figura 2.119. este prezentat un amplificator audio realizat cu C.I. de tip UL 1461, cu difuzorul la masă.

În figurile 2.120. și 2.121. sunt date două montaje practice reprezentând A.A.F. realizate cu integratele UL 1490, 91, 92, 93, 96, 97 și 98 în configurațiile cu sarcina conectată la borna caldă a sursei de alimentare, respectiv la cea rece (la masă).

**A.A.F. cu C.I. din seria K 174 YHXX**

Aceste amplificatoare de audiofrecvență sunt produse în fosta U.R.S.S. Caracteristicile lor principale sunt prezentate în tabelul de mai jos:

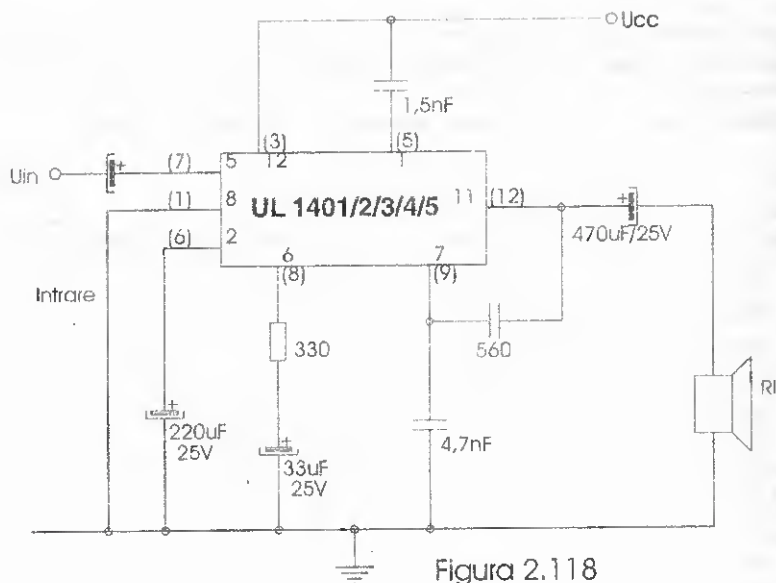


Figura 2.118

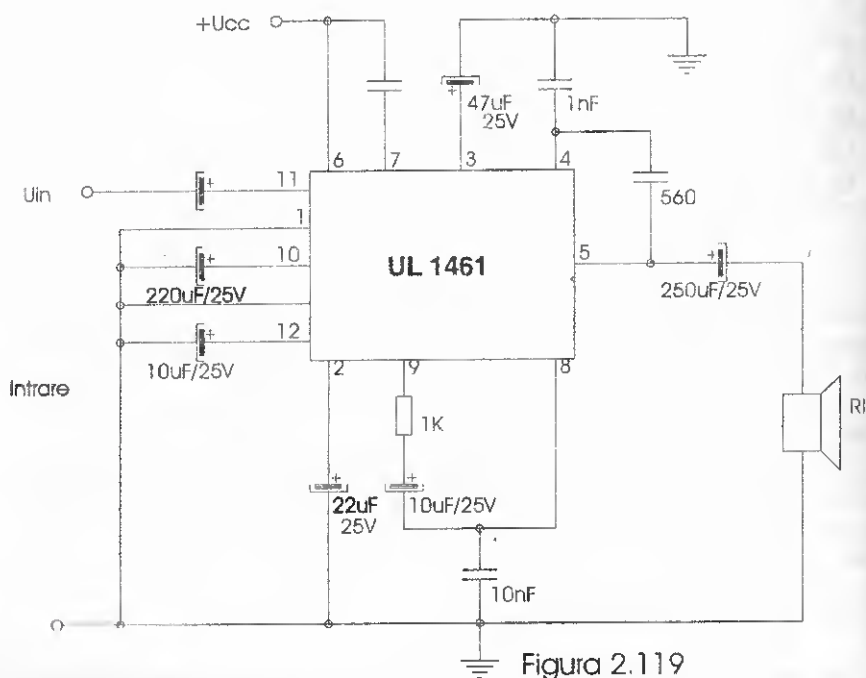


Figura 2.119

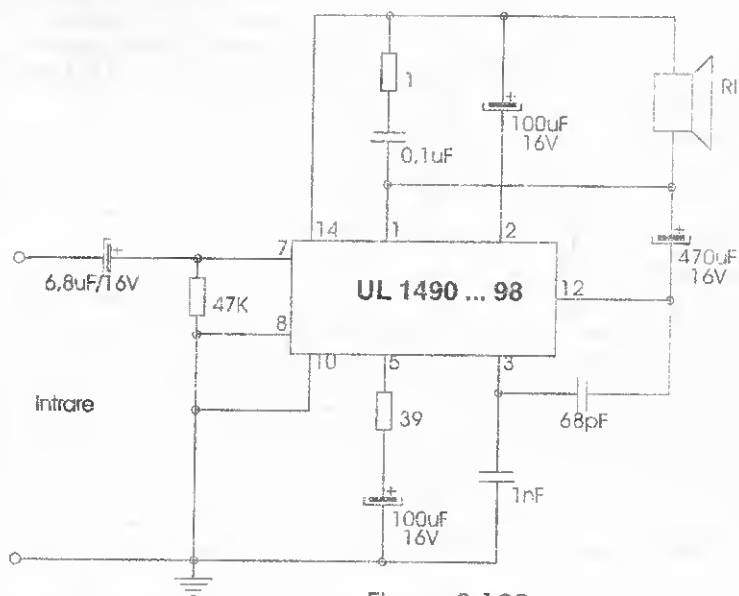


Figura 2.120

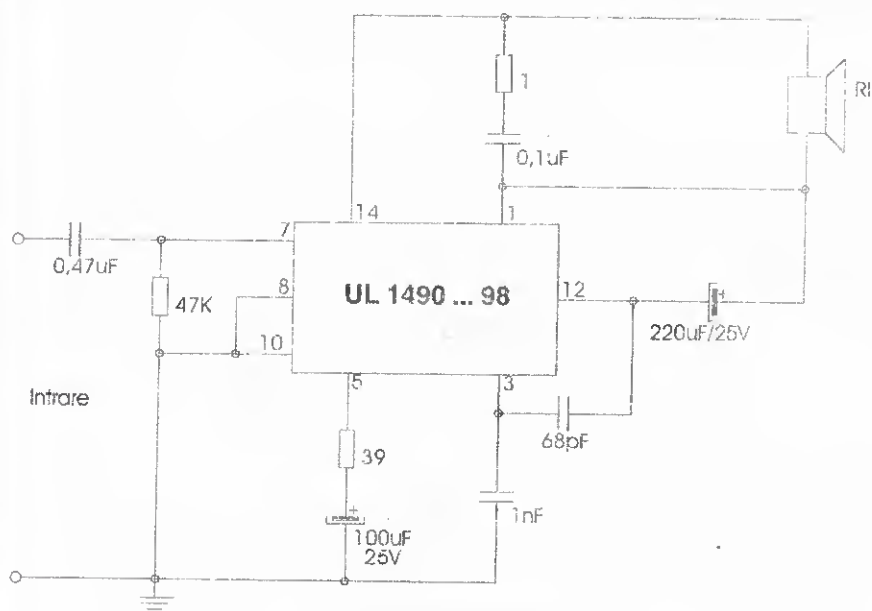


Figura 2.121

Tabel

Tipul C.I.	$U_{Cnom}$ [V]	$U_{Cmax}$ [V]	$R_L$ ( $\Omega$ )	$P_{OUT}$ [W]	$f_{rmax}$ (kHz)
K 174 YH4A	9	9,9	4	1	20
K 174 YH4B	9	9,9	4	0,7	20
K 174 YH5	12	13,2	4	2	20
K 174 YH7	15	18	4	4,5	20
K 174 YH8	12	13,2	4	2	20
K 174 YH9A	18	24	4	5	20
K 174 YH9B	18	24	4	(4,5)5	16
K 174 YH11	$\pm 15$	$\pm 18$	4	10	20
K 174 YH14	15	16,5	4	2,5	20
K 174 YH15	15	16,5	2	6	20
K 174 YH17	3	6,6	40	10m	20
K 174 YH18	9	12	4	1	20
K 174 YH19	$\pm 15$	$\pm 18$	4	15	20

În figurile 2.122. ... 2.128. sunt prezentate o serie de scheme practice de amplificatoare audio realizate cu circuite integrate din seria K 174 YHXX.

Astfel, în figura 2.122. este prezentat un montaj de A.A.F. realizat cu C.I. de tip K 174 YH4 și K 174 YH4B.

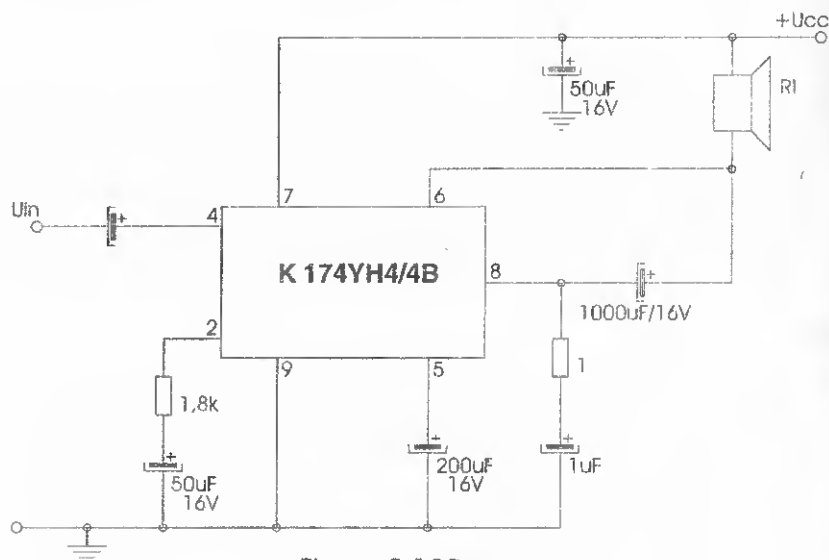


Figura 2.122

În **figura 2.123.** este prezentat un montaj practic de A.A.F. realizat cu K 174 YH5, în **figura 2.124.** un montaj realizat cu K 174 YH7, în **figura 2.125.** un montaj cu C.I. de tip K 174 YH8, în **figura 2.126.** un montaj cu K 174 YH9A și K 174 YH9B, iar în **figura 2.128.** un montaj cu K 174 YH14.

În **figurile 2.127.a.** și respectiv **2.127.b.** sunt prezentate două montaje practice de A.A.F. utilizând unul, respectiv două C.I. de tipul K 174 YH11. Menționăm că, dacă în primul caz puterea de ieșire atinge 10 W, în cel de-al doilea ea poate depăși 15 W.

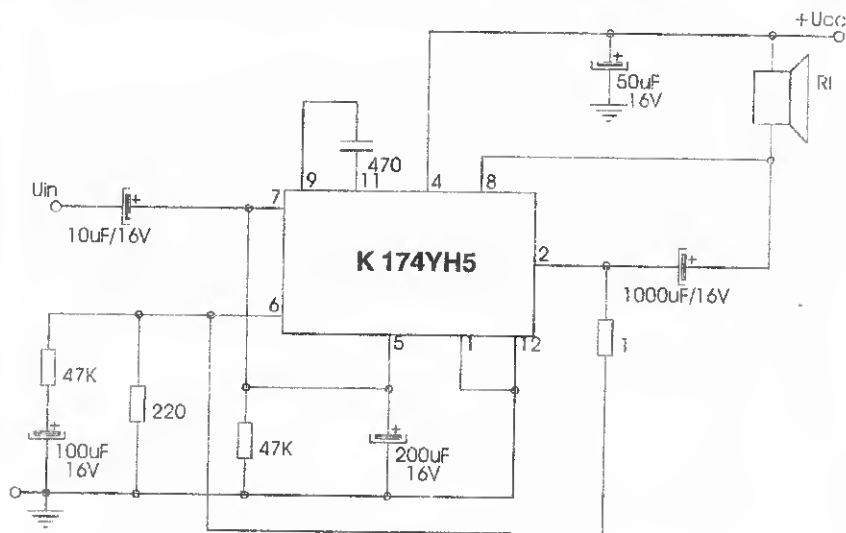


Figura 2.123

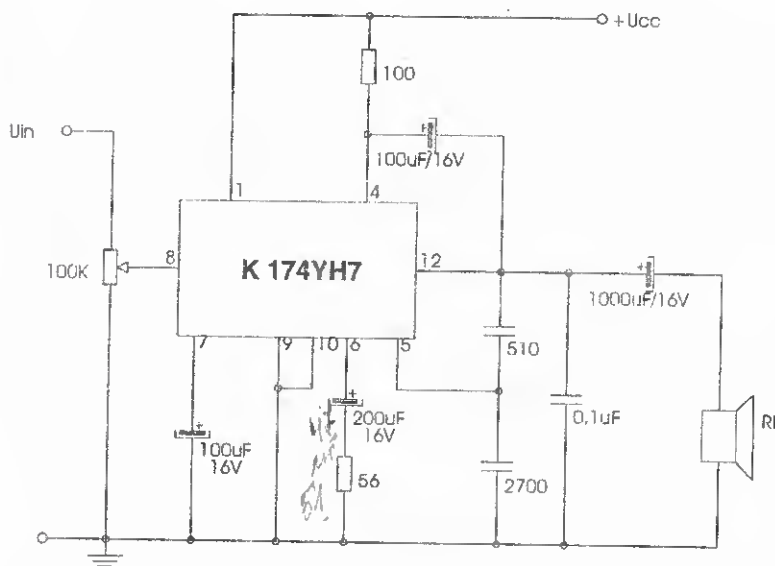


Figura 2.124



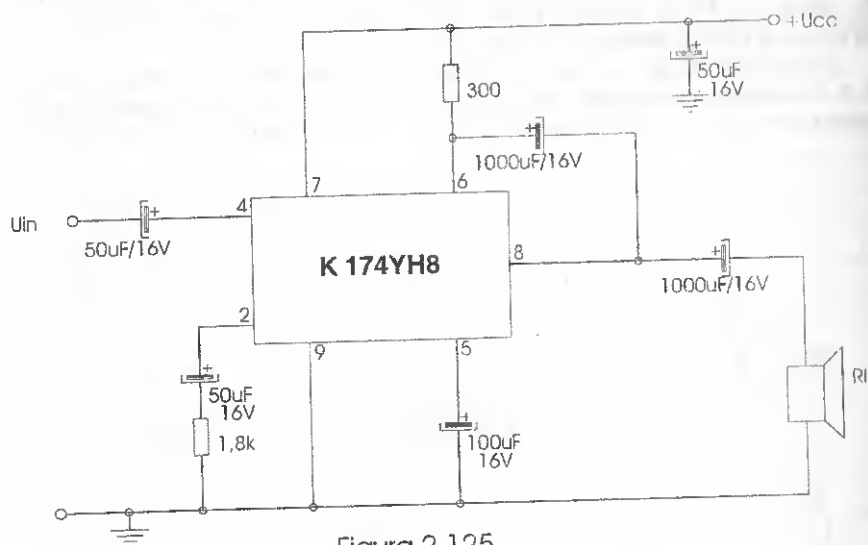


Figura 2.125

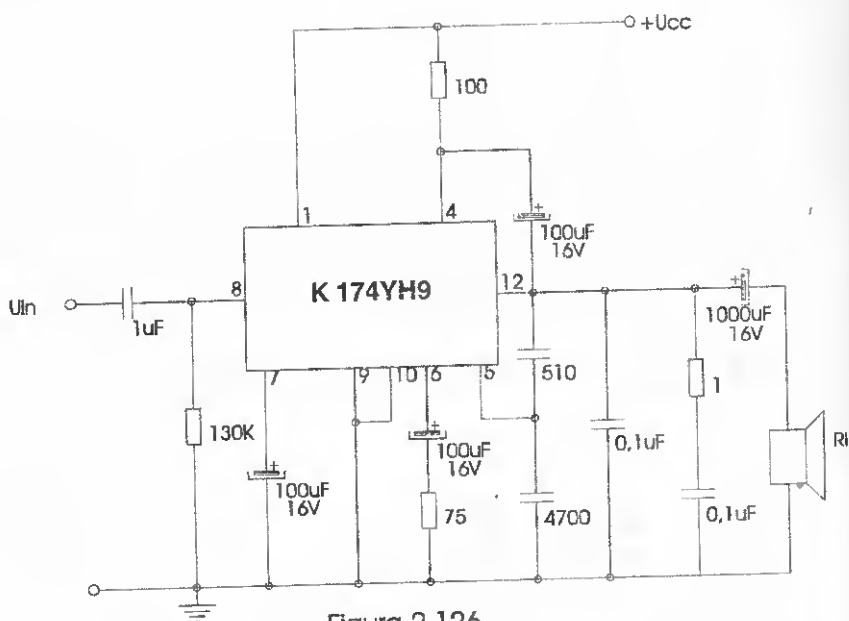
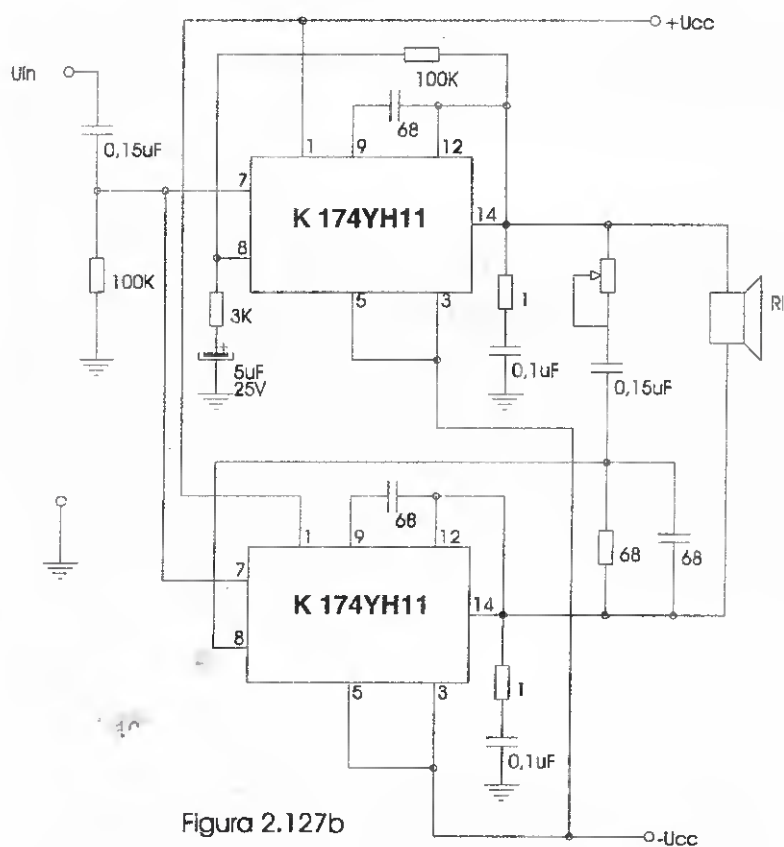
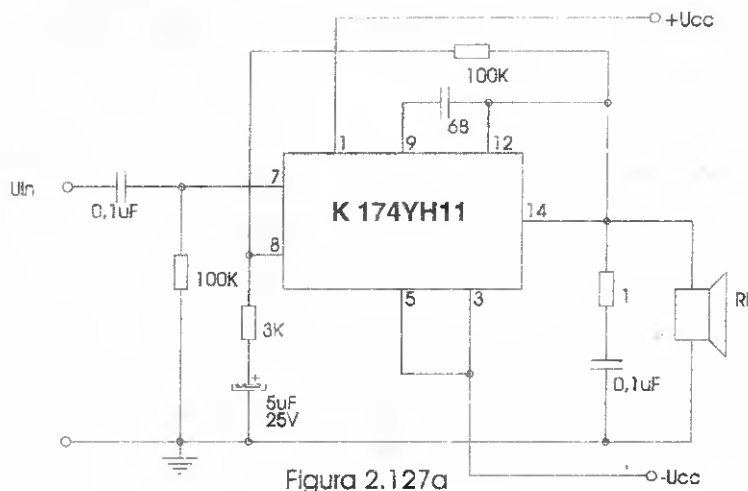
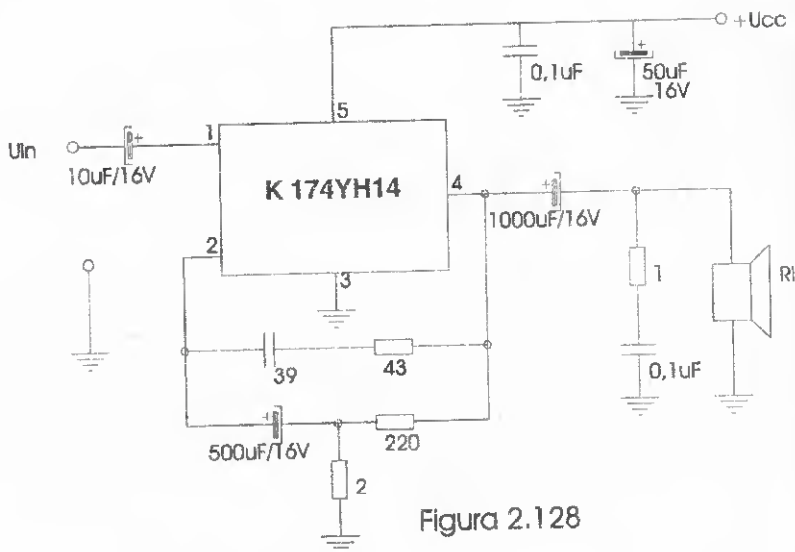


Figura 2.126





În figurile 2.129. ... 2.131. sunt prezentate amplificatoare audio cu C.I. K 174 YH15, YH17 și YH18 utilizând două difuzoare.

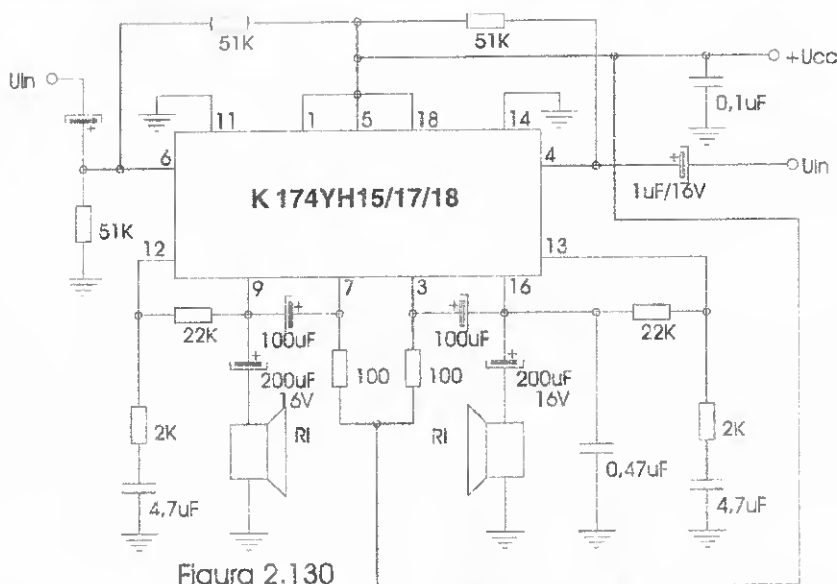


Figura 2.130

În figurile 2.132.a. și b. sunt prezentate două variante de schemă de amplificator audio realizat cu C.I. K 174 YH19.

### A.A.F. cu C.I. din seria SI 1000

Aceste amplificatoare audio de putere sunt produse de firma japoneză Sanken.

Sunt prezentate schemele mai multor amplificatoare audio realizate cu aceste circuite integrate, după cum urmează: **figura 2.133.** (SI 1010 G, SI 1020 G), **figura 2.134.** (SI 1020 GL, SI 1030 GL), **figura 2.135.** (SI 1020 H), **figura 2.136.** (SI 1050 GL, SI 1050 G), **figura 2.137** (SI 1125 H), **figura 2.138.** (SI 1130 H) și **figura 2.139.** (SI 1125 HD).

Caracteristicile electrice ale A.A.F. din familia SI 1000 sunt prezentate în tabelul de mai jos.

Tabel

Tipul C.I.	$U_c$ [V]	$P_{out}$ [W]	$R_L$ [W]	$f_r$ [Hz]
SI 1010 G	$\pm 17$	10	8	10–20.000
SI 1020 G	$\pm 23$	20	8	10–20.000
SI 1020 GL	$\pm 23$	20	8	10–50.000
SI 1030 GL	$\pm 27$	30	8	10–50.000
SI 1050 GL	$\pm 33$	50	8	10–30.000
SI 1125 HD	$\pm 25$	25	8	20–20.000
SI 1130 H	$\pm 23$	30	8	10–20.000
SI 1125 HD	$\pm 25$	2x25	8	10–20.000

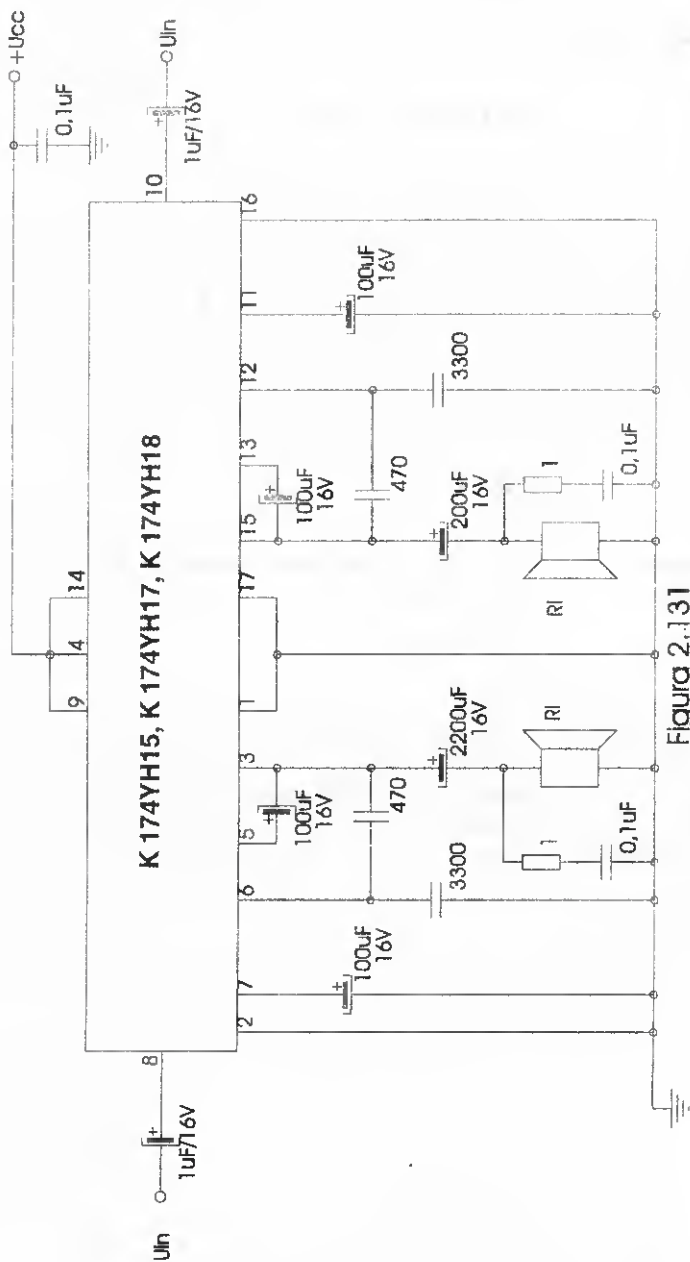


Figura 2.131

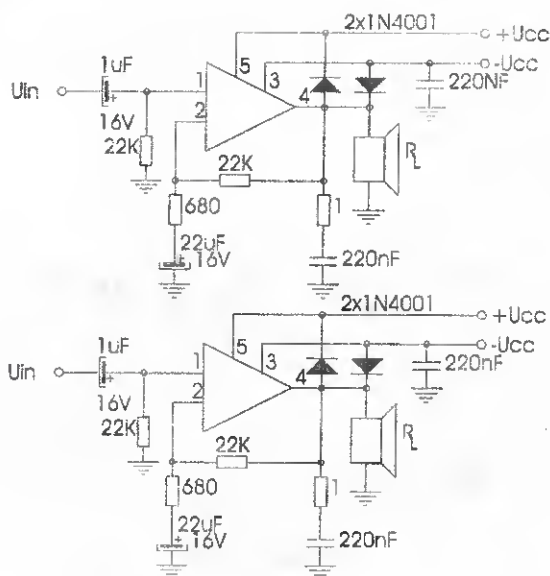


Figura 2.132

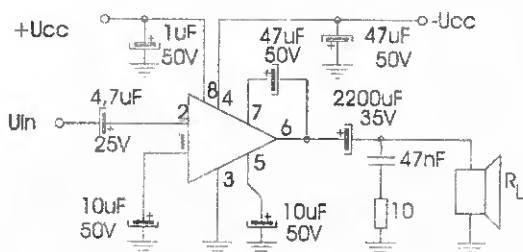


Figura 2.133

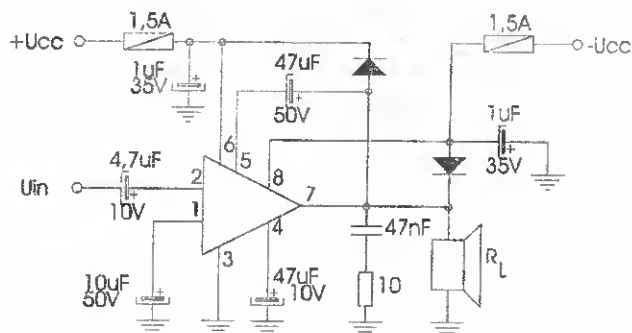


Figura 2.134

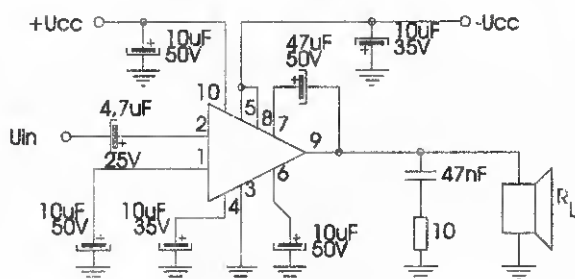


Figura 2.135

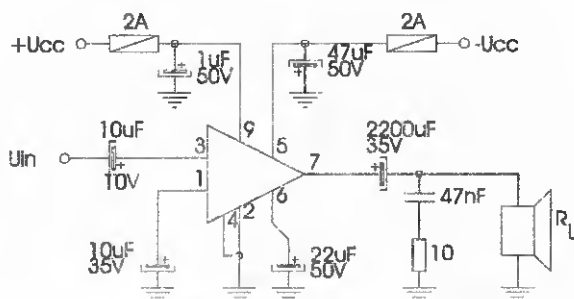


Figura 2.136



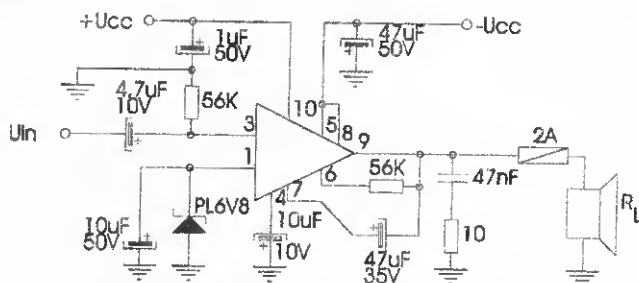


Figura 2.137

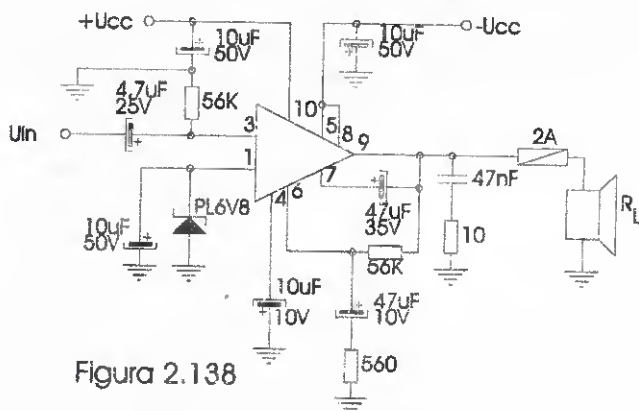


Figura 2.138

### A.A.F. cu C.I. din seria STK

Amplificatoarele de audiofrecvență de putere din seria STK sunt produse ale firmei japoneze Sanyo. Ele sunt realizate în tehnologie hibridă, într-o gamă extrem de largă de produse. Enumerăm doar câteva dintre acestea: STK 020, STK 024, STK 025, STK 027, STK 030, STK 031, STK 035, STK 050, STK 070, STK 075, STK 077, STK 078, STK 080, STK 082, STK 084, STK 085, STK 086, de asemenea STK 413, STK 415, STK 430, STK 437, STK 439, STK 441, STK 443, STK 457, STK 459, STK 460, STK 461, STK 463, STK 465, precum și STK 4017, STK 4019, STK 4021, STK 4023, STK 4024, STK 4025, STK 4026, STK 4028, STK 4030, STK 4036, STK 4038, STK 4040, STK 4042, STK 4048. Din seria STK 4100 enumerăm: STK 4101, STK 4102, STK 4111, STK 4112, STK 4121, STK 4122, STK 4131, STK 4132, STK 4141, STK 4142, STK 4151, STK 4152, STK 4161, STK 4162, STK 4171, STK 4172, STK 4181, STK 4182, STK 4191, STK 4192.

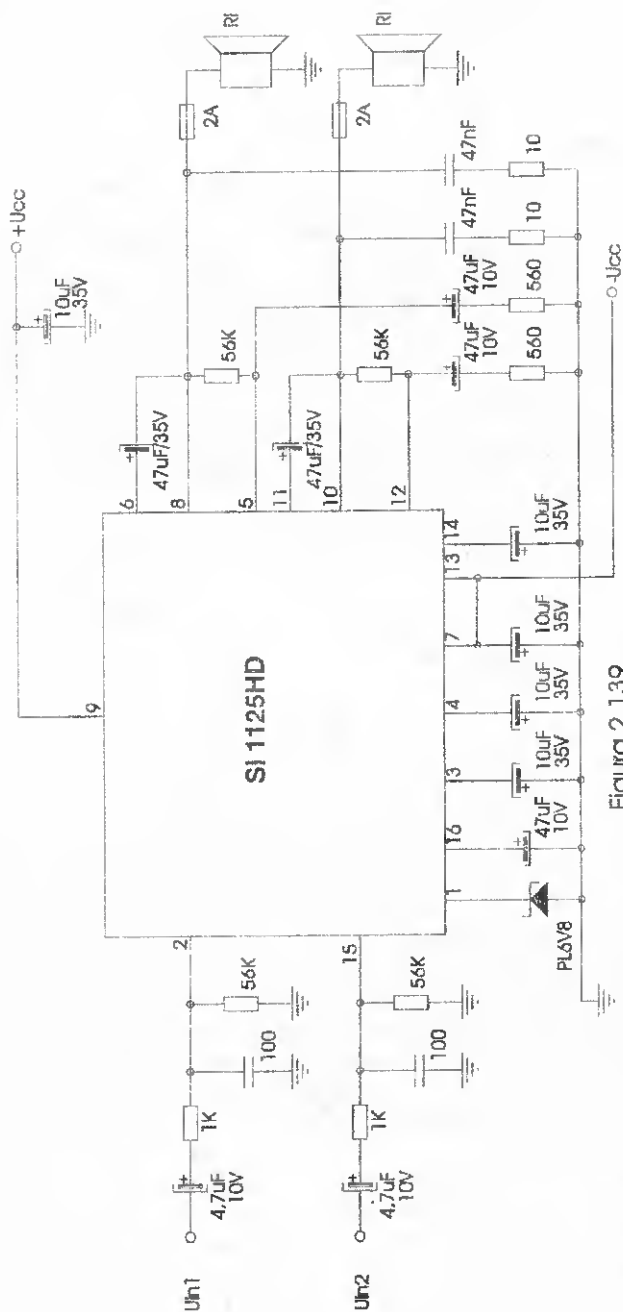


Figura 2.139

Mai putem enumera: STK 4231, STK 4301, STK 4311, STK 4332, STK 4352, STK 4362, STK 4372, STK 4392, STK 4412, STK 4432. Și în cele din urmă: STK 4773, STK 4793, STK 4813, STK 4833, STK 4843, STK 4853, STK 4863, STK 4893, STK 4913.

Numai din această simplă înșiruire se pot vedea diversitatea și întinderea extrem de mare a componentelor acestei familii de amplificatoare de audiofrecvență, de tip STK. Numai acestea ar putea să constituie singurul conținut al unei întregi cărți dedicate A.A.F. Volumul foarte mare de informație pe care l-ar necesita un asemenea demers ne împiedică să le luăm în discuție în această lucrare.

Ne-am propus doar să le amintim, întrucât ele sunt foarte răspândite și apreciate în rândul audiofililor.

### A.A.F. cu C.I. din seria LMXXXX

Seria de amplificatoare de audiofrecvență LMXXXX, realizată de binecunoscuta firmă NAȚIONAL SEMICONDUCTOR, este foarte răspândită pe piața de componente și foarte apreciată de către constructorii amatori sau profesioniști de aparatură electro-acustică.

Nu ne propunem să prezentăm întreaga gamă de aplicații care se pot obține cu C.I. din această serie, ci ne vom opri, în această lucrare, la două extrem de performante produse cu unele dintre ultimele realizări ale firmei: LM 3876 și LM 3886.

În figura 2.140. este prezentată schema unui A.A.F. realizat în principal cu C.I. de tip LM 3876, cu înalte performanțe și o putere de ieșire de 56 W.

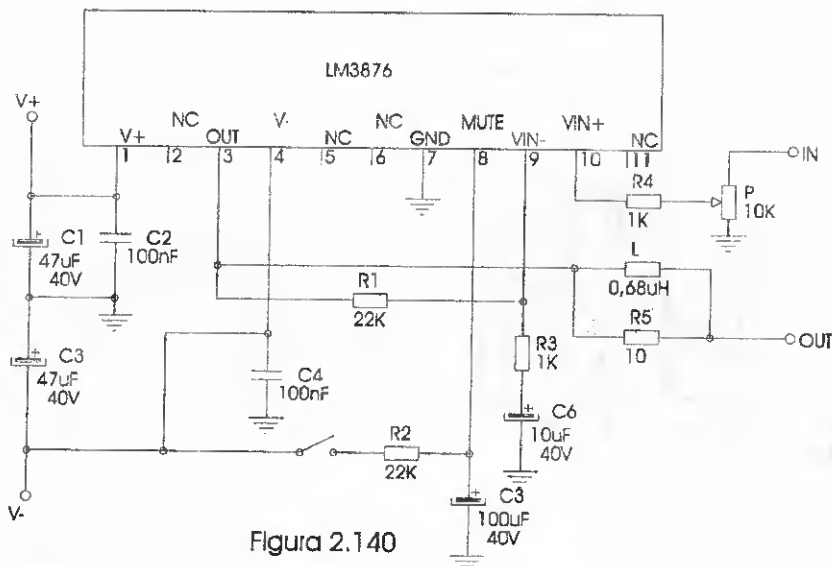


Figura 2.140

Montajul conține extrem de puține componente externe, fiind foarte simplu de realizat și având un gabarit redus. Performanțele muzicale oferite sunt foarte bune, distorsiunile totale (plus zgomotul) nu depășesc 0,1%, într-o plajă de frecvență cuprinsă între 20 Hz și 20 kHz.

Circuitul integrat folosit, de tip LM 3876, este foarte performant, conținând în structura sa internă circuite de protecție la supratensiune, suprasarcină și supraîncălzire. Acest circuit integrat menține un foarte bun raport semnal/zgomot (mai bun de 95 dB), nivelul său de zgomot nedepășind 2 mV. De asemenea, el are inclus un circuit MUTE!

În schema prezentată se poate observa că din potențiometrul P (10 k $\Omega$ ) se poate regla nivelul tensiunii de intrare în amplificator, care se aplică pe pinul 10 al C.I. LM 3876 ( $V_{in}$  + intrare neînversoare), putându-se astfel prescrie nivelul sonor dorit. Rezistorul  $R_4$  limitează curentul pe această intrare a amplificatorului (care are o impedanță de intrare scăzută).

Rezistorul  $R_3$  (de pe intrarea înversoare a amplificatorului), împreună cu  $R_1$ , determină amplificarea în curent alternativ a amplificatorului. Condensatorul  $C_6$  este de reacție negativă, asigurând un câștig unitar (1) în curent continuu. Rezistența  $R_2$  permite punerea în surdină a amplificatorului (MUTE) care îngăduie pinului 8 al C.I. să furnizeze un curent de 0,5 mA, când întrerupătorul K este închis (facilitatea MUTE – scoasă din funcțiune). Condensatorul  $C_5$  asigură o constantă mare de timp pentru cuplarea și decuplarea funcției MUTE. Inductanța L (0,68  $\mu$ H) prezintă o reactanță mare la frecvențe ridicate, astfel încât rezistorul  $R_5$  (10  $\Omega$ ) să poată decupla o sarcină capacitivă, reducând astfel factorul de calitate Q al circuitului rezonant serie (datorat sarcinii capacitive). De asemenea, inductanța L asigură o reactanță scăzută la frecvențele joase, scurtcircuitând rezistorul  $R_5$  și permițând astfel trecerea semnalelor audio spre difuzor (sarcină de 8  $\Omega$ ). Perechile de condensatoare  $C_1$ – $C_3$ ,  $C_2$ – $C_4$  asigură filtrarea tensiunilor de alimentare.

C.I. de tip LM 3876 trebuie să dispună de un radiator de răcire, a cărui suprafață depinde de puterea disipată de circuit, determinată de tensiunea de alimentare a montajului, cuprinsă între  $\pm 12$  V și 40 V, și impedanța sarcinii (8  $\Omega$ ).

În figura 2.141. este prezentat cablajul acestui montaj.

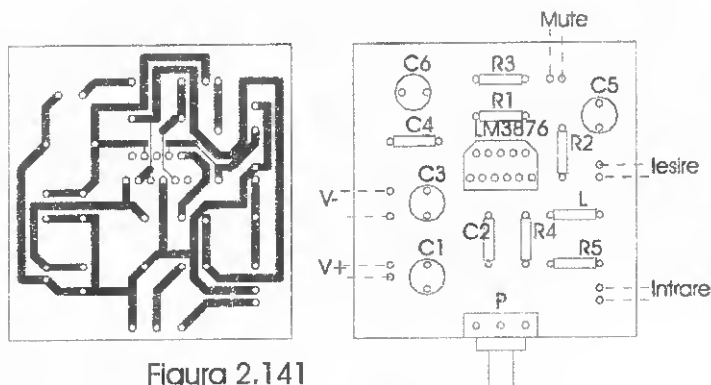


Figura 2.141

O altă schemă practică de amplificator de audiofrecvență extrem de performant, care poate livra 70 W și are avantajul că elimină tendința obișnuită a A.A.F. de a se satură (când se solicită mai multă putere), este prezentată în figura 2.142. Acesta este realizat cu circuitele integrate LM 3886 și LF 356 (sau TL 081, ori alt echivalent JFET).

Amplificatorul prezentat poate livra o putere de ieșire de 70 W pe o sarcină de 4  $\Omega$ , sau de 50 W pe o sarcină de 8  $\Omega$ .

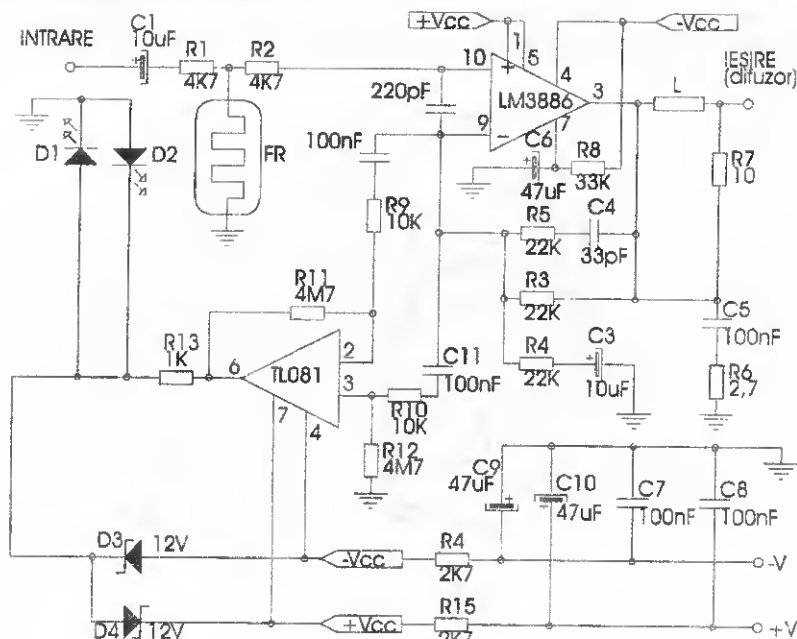


Figura 2.142

Alături de elementele clasice ale unui A.A.F., schema prezentată conține un sistem care poate detecta eventuala saturație a amplificatorului și determina o reducere a nivelului de intrare, pentru a elimina (sau, în orice caz, a micșora) această saturație. Principiul acestui sistem constă în detectarea, cu ajutorul unui amplificator diferențial, a diferenței dintre forma semnalului de intrare și cea a semnalului de ieșire, măsurată la intrarea amplificatorului. Aceasta primește atât tensiunea de intrare, cât și cea de reacție. Intrările sunt izolate față de tensiunile de c.c. prin intermediul unor condensatoare. Rezistențele de reacție negativă, de valoare foarte mare, pot fi utilizate datorită tehnologiei circuitului integrat LF 356 (TL 081), de tip JFET, având curenți de polarizare extrem de reduși (practic nuli).

Ieșirea amplificatorului atacă direct o pereche de diode electroluminiscente (de 3 mm, de înaltă luminozitate), una dintre ele funcționând pentru alternanțele pozitive, cealaltă pentru alternanțele negative. Aceste diode electroluminiscente luminează o fotorezistență a cărei rezistență ohmică scade când gradul de iluminare crește (această parte a montajului reprezintă un fel de optocuplor). Rezistența variabilă șuntează semnalul de intrare. Acest atenuator prezintă totuși dezavantajul că scade sensibilitatea montajului. Cele două diode electroluminiscente (montate una lângă alta) și fotorezistența vor fi plasate la întuneric (într-o încălțată opacă), altfel, în cazul prezenței luminii, se va constata o reducere inacceptabilă a amplificării.

Alimentarea montajului se face cu o tensiune continuă simetrică, obținută (pentru un difuzor de 4  $\Omega$ ) cu ajutorul unui transformator coborător de 120 VA, având 2 x 22 V în secundar și (pentru un difuzor de 8  $\Omega$ ) cu un transformator de 80 VA, furnizând în secundar 2 x 25 V.

Tensiunile alternative din secundar sunt redresate și filtrate cu ajutorul unor condensatoare electrolitice de 4700  $\mu\text{F}$ .

Cablajul montajului (fața placată și cea plantată) sunt prezentate în figura 2.143.

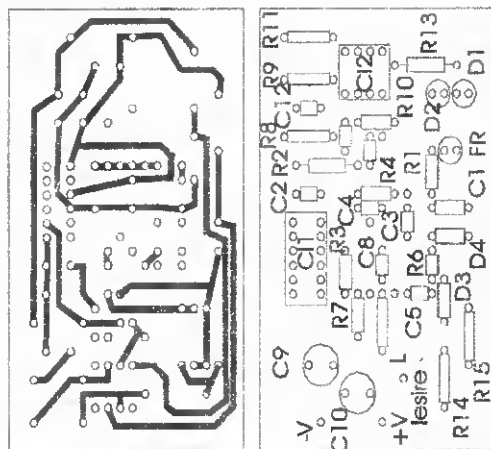


Figura 2.143

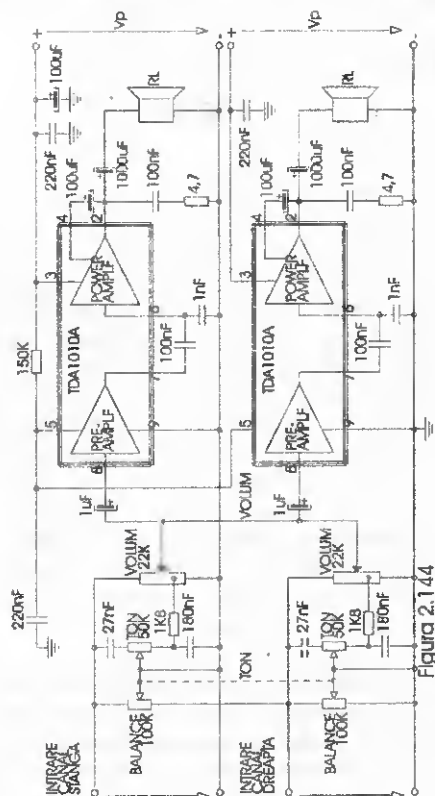


Figura 2.144

## A.A.F. cu C.I. de tip TDA XXXX

Circuitele integrate amplificatoare de joasă frecvență (audiofrecvență) din familia TDA XXXX sunt printre cele mai răspândite și mai performante componente din această categorie.

În lucrarea de față nu au putut fi trecute în revistă toate tipurile de C.I. de tip TDA XXXX, din lipsă de spațiu, ci doar un număr destul de redus dintre acestea, dar (sperăm noi) reprezentativ. Nici tipurile de C.I. prezentate în lucrare nu au fost expuse extrem de amănunțit, ci doar de o manieră practică, care sperăm să fie pe placul constructorului electronist, căruia i se adresează cu predilecție această lucrare.

Un prim tip de astfel de C.I. este TDA 1010 A, care este un amplificator audio, clasă B, de 3,4 W ( $8\Omega$ ) până la 6,4 W ( $2\Omega$ ), sau 6,2 W (pe o impedanță de  $4\Omega$ ), la o tensiune de alimentare cuprinsă între 12 V și 14,4 V. Distorsiunile armonice totale (la 1 W) sunt de 0,2%.

Impedanța de intrare a amplificatorului (pinul 6) este de 20 k $\Omega$ , iar cea a preamplificatorului încorporat (pinul 8) de 30 k $\Omega$ .

Curentul de repaus este de 31 mA (la 14 V), iar sensibilitatea de intrare pentru 5,8 W pe 4  $\Omega$  este de 10 mV.

Intensitatea curentului de vârf de ieșire este de 3 A.

Disipația maximă totală de putere este de 9 W, iar amplificarea (câștigul) totală în tensiune este cuprinsă între 51 și 57 dB.

Răspunsul în frecvență (la -3 dB) este cuprins între 80 Hz și 15 kHz.

Circuitul integrat TDA 1010, produs de firma Philips, se livrează în capsulă de plastic (SOT 110B) cu 9 pini în linie.

O schemă de aplicație cu două astfel de C.I., reprezentând un amplificator stereofonic, este prezentată în figura 2.144.

În figura 2.145. este prezentat un A.A.F. cu o putere de 2 W (pe 4  $\Omega$ ), realizat cu C.I. de tip TDA 1016. Tensiunea de alimentare este cuprinsă între 3,6 V și 15 V (tipic 9 V), iar curentul „consumat” este de circa 10 mA. Amplificatorul prezintă o bandă de frecvență de circa 15 kHz.

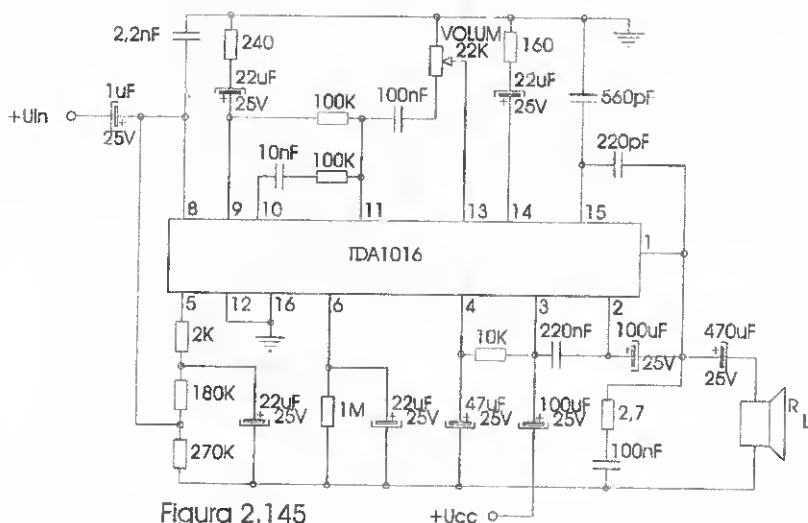


Figura 2.145



Un alt C.I. din această familie este TDA 1510, care este un dublu amplificator audio. Acest integrat poate fi utilizat pentru realizarea unor amplificatoare monofonice (în punte), cum este cel din **figura 2.146.**, sau pentru realizarea unor amplificatoare stereo, ca în **figura 2.147.**

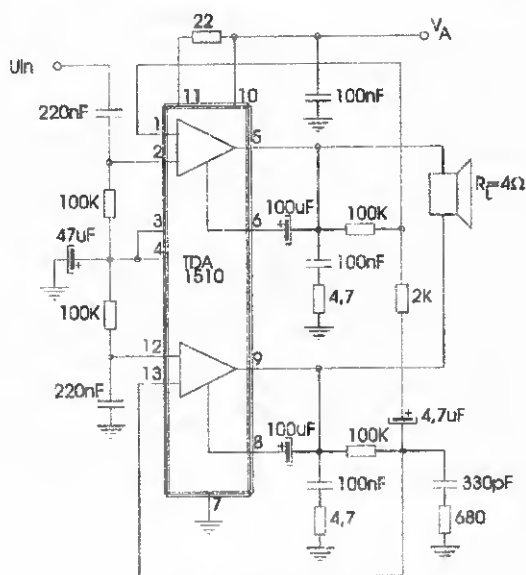


Figura 2.146

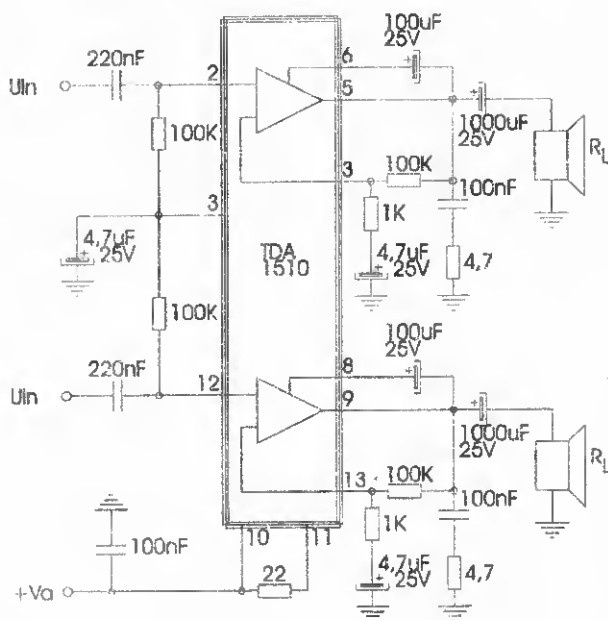


Figura 2.147

Caracteristicile electrice ale unui montaj în punte (mono) sunt următoarele:

- tensiunea de alimentare: 12 V ... 14,4 V;
- puterea de ieșire (pe o sarcină de 4  $\Omega$ ): de la 18 W (distorsiuni totale de 0,5%) până la 24 W (distorsiuni totale 10%);
- rejecția alimentării: 50 dB;
- tensiune de decalaj între ieșiri (pinii 5 și 9): < 50 mV;
- răspunsul în frecvență: 20 Hz ... 20 kHz (63 Hz ... 12,5 kHz la puterea maximă);
- impedanța de intrare: 1 M $\Omega$ .

Caracteristicile electrice ale unui montaj stereofonic sunt următoarele:

- tensiunea de alimentare: 12 V ... 14,4 V;
- puterea de ieșire: 2 x 7 W (pe sarcină de 4  $\Omega$ ), respectiv 2 x 12 W (pe sarcină de 2  $\Omega$ );
- distorsiuni totale maxime: 10%;
- răspuns în frecvență: 40 Hz ... 20 kHz;
- rejecția alimentării: 50 dB;
- separarea între căi: 50 dB;
- impedanța de intrare: 1 M $\Omega$ .

Un alt circuit integrat din această familie, produs de firma Philips, este TDA 1514 A (care este diferit de TDA 1514). În figura 2.148. prezentăm un amplificator audio stereofonic realizat cu două astfel de circuite integrate. Caracteristicile electrice ale acestui amplificator audio de putere, extrem de performant, sunt următoarele:

- puterea sinusoidală de ieșire (pe 4  $\Omega$ ): 2 x 40 W;
- puterea sinusoidală de ieșire (pe 8  $\Omega$ ): 2 x 30 W;

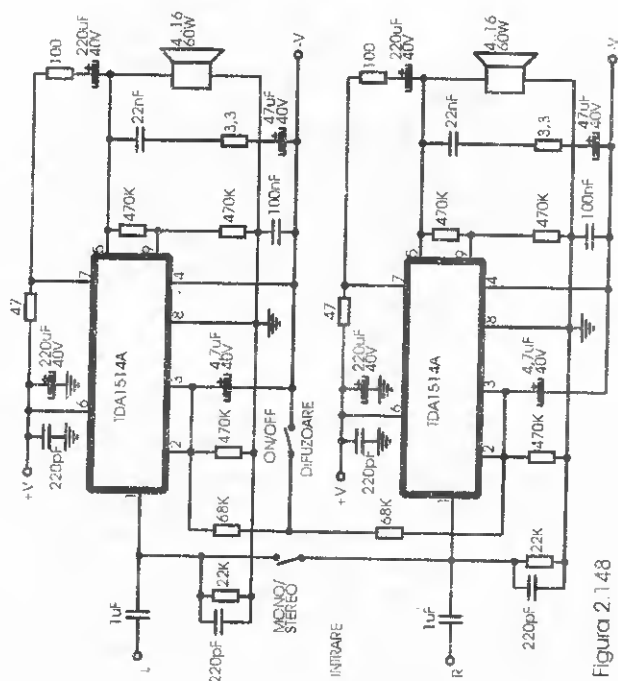
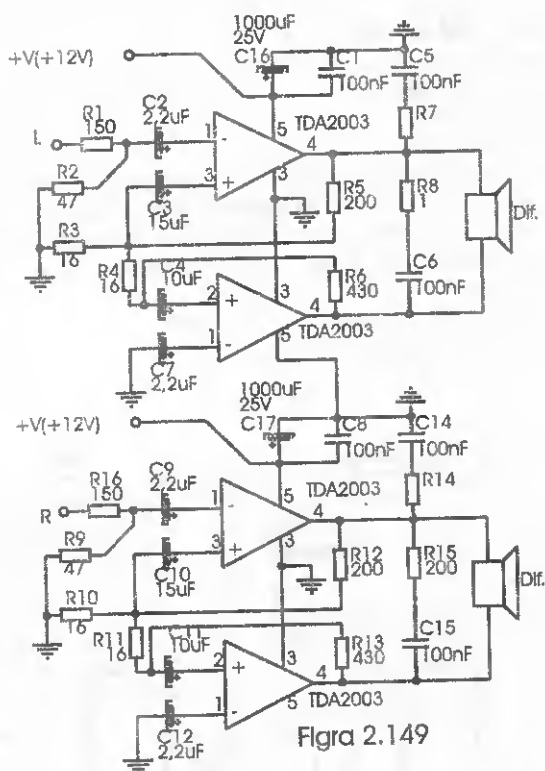


Figura 2.148

- gama de frecvență (pentru 1 W pe 8  $\Omega$ ): 10 Hz ... 65 kHz (la -3 dB);
- distorsiuni armonice totale (THD) și zgomot:
  - la 20 W pe 4  $\Omega$ , 1 kHz: -57 dB;
  - la 20 W pe 8  $\Omega$ , 1 kHz: -58 dB.

Circuitul integrat TDA 1514 A reprezintă un performant amplificator HI-FI (de 50 W) care necesită o tensiune de alimentare (între pinii 6 și 4) de min.  $\pm 10$  V și de max.  $\pm 30$  V.

Un alt montaj practic de amplificator de audio frecvență, având o putere eficace de 2 x 20 W, este cel din **figura 2.149.**, realizat cu ajutorul a patru C.I. de tip TDA 2003, conectate în punte două câte două.



Figra 2.149

Principiul de funcționare al unui montaj în punte constă în atacarea simultană a două amplificatoare, unul cu semnalul direct care trebuie amplificat, iar celălalt cu același semnal defazat cu  $180^\circ$ . Conectând difuzorul între ieșirile celor două amplificatoare, excursia de semnal care atacă difuzorul este dublă (fiecare amplificator în punte furnizând excursia unui amplificator clasic). Dublând tensiunea aplicată difuzorului vom obține o putere majorată de aproape patru ori. Se observă, în acest caz, că sarcina de ieșire a amplificatoarelor (difuzorul) nu este conectată între o ieșire și masă (ca în cazul clasic), ci între două „punte calde”. Este deci necesar ca ieșirile amplificatorului în punte să fie protejate contra scurtcircuitelor la masă.

Cele două canale (stânga și dreapta) sunt identice.

Divizorul rezistiv de la intrare ( $R_1/R_2$ ) are rolul de a adapta intrarea amplificatorului TDA 203 (pinul 1) la nivelul semnalului primit (circa un sfert din valoarea semnalului). Condensatorul  $C_1$  are rolul de a decupla semnalul de intrare și de a evita zgomotele din difuzor la pornire și la oprire.

Montajul prezentat se pretează foarte bine la realizarea unor sonorizări în autovehicul, de aceea alimentarea cu tensiune se va face de la bateria auto. Dacă bateria de acumulatori auto este bine încărcată, tensiunea ei va atinge 13,8 V și nu 12 V. Tensiunea de alimentare a C.I. de tip TDA 2003 are valoarea nominală de 18 V, dar poate atinge (accidental) valori de până la 28 V, fără riscul de distrugere a circuitului integrat.

Integratul TDA 2003 are o bandă de frecvență cuprinsă între 40 Hz și 15 kHz, pentru o sarcină de 4  $\Omega$  și o putere de ieșire de 1 W. De asemenea, TDA 2003 rezistă la inversări ale tensiunii de alimentare, precum și la scurtcircuitări la masă ale ieșirii, ca și la utilizarea unor sarcini inductive (între pinii 4 și 5 ai C.I. se află montată o diodă internă). Grupul  $R_7-C_6$  asigură stabilitatea în frecvență a amplificării. Creșterea valorii lui  $R_7$  sau scăderea valorii lui  $C_6$  determină apariția oscilațiilor.

Cablajul acestui amplificator audio este prezentat în figura 2.150.

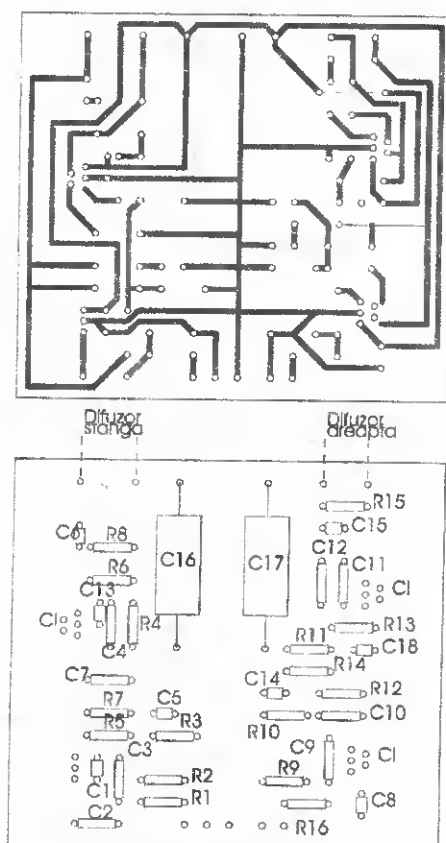


Figura 2.150

Se remarcă faptul că cele patru C.I. de tip TDA 2003 sunt prevăzute cu radiatoare de răcire. Este necesar ca acestea să nu se atingă (să nu facă contact).

Se utilizează două incinte acustice (difuzoare) de 4  $\Omega$ /50 W.

Alte două aplicații de A.A.F. realizate cu C.I. de tip TDA 2005 (TDA 2004) sunt prezentate în **figurile 2.151**, și respectiv **2.152**. Acest C.I. conține un dublu amplificator de joasă frecvență, care poate fi conectat în configurație stereofonică sau monofonică.

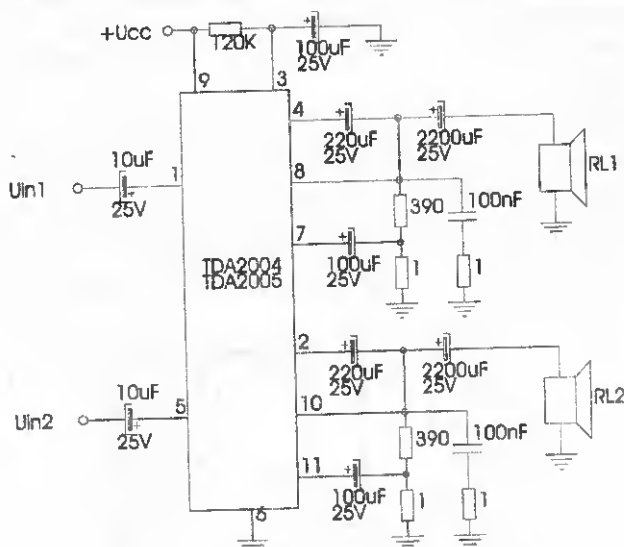


Figura 2.151

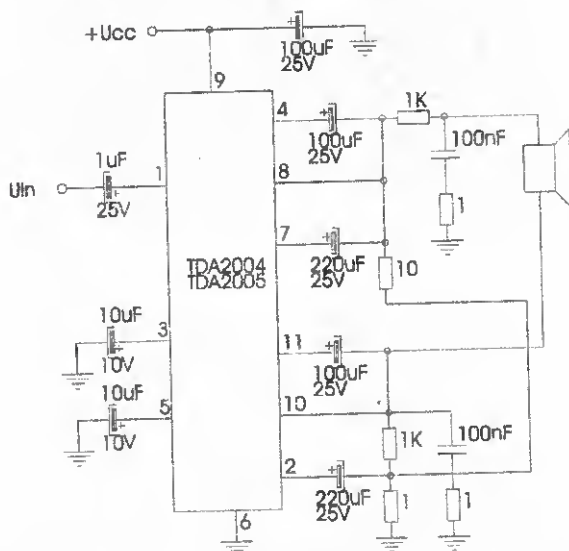


Figura 2.152

Circuitul integrat TDA 2004 (TDA 2005), produs la început de SGS-Ates, iar în prezent de mai multe firme, prezintă următoarele caracteristici electrice.

- tensiunea de alimentare nominală: 14,4 V (6 V min. și respectiv 18 V max.);
- curentul „consumat”: 50 mA;
- rezistența de intrare: 200 k $\Omega$ ;
- puterea totală de ieșire: 2 x 11 W;
- rezistența de sarcină ( $R_L$ ): 1,6  $\Omega$ ;
- gama de frecvență: 15 kHz.

Față de schema clasică de catalog cu două intrări (figura 2.151), în figura 2.153 prezentăm o variantă a acesteia, care utilizează tot două difuzoare la ieșire, dar dispune de o singură intrare. Schema este concepută ținând cont că, în tehnologia actuală a difuzoarelor, nu este posibilă reproducerea în totalitate a spectrului sonor cerut de o audiere de înaltă calitate, cu un singur difuzor. Majoritatea incintelor utilizează de regulă două, trei (uneori chiar mai multe) difuzoare. Fiecare dintre aceste difuzoare va reproduce o bandă de frecvență determinată, repartizarea diverselor frecvențe spre difuzoarele corespundente făcându-se cu ajutorul unor filtre incluse în incintă.

O soluție mai bună, atât în ceea ce privește filtrajul, cât și atacul difuzoarelor, constă în filtrarea semnalelor chiar de la ieșirea lor din preamplificator și montarea unui amplificator de putere înaintea fiecărui difuzor. Incintele care utilizează această tehnică sunt denumite incinte active, dar din cauza prețului de cost mai ridicat sunt mai rare.

Montajul din figura 2.153. prezintă o astfel de mini-incintă activă cu două căi, realizată cu un singur circuit integrat de tipul TDA 2005 și care livrează o putere efice de 8 W.

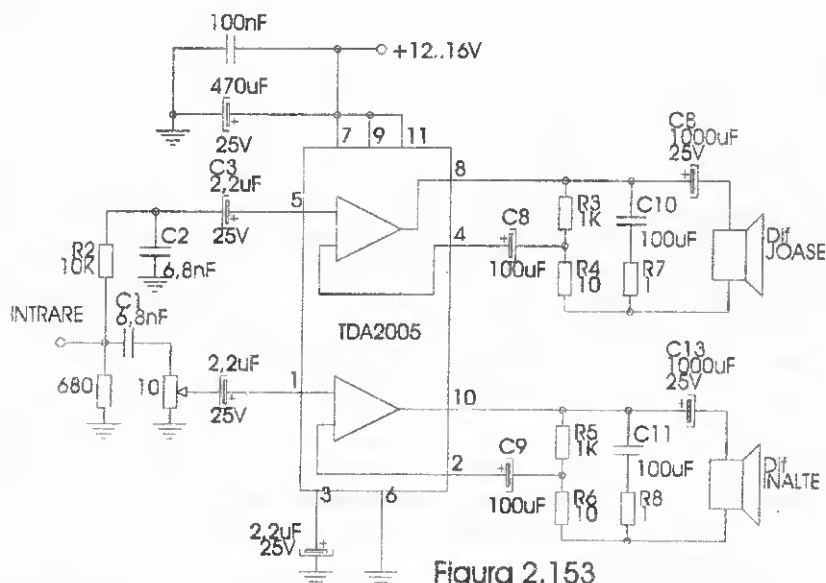


Figura 2.153

Cele două amplificatoare prezintă o amplificare (câștig) în tensiune de 100, dată de raportul între rezistoarele de 10 k $\Omega$  și 10  $\Omega$ . Rețeaua R-C (1  $\Omega$  – 0,1  $\mu$ F)

asigură stabilitatea amplificatoarelor în prezența sarcinilor puternic reactive (permițând conectarea la ieșire a oricăror tipuri de difuzoare).

Intrarea amplificatorului de frecvențe joase (grave) este precedată de un filtru trece-jos, în timp ce amplificatorul de frecvențe înalte este precedat de un filtru trece-sus și un potențiometru. Cu ajutorul acestui potențiometru se face echilibrarea incintelor acustice, întrucât difuzoarele de joase și cele de înalte nu au randamente egale.

Frecvența de tăiere a filtrului este, în acest caz, de 2,3 kHz, dar ea poate fi modificată (în funcție de difuzoarele disponibile), conform relației:  $f_c = \frac{1}{2\pi \times R \times C}$ .

Montajul prezentat se alimentează cu tensiune continuă cuprinsă între 12 V și 16 V (în nici un caz nu se va depăși tensiunea de 18 V).

Cablajul montajului din figura 2.153. este prezentat în figura 2.154.

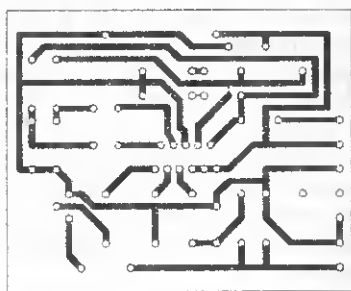
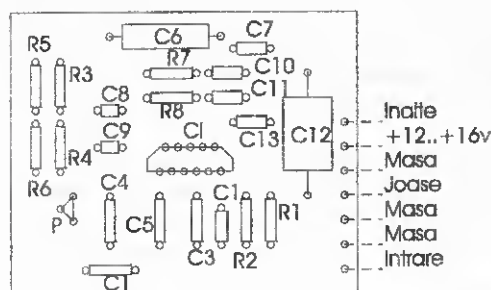


Figura 2.154

Față de schema de utilizare clasică a lui TDA 2004 (TDA 2005), recomandată de catalog și prezentată în figura 2.152., expunem în figura 2.155. o variantă constructivă de amplificator audio cu o putere eficace de 15 W. Amplificatorul este destinat echipării de la bateria autovehiculului, care nu depășește valoarea de 14 V (când acesta se deplasează). Întrucât tensiunea de alimentare este destul de redusă, iar valoarea sarcinii (difuzorului) nu poate coborî prea mult (sub 4 Ω), deoarece în acest caz rezistența cablajului tinde să devină preponderentă, nu se vor putea obține puteri prea mari. Făcând un calcul simplu, putem observa că puterea eficace obținută cu aceste valori va fi de doar 6,2 W (și aceasta teoretic). În vederea creșterii acestei puteri obținute există puține soluții. Una dintre ele (rar folosită, pentru că este scumpă) constă în ridicarea valorii tensiunii bateriei cu ajutorul convertizoarelor statice. O altă soluție, mult mai convenabilă, preluată și de noi în acest montaj, o reprezintă adoptarea unei structuri în H, sau în punte (pe care am prezentat-o deja).

În montajul din figura 2.155. se remarcă faptul că amplificatorul din stânga lucrează ca amplificator neinvertor, iar etajul din dreapta ca inversor. Difuzorul conectat între ieșirile celor două amplificatoare „vede” un semnal de amplitudine egală cu dublul tensiunii de alimentare. În acest mod, puterea furnizată atinge valoarea de 15 W pe o sarcină de 4 Ω, cu distorsiuni mai mici de 1 %.

Cablajul montajului (circuitul imprimat și schema de plantare a componentelor) este dat în figura 2.156.

Sensibilitatea de intrare a amplificatorului este de ordinul a 100 mV (pentru puterea maximă de ieșire). Montajul poate avea la intrare un potențiometru de reglare a sensibilității sau a volumului. Se va alege un potențiometru cu valoarea cuprinsă între 22 kΩ și 47 kΩ (logaritmice).



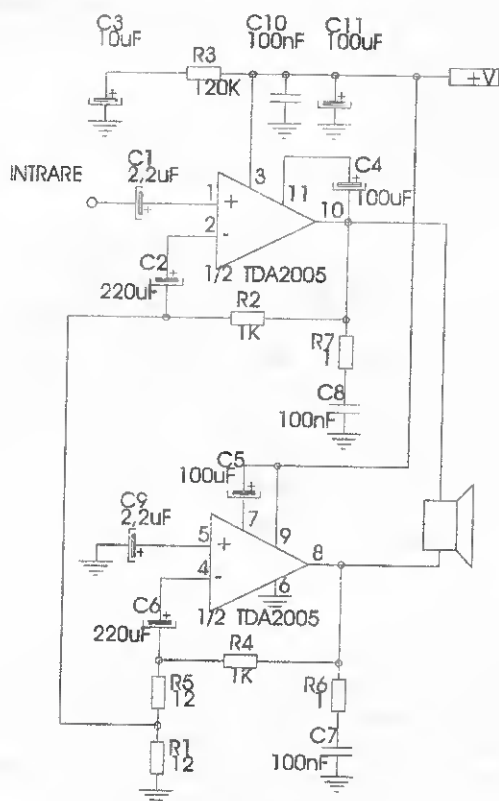


Figura 2.155

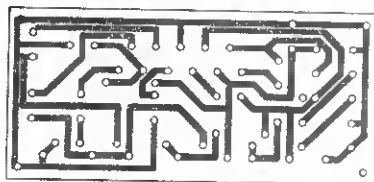
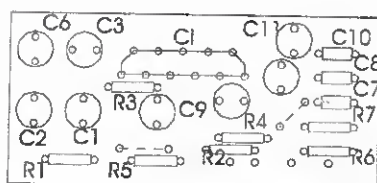


Figura 2.156

Alte circuite integrate cunoscute, având funcția de amplificator de audiofrecvență, a căror schemă de aplicație este prezentată în figura 2.157., sunt TDA 2010 și TDA 2020.

Acestea prezintă următoarele caracteristici electrice:

– tensiune de alimentare

TDA 2010: 14 V nominal (5 V ... 18 V);

TDA 2020: 17 V nominal (5 V ... 22 V);

- curentul absorbit  
TDA 2010: 45 mA;  
TDA 2020: 60 mA;
- puterea totală de ieșire  
TDA 2010: 15 W;  
TDA 2020: 24 W.

Ambele C.I. prezintă o rezistență internă de 5 M $\Omega$ , o bandă de frecvență de 160 kHz și au sarcini de 4  $\Omega$ .

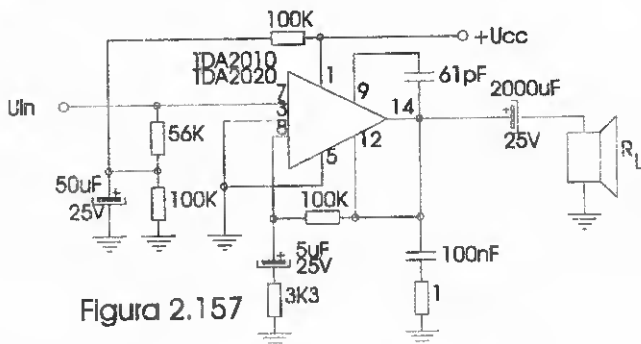


Figura 2.157

Circuitul integrat TDA 2025 este, de asemenea, foarte cunoscut și apreciat de constructorii electroniști. În **figura 2.158**, este prezentată schema unui canal dintr-un amplificator stereofonic realizat cu C.I. de tip TDA 2025 (conținând două canale identice). Tensiunea de alimentare a montajului este cuprinsă între +12 V și 36 V, dar montajul funcționează foarte bine și la tensiuni cuprinse în domeniul 8 V ... 42 V. Atragem atenția să nu se depășească tensiunea maximă admisibilă pentru C.I., care este de 48 V. Curentul furnizat la ieșire este de 4 A.

Circuitul TDA 2025 prezintă o putere maximă de ieșire de 40 W.

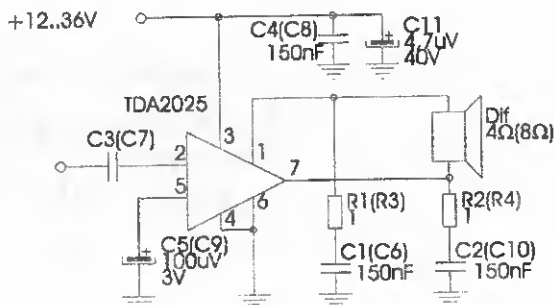


Figura 2.158

Menționăm că la creșterea tensiunii de alimentare trebuie să fie mărită și impedanța sarcinii (a difuzorului). Astfel, la tensiuni de alimentare de până la 22 V se poate utiliza o sarcină cu impedanța de 4  $\Omega$ , iar peste această tensiune (în domeniul 22 V ... 42 V) valoarea rezistenței de sarcină va fi mărită la 8  $\Omega$ .

GAștigul amplificatorului este de 36 dB, deci sensibilitatea sa este destul de bună (cca. 300 mV, cu impedanța de intrare de 10 k $\Omega$ ).

Amplificatorul este protejat la scurtcircuit și supraîncălziri. Eventual, se poate monta un radiator pentru disiparea căldurii C.I.

Circuitele integrate TDA 2030 și TDA 2040 sunt livrate în capsule de tip TO 220/5 pini și prezintă puteri totale de ieșire de 18 W și respectiv 30 W.

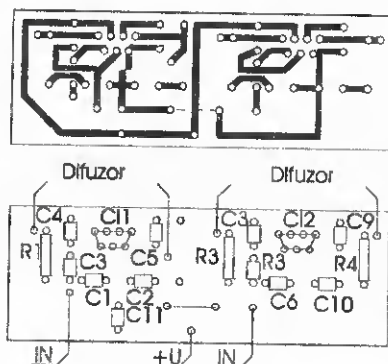


Figura 2.159

O schemă simplă de utilizare (normală) a acestor C.I. este dată în **figura 2.160**. Performanțele realizate cu ajutorul acestui montaj sunt demne de folosirea apelativului HI-FL.

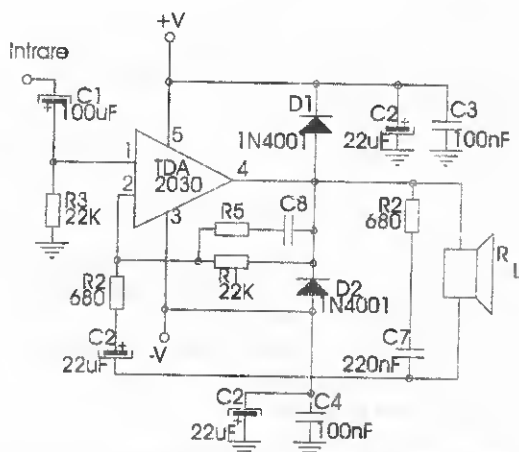


Figura 2.160

Câștigul (amplificarea) montajului este dat de raportul rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  și este fixat (în acest caz) la valoarea 32 (provenită din raportul  $22\text{ k}\Omega/680\ \Omega$ ). Celula  $R_4$ - $C_7$  compensează variațiile impedanței difuzorului în funcție de frecvență și

îmbunătățește stabilitatea circuitului la sarcini complexe (de exemplu, în cazul incintelor conținând numeroase filtre).

Impedanța de intrare a montajului este determinată de valoarea rezistorului  $R_3$  (22 k $\Omega$ ), întrucât cea a circuitului integrat (5 M $\Omega$ ) exercită o influență foarte redusă.

Banda de frecvență este limitată în ceea ce privește frecvențele joase, doar de valoarea condensatorului de intrare  $C_1$  (1  $\mu$ F), care formează împreună cu rezistorul  $R_3$  (22 k $\Omega$ ) un filtru trece-sus. În ceea ce privește frecvențele mari limitarea este dată doar de circuitul integrat TDA 2030.

Dacă apare riscul oscilațiilor, se va monta un condensator de valoare mică în paralel cu rezistorul  $R_1$ , în vederea reducerii benzii de trecere la înaltă frecvență.

Diodele  $D_1$  și  $D_2$  au rolul de a proteja circuitul integrat la apariția unor supratensiuni sau a unor tensiuni de polaritate inversă, apariție care este foarte probabilă ținând cont că difuzoarele reprezintă sarcini puternic inductive.

Dezavantajul acestui montaj constă în necesitatea utilizării unor surse de alimentare simetrice ( $\pm V_{cc}$ ), care nu sunt întotdeauna disponibile.

Montajul din figura 2.161. oferă posibilitatea funcționării cu o alimentare monotensiune. Schema face apel la tradiționalul condensator de ieșire ( $C_4$ ) care, dacă este de valoare suficient de mare, nu limitează prea mult banda de trecere (în special la frecvențe joase).

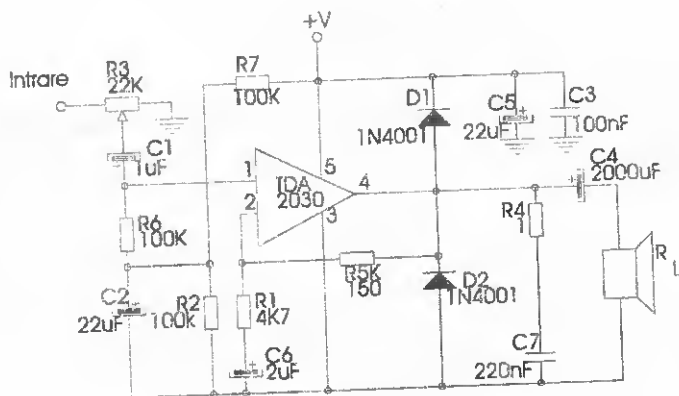


Figura 2.161

În vederea obținerii unei puteri de ieșire mai importante se utilizează un montaj în punte, cu două circuite integrate. Un astfel de montaj realizat cu două C.I. de tip TDA 2040 este prezentat în figura 2.162.

Circuitul integrat TDA 2040, produs mai întâi de către specialiștii firmei SGS-Ates, reprezintă un circuit monolitic în capsulă TO 220 cu 5 pini, capabil să furnizeze o putere de 30 W, să suporte o tensiune de alimentare de  $\pm 22$  V (nominal  $\pm 17$  V) și să livreze sarcinii un curent de 4 A.

Alimentat la o tensiune de 32 V, un circuit integrat poate debita 22 W (eficace) pe o sarcină de 4  $\Omega$ , cu mai puțin de 0,5% distorsiuni.

Circuitul integrat este protejat la absența sarcinii, a scurtcircuitelor la ieșire și a încălzirii excesive. Banda de trecere se întinde de la curent continuu la 100 kHz (la -3 dB), cu distorsiuni armonice totale de sub 0,08% în toată plaja de frecvență 40 Hz ... 15 kHz și de 0,1% la o putere de ieșire de 10 W.

Montajul în punte prezentat în figura 2.162, cu două C.I. de tip TDA 2040, alimentat cu  $\pm 16$  V, oferă o putere eficace de 30 W. Câștigul primului amplificator (cel de deasupra din figură) este dat de raportul rezistențelor  $R_2/R_1$  ( $22\text{ k}\Omega/680\ \Omega$ ), iar cel de-al doilea amplificator (având un câștig unitar) este conectat în configurație de defazor de putere. Acest al doilea amplificator prelevează tensiunea de ieșire a primului amplificator, pe care o adaugă propriei sale tensiuni de ieșire. Rezultatul acestei operații este trimis către intrarea inversoare și trebuie în mod necesar să fie nul, întrucât intrarea neinversoare (+) este conectată la masă. Cele două rezistențe prin intermediul cărora se realizează în sumarea celor două semnale sunt egale ca valoare ( $22\text{ k}\Omega$ ).

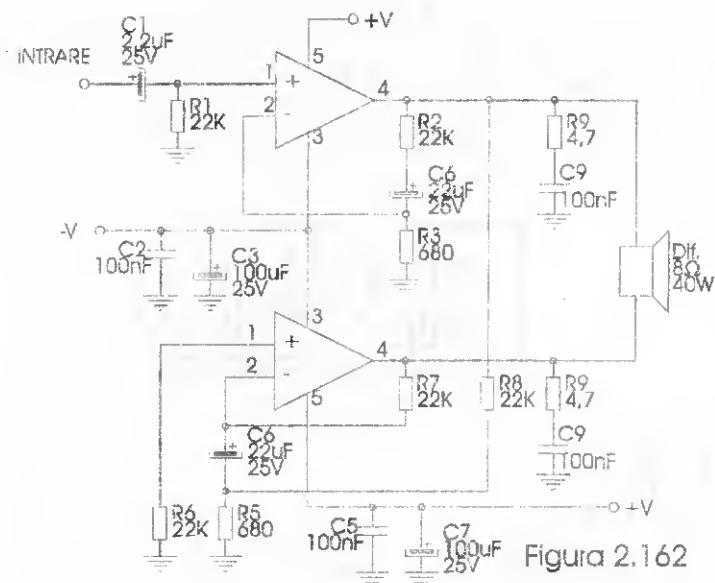


Figura 2.162

În mod teoretic, acest tip de montaj în punte permite obținerea la bornele difuzorului a unei tensiuni duble, deci a unei puteri cvadruple. În realitate, din cauza limitării curentului de ieșire la 4 A în acest caz, nu se poate obține o putere de patru ori mai mare față de cazul clasic, ci doar una dublă, ceea ce este oricum convenabil.

În figura 2.163, este prezentat cablajul acestui amplificator. Se recomandă montarea celor două C.I. (TDA 2040) pe radiatoare de răcire având o suprafață suficientă, căci în caz contrar poate intra în funcțiune protecția internă la supraîncălzire a acestor integrate. Radiatorul va fi comun celor două C.I. pentru ca acestea să se găsească la aceeași temperatură, dar va fi izolat de restul montajului, întrucât pinul 3 al lui TDA 2040 este conectat la partea metalică a capsulei acestuia.

Sensibilitatea montajului prezentat (pentru ca acesta să livreze puterea sa maximă) este de 480 mV, ceea ce îl face compatibil cu orice preamplificator clasic.

Impedanța difuzorului este de 8  $\Omega$ , iar sursa de alimentare trebuie să furnizeze  $\pm 16$  V la un curent de 2 A.

Un micro-amplificator stereofonic realizat cu C.I. TDA 2822 M este prezentat în figura 2.164. Este un montaj clasic, realizat cu unul dintre primele circuite integrate puse pe piață de firma SGS-Thomson.

Circuitul integrat TDA 2822 M, utilizat în acest montaj, este în capsulă cu 8 pini (DIL), spre deosebire de TDA 2822 (fără sufixul M), care are o capsulă cu 14 pini și pentru care, dacă se utilizează, este necesară modificarea cablajului.

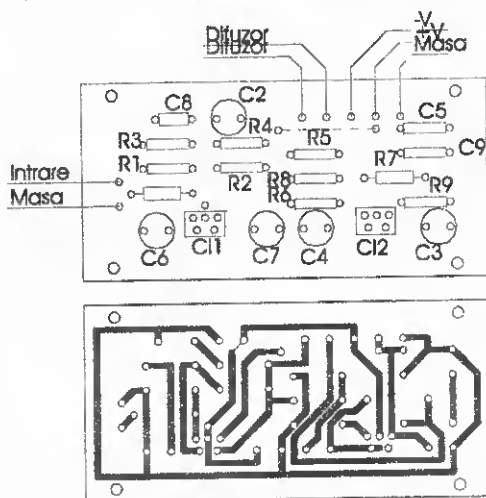


Figura 2.163

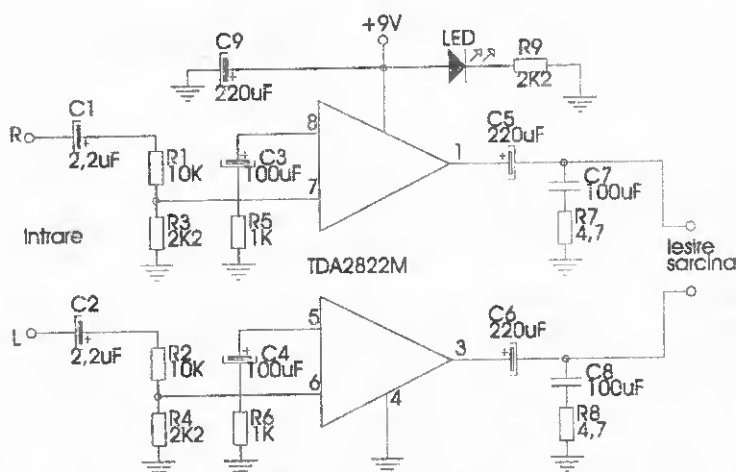


Figura 2.164

Circuitul integrat TDA 2822 M are o amplificare (câștig) foarte mare, ceea ce dă naștere unui zgomot de fond supărător în timpul audierii la cască. Remediu constă în reducerea acestei amplificări prin introducerea la intrările neînversoare ale C.I. (pinii 6 și 7) a unei rezistențe în serie cu condensatorul prevăzut de către fabricant. La ieșire se păstrează celulele Bucherot, care au rolul de reducere a impedanței de sarcină la frecvențe înalte.

Ieșirile amplificatoarelor de putere (pinii 1 și 3) sunt conectate la ieșire prin intermediul unor condensatoare (470  $\mu$ F). Condensatorul  $C_6$  filtrează tensiunea de alimentare.

Montajul se alimentează cu o tensiune de 9 V, eventual de la baterii. Prezența acestei tensiuni este semnalată cu ajutorul diodei electroluminiscente (LED). Deși aceasta consumă energie în timpul funcționării montajului, considerăm că ea este utilă întrucât semnalează prezența montajului sub tensiune.

Circuitul integrat TDA 2822 permite o plajă a tensiunilor de alimentare cuprinsă între 1,8 V și 15 V.

La o tensiune de alimentare de 9 V, cu o sarcină de 32  $\Omega$ , se livrează puterea de 300 mW (cu distorsiuni de 10%), iar cu aceeași tensiune de alimentare, dar cu o sarcină de 8  $\Omega$  (distorsiuni 10%), puterea este de 1 W. Pentru o sarcină de 4  $\Omega$  se obține puterea de 650 mW la o tensiune de alimentare de 6 V, și de 110 mW la o tensiune de 3 V.

Cablajul montajului este dat în figura 2.165.

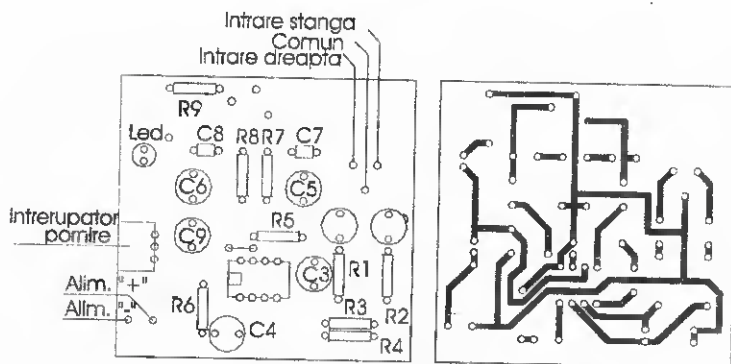


Figura 2.165

Un alt amplificator audio de putere stereo realizat cu C.I. specializate, de tip TDA 4930, TDA 4935, este prezentat în figura 2.166.

Puterea de ieșire totală oferită este de 2 x 10 W pe sarcină de 4  $\Omega$ , iar tensiunea maximă de alimentare este de 32 V. Tensiunea nominală de alimentare a integratelor este de 19 V pentru TDA 4930, și respectiv 24 V pentru TDA 4935.

Circuitul TDA 4930 (TDA 4935) este produs de firma Siemens în capsula 9-SIL.

Un alt montaj de amplificator realizat cu TDA 4930, dar cu o singură intrare și un singur difuzor de ieșire (conectat în punte), este prezentat în figura 2.167.

Este de remarcat numărul mic de componente externe necesar: condensatoarele de intrare, de decuplare, precum și celulele Bucherot ( $R_9$ - $C_{14}$  și  $R_{10}$ - $C_{15}$ ).

Sensibilitatea acestui montaj este de 150 mV, valoare efectivă.



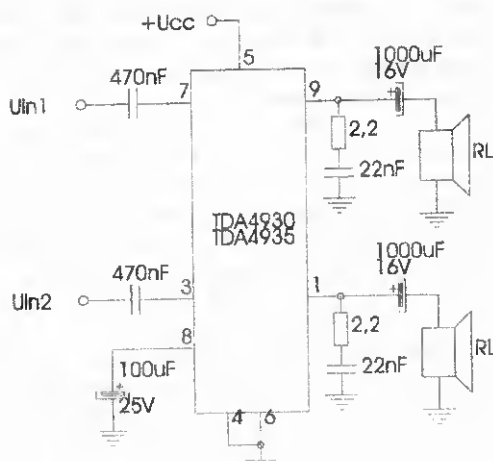


Figura 2.166

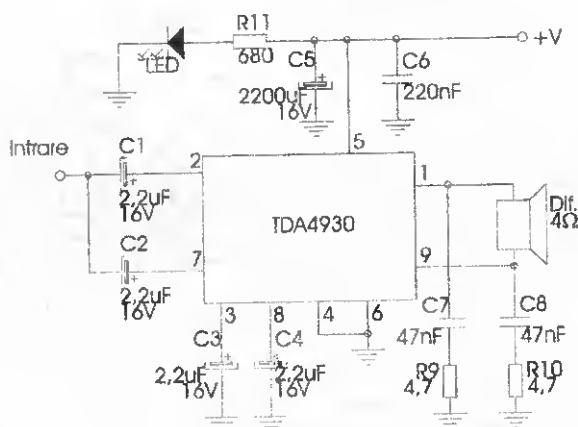


Figura 2.167

Un alt montaj care poate fi folosit în echipamentele auto, reprezentând un booster stereo, are schema de principiu ilustrată în figura 2.168.

Se remarcă prezența a două secțiuni identice, realizate fiecare, în principal, cu circuitul integrat de tip TDA 7241 (TDA 7240 A) produs de firma SGS-Thomson.

C.I. de tip TDA 7240 are o amplificare mai mare, în cazul utilizării nemaifiind necesară utilizarea rezistoarelor:  $R_1$ ,  $R_8$ ,  $R_7$  și  $R_8$ . Modul de conectare în punte al amplificatorului elimină necesitatea unui condensator de ieșire.

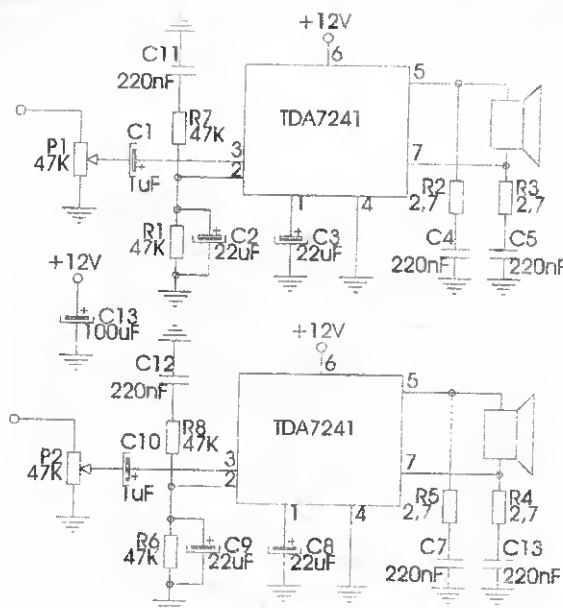


Figura 2.168

Utilizarea rețelelor Bucherot limitează riscul apariției oscilațiilor la ieșire. Semnalul de la intrare se aplică pe un potențiometru, permițând astfel dozarea balansului între cele două canale. Montajul se alimentează cu o tensiune de 12 V, eventual de la bateria auto. Când aceasta este bine încărcată și tensiunea ei atinge 14,4 V, se obține la ieșirea amplificatorului o putere de 15 W (cu un coeficient de distorsiuni mai mic de 1%). Rezistența difuzoarelor folosite este de 4  $\Omega$  (în cazul măririi valorii acestora va scădea puterea obținută la ieșire). Cablajul acestui montaj este prezentat în **figura 2.169**.

Un amplificator de putere HI-FI stereofonic, extrem de performant, este prezentat în **figura 2.170**. Acesta este realizat în principal cu circuitul integrat de tip TDA 7250, produs de firma SGS-Thomson, și cu două perechi de tranzistoare complementare. Circuitul TDA 7250 reprezintă un driver pentru tranzistoare de putere, permițând realizarea cu un număr nu prea mare de componente externe a unui amplificator stereofonic cu o putere de ieșire de 2 x 60 W, eficace pe o sarcină de 8  $\Omega$ , sau de 2 x 100 W eficace pe 4  $\Omega$ , la o alimentare de  $\pm 35$  V.

Alte caracteristici electrice ale acestui amplificator sunt:

- distorsiuni (pentru o putere eficace de 40 W): 0,004% pentru 1 kHz și 0,03% pentru 20 kHz;
- viteză de variație a tensiunii de ieșire: 10 V/ $\mu$ s;
- separația între canale: 75 dB;
- rejectia alimentărilor: 75 dB.

Tensiunea de alimentare a montajului poate varia între  $\pm 10\%$  și  $\pm 35$  V, caracteristicile amplificatorului rămânând neschimbate, cu excepția puterii de ieșire care, evident, variază.

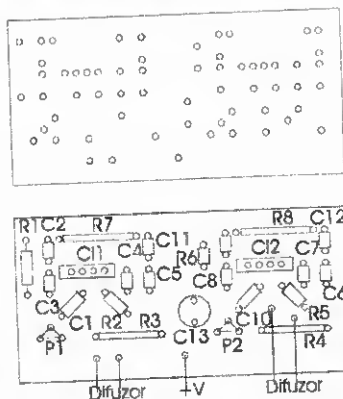


Figura 2.169

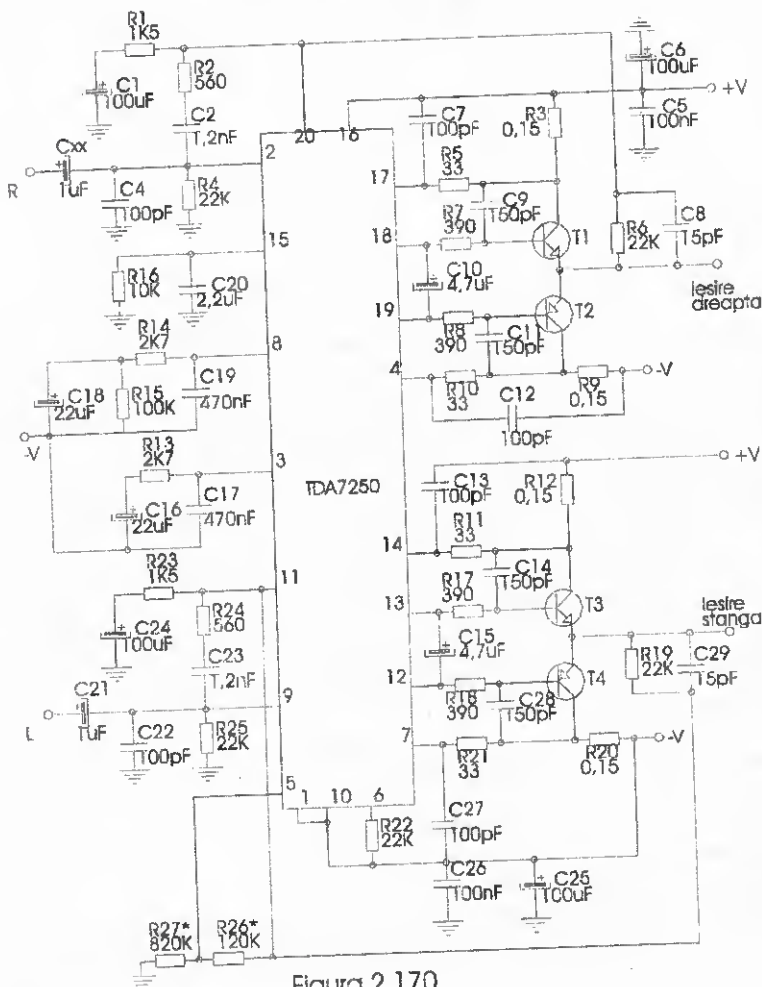


Figura 2.170

Amplificatorul prezentat este protejat la scurtcircuite și suprasarcini la ieșire. Tranzistoarele folosite sunt de tip Darlington,  $T_1$  și  $T_3$  de tip TIP 142 (echivalent cu BDV 65 B, BDV 67 A, BDW 83 C etc.), iar  $T_2$  și  $T_4$  de tip TIP 147 (echivalent BDV 64 B, BDV 66 A, BDW 84 C etc.).

Atenționăm asupra faptului că tensiunea de alimentare a montajului nu trebuie să depășească valoarea  $\pm 45$  V, valoare maxim admisibilă pentru TDA 7250.

De asemenea, trebuie ținut cont de curenții foarte mari „conșumați”, de cca. 5 A (la o putere eficientă de 100 W pe o sarcină de 4  $\Omega$ ), ceea ce impune precauții la realizarea cablajului și a conexiunilor prin conductoare către difuzoare sau tranzistoare (grosimi corespunzătoare).

Circuitul imprimat al montajului și modul de implantare a componentelor sunt prezentate în figura 2.171.

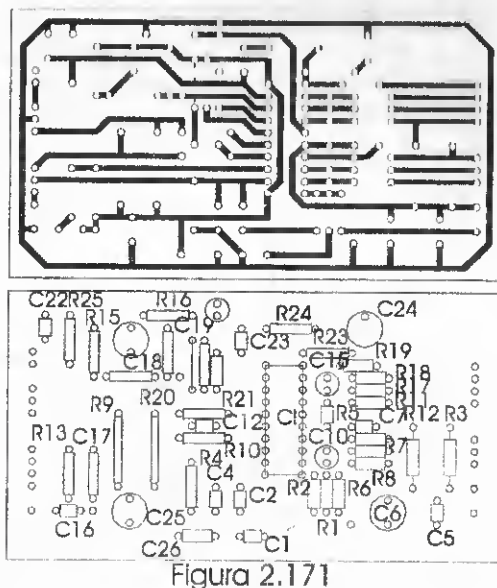


Figura 2.171

Un alt amplificator de joasă frecvență și înaltă fidelitate, realizat cu circuitul integrat specializat de tip TDA 7294, este prezentat în figura 2.172. Acest circuit integrat (TDA 7294), produs de firma SGS-Thomson, admite o plajă foarte largă a tensiunilor de alimentare (de la  $\pm 7$  V la  $\pm 40$  V) și poate furniza un curent foarte important, ceea ce conduce la posibilitatea realizării unui amplificator audio de putere (2 x 70 W pe sarcini de 4  $\Omega$  sau 8  $\Omega$ ).

Circuitul integrat TDA 7294 este livrat în capsula Multiwatt 15 și poartă sufixul V pentru montare verticală și H pentru montare orizontală.

Curentul de repaus este de 30 mA (tipic), iar puterea oferită la ieșire este de 70 W (tipic), cu distorsiuni de 0,5%, pentru o tensiune de alimentare de  $\pm 35$  V la o sarcină de 8  $\Omega$ , sau pentru o tensiune de alimentare de  $\pm 27$  V la o sarcină de 4  $\Omega$ .

În montajul prezentat amplificatorul este monofonic, deci pentru obținerea unui amplificator stereofonic (de 2 x 70 W) se vor construi două montaje identice.

Menționăm că puterea de ieșire se poate mări, în mod artificial, până la 85 W, păstrând tensiunea de alimentare și sarcina, dar distorsiunile cresc până la 10%.



De aceea, se preferă o putere mai redusă (70 W), dar cu distorsiuni foarte mici (0,4%). Se poate obține o reducere și mai drastică a factorului de distorsiuni (THD) la 0,08% la 20 Hz, lucru care implică micșorarea puterii de ieșire la 55 W, dar această intervenție nu este necesară din punctul de vedere al calității audiției.

Deși circuitul integrat TDA 7294 este prevăzut din construcție cu protecții termice, este totuși bine să se monteze siguranțe fuzibile la ieșirile etajului de putere. Protecția termică internă intervine la o temperatură de prag de 145°C, moment în care circuitul trece în starea MUTE, iar apoi, când temperatura atinge 150°, în starea STAND-BY.

Amplificatorul dispune, de asemenea, de funcțiile MUTE și STAND-BY condensate (la pinii 9 și 10) de către o tensiune externă de +5 V. Comutarea circuitului în aceste stări, ca și revenirea, se produc fără ca nici cel mai mic zgomot să se audă în difuzor. Grupul  $R_1-R_2-R_3-C_5-C_6$  determină timpul de întârziere cu care se aplică funcția de MUTE și STAND-BY.

Câștigul montajului prezentat este de 30 dB (valoare recomandată de fabricant). Acesta se fixează cu ajutorul grupului rezistiv  $R_4$  (680  $\Omega$ ) și  $R_5$  (22 k $\Omega$ ). Rezistorul  $R_6$  determină impedanța de intrare a amplificatorului. Se recomandă ca valoarea sa să fie egală cu cea a rezistenței de reacție  $R_5$  (ambele având 22 k $\Omega$ ).

Condensatorul  $C_3$ , de cuplaj pentru semnalul de intrare, are valoarea critică (1  $\mu$ F), schimbarea valorii sale determinând modificarea frecvențelor redade de amplificator.

Condensatorului de reacție  $C_4$  (22  $\mu$ F) nu trebuie să i se modifice valoarea, în caz contrar vor fi afectate frecvențele joase.

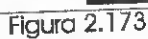
Foarte importantă pentru buna funcționare a amplificatorului este decuplarea tensiunilor de alimentare. Condensatoarele electrolitice de filtraj  $C_{12}$  și  $C_{14}$  vor avea valori cât mai mari (10.000  $\mu$ F/63 V). Câte două condensatoare nepolarizate de câte 4,7  $\mu$ F pe fiecare tensiune ( $C_7$ ,  $C_{11}$  și respectiv  $C_{10}$  și  $C_{13}$ ) precum și câte unul de 100 nF ( $C_8$  și  $C_9$ ) vor asigura o bună decuplare.

Cele două tensiuni diferențiale sunt asigurate de către blocul de alimentare format dintr-un transformator de rețea (de preferință toroidal) cu două înfășurări secundare (de 24 + 25 V fiecare) și o punte redresoare. În primarul transformatorului se montează o siguranță fuzibilă. Puntea de diode poate fi integrată sau realizată cu patru diode discrete (care trebuie să suporte fiecare un curent de 10 A). În paralel, pe diode se montează condensatoare (cu valoarea de 100 nF/100 V) pentru decuplare.

Semnalul de intrare al amplificatorului de putere prezentat, furnizat de către un preamplificator, se aplică prin intermediul potențiometrului de dozaj P (22k $\Omega$ ). Difuzoarele utilizate (8  $\Omega$ ) trebuie să suporte o putere de 100 W.

Cablajul montajului și schema de plantare a componentelor sunt date în figura 2.173.

O a doua aplicație cu C.I. de tip TDA 7294 este prezentată în figura 2. 174. și reprezintă un montaj în punct. Această schemă utilizează, evident, două astfel de circuite integrate. De remarcat numărul extrem de redus de componente externe folosite pentru un montaj cu asemenea performanțe, dintre care cele mai importante constau în puterea foarte mare obținută la ieșire cu tensiuni de alimentare relativ joase și valoarea mare a puterii furnizate chiar la sarcini cu impedanță ridicată (16  $\Omega$ ).





Amplificatorul în punte cu două C.I. de tip TDA 7294 poate furniza o putere de 150 W, pe o sarcină de 8  $\Omega$ , cu o tensiune de alimentare de  $\pm 25$  V, sau o putere de 170 W pe o sarcină de 16  $\Omega$ , cu o tensiune de alimentare de  $\pm 35$  V.

Pentru a se limita distorsiunile la valoarea de cel mult 0,1% ne vom mulțumi cu o putere de ieșire de 110 W pe o sarcină de 8  $\Omega$ , cu o tensiune de alimentare de  $\pm 25\%$  și respectiv cu o putere de 130 W pe o sarcină de 16  $\Omega$ , cu o tensiune de  $\pm 35$  V. Puterile menționate sunt puteri eficace.

În sfârșit, un ultim amplificator de audio frecvență realizat cu C.I., prezentat în această lucrare, este cel din figura 2.175.

Acesta este realizat cu C.I. specializat de tip TDA 7370, produs de SGS-Thomson, montat în configurație stereo, asigurând o putere de ieșire de 2 x 17 W. Se remarcă simplitatea deosebită a schemei (numărul extrem de redus al componentelor externe).

Dacă amplificatorul se utilizează în autovehicule și se alimentează cu o tensiune de 14 V, poate furniza o putere maximă de 22,5 W, pe o sarcină de 4  $\Omega$ .

C.I. de tip TDA 7370 se folosește nu numai la instalațiile de sonorizare, ci, în general, la echipamentele audio HI-FI.

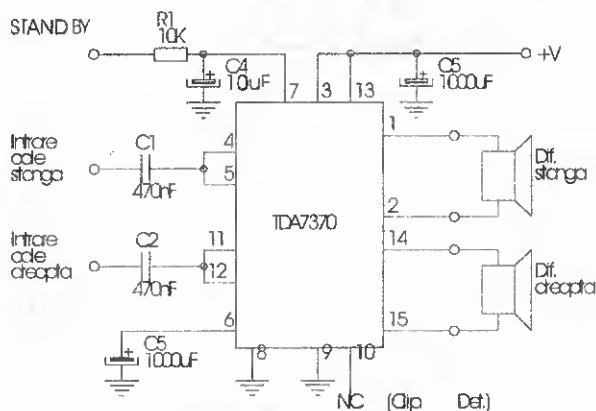


Figura 2.175

Pinul 7 al C.I. se va conecta, prin intermediul grupului R1-C4 care asigură o constantă de timp (STAND-BY) la plusul alimentării sau la masă; în primul caz amplificatoarele interne circuitului sunt conectate în câteva secunde de la apariția tensiunii de alimentare, iar în cel de-al doilea caz totul rămâne deconectat, integratul primind numai un curent redus de repaus, de circa 80 mA.

Cablajul acestui amplificator este dat în figura 2.176. Este necesar ca C.I. de tip TDA 7370 să fie montat pe un radiator de răcire.

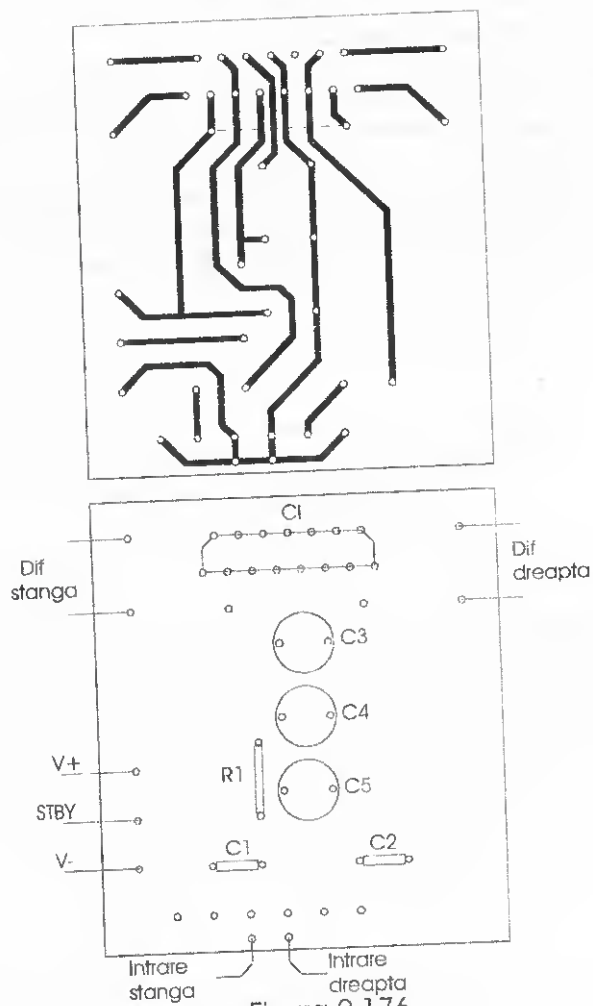


Figura 2.176

# LISTA CUPRINZÂND CELE 101 MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE AUDIO DE PUTERE

## A. AMPLIFICATOARE AUDIO CU TUBURI

1. 3 W (fig. 2.2)
2. 3 W (fig. 2.4)
3. 4 W (fig. 2.5)
4. 4 W (fig. 2.6)
5. 6 W (fig. 2.7)
6. 8 W (fig. 2.8)
7. 8 W (fig. 2.10)
8. 10 W (fig. 2.11)
9. 10 W (fig. 2.12)
10. 12 W (fig. 2.13)
11. 12 W (fig. 2.14)
12. 25 W (fig. 2.15)
13. 30 W (fig. 2.17)

## B. AMPLIFICATOARE AUDIO CU TRANZISTOARE

14. 5 W (fig. 2.19)
15. 10 W (fig. 2.20)
16. }
17. } 10-50 W (fig. 2.21-2.23)
18. }
19. 15 W (fig. 2.29)
20. 18 W (fig. 2.30)
21. 20 W (fig. 2.31)
22. 20 W (fig. 2.32)
23. 20 W (fig. 2.35)
24. 25 W (fig. 2.36)
25. 25 W (fig. 2.37)
26. 32 (55)W (fig. 2.38)
27. 35 W (fig. 2.39)
28. 35 W (fig. 2.40)
29. 40 W (fig. 2.41)
30. 40 W (fig. 2.42)
31. 40 W (fig. 2.44)
32. 40 W (fig. 2.45)
33. 40 W (fig. 2.46)
34. 50 W (fig. 2.47)
35. 50 W (fig. 2.48)
36. 50 W (fig. 2.49)

37. 50 W (fig. 2.50)
38. 60 W (fig. 2.51)
39. 60 W (fig. 2.52)
40. 75 W (fig. 2.53)
41. 80 (120) W (fig. 2.54)
42. 100 W (fig. 2.55)
43. 100 W (fig. 2.56)

## C. AMPLIFICATOARE AUDIO CU TRANZISTOARE ȘI C.I.

44. 5 W (fig. 2.64)
45. 5 W (fig. 2.65)
46. 10 W (15, 20 W) (fig. 2.66)
47. 12 W (15 W) (fig. 2.67)
48. 20 W (fig. 2.70)
49. 25 W (fig. 2.71)
50. 25 W (fig. 2.72)
51. 25 W (fig. 2.73)
52. 30 W (fig. 2.75)
53. 30 W (fig. 2.77)
54. 40 W (fig. 2.78)
55. 40 W (fig. 2.83)
56. 50 W (fig. 2.87)
57. 60 W (fig. 2.89)
58. 70 W (fig. 2.92)
59. 80 W (fig. 2.95)
60. 100 W (fig. 2.96)
61. 200 W (fig. 2.97)

## D. AMPLIFICATOARE AUDIO CU C.I. SPECIALIZATE

62. ROB151 (fig. 2.99)
63. TBA790T, TCA150T (fig. 2.101)
64. TBA790T, TCA150T (fig. 2.102)
65. TBA800 (fig. 2.104)
66. TBA810S (AS) (fig. 2.105)
67. TBA810S (fig. 2.106)
68. 2 x TBA810S (AS) (fig. 2.109)
69. TBA820M (fig. 2.111)
70. TBA820M (fig. 2.112)
71. A210K (fig. 2.113)

- |   |                                       |
|---|---------------------------------------|
| 72. A211D (fig. 2.114)                      | 87. TDA2003 (fig. 2.149)              |
| 73. A211D (fig. 2.115)                      | 88. TDA2004/5 (fig. 2.151)            |
| 74. A2000Vm, A2005Vm (fig. 2.116)           | 89. TDA2004/5 (fig. 2.152)            |
| 75. A2000V, A2005 V (fig. 2.117)            | 90. TDA2005 (fig. 2.153)              |
| 76. UL 1481 - 1405 (fig. 2.118)             | 91. TDA2004 (fig. 2.155)              |
| 77. UL 1461 (fig. 2.119)                    | 92. TDA 2010/20 (fig. 2.157)          |
| 78. UL 1490 - 1498 (fig. 2.120, fig. 2.121) | 93. TDA2025 (fig. 2.158)              |
| 79. K174YHXX (fig. 2.122 - 2.132)           | 94. TDA2030 (fig. 2/160, fig. 2.161)  |
| 80. GI1000 (fig. 2.133 - 2.139)             | 95. TDA2040 (fig. 2.162)              |
| 81. LM3876 (fig. 2.140)                     | 96. TDA2822 (M) (fig. 2.164)          |
| 82. LM3886 (fig. 142)                       | 97. TDA4390 (fig. 2.166, fig. 2.167)  |
| 83. TDA1010 (fig. 2144)                     | 98. TDA 7240 (41) (fig. 2.168)        |
| 84. TDA 1016 (fig. 2.145)                   | 99. TDA7250 (fig. 2.170)              |
| 85. TDA1510 (fig. 2.146 și 2.147)           | 100. TDA7294 (fig. 2.172, fig. 2.174) |
| 86. TDA1514 (fig. 2.148)                    | 101. TDA7370 (fig. 2.175)             |

TA2025 -12.-  
K1H 7343AP. 9.

## BIBLIOGRAFIE

1. Barna A. – *Amplificatoare operaționale*, Ed. Tehnică, București, 1974.
2. Bărbat B., Pesură Gh. ș.a. – *Amplificatoare de audiofrecvență*, Ed. Tehnică, București, 1972.
3. Bițolu A., ș.a. – *Practica electronistului amator*, Ed. Albatros, București, 1964.
4. Bodea M., Vătășescu, A. ș.a. – *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. 1–4. Ed. Tehnică.
5. Bulucea C., Vais M. ș.a. – *Circuite integrate liniare*, Ed. Tehnică, București, 1975.
6. Ciugudean M. – *Proiectarea unor circuite electronice*, Ed. Facla, Timișoara, 1983.
7. Ciugudean M. ș.a. – *Circuite integrate liniare. Aplicații*. Ed. Facla, Timișoara, 1986.
8. Csabai D. – *Tehnica sonorizării*, Ed. Tehnică, București, 1983.
9. Dascălu D., Turic L. ș.a. – *Circuite electronice*, Ed. Didactică și Pedagogică 1981.
10. Dragu I., Iosif I. – *Amplificatori operaționali*, Ed. Militară, București 1981.
11. Feștilă L., Simion E. ș.a. – *Amplificatoare audio și sisteme muzicale*, Ed. Dacia, 1990.
12. Găzdaru D., ș.a. – *Îndrumar pentru electroniști. Radio și televiziune*, Vol. 1., Ed. Tehnică, București, 1987.
13. Hull M.D. – *Audio amplifier systems*, Philips 1972.
14. Iosif I.M. – *Radiofonie pentru tineret*, Ed. Militară, București 1986.
15. IPRS – Băneasa – *Circuite integrate liniare – Catalog*, 1981.
16. Lozaneanu St., ș.a. – *Memoratorul radiotehnicianului*, Ed. Junimea, Iași 1985.
17. Markus, J. – *Electronic Circuits Manual*, McGraw Hill, 1971.
18. Marian E. ș.a. – *Montaje electronice de vacanță*, Ed. Albatros, 1988.
19. Marian E. – *Scheme și montaje de audiofrecvență* – Ed. Tehnică, 1992.
20. Miron C. – *Introducere în circuite electronice*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1983.
21. Ponner I. – *Electronică industrială*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1972.
22. Răpeanu R. ș.a. – *Circuite integrate analogice, Catalog*, Ed. Tehnică, București, 1983.
23. Radu O. – *Componențe electronice pasive*, Ed. Tehnică, București, 1984.
24. Ristea I. – *Montaje electronice cu circuite integrate*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca 1986.
25. Simion E. ș.a. – *Montaje electronice cu circuite integrate*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1986.
26. Schlet Z. ș.a. – *Semiconductoare și aplicații*, Ed. Facla 1981.
27. Stanomir D. – *Sisteme electroacustice, Câmpul, radiația și transducția*, Ed. Tehnică, București, 1984.
28. Vătășescu, A., ș.a. – *Circuite cu semiconductoare în industrie*, Ed. Tehnică, București, 1971.

29. \*\*\* Colecția revistei *Tehnum* 1980–1998.
30. \*\*\* Colecția revistei *Le Haur-Parleur* (Franța), 1970–1984.
31. \*\*\* Colecția revistei *Radio (fosta URSS)* 1972–1987.
32. \*\*\* Colecția revistei *Audio Magazine* (Anglia) 1968–1987.
33. \*\*\* Catalogul revistei *Audio Magazine* (Anglia) 1968–1987.
34. Colecția revistei *ELEKTOR* – 1980–1997.
35. \*\*\* Catalogul firmei *DUAL*, 1989.
36. \*\*\* **Danci E. și Turuta E.** – *Catalog. Circuite integrate amplificatoare de putere în audiofrecvență*. Chișinău, 1993.
37. **Turuta E.** – *Amplificatoare audio de putere. Catalog de circuite integrat – Seria Miraj*, Virginia, 1998.
38. **Horia Cârstea** – *Amplificatoare audio de putere. Catalog* – Book Division RET Electronic, Timișoara.
39. Colecția revistei *Electronique Pratique*.
40. Colecția revistei *Radio-Român* 1994–1998.

## CUPRINS

**„ELECTRONICA APLICATĂ“ la cel de-al 3-lea titlu**

<b>1. CONSIDERAȚII TEORETICE .....</b>	<b>7</b>
1.1. Etajele funcționale din componența amplificatorului de audio frecvență de putere .....	7
1.2. Clase de funcționare ale etajului final din amplificatorul de audiofrecvență de putere .....	12
1.3. Puterea livrată de amplificatorul de audiofrecvență .....	19
1.4. Distorsiuni neliniare în amplificatoarele de audiofrecvență ....	20
1.5. Verificarea amplificatorului de audiofrecvență de putere .....	28
<b>2. MONTAJE PRACTICE DE AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ .....</b>	<b>33</b>
2.1. Amplificatoare audio cu tuburi electronice .....	33
2.2. Amplificatoare audio cu tranzistoare .....	56
2.3. Amplificatoare audio cu tranzistoare și circuite integrate ....	127
2.4. Amplificatoare audio cu circuite integrate .....	178
<b>BIBLIOGRAFIE .....</b>	<b>237</b>



**Redactor:**  
**Tehnoredactor coordonator:**  
**Tehnoredactare computerizată:**

**Corina Tăbăraș**  
**Adrian Militaru**  
**Mariana Voica**

**Culegere text:**

**Luminița Gavrilă**  
**Ștefania Nută**

**Grafica:**



**AT GRAPHIQUE**

- PUBLICITATE • RECLAMĂ •
- PREGĂTIREA FORMEI •
- selecție de culoare • TIPAR •

București • Bd. Ficusului nr. 42 A  
TEL: 679 69 10 • 094 64 19 52