

AMPLIFICATOR AUDIO DE PUTERE

Acest capitol prezintă principalele aspecte ale proiectării amplificatoarelor audio de putere. Se pornește de la o temă de proiectare care stabilește schema bloc a amplificatorului și principalii parametri ai amplificatorului. După proiectarea etajului final, pilot, diferențial, a protecției termice și la scurtcircuit sunt analizate stabilitatea și amplificarea stabilită de rețeaua de reacție negativă.

2.1 TEMA DE PROIECTARE

Tema de proiectare se referă la un amplificator de audiofrecvență de mare putere realizat dintr-un etaj de ieșire în clasă B polarizat cu ajutorul etajului pilot care lucrează în clasă A. Pentru asigurarea unui curent mare de ieșire tranzistoarele finale sunt realizate din două tranzistoare în conexiune darlington.

Amplificarea în tensiune și adaptarea cu sursa de semnal de intrare este realizată cu ajutorul etajului de intrare de tip diferențial care lucrează de asemenea în clasă A. Amplificarea globală a amplificatorului este stabilită prin intermediul reacției negative.

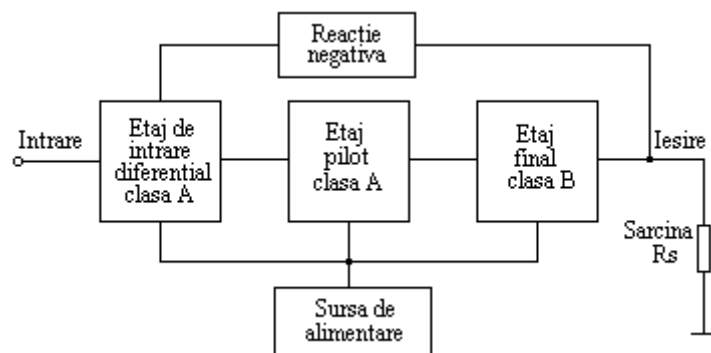


Figura 2.1-1. Schema bloc a amplificatorului audio de putere

2.2 SETURI DE DATE DE INTRARE

Principalii parametri ai amplificatorului audio de putere sunt:

- Puterea nominală pe sarcină P_S (W)
- Rezistența de sarcină R_S (Ω)
- Rezistența de intrare R_i ($K\Omega$)
- Amplificarea în tensiune A_V (-)

Sursa de alimentare va asigura următorii parametri:

- Curentul maxim I_{OM} (A)
- Rezistența de ieșire maximă R_{OM} (Ω)
- Tensiunea de alimentare este 220Vac \pm 10%

Tabelul 2.2-1. Seturi de date de intrare pentru proiectare

Nr.	Amplificator				Sursă de alimentare	
	P_S (W)	R_S (Ω)	R_i ($K\Omega$)	A_V (-)	I_{OM} (A)	R_{OM} (Ω)
1	60	2	30	8	7,7	2,6
2	60	3	35	9	6,3	3,8
3	60	4	40	10	5,5	4,9
4	60	5	45	11	4,9	6,0
5	50	3	30	12	5,8	3,9
6	50	4	35	8	5,0	5,0
7	50	5	40	9	4,5	6,1
8	50	6	45	10	4,1	7,2
9	40	4	30	11	4,5	5,1
10	40	5	35	12	4,0	6,3
11	40	6	40	8	3,7	7,4
12	40	7	45	9	3,4	8,5
13	30	5	30	10	3,5	6,4
14	30	6	35	11	3,2	7,6
15	30	7	40	12	2,9	8,7
16	30	8	45	8	2,7	9,8
17	20	6	30	9	2,6	7,9
18	20	7	35	10	2,4	9,1
19	20	8	40	11	2,2	10,2
20	20	9	45	12	2,1	11,4

Setul de date utilizate pentru exemplificare

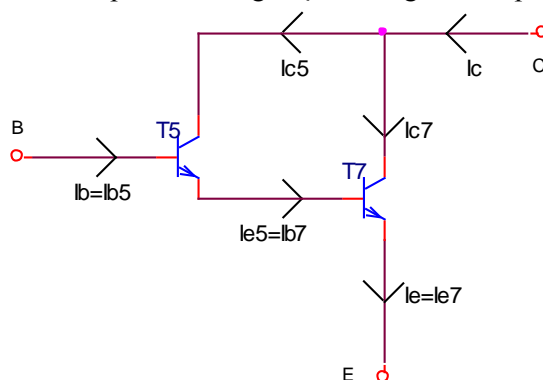
Pentru proiectarea etajelor amplificatorului audio de putere a fost utilizat setul de parametri următor:

Tabelul 2.2-2. Setul de date utilizate pentru exemplificare

Nr.	Amplificator				Sursă de alimentare	
	P_S (W)	R_S (Ω)	R_i (K Ω)	A_V (-)	I_{OM} (A)	R_{OM} (Ω)
3	60	4	40	10	5,5	4,9

2.3 ETAJUL FINAL

Este realizat cu două tranzistoare bipolare complementare în conexiune colector comun. Deoarece tehnologia bipolară este axată pe tranzistore de putere de tip npn și pentru creșterea amplificării în curent a etajului final se utilizează pentru cele două tranzistoare finale de putere configurații darlington de tip npn și pnp.

**Figura 2.3-1.** Configurație darlington de tip npn

Considerăm T_5 și T_7 în regim activ normal RAN.

$$\left. \begin{array}{l} V_{BE} = V_{BE5} + V_{BE7} > 0 \\ >0 \quad >0 \end{array} \right\} \Rightarrow \text{RAN}$$

$$V_{CE} = V_{CE7} = V_{CE5} + V_{BE7} > 0$$

Pentru $I_{CB0} = 0 \Rightarrow$

$$I_C = I_{C5} + I_{C7} = \beta_{F5} I_{B5} + \beta_{F7} I_{B7} = \beta_{F5} I_{B5} + \beta_{F7} I_{E5} =$$

$$\begin{aligned}
 &= \beta_{F5} I_{B5} + \beta_{F7} \frac{\beta_{F7} + 1}{\beta_{F7}} I_{C5} = \beta_{F5} I_{B5} + \beta_{F7} \frac{\beta_{F7} + 1}{\beta_{F7}} \beta_{F5} I_{B5} = \\
 &= \beta_{F5} I_{B5} \left(1 + \beta_{F7} \frac{\beta_{F7} + 1}{\beta_{F7}} \right) = \beta_{F5} I_B \left(1 + \beta_{F7} \frac{\beta_{F7} + 1}{\beta_{F7}} \right) \\
 \\
 &\beta_F = \frac{I_C}{I_B} = \beta_{F5} \left(1 + \beta_{F7} \frac{\beta_{F7} + 1}{\beta_{F7}} \right) \approx \beta_{F5} + \beta_{F7} \approx \beta_{F5} \cdot \beta_{F7}
 \end{aligned}$$

Principalii parametri ai configurației Darlington de tip npn sunt:

$$\beta_F \approx \beta_{F7} \beta_{F5} = \text{mare} \quad \text{avantaj}$$

$$h_{11} = \frac{V_{BE}}{I_B} = \frac{V_{BE5} + V_{BE7}}{I_{B5}} = h_{11T5} + 1 + \beta_{F5} h_{11T7} = \text{mare} \quad \text{avantaj}$$

$$V_{CE, \text{Saturație}} = V_{CE7, \text{Saturație}} = \text{nu se modifică} \quad \text{avantaj}$$

$$V_{BE} = 2V_{BE5} = 2V_{BE7} = \text{mare} \quad \text{dezavantaj}$$

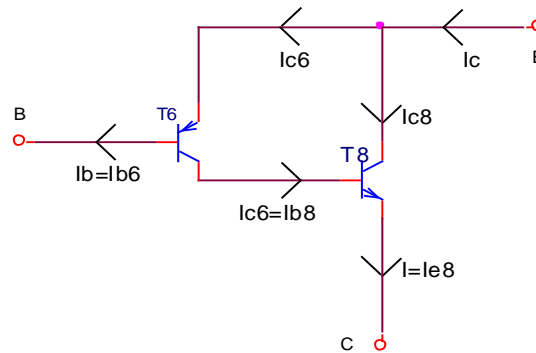


Figura 2.3-2. Configurație darlington de tip npn

Considerăm T_1 și T_2 in RAN.

$$\left. \begin{aligned} V_{EB} &= V_{EB6} > 0 \\ V_{EC} &= V_{CE8} = V_{EC6} + V_{BE8} > 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{RAN}$$

Pentru $I_{CB0} = 0 \Rightarrow$

$$\begin{aligned}
 I_C &= I_{E8} = (\beta_{F8} + 1) I_{B8} = (\beta_{F8} + 1) I_{C6} = \\
 &= (\beta_{F8} + 1) \beta_{F6} I_{B6} = (\beta_{F8} + 1) \beta_{F6} I_B
 \end{aligned}$$

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} = (\beta_{F8} + 1) \beta_{F6} \approx \beta_{F8} \beta_{F6}$$

Principalii parametri ai configurației Darlington de tip pnp sunt:

$\beta_F \approx \beta_{F8} \beta_{F6} = \text{mare}$	avantaj
$h_{11} = h_{116} = \text{nu se modifică}$	avantaj
$V_{EB} = V_{EB6} = \text{nu se modifică}$	avantaj
$V_{EC} = V_{CE8} = V_{EC6} + V_{BE8} = \text{mare}$	dezavantaj

Când T_6 se saturează se pierde controlul lui I_{C6} prin I_{B6} iar I_{C6} se închide prin joncțiunea BE a lui T_8 care rămâne în RAN. \Rightarrow

$$V_{EC, \text{Saturație}} = V_{EC6, \text{Saturație}} + V_{BE8} = 0,2 + 0,6 = 0,8V$$

Tehnologia bipolară standard este orientată pe fabricarea tranzistoarelor de tip npn care au conducție verticală și au factorul de amplificare în curent $\beta_F = \text{mare}$ ($100 \div 200$). Tranzistoarele pnp sunt de tip lateral cu conducție orizontală sau tranzistor de substrat cu conducție verticală având β_F mic.

În practică se folosesc configurațiile darlington cu rezistență în paralel cu joncțiunea bază-emitor a tranzistorului bipolar de putere de tip npn (R_{26} și R_{27}). Rolul acestor rezistențe este următorul:

- La funcționarea în clasă „B” în repaus curentul prin T_7 este mic iar curentul de baza va fi și el mic. La curenți mici de colector pentru T_5 amplificarea în curent a tranzistoarelor are o cădere pronunțată \Rightarrow amplificarea este redusă \Rightarrow reacția negativă va fi inefficientă asupra neliniarității curbei de transfer.
- La îmbinarea caracteristicilor tranzistoarelor complementare apar distorsiuni de trecere (cross-over) și pentru micșorarea acestora se face o polarizare inițială în regim static al tranzistoarelor. Rezistența R_{26} mărește curentul de colector al tranzistorului T_5 în regim de repaus deoarece la I_{C7} mic, $h_{11, T7}$ e foarte mare și cea mai mare parte a curentului dat de T_5 trece prin R_{26} și astfel T_5 lucrează la curenți acceptabili cu β_{F5} suficient de mare. La curent de colector mare pentru T_7 , $h_{11, T7}$ scade exponențial și R_{26} se poate neglija.
- Rezistența R_{26} permite evacuarea sarcinii stocate prin circulația unui curent invers de bază în perioada corespunzătoare blocării $\Rightarrow R_{26}$ îmbunătățește funcționarea la frecvențe înalte, dar nu elimină efectele dacă frecvența de lucru e mai mare ca f_β .

Puterea disipată de tranzistorii finali T₇, T₈

Puterea maximă ce se poate obține la ieșire este:

$$P_0 = E_C \cdot I_{CM}$$

E_C este tensiunea de alimentare pentru un tranzistor final

I_{CM} este curentul de colector maxim al tranzistorilor finali

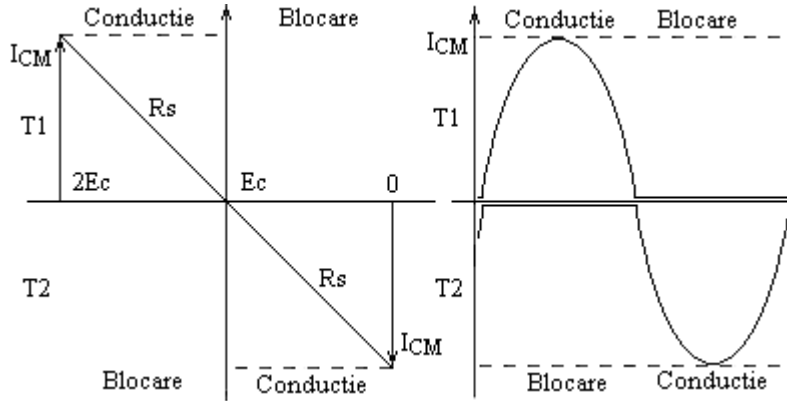


Figura 2.3-3. Diagramele de funcționare a etajului final în contratimp

Puterea absorbită de la sursa de alimentare este:

$$P_a = 2E_C \cdot I_{med}$$

I_{med} este curentul mediu absorbit de la sursă

$$I_{med} = k \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{CM} \cdot \sin \frac{2\pi}{T} t dt = k \frac{I_{CM}}{\pi}$$

k este factorul de utilizare a tensiunii de alimentare

$$P_a = 2E_C \cdot I_{med} = 2E_C \cdot k \cdot \frac{I_{CM}}{\pi} = \frac{2k}{\pi} \cdot P_0 = 0,636 \cdot k \cdot P_0$$

Puterea nominală pe sarcină are expresia:

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot (k \cdot I_{CM})^2 = \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot k^2 \cdot I_{CM}^2 = 0,5 \cdot k^2 \cdot P_0$$

R_s este rezistența de sarcină

Puterea disipată de tranzistorii finali este:

$$P_{d(T_7+T_8)} = P_a - P_u = (0,636k - 0,5k^2) \cdot P_0$$

$$\text{Randamentul } \eta = \frac{P_s}{P_a} = \frac{0,5 \cdot k^2 \cdot P_0}{0,636 \cdot k \cdot P_0} = 0,785 \cdot k$$

Derivând expresia puterii disipate de tranzistorii finali în raport cu $k \Rightarrow$ puterea disipată maximă pe tranzistorii finali $P_{d \max(T_7+T_8)}$ la $k=0,636$.

Pentru $k = 0,636 \Rightarrow$

$$P_{d \max(T7+T8)} = [0,636^2 - 0,5 \cdot (0,636)^2] \cdot P_0 = 0,2 \cdot P_0$$

Pentru un singur tranzistor final

$$P_{d \max T7,T8} = \frac{1}{2} \cdot (0,636 \cdot k - 0,5 \cdot k^2) \cdot P_0, \text{ pentru } k=0,636 \Rightarrow$$

$$P_{d \max T7,T8} = 0,1 \cdot P_0$$

Dimensionarea componentelor etajului final

Pentru dimensionarea componentelor etajului final se impun condițiile:

- Puterea nominală pe sarcină P_s la o frecvență convenabilă, respectiv 1kHz (din setul de date utilizate pentru exemplificare $P_s=60$)
- Impedanța de sarcină nominală la 1kHz are caracter predominant rezistiv R_s (din setul de date utilizate pentru exemplificare $R_s=4\Omega$)

1. Determinarea valorilor de vârf ale curentului și tensiunii pe sarcină

$$P_s = \frac{I_s^2 \cdot R_s}{2} = \frac{I_s \cdot V_s}{2} \Rightarrow I_s = \sqrt{\frac{2 \cdot P_s}{R_s}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 60}{4}} = 5,4A$$

$$V_s = R_s \cdot I_s = 4\Omega \cdot 5,4A = 21,92V \approx 21,6V$$

2. Se admite o pierdere de putere de maxim 10% pe rezistențele de emitor R_{28} și R_{29}

$$R_{28} = R_{29} = 0,39\Omega < 0,1 \times 4\Omega$$

toleranță $\pm 5\%$

Căderea maximă de tensiune pe R_{28} , R_{29} este

$$V_{R_{28}} = V_{R_{29}} = R_{28} \cdot I_s = 2,1V$$

$$P_{dR_{28},R_{29}} = \frac{I_s \cdot V_{R_{28}}}{4} = 2,9W \quad (\text{valoare medie, } T_7, T_8 \text{ lucrează}$$

în clasă B). Se aleg R_{28} și R_{29} de 3W.

3. Se alege rezistența pentru circuitul de protecție la suprasarcină

$$R_{30} = 0,1\Omega$$

$$V_{R_{30}} = R_{30} \cdot I_s = 0,5V$$

$$P_{dR_{30}} = \frac{I_s \cdot V_{R_{30}}}{2} = 1,5W \quad \text{Se alege } R_{30} \text{ de 2W.}$$

4. Se aleg tranzistorii finali

S-a optat pentru tranzistori finali bipolari de putere de tip BDY 26 (183T2) având următorii parametri:

$$\begin{array}{lll} P_{tot} = 87,5W & V_{CE0}, V_{CER} = 180V & I_C = 6A \\ h_{21E} = 20 \div 180 \text{ (la } I_C = 2A) & V_{BE} < 1V & V_{CES} = 0,6V \\ f_{Tmin} < 10MHz \end{array}$$

P_{tot} este puterea totală disipată

V_{CE0} este tensiunea colector emitor cu baza în gol

V_{CER} este tensiunea colector emitor cu rezistență specificată între bază și emitor

I_C este curentul de colector

h_{21E} este factorul de amplificare în curent static în conexiunea emitor comun

V_{BE} este tensiunea bază emitor

V_{CES} este tensiunea colector emitor în saturație

f_{Tmin} este frecvența de tăiere minimă

5. Verificarea la străpungere a tranzistorilor finali

$$E_C \leq 0,9V_{CER}, \quad E_C = 27V \leq 162 = 0,9 V_{CER}$$

6. Determinarea tensiunii reziduale pe darlingtonul npn

$$V_{rez} = V_{CEST5} + V_{BET7max}$$

În cazul cel mai defavorabil:

$$\beta_{T7,T8} = 20 \Rightarrow I_{BT7,T8} = \frac{I_{CT7,T8}}{\beta_{T7,T8}} = \frac{I_S}{\beta_{T7,T8}} = \frac{5,4A}{20} = 270mA$$

În funcție de $I_{BT7,T8}$ se aleg T_5 și T_6 (BD 139, BD 140)

Pentru BD 139, $V_{CEST5} \approx 0,5V \Rightarrow V_{rez} = 0,5 + 1 = 1,5V$

7. Determinarea tensiunii de alimentare

$$E_C \geq V_S + V_{R30} + V_{R28} + V_{rez} = 25,7V = E_C'$$

Se alege $E_C = 27V > E_C'$

8. Calculul energetic al tranzistorilor finali

$$P_0 = E_C \cdot I_{CM} = E_C \cdot I_S = 145W$$

$$k = \frac{E'_C}{E_C} = \frac{25,7}{27} = 0,95$$

$$P_a = 0,636 \cdot k \cdot P_0 = 87,6W$$

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot k^2 \cdot P_0 = 65,4W$$

$$P_d = P_a - P_s = 22,2W$$

(Puterea disipată pe T_7 și T_8)

Puterea disipată pe un tranzistor final este maximă pentru $k=0,636$ este

$$P_{d\max T_7} = P_{d\max T_8} = 0,1 \cdot P_0 = 14,5W$$

În cazul nostru pentru $k=0,95$ puterea disipată pe un tranzistor final este

$$P_{dT_7, T_8} = 0,5 (0,636k - 0,5 k^2) P_0 = 11W$$

$$\eta = 0,785 \cdot k = 0,75$$

9. Dimensionarea rezistențelor R_{26}, R_{27}

Se aleg $R_{26}, R_{27} = 39\Omega$, toleranță $\pm 5\%$

$$I_{CMT5} = I_{BMT7} + I_{R26} = I_{BMT7} + \frac{V_{BEMT7}}{R_{26}} = 270mA + \frac{1V}{39\Omega} \approx 300mA$$

I_{CMT5} este curentul de colector maxim al tranzistorului T_5

I_{BMT7} este curentul de bază maxim al tranzistorului T_7

V_{BEMT7} este tensiunea bază emitor maximă a tranzistorului T_7

10. Estimarea sarcinii dinamice pentru T_5, T_6

$$R_{ST5} = [h_{11T7} + \beta_{T7} (R_s + R_{30} + R_{28})] \parallel R_{26}$$

$$h_{11T7} = \frac{V_{BEMT7}}{I_{BT7}} \cong 3,3 \Omega$$

$$R_{ST5} = (3,3 + 20 \cdot 4,49) \parallel 39 = 27,5 \Omega$$

11. Calculul energetic al tranzistorilor complementari

$$P_0 = I_{CMT5} \cdot E_C = 0,3 \cdot 27 = 8,1W$$

$$P_{d\max} = 0,1P_0 = 0,81W$$

Tranzistoarele BD 139 și BD 140 corespund, având următorii parametri:

$$V_{CE0} = 80V \quad I_C = 1A \quad P_{tot} = 12,5W$$

$$V_{CER} = 100V \quad I_{CM} = 1,5A \quad f_T = 50MHz$$

$$V_{EB0} = 5V \quad I_B = 0,2A \quad R_{thj-C} \leq 10^\circ C$$

$$h_{21E} = 50 \div 200 \quad T_j = 150^\circ C$$

12. Calculul frecvenței de tăiere

$$\omega_T = \beta_0 \cdot \omega_\beta \Rightarrow$$

$$\text{Pentru } T_7 \text{ și } T_8 \quad f_\beta \geq 100 \div 500 \text{ kHz}$$

$$\text{Pentru } T_5 \text{ și } T_6 \quad f_\beta \geq 0,35 \div 1,25 \text{ MHz}$$

2.4 ETAJUL PILOT

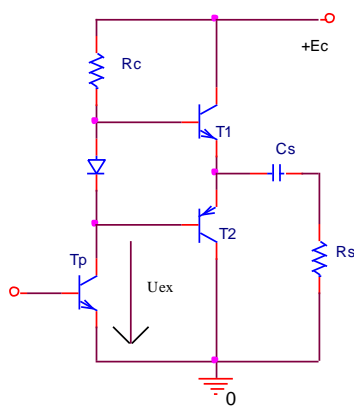


Figura 2.4-1. Configurația etajului pilot

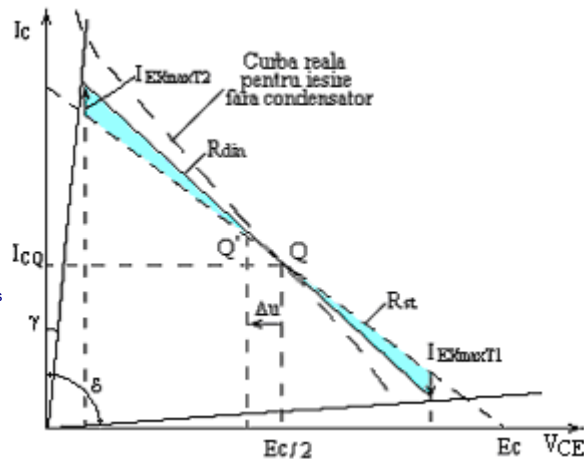


Figura 2.4-2. Caracteristica de ieșire a etajului pilot

Etajul pilot, conform cu Figura 2.4-1. este de tip emitor comun EC și lucrează în clasă A. Pentru utilizarea completă a sursei de alimentare a circuitului de putere este necesară o tensiune de excitație vârf la vârf mai mare ca tensiunea de alimentare $V_{ex,vv} > E_C$, condiție greu de realizat.

În Figura 2.4-2. $tg\gamma = R_{sat}$ și $tg\delta = R_{rez}$, definite în raport cu I_{CER} . Se observă că în cazul real excursia tensiunii $V_{ex,vv}$ este mult mai mică decât E_C și asimetrică.

K_1 și K_2 sunt coeficienții de utilizare ai tensiunii de alimentare pentru tranzistorul T_1 respectiv pentru tranzistorul T_2 .

În schemele cu ieșire pe condensator, datorită inegalității dintre K_1 și K_2 (în general $K_1 < K_2$) apar distorsiuni la nivele mari și apare o componentă continuă (Δu) ce deplasează punctul static de funcționare (PSF-ul) în sensul egalizării factorului de utilizare, Figura 2.4-2.. În schemele în care ieșirea nu se face pe condensator, ca în cazul acestui proiect, apare o curbura a caracteristicilor.

Soluția poate fi folosirea unei tensiuni de alimentare a etajului pilot $E_p > E_c$, fapt ce conduce la complicarea sursei de alimentare sau la soluția de bootstrapare a rezistenței R_C .

2. Rezistența statică de alimentare

$$R_C = R_B + R_G = R_{13} + R_{12} = \frac{E_C}{I_{CT_3}} = \frac{27V}{8mA} = 3,375K\Omega$$

Alegem $R_{12} = 360\Omega$ și $R_{13} = 3k$

3. Sarcina dinamică a pilotului

$$R_{din} \approx \frac{R_{13} \cdot h_{11T_6}}{R_{13} + h_{11T_6}} + \left(1 + h_{21E_f} \cdot \frac{R_{13}}{R_{13} + h'_{11T_6}} \right) R_S + R_{30}$$

unde $h_{11T_6} = \frac{\beta_{T_6}}{g_{mT_6}} = \frac{40}{40 \cdot 8} = 125\Omega$ și

$$h_{21E_f} = h_{21T_6} \cdot h_{21T_8} = 50 \cdot 20 = 1000$$

$$h'_{11T_6} = h_{11T_6} + 1 + h_{21E_f} \cdot R_{29} = 125 + (1 + 1000) \cdot 0,39 = 515\Omega$$

$$\Rightarrow R_{din} = \frac{3000 \cdot 125}{3125} + \left(1 + 1000 \cdot \frac{3}{3,515} \right) \cdot 4,1 \approx 3,6K\Omega$$

Se verifică $R_{din} = 3,6k\Omega > R_B + R_G = 3,36K\Omega$

4. Tensiunea minimă pe tranzistorul pilot

$$V_{pmin} = V_{BEmin,T_8} + V_{CEmin,T_6} = 0,6 + 0,2 = 0,8V$$

5. Alegerea tranzistorului pilot

Pentru o funcționare cât mai bună a bootstrapului se alege un tranzistor cu V_{CEsat} și I_{CER} mici.

Se alege BD 139 cu parametri:

$$V_{CE0} = 80V \quad I_C = 1A \quad P_{tot} = 12,5W$$

$$V_{CER} = 100V \quad I_{CM} = 1,5A \quad f_T = 50MHz$$

$$V_{EB0} = 5V \quad I_B = 0,2A \quad R_{thj-C} \leq 10^\circ C$$

$$h_{21E} = 50 \div 200 \quad T_j = 150^\circ C$$

$$\text{La } I_C = 2 \cdot I_{CQ} = 16mA \rightarrow V_{Cesat} = 0,6V \text{ și } I_{CER} = 0,2mA$$

Tensiunea ce trebuie preluată de R_{15} este

$$V_{R_{15}} = V_{p_{\min}} - V_{CEsat, T_3} = 0,8 - 0,6 = 0,2V \Rightarrow R_{15} \cong \frac{V_{R_{15}}}{I_{CQ}} = \frac{0,2V}{8mA} = 25\Omega$$

Calcululele impun alegerea lui $R_{15} = 27\Omega$ cu toleranță de 5%

6. Curentul de baza al tranzistorului T_3

Considerând $h_{21E \text{ mediu}, T_3} = 100 \Rightarrow$

$$I_{BT_3} = \frac{8mA}{100} = 80\mu A$$

7. Verificarea funcționării la semnal mic

$$\mu_{BE} = \frac{I_C}{g_m} = \frac{I_{ex}}{40I_{CQ}} = 0,024V = 24mV < 26mV = \frac{KT}{q}$$

8. Amplificarea în tensiune a etajului pilot

Etajul pilot este de tip emitor comun cu sarcină distribuită având amplificarea în tensiune:

$$A_{vp} \approx -\frac{R_{din}}{R_{15}} = -\frac{3,6k}{27\Omega} = -133$$

9. Calculul frecvenței de tăiere

$$\omega_T = \beta_0 \cdot \omega_\beta \Rightarrow f_{\beta T_3} \geq 0,35 \dots 1,25MHz$$

10. Calculul circuitului de polarizare al tranzistorilor finali

Circuitul de polarizare este alcătuit din tranzistorul T_4 (superdiodă) și potențiometrul R_{14} . Se consideră necesar pentru deschiderea tranzistorilor finali o tensiune de $2 \times 0,7V$.

Pentru tranzistorul T_4 alegem tipul BC 107A având următoarele valori limită absolute:

$$V_{CE0} = 50V$$

$$I_C = 100mA$$

$$I_B = 50mA$$

$$P_{tot} = 300mW$$

$$T_j = 175^\circ C$$

În PSF tranzistorul T_4 are următorii parametri:

$$I_{C, T_4} = 8mA \quad V_{CE, T_4} \cong 1,4V \Rightarrow I_{B, T_4} = \frac{I_{C, T_4}}{h_{21E, T_4}} \cong \frac{8mA}{220} = 36\mu A$$

Se alege prin divizorul de bază curentul:

$$I_d \cong 0,5mA \gg I_{B,T4} \Rightarrow R_{14} = R_1 + R_2 = \frac{1,4V}{0,5mA} = 2,8k\Omega$$

Se alege $R_{14} = 2,5k\Omega$.

2.5 ETAJUL DIFERENȚIAL

Etajul diferențial este alcătuit din două tranzistoare în conexiune EC care lucrează în clasă A și sunt cuplate diferențial. Componentele acestui etaj sunt următoarele:

- Tranzistoarele T_1, T_2
- Rezistentele $R_6, R_8, R_9, R_{11}, R_{31}$ și D_1, R_7

Principalele funcții ale acestui etaj sunt:

- Obținerea unei impedanțe de intrare convenabile.
- Reglează echilibrarea stării de repaus (în absența semnalului) a întregului amplificator de putere
- Permite cuplarea rețelei de reacție negativă

Dimensionarea componentelor etajului diferențial

1. Alegerea tranzistoarelor T_1, T_2

Tranzistoarele T_1, T_2 se aleg de tipul BC178 și se împerechează (se sortează două tranzistoare cu caracteristici cât mai apropiate). Aceste tranzistoare au următoarele valori limită absolute:

$$V_{CE0} = 30V$$

$$I_C = 100mA$$

$$I_B = 50mA$$

$$P_{tot} = 300mW$$

$$T_j = 175^\circ C$$

2. Dimensionarea rezistenței de colector a tranzistorului T_1 (R_{11})

Se alege $R_{CT_1} = R_{11} < Z_{inT3min}$

$$Z_{inT3min} = h_{11eT3min} + h_{21eT3} \cdot R_{15}$$

$$I_{B,T3max} \cong \frac{2I_{CT3}}{h_{21Emediu,T3}} = \frac{2 \cdot 8}{100} = 160\mu A$$

$$I_{C,T3min} \cong I_{B,T3max} = 160\mu A \Rightarrow g_{m,T3min} = 40 \cdot I_{C,T3min} = 6,4 \Rightarrow$$

$$h_{11,T3min} = \frac{\beta_{T3min}}{g_{m,T3min}} = \frac{50}{6,4} = 7,8K \cong 8K$$

$$\Rightarrow Z_{inT3\min} = h_{1leT3\min} + h_{2leT3} \cdot R_{15} = 8K + 100 \cdot 0,027K \cong 11K$$

Pentru polarizarea bazei lui T_3 trebuie ca :

$$(I_{C,T1} - I_{B,T3}) \cdot R_{11} = V_{BET3} + V_{R15} \cong 0,7V + 8mA \cdot 27\Omega \cong 0,92V$$

Din motive de zgomot, pentru a avea factorul de zgomot $F = 3dB$ trebuie ca:

$$I_{CT1} \leq 300\mu A \quad \text{Se alege } I_{CT1} = I_{CT2} = 250\mu A$$

$$\Rightarrow R_{11} \approx \frac{0,92}{I_{C,T1} - I_{B,T3}} = \frac{0,92}{250 - 80} = \frac{0,92V}{170mA} = 5,4K$$

Se alege $R_{11} = 5,6K$ cu toleranță de $\pm 5\%$.

3. Verificarea funcționării la semnal mic

$$u_{BE,T1} = \frac{i_{C,T1}}{g_{m,T1}} = \frac{i_{C,T1}}{40 \cdot I_{C,T1}} = \frac{80\mu A}{40 \cdot 250\mu A/V} = 8mV$$

4. Determinarea tensiunii stabilizate de D_1

Pentru a simula generatorul de curent din emitor trebuie ca tensiunea stabilizată $V_Z \gg V_{BE,T1}$.

Deoarece I_{BT1} e foarte mic, se poate neglija tensiunea între bază și masă U_{R6} .

$$\text{Practic } V_z = V_{R8} + V_{BE,T1} + V_{R6} \approx V_{R8} + V_{BE,T1}$$

Pentru ca R_8 să se comporte ca un generator de curent continuu trebuie ca $V_{R8} = ct$, dar $V_{BE,T1}$ variază cu $V_{BE,T1} \Rightarrow$ tensiunea stabilizată de diodă trebuie să fie mult mai mare ca tensiunea bază emitor a tranzistorului T_1 , $V_Z \gg V_{BE,T1}$.

Se alege $V_Z = 8,2V$, astfel $V_Z \cong 1000 \cdot V_{BE,T1}$

Pentru tranzistorul T_1 curentul de colector și tensiunea colector emitor au valorile:

$$I_{C,T1} = 250\mu A \text{ și } V_{CE} \approx E_C = 27V.$$

5 Dimensionarea rezistențelor R_6, R_{31}

Se alege $R_6 = R_{31} = 39k\Omega$, $\pm 2\%$ având în vedere că în jurul acestei valori se va situa Z_{intr} a întregului amplificator.

6 Dimensionarea rezistențelor R_9, R_8

$$\text{Pentru BC178B din catalog se obține } h_{21E} = 240 \Rightarrow I_{B,T1} = \frac{250\mu A}{240} \approx 1\mu A.$$

$$\Rightarrow V_{R_6} = 40mV. \text{ Considerând } V_{BE,T1} \approx 0,6V$$

$$\Rightarrow V_{\frac{1}{2}R_9} + V_{R_8} = V_z - V_{BE,T1} - V_{R_6} = 7,56V$$

Se alege pentru R_9 o valoare de 500Ω și atunci căderea de tensiune suplimentară pe jumătate din rezistența din emitorul lui T_1 este :

$$V_{\frac{1}{2}R_9} \approx I_{C,T1} \cdot \frac{1}{2} \cdot R_9 = 62,6mV \quad \Rightarrow V_{R_8} \cong 7,5V$$

Curentul prin rezistența R_8 este suma curenților de colector ai tranzistorilor T_1, T_2

$$I_{R_8} = 2I_{C,T1} = 500\mu A \quad \Rightarrow \quad R_8 = \frac{V_{R_8}}{I_{R_8}} = \frac{7,5V}{0,5mA} = 15K\Omega, \pm 5\%$$

6. Polarizarea diodei D_1

Alegem o diodă zener de tipul PL 8,2V care pentru o funcționare normală trebuie polarizată la $I_z = 5mA$.

$$R_7 = \frac{E_C - V_z}{I_z + I_{R_8}} = \frac{27V - 8,2V}{5,5mA} = 3,42K\Omega$$

Se alege $R_7 = 3,3K\Omega, \pm 5\%$

7. Determinarea amplificării etajului diferențial

Amplificarea etajului diferențial poate fi aproximată astfel:

$$A_{vdiff} \cong - \frac{R_{Sdif}}{\frac{1}{2}R_9}$$

unde R_{Sdif} este rezistența de sarcină a diferențialului

$$R_{Sdif} = \frac{R_{11} \parallel Z_{in,T1}}{2} = \frac{\frac{R_{11} \cdot Z_{in,T1}}{R_{11} + Z_{in,T1}}}{2} = \frac{\frac{5,6K \cdot 10K}{5,6K + 10K}}{2} = 1,8k\Omega$$

$$\Rightarrow A_{vdiff} \cong - \frac{1,8}{0,25} = -7,2 \cong -7$$

2.6 REACȚIA NEGATIVĂ

Se apreciază un factor de transfer pe bucla de reacție optim la frecvențe medii:

$$\beta_r \approx \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{31}} \approx \frac{1}{10} \quad (\text{grad de reacție} \approx 20dB)$$

Datorită divizărilor introduse de protecția termică, tensiunea reală de intrare pe diferențial este:

$$V_{in,dif} = D_1 \cdot D_2 \cdot V_{gen}$$

$$\text{Unde: } D_1 = \frac{R_6}{R_6 + R_5} = 0,95 \quad D_2 = \frac{R_2 \parallel R_5 + R_6}{R_1 + R_2 \parallel R_5 + R_6} = 0,89$$

$$\text{Se alege pentru } V_{gen} = 1,5V_{ef} \quad \Rightarrow U_{in,dif} = 0,95 \cdot 0,89 \cdot 1,5 = 1,3V_{ef}$$

Tensiunea nominală de ieșire este :

$$V_n = \frac{I_S \cdot (R_5 + R_{30})}{\sqrt{2}} = 0,7 \cdot I_S \cdot (R_5 + R_{30}) = 0,7 \cdot 5,4A \cdot (4 + 0,1)\Omega = 15,5V$$

$$\text{Amplificarea cu reacție este } A_{vr} = \frac{V_n}{V_{in,dif}} = \frac{15,5}{1,3} = 12 = \frac{R_{10} + R_{31}}{R_{10}} = 1 + \frac{R_{31}}{R_{10}}$$

$$\Rightarrow \frac{R_{31}}{R_{10}} = 11$$

Deoarece amplificarea în tensiune în buclă deschisă a amplificatorului de putere este dată de etajul pilot și etajul diferențial $A_v \approx A_{vp} \cdot A_{vdif} = -126 \cdot -7 = 882$

$$\text{Practic } A_{vr} \cong \frac{1}{\beta_r} \quad \Rightarrow R_{10} \cong \frac{R_{31}}{11} = \frac{39K\Omega}{11} = 3,55K\Omega$$

Se adoptă $R_{10} = 3,3K\Omega, \pm 5\%$

Frecvența limită pentru T_1 și T_2 este $f_\beta \geq 400 \div 800KHz$

2.7 STABILITATEA

Datorită complexității schemei nu se poate calcula curba de răspuns datorită numărului mare de tranzistori cu f_T diferită. Datorită lui C_3 , β_r este complex. Soluția cea mai bună este evitarea zonelor de variație rapidă a fazei prin dispersarea, cât este posibil, a f_T a diverselor circuite.

1. Stabilitatea la frecvențe joase

Capacitățile ce intervin la frecvențe joase sunt C_1 , C_2 , C_3 și C_4

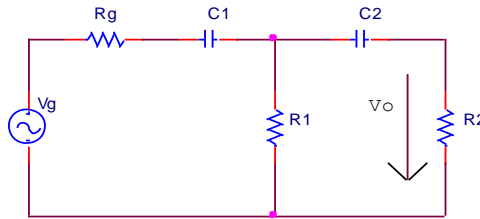


Figura 2.7-1. Circuitul echivalent pentru polii dați de C_1 și C_2

C_1 și C_2 introduc un zero de multiplicitate doi în origine și un pol de gradul doi. Funcția de transfer este următoarea:

$$\frac{V_0}{V_g} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{1 + s[C_1(R_1 + R_g) + C_2(R_1 + R_2)] + s^2 C_1 C_2 (R_1 R_2 + R_1 R_g + R_2 R_g)}$$

Polul apare la frecvența:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 (R_1 R_2 + R_1 R_g + R_2 R_g)}}$$

Dacă alegem $C_1 = C_2 = 4,7\mu\text{F}$ și considerând pentru adaptare $R_g = 39\text{K}\Omega$, atunci avem

$$\omega_0 = 2,8\text{Hz} \text{ și } f_0 = 0,45\text{Hz}$$

C_3 introduce un pol și un zero. Se alege pentru polul dat de C_3 frecvența cea mai mare.

Se alege $C_3 = 10\mu\text{F}$ și rezultă:

$$\tau_{3p} = C_3 R_{10} = 0,036 \Rightarrow f_{3p} = \frac{1}{2\pi \tau_{3p}} = 4,4\text{Hz}$$

$$\tau_{3z} = C_3 (R_{10} + R_{21}) = 0,366 \Rightarrow f_{3z} = \frac{1}{2\pi \tau_{3z}} = 0,44\text{Hz}$$

Pentru C_4 se alege o frecvență a polului de 1Hz

$$\Rightarrow C_4 = \frac{1}{2\pi f_4 \cdot R_{dimpilot}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,6 \cdot 10^3} = 44,2\mu\text{F}$$

Se adoptă $C_4 = 47\mu\text{F} / 35\text{V}$

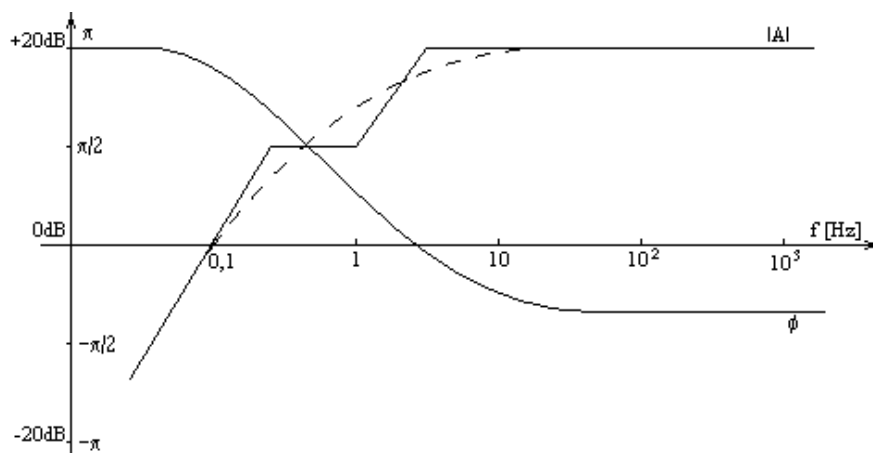


Figura 2.7-2. Amplitudinea și faza amplificatorului în funcție de frecvență

Deoarece condițiile $|A| \geq 1$ și $\varphi < 180^\circ$ sunt îndeplinite la frecvențe joase, amplificatorul va fi stabil.

2. Stabilitatea la frecvențe înalte

Pentru analiza stabilității la frecvențe înalte se face diagrama repartițiilor frecvențelor de tăiere f_T a tranzistoarelor.

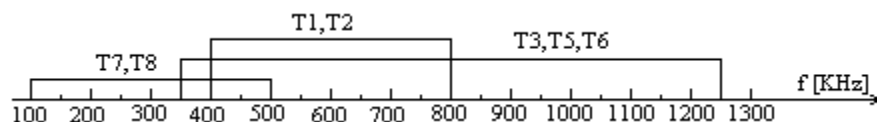


Figura 2.7-3. Distribuția frecvențelor de tăiere a tranzistoarelor

Se apreciază ca dificilă zona de la 500kHz unde se pot suprapune frecvențele de tăiere a trei tranzistoare T_3 , T_5 , T_6 . La realizarea experimentală dacă apar oscilații se acționează printr-o reacție locală asupra lui T_3 .

2.8 PROTECȚIA TERMICĂ

Protecția termică acționează la încălzirea tranzistorilor finali prin limitarea amplitudinii semnalului de intrare. Circuitul de protecție termică este alcătuit din următoarele componente:

- Tranzistorul T_{13}
- Rezistențele R_1 , R_2 , R_4 și termistorul R_3

Rezistența R_5 s-a ales de $2,2k\Omega$ pentru a nu apare cuplarea direct la masă a bazei lui T_1 , în cazul unei defecțiuni a tranzistorului T_{13} .

Principiul de funcționare se bazează pe cuplarea termică cu tranzistorii finali, a termistorului R_3 (Th40K Ω) care astfel monitorizează temperatura de funcționare a acestora. La temperatura ambiantă R_3 are valoare mare astfel încât divizorul format din R_3 - R_4 menține tranzistorul T_{13} blocat. La creșterea temperaturii valoarea rezistenței termistorului R_3 scade și tinde să deschidă tranzistorul T_{13} care va șunta intrarea, reducând amplitudinea semnalului de intrare și astfel a semnalului de pe tranzistorii finali.

Se alege R_3 cu rezistența nominală $R_{nom} = 40k\Omega$ și care la 100°C are rezistența $\cong 2,3k\Omega$.

Se alege temperatura de 100°C a tranzistorilor finali ca prag de acțiune a protecției termice. Pentru ca R_2 să nu modifice semnificativ impedanța de intrare $Z_{intrare}$ se alege de valoare mare $R_2 = 120k\Omega$, $\pm 5\%$ aceasta limitând curentul de colector al tranzistorului T_{13} la valoarea:

$$I_{C,T13} \leq \frac{V_z}{R_2} = \frac{8,2V}{120k} = 68\mu A$$

Din caracteristica de transconductanță (I_C , V_{BE}) se apreciază pentru $I_{C,T13} = 68\mu A$ o tensiune bază-emitor: $V_{BE,T13} \approx 0,5V$. Cu aceste date se poate dimensiona rezistența R_4 cu ajutorul ecuației:

$$\frac{R_4}{R_4 + R_3} = \frac{V_{BE,T13}}{V_z} = \frac{0,5}{8,2} \Rightarrow R_4 = \frac{0,5}{7,7} R_3 = 149\Omega$$

Se alege $R_4 = 150\Omega$, $\pm 5\%$

2.9 PROTECȚIA LA SCURTCIRCUIT

Protecția la scurtcircuit a amplificatorului audio de putere se realizează prin șuntarea bazei tranzistoarelor T_5 și T_6 . Pentru semialternanța pozitivă la supracurent detectat prin creșterea tensiunii pe rezistența R_{28} tranzistorul T_9 care este normal blocat se deschide și va reduce semnalul aplicat pe baza lui T_5 .

Sesizarea supracurentului și polarizarea lui T_5 se face prin doua circuite distincte:

- Un circuit cu acțiune rapidă care limitează vârfurile instantanee de curent
- Al doilea circuit cu acțiune întârziată care limitează curentul în cazul unui scurtcircuit de durată

1. Dimensionarea circuitului de protecție la scurtcircuit cu acțiune rapidă

Pentru semialternanța pozitivă tensiunea de pe R_{28} este transmisă prin divizorul R_{18} - R_{19} și dioda D_6 pe baza tranzistorului T_9 . Se alege o valoare limită a curentului la care protecția la scurtcircuit cu acțiune rapidă să intre în funcțiune, $I_{SM} = 7A$. La această valoare a curentului tensiunea pe rezistența R_{28} are valoarea:

$$V_{R28} = I_{SM} \cdot R_{28} = 2,73V$$

Tensiunea de deschidere a lui $T_9 \cong 0,7V$ iar $V_D=0,6V$. În acest caz, raportul de divizare este:

$$\frac{R_{19}}{R_{19} + R_{18}} = \frac{1,3}{2,73} = 0,48 \quad \Rightarrow \quad R_{18} = \frac{0,52}{0,48} R_{19} = 1,08 \cdot R_{19}$$

Pentru a avea pe divizor un curent mic, se impune condiția ca $R_{18} + R_{19} \geq 500 \cdot R_{28}$

Se alege $R_{19} = 100\Omega, \pm 5\%$ și rezultă $R_{18} = 100\Omega, \pm 5\%$.

În acest caz $R_{18} + R_{19} = 200\Omega = 513 R_{28}$; se verifică condiția de a avea un curent mic pe divizorul $R_{18}-R_{19}$.

$$I_d = \frac{V_{28}}{R_{18} + R_{19}} = \frac{2,73V}{200\Omega} = 13,65mA; \text{ se verifică de asemenea și condiția}$$

de stabilitate a PSF-ului tranzistorului T_9 : $I_d \gg I_{B,T9}$

2. Dimensionarea circuitului de protecție la scurtcircuit cu acțiune întârziată

Circuitul este o punte formată din: $R_{28}, R_S, R_{24}, T_{11}$ conectat ca diodă, D_8 și R_{22} .

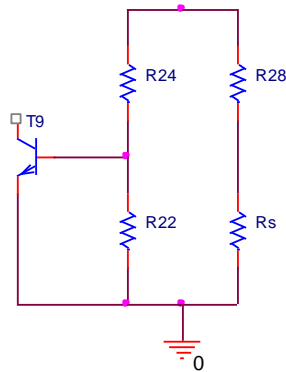


Figura 2.9-1. Puntea
 $R_{28}, R_S - R_{24}, R_{22}$

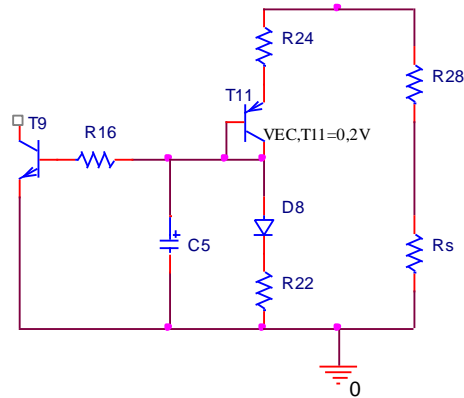


Figura 2.9-2. Puntea
 $R_{28}, R_S - R_{24}, T_{11}, D_8, R_{22}$

Alimentarea punții pe o diagonală se face cu tensiunea de pe R_{28} și R_S . În diagonală cealaltă este conectată joncțiunea baza-emitor a tranzistorului T_9 .

Divizorul $R_{24}-R_{22}$ polarizează tranzistorul T_9 astfel încât să fie blocat când amplificatorul lucrează normal pe $R_S = 4\Omega$. Când $R_S < 4\Omega$ și scade, puntea se dezechilibrează crescând căderea de tensiune pe R_{28} și T_9 începe să conducă limitând semnalul de pe baza lui T_5 . La scurtcircuit ($R_S = 0\Omega$) întreaga cădere de tensiune de pe R_{28} se transmite pe baza lui T_9 . La un curent de $2A$ se obține $V_{28} = 0,8V$. Se dimensionează pentru această tensiune divizorul $R_{24}-R_{22}$. În caz de scurtcircuit curentul va fi limitat la aproximativ $2A$.

Căderile de tensiune pe T_{11} și D_8 sunt aproximativ egale cu $0,2V$ respectiv $0,6V$ iar tensiunea de deschidere a tranzistorului $T_9 \cong 0,7V$

În acest caz avem $V_{D8} + V_{R22} = V_{BE,T9}$ și atunci $\Rightarrow V_{R22} = 0,1V$.

Se alege $R_{24} = 0,1R_{22}$ astfel încât pentru scurtcircuit ($R_S = 0\Omega$) pe R_{28} va fi necesară pentru deschiderea tranzistorului T_9 o tensiune:

$$V_{R28neces} = 0,1V + 0,6V + 0,2V + 0,01V = 0,91V.$$

Se apreciază că circuitul va limita curentul la:

$$\frac{V_{R28neces}}{R_{28}} = \frac{0,91V}{0,39\Omega} = 2,3A$$

Se alege dioda D_8 din siliciu de comutație de tipul 1N4148, având următorii parametri:

Valori limită absolute: $V_R = 75V$

$I_F = 200mA$

$T_j = 200^\circ C$

$V_F = 1V$, la $I_F = 10mA$

Caracteristici electrice: $I_R = 25nA$

$V_R = 20V$

$C_{tot} = 4pF$

$t_{tr} = 4ns$

Se alege constanta de timp, respectiv întârzierea până la acționarea protecției $\tau = 80ms$ corespunzătoare unei frecvențe de 2Hz. Se alege o valoare acceptabilă pentru C_5 de $200\mu F$. În acest caz avem:

$$R_{24} \approx \frac{\tau}{C_5} = 400\Omega$$

Se alege $R_{24} = 390\Omega, \pm 5\%$ și rezultă valoarea rezistenței $R_{22} = 3,9k\Omega, \pm 5\%$.

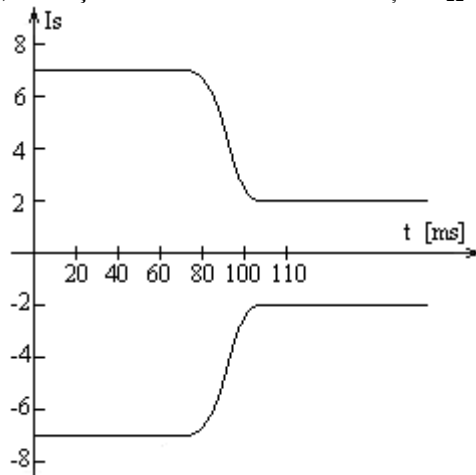


Figura 2.9-3. Estimarea răspunsului limitatorului de curent la scurtcircuit

3. Protecția la suprasarcină

Prin aplicarea unei tensiuni de intrare mai mari ca $V_g = 1,5V$ se poate ajunge la suprasarcini și distorsionarea semnalului de ieșire prin limitarea amplitudinii la valoarea tensiunii sursei de alimentare respectiv 27V.

Pentru evitarea acestor suprasarcini de scurtă sau lungă durată între baza tranzistorului pilot și masă, se montează două diode D_2, D_3 înseriate.

Diodele se aleg din siliciu de comutație de tipul 1N4148, având următorii parametri:

Valori limită absolute: $V_R = 75V$ $I_F = 200mA$
 $T_j = 200^\circ C$ $V_F = 1V$, la $I_F = 10mA$
 Caracteristici electrice: $I_R = 25nA$ $V_R = 20V$
 $C_{tot} = 4pF$ $t_{tr} = 4ns$

Prin aceasta tensiunea maximă ce poate apare pe baza pilotului în raport cu masa este: $V_{pilot,max} = 2 \cdot 0,6V = 1,2V$

Curentul maxim prin tranzistorul pilot la care acționează protecția la suprasarcină este:

$$I_{supras} = \frac{0,6V}{27\Omega} = 22mA \gg 8mA$$

Tensiunea maximă pe finali la care acționează protecția la suprasarcină este:

$$V_{supras} = I_{supras} \cdot R_{din,pilot} = 22mA \cdot 3,6K\Omega = 79V \gg 27V$$

2.10 SIMULAREA AMPLIFICATORULUI ȘI OPTIMIZAREA ETAJELOR CU PSPICE

Simularea amplificatorului audio de putere

Simularea amplificatorului audio de putere a fost efectuată la început din punct de vedere al punctului static de funcționare. Deoarece nu se utilizează condensator la ieșirea pe difuzor este necesară obținerea unei tensiuni la ieșirea pe difuzor cât mai apropiată de 0V prin ajustarea rezistenței semireglabile R_9 care în simulare a fost înlocuită cu două rezistențe obișnuite respectiv R_9 și R_{91} . pentru $R_9 = 250\Omega$ și $R_{91} = 260\Omega$ la ieșirea pe difuzor se obține o componentă continuă de 72,33nV valoare care este suficient de mică.

Comparând PSFurile tranzistoarelor simulate cu cele proiectate se observă abateri destul de mici:

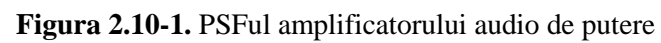
$$I_{CT1} = 241,6\mu A, I_{CT2} = 255,2\mu A \text{ față de } I_{CT1} = I_{CT2} = 250\mu A$$

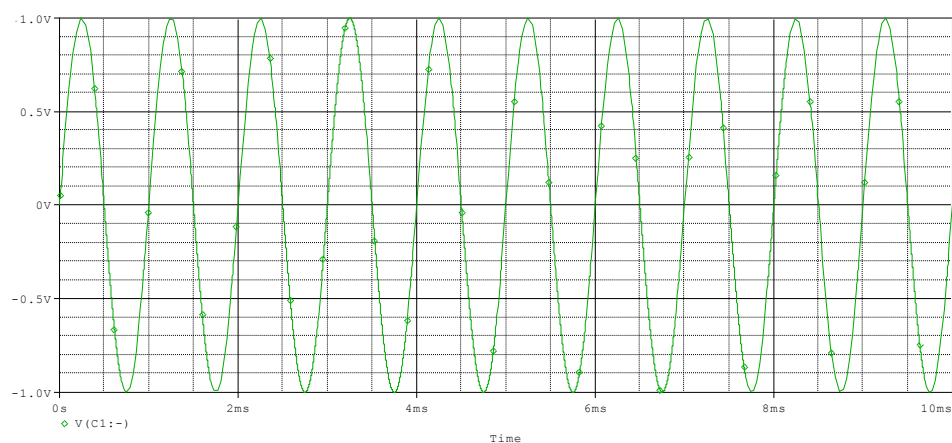
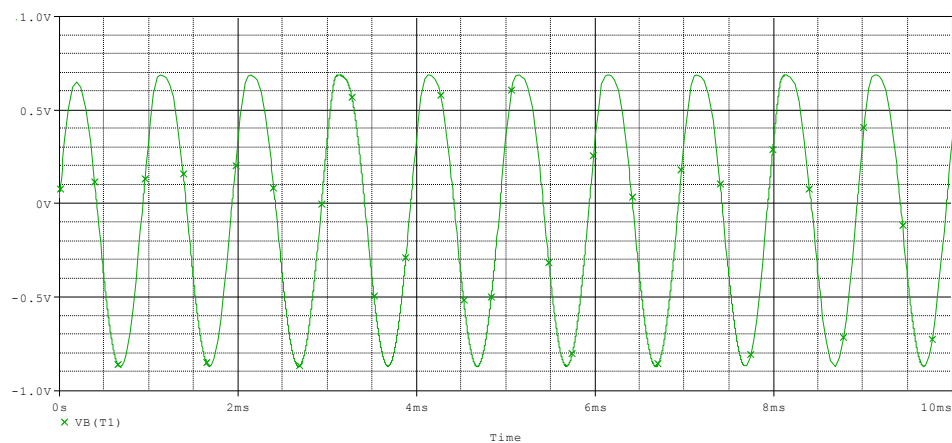
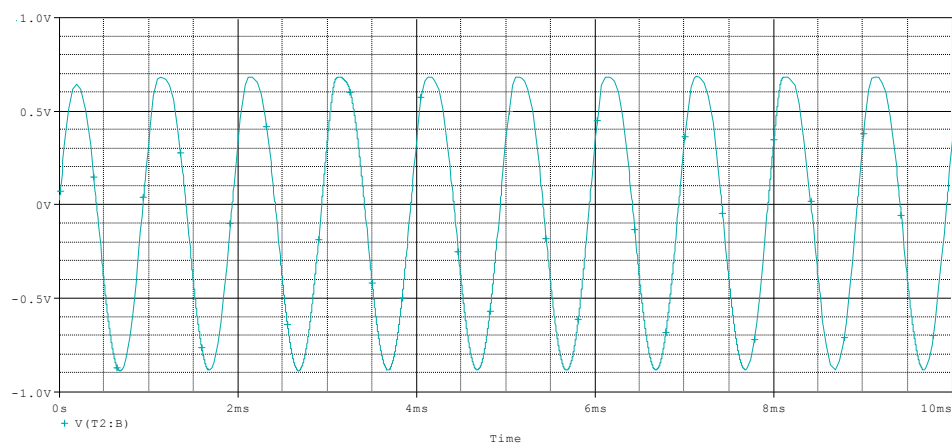
$$I_{BZ-081} = 5,044mA \text{ față de } I_Z = 5mA$$

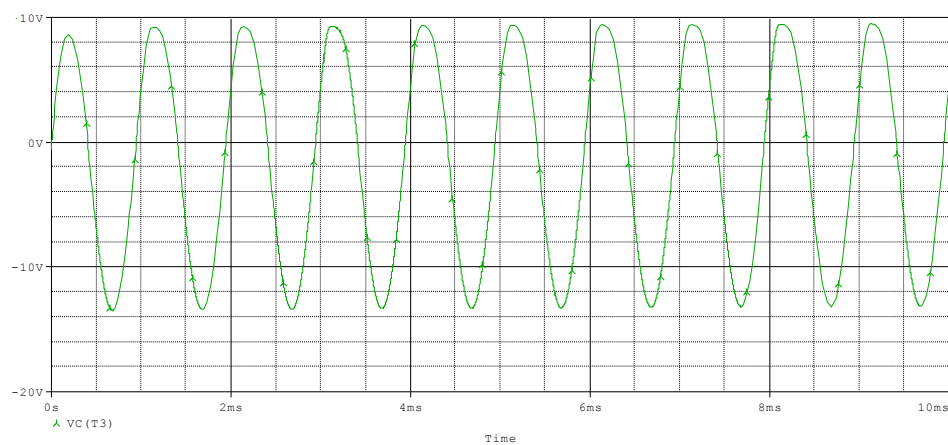
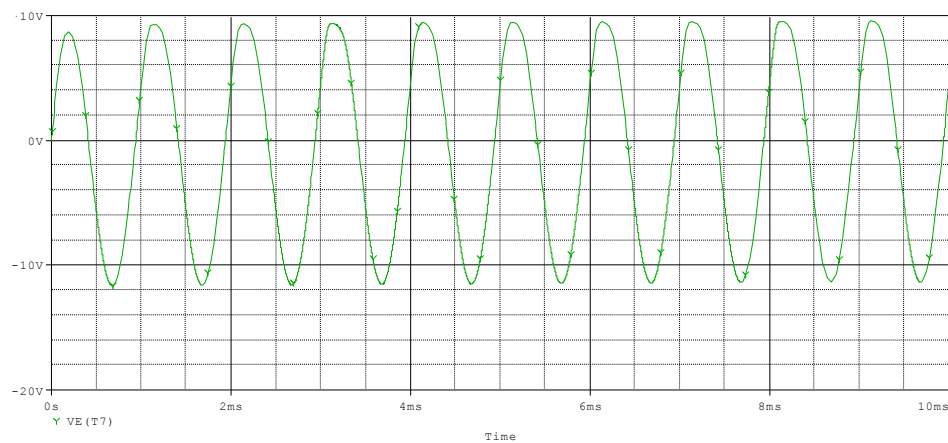
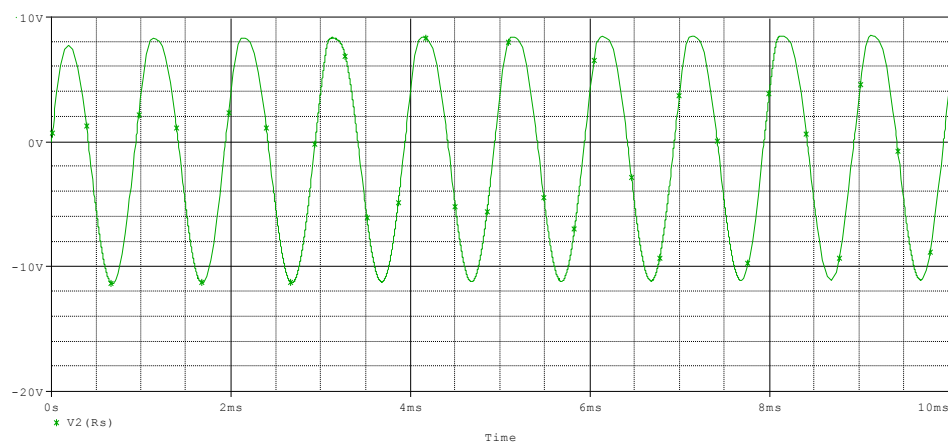
$$I_{CT3} = 7,734mA \text{ față de } I_{CT3} = 8mA$$

$I_{CT7} = I_{CT8} = 2,467mA$, valoare acceptabilă pentru eliminarea distorsiunilor de trecere, obținută prin reglarea rezistenței semireglabile $R_{14} = 2,5K\Omega$, care în simulare a fost înlocuită cu două rezistențe fixe $R_{141} = 1,3K\Omega$ și $R_{142} = 1,2K\Omega$.

După simularea PSFului s-a efectuat o simulare tranzitorie și au fost extrase semnalele din punctele indicate în Figura 2.10-1., iar aceste semnale pot fi vizualizate în Figura 2.10-2. respectiv semnalul de la generatorul de semnal cu amplitudinea de 1V, până la ieșire, respectiv semnalul pe R_s din Figura 2.10-7., cu amplitudinea de 10V. Se deduce ușor că amplificarea în tensiune are valoarea 10, valoare ce corespunde cu cea din tema de proiectare.



**Figura 2.10-2. Semnalul generatorului****Figura 2.10-3. Semnalul simulat în baza tranzistorului T₁****Figura 2.10-4. Semnalul simulat în baza tranzistorului T₂**

**Figura 2.10-5.** Semnalul simulat în colectorul tranzistorului T_3 **Figura 2.10-6.** Semnalul simulat în emitorul tranzistorului T_7 **Figura 2.10-7.** Semnalul simulat pe rezistența de sarcină R_s

Optimizarea etajului final

Pentru împerecherea celor două configurații darlington ale etajului final se utilizează circuitul din figura următoare în care se modifică valoarea rezistențelor R_1 și R_2 pentru obținerea unor amplificări în curent uniforme și de valori apropiate. În diagramele următoare este indicată variația amplificării $I_{E(Q1)}/I_{B(Q2)}$ și $I_{E(Q3)}/I_{B(Q4)}$ la modificarea curentului furnizat de generatorul I_1 în plaja $0 \div 10\text{mA}$ cu increment de $0,1\text{mA}$ (DC Sweep).

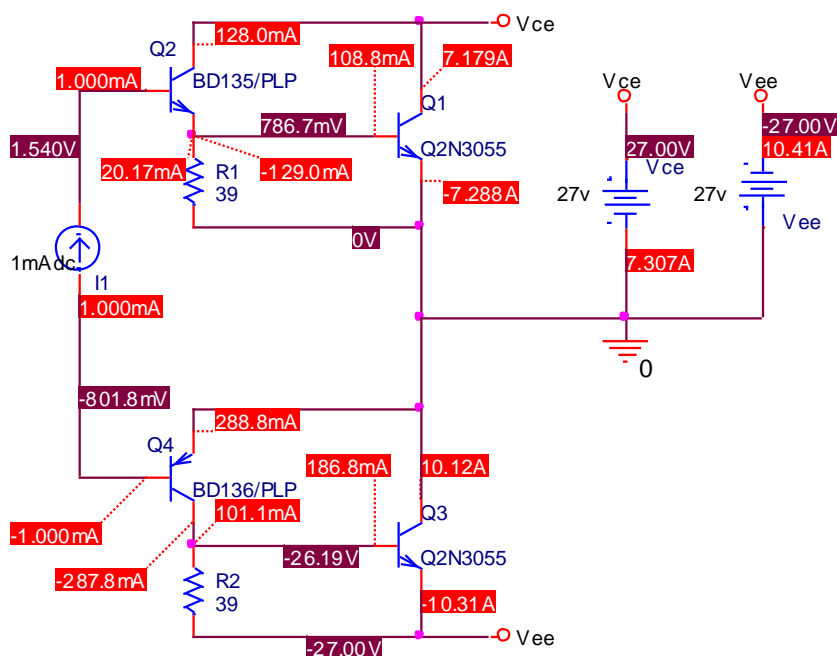


Figura 2.10-8. PSFul etajului final polarizat prin generatorul I_1 la 1mA

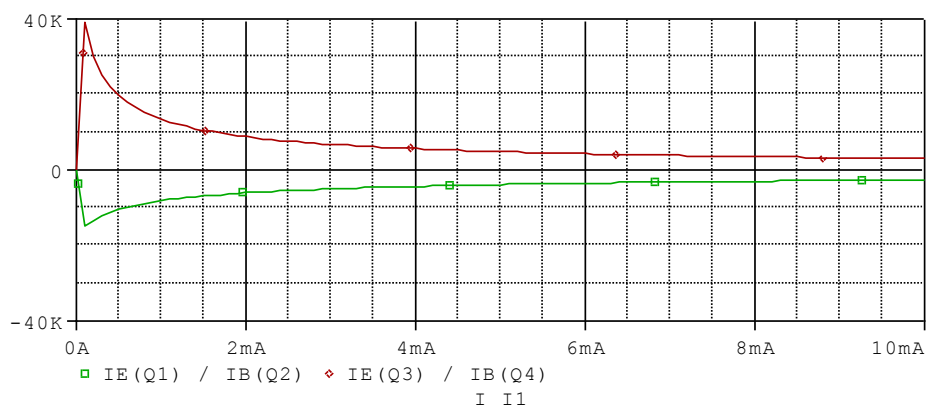


Figura 2.10-9. Simularea câștigului static în curent pentru darlingtonul npn $I_{E(Q1)}/I_{B(Q2)}$ și darlingtonul pnp $I_{E(Q3)}/I_{B(Q4)}$, la $R_1=R_2=20\text{K}\Omega$

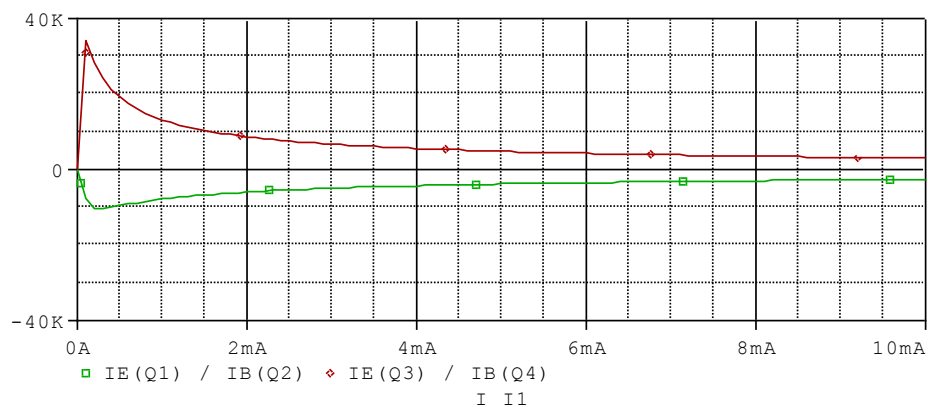


Figura 2.10-10. Simularea câștigului static în curent pentru darlingtonul npn $IE(Q1)/IB(Q2)$ și darlingtonul pnp $IE(Q3)/IB(Q4)$, la $R_1=R_2=100\Omega$

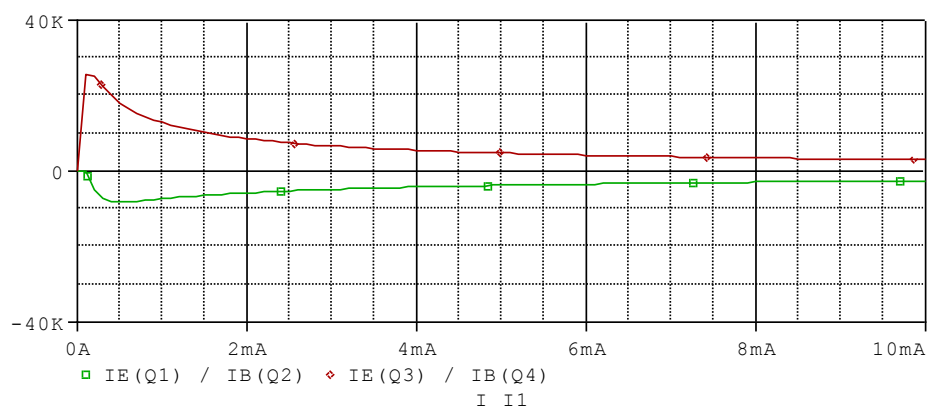


Figura 2.10-11. Simularea câștigului static în curent pentru darlingtonul npn $IE(Q1)/IB(Q2)$ și darlingtonul pnp $IE(Q3)/IB(Q4)$, la $R_1=R_2=39\Omega$

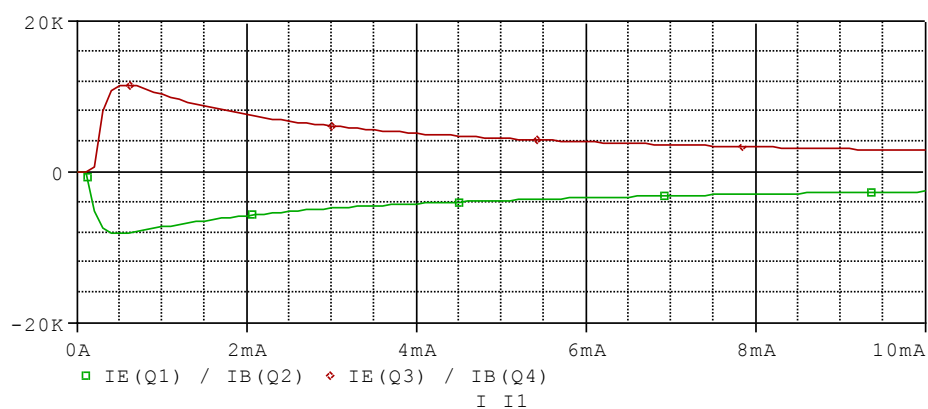


Figura 2.10-12. Simularea câștigului static în curent pentru darlingtonul npn $IE(Q1)/IB(Q2)$ și darlingtonul pnp $IE(Q3)/IB(Q4)$, la $R_1=R_2=10\Omega$

Se observă că pentru $R_1=R_2=39\Omega$ se obține un bun compromis între câștigul static în curent și liniaritatea caracteristicilor.

Optimizarea etajului pilot

Pentru exemplificarea optimizării etajului pilot utilizăm schema următoare care are avantajul de a fi mai simplă.

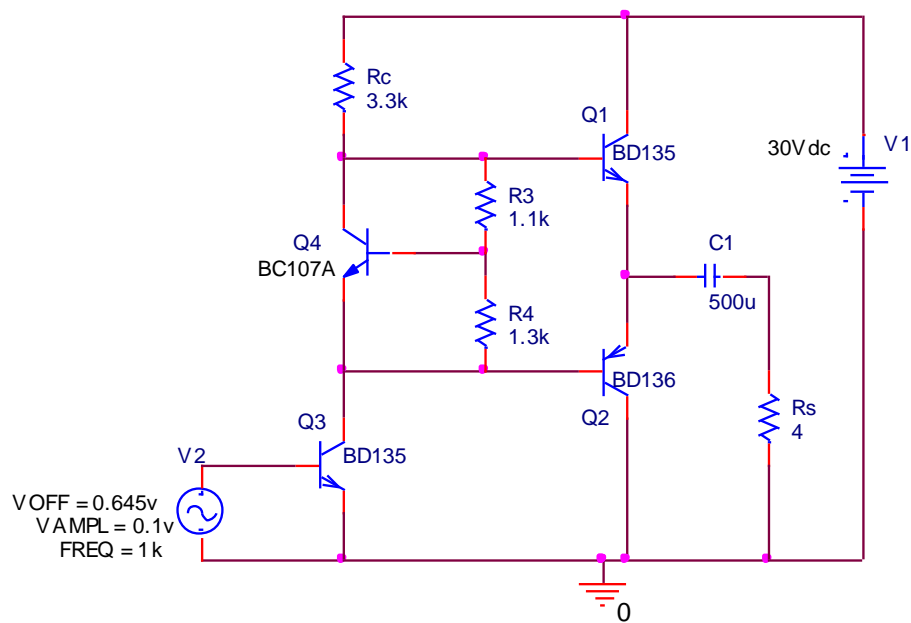


Figura 2.10-13. Configurația clasică a etajului pilot

Pentru stabilirea corectă a PSFului tranzistorului pilot se face o simulare cu baleiaj în curent continuu (DC Sweep) în care variabila este sursa V_2 prin componenta V_{OFF} în domeniul $0,2V \div 0,7V$ cu increment $0,1V$.

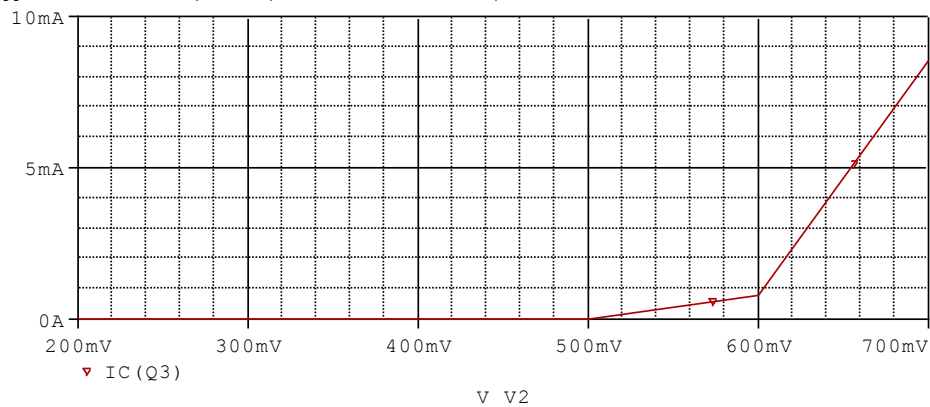


Figura 2.10-14. Simularea curentului prin tranzistorul pilot în funcție de V_{OFF}

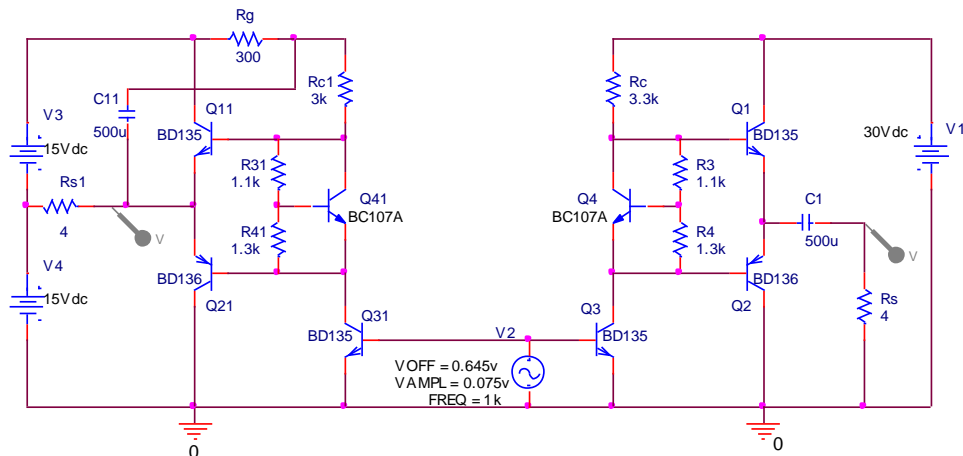


Figura 2.10-17. Etajul pilot clasic în dreapta și etajul pilot cu bootstrap în stânga sursei de semnal comune V_2

În continuare se simulează semnalul la ieșirea circuitului fără bootstrap $V(C1:2)$ comparativ cu semnalul la ieșirea circuitului cu bootstrap $V(Q21:E)$ pentru amplitudini diferite ale semnalului furnizat de sursa V_2 respectiv V_{AMPL} .

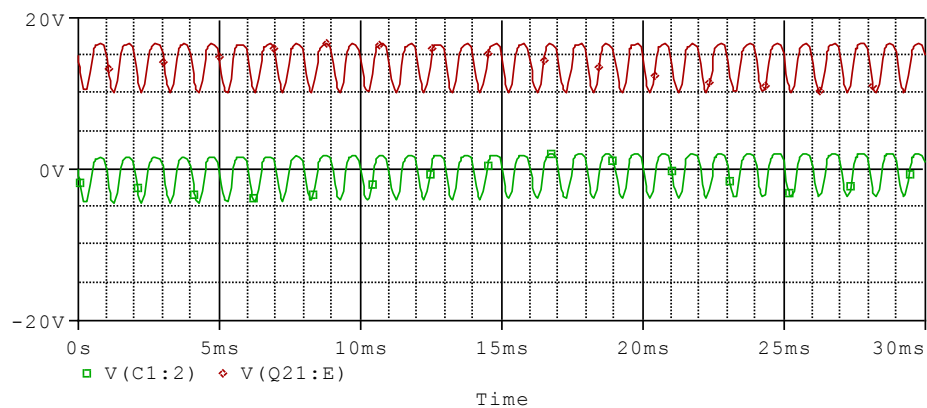


Figura 2.10-18. Simularea semnalului la ieșirea etajului pilot cu bootstrap $V(Q21:E)$ și la ieșirea etajului pilot clasic $V(C1:2)$, la $V_{AMPL}=0,05V$

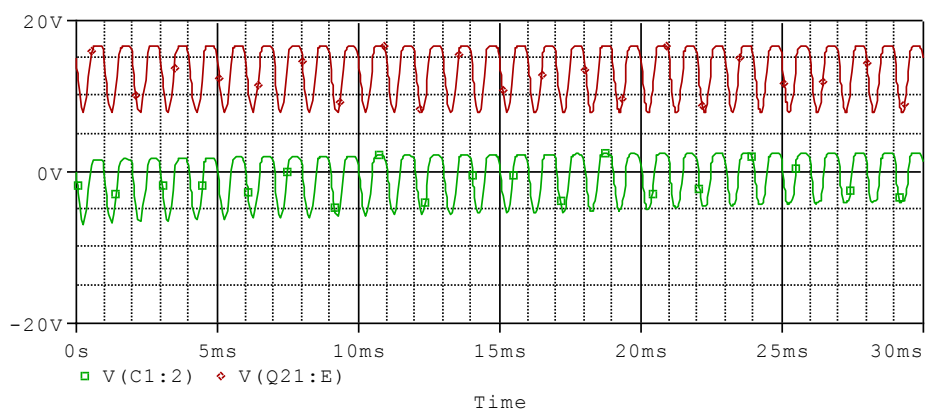


Figura 2.10-19. Simularea semnalului la ieșirea etajului pilot cu bootstrap $V(Q21:E)$ și la ieșirea etajului pilot clasic $V(C1:2)$, la $V_{AMPL}=0,075V$

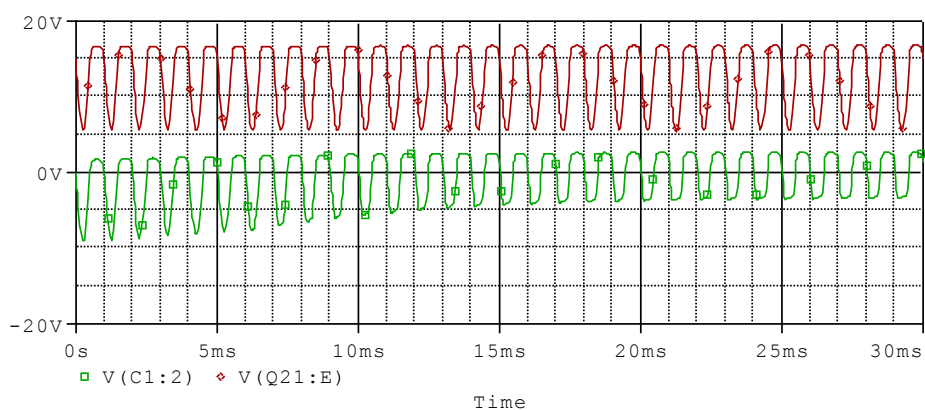


Figura 2.10-20. Simularea semnalului la ieșirea etajului pilot cu bootstrap $V(Q21:E)$ și la ieșirea etajului pilot clasic $V(C1:2)$, la $V_{AMPL}=0,1V$

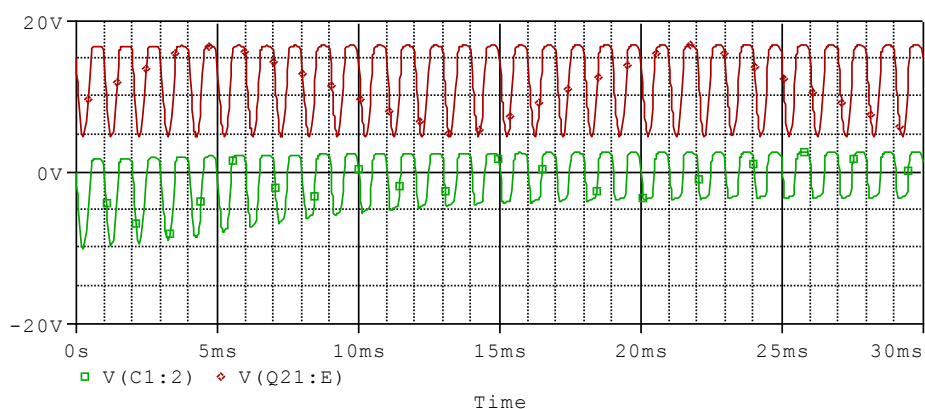


Figura 2.10-21. Simularea semnalului la ieșirea etajului pilot cu bootstrap $V(Q21:E)$ și la ieșirea etajului pilot clasic $V(C1:2)$, la $V_{AMPL}=0,11V$

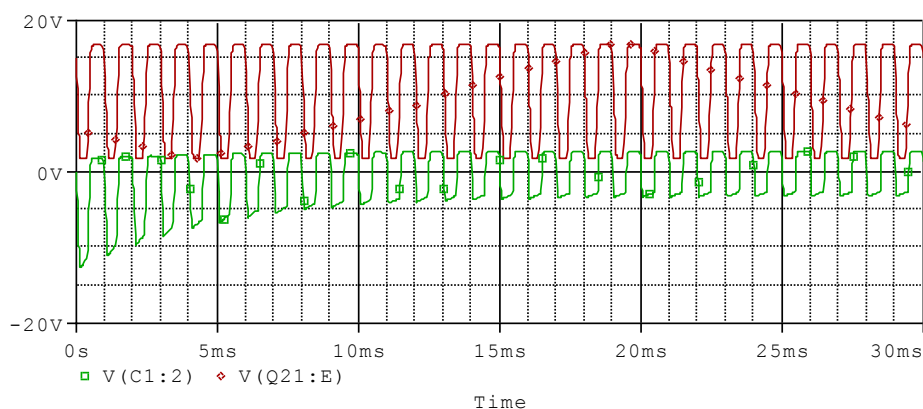


Figura 2.10-22. Simularea semnalului la ieșirea etajului pilot cu bootstrap $V(Q21:E)$ și la ieșirea etajului pilot clasic $V(C1:2)$, la $V_{AMPL}=0,2V$

Se observă comportarea mult mai bună a semnalului la ieșirea circuitului cu bootstrap în special la amplitudini mari ale semnalului de intrare.

Pentru simularea răspunsului în frecvență utilizăm un montaj asemănător prezentat în figura de mai jos.

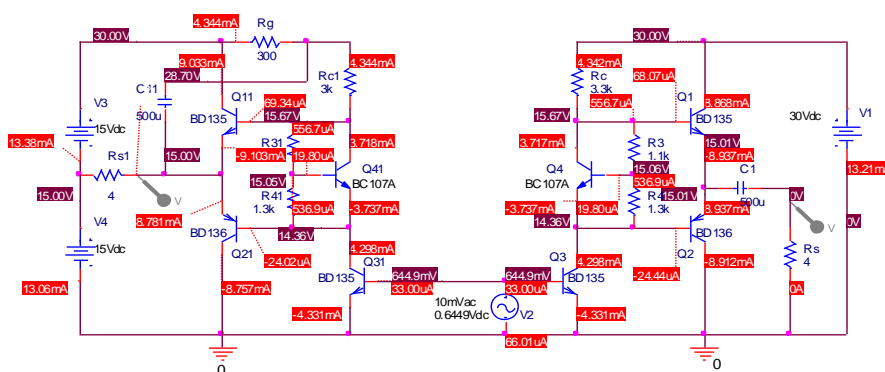


Figura 2.10-23. Circuitul utilizat pentru compararea răspunsului în frecvență și PSFul pentru $VDC=0,6449V$

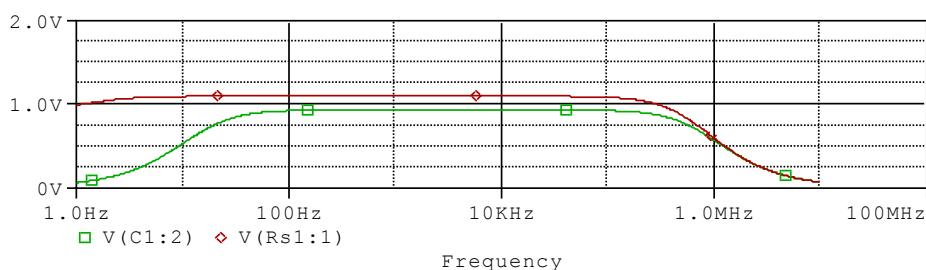


Figura 2.10-24. Simularea răspunsului în frecvență a etajului pilot fără bootstrap $\square V(C1:2)$ și cu bootstrap $\diamond V(Rs1:1)$

Este evident că și din punctul de vedere al răspunsului în frecvență circuitul cu bootstrap se comportă mai bine.

Optimizarea etajului diferențial

Optimizarea etajului diferențial se poate face din punct de vedere static și anume al obținerii unei tensiunii pe sarcină la o valoare cât mai aproape de zero. În acest scop în toate simulările rezistența variabilă R_9 a fost realizată din $R_9=250\Omega$ și $R_{91}=260\Omega$ valori pentru care se obține în repaus o tensiune de 70,57nV (Figura 2.10-1.) valoare suficient de apropiată de 0V.

O altă optimizare a etajului diferențial se poate face din punct de vedere al tipului de amplificator, respectiv neinversor sau inversor, fapt care este stabilit din modul de configurare a reacției negative conform cu Figura 2.10-26..

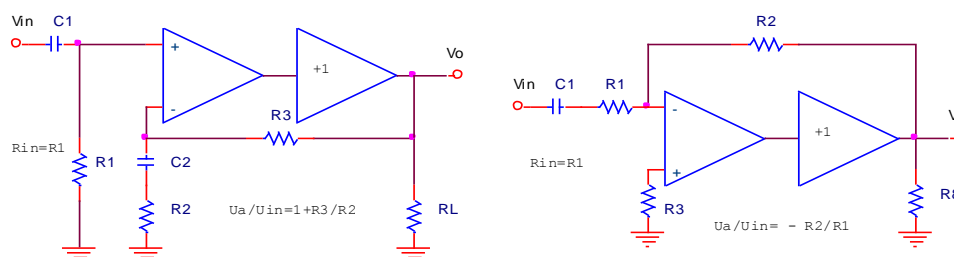


Figura 2.10-25. Amplificator audio de putere neinversor (stânga) și amplificator audio de putere inversor (dreapta)

La prima vedere comportarea celor două tipuri de amplificatoare pare identică, iar din punct de vedere al reproducerii fazei semnalului suntem tentați să alegem configurația neinversor.

Diferența cea mai importantă dintre cele două tipuri de amplificatoare este dată de răspunsul în frecvență care este mai bun la amplificatorul inversor. Explicația constă în modul de realizare a reacției negative.

La amplificatorul inversor reacția se face prin R_1 și nodul de tensiune 2 iar la amplificatorul neinversor se face prin R_1 și etajul diferențial plasat între nodurile 2 și 3. Deoarece răspunsul în frecvență al etajului diferențial este limitat pe când răspunsul în frecvență al nodului de tensiune este infinit rezultă comportarea mai bună în frecvență a etajului inversor comparativ cu cel neinversor. Pentru a verifica funcționarea acestui principiu configurăm amplificatorul audio de putere de tipul inversor ca în Figura 2.10-26. și refacem simulările PSFului tranzitorii și comparativ a răspunsului în frecvență.

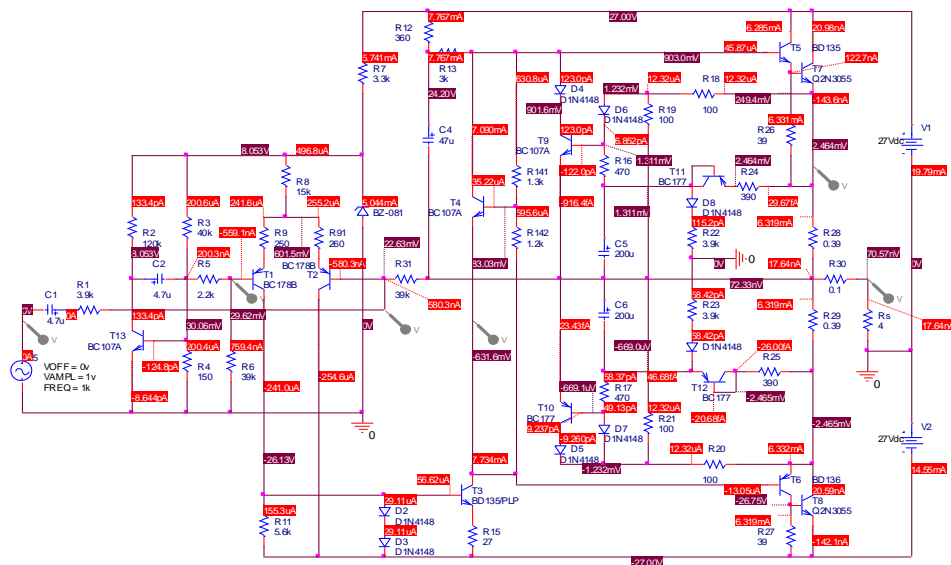


Figura 2.10-26. Simularea PSFului pentru configurația inversoare

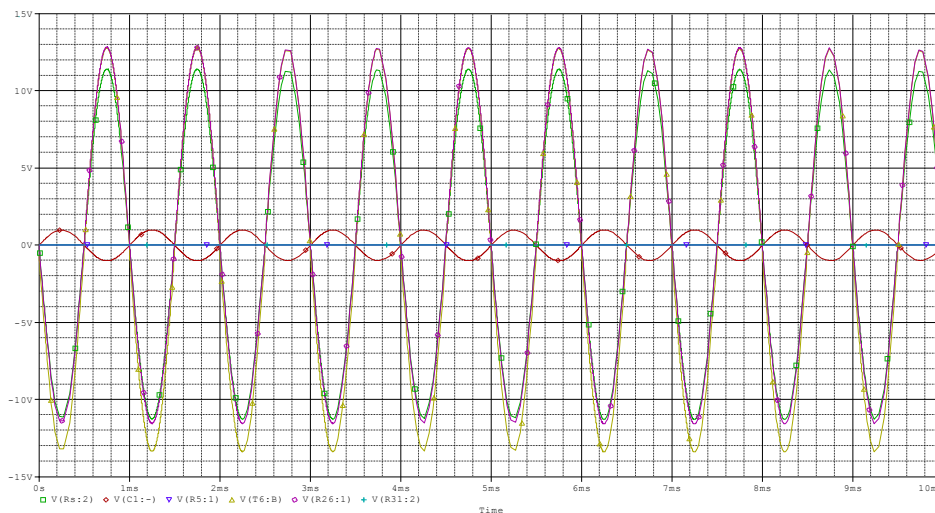


Figura 2.10-27. Simularea tranzitorie a semnalelor marcate în Figura 2.10-26.

Se remarcă comparativ cu semnalele de la configurația neinvertor că aceste semnale sunt mai conforme cu semnalul sinusoidal sau altfel spus mai puțin distorsionate și au alunecarea PSFului mult mai mică.

Simularea răspunsului în frecvență a amplificatorului audio de putere neinvertor se remarcă prin atenuare pronunțată a frecvențelor joase lucru nedorit la sistemele audio de înaltă fidelitate.

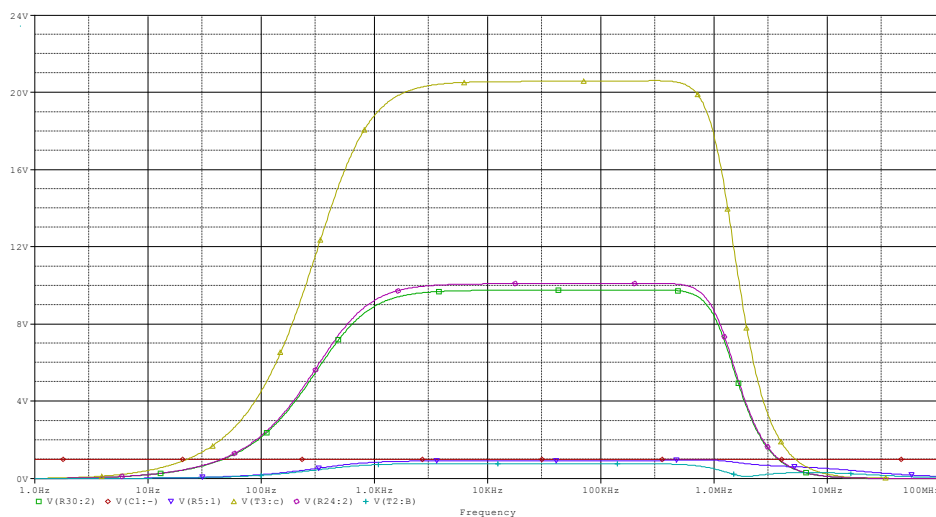


Figura 2.10-28. Simularea răspunsului în frecvență a amplificatorului neinversor cu $C_1, C_2 = 4,7\mu\text{F}$

Pentru îmbunătățirea răspunsului în frecvență se pot majora condensatoarele C_1 și C_2 efectul fiind prezentat în Figura 2.10-29. și 2.10-30.

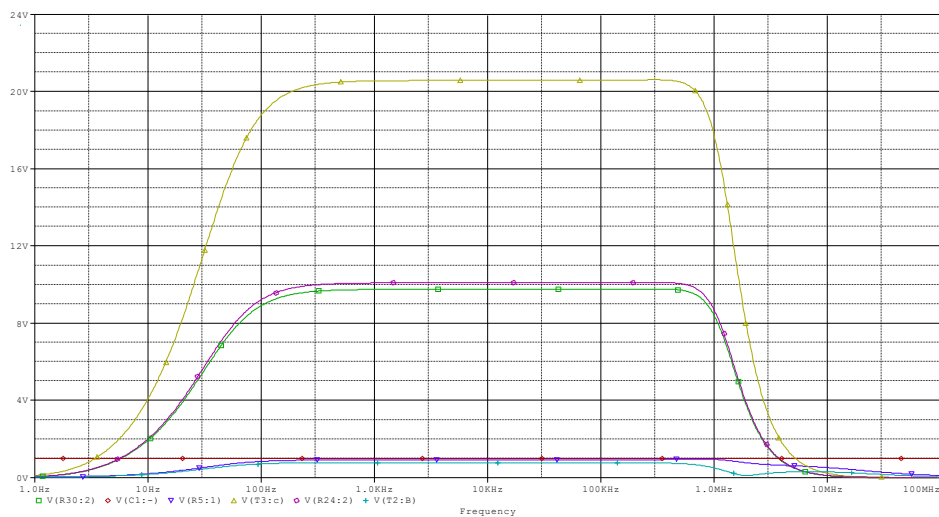


Figura 2.10-29. Simularea răspunsului în frecvență a amplificatorului neinversor cu $C_1, C_2 = 47\mu\text{F}$

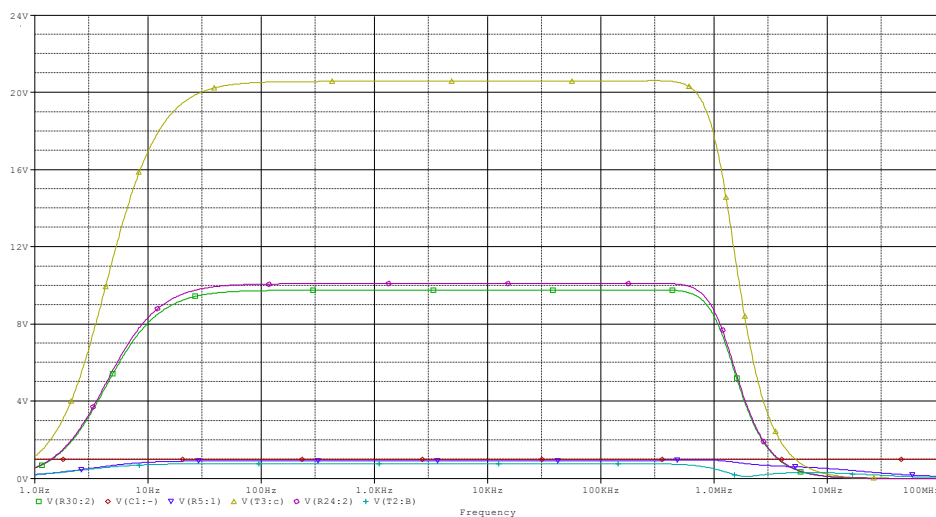


Figura 2.10-30. Simularea răspunsului în frecvență a amplificatorului neinversor cu $C_1, C_2 = 470\mu\text{F}$

În continuare este prezentat răspunsul în frecvență al configurației inversoare pentru aceleași valori ale condensatoarelor C_1, C_2 . Se poate remarca un răspuns acceptabil chiar la valori mici ale condensatoarelor de cuplaj și dependența răspunsului în frecvență numai de valoarea lui C_1 .

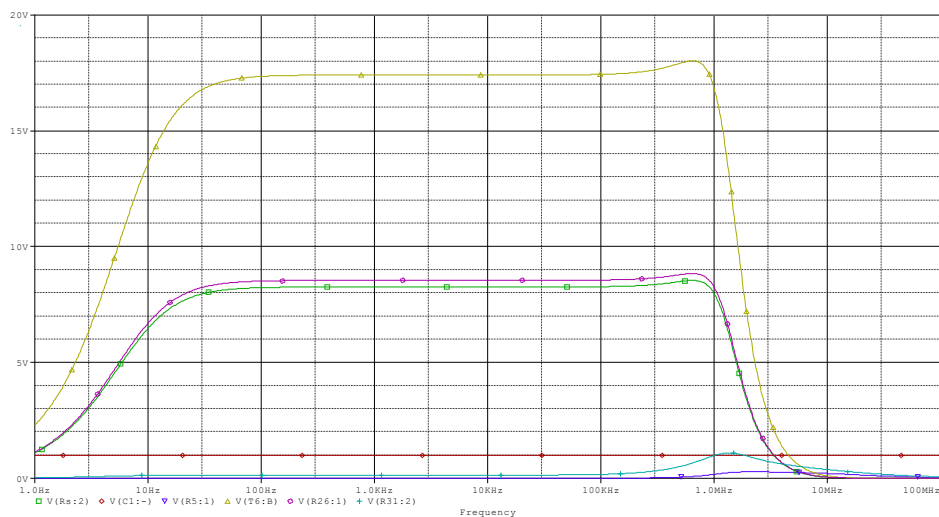


Figura 2.10-31. Simularea răspunsului în frecvență a amplificatorului inversor cu $C_1, C_2 = 4,7\mu\text{F}$

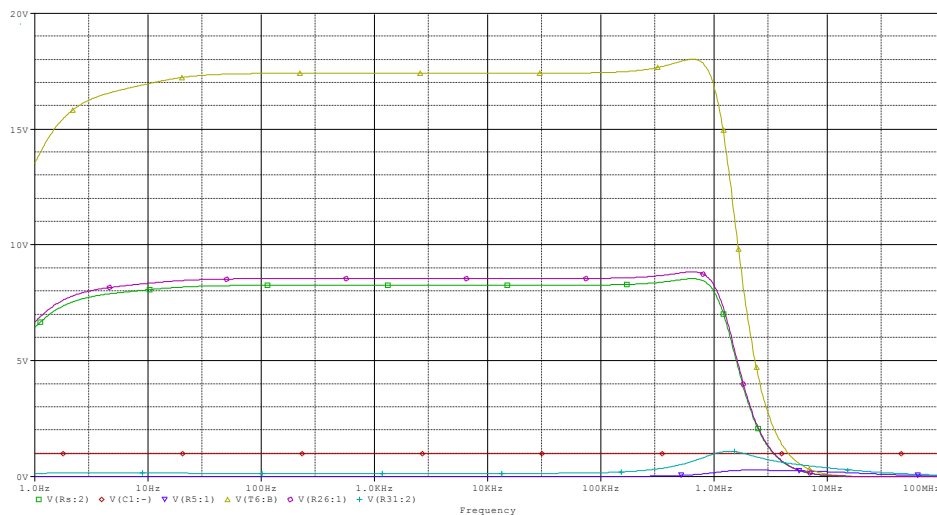


Figura 2.10-32. Simularea răspunsului în frecvență a amplificatorului inversor cu $C_1, C_2 = 47 \mu F$

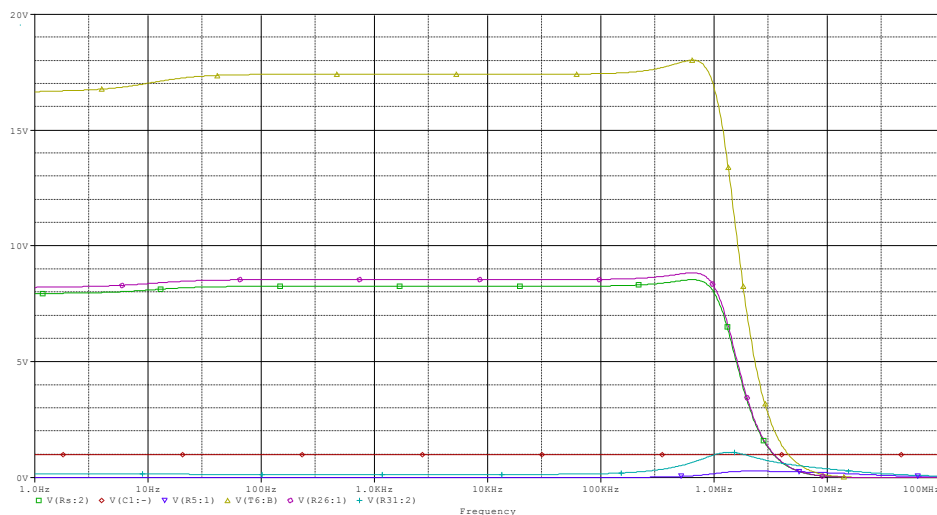


Figura 2.10-33. Simularea răspunsului în frecvență a amplificatorului inversor cu $C_1, C_2 = 470 \mu F$

Simularea la scurtcircuit

Pentru simularea la scurtcircuit se folosește schema electronică completă în care se micșorează valoarea rezistenței de sarcină R_s .

Micșorând rezistența de sarcină R_s se observă că nu apar modificări semnificative în forma semnalelor simulate până la $R_s = 1 \Omega$ și din aceste considerente se fac simulări la trei valori ale rezistenței de sarcină de 1Ω , $0,1 \Omega$ și $0,01 \Omega$.

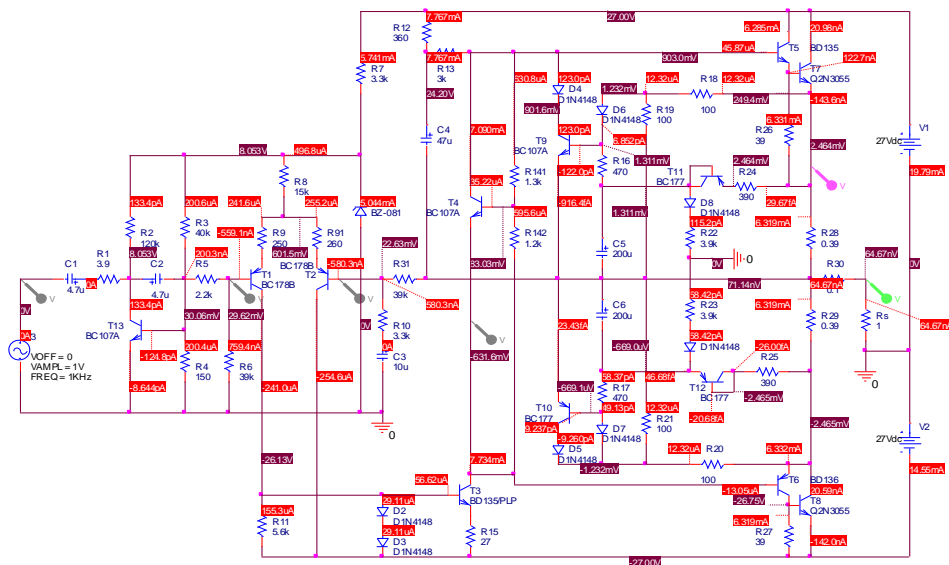


Figura 2.10-34. Schema electrică utilizată pentru simularea tranzitorie în condiții de scurtcircuit

Rezultatele simulării sunt prezentate în figurile următoare în care se păstrează semnalul prin darlingtonul npn, V(R24:2) și semnalul prin rezistența de sarcină V(R30:2) celelalte semnale având modificări nesemnificative. Utilizând formula

$$I_{T7,M} = \frac{V_{R24,M}}{R_{28} + R_{30} + R_S} \text{ pentru calculul curentului prin darlingtonul npn pentru } R_S=0,1\Omega \text{ și } R_S=0,01\Omega \text{ se obține } I_{T7,M} \cong 6A \text{ apropiat de valoarea proiectată.}$$

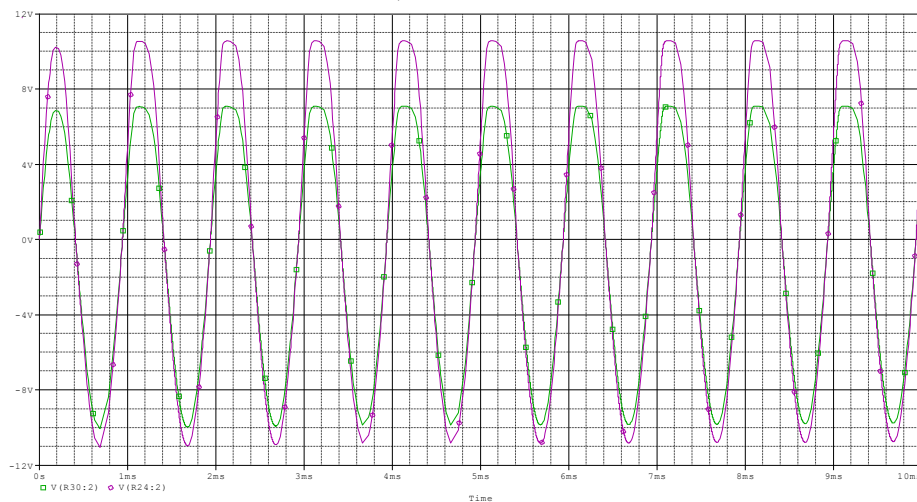


Figura 2.10-35. Simularea semnalului prin darlingtonul npn V(R30:2) și rezistența de sarcină V(R24:2) la $R_S=1\Omega$

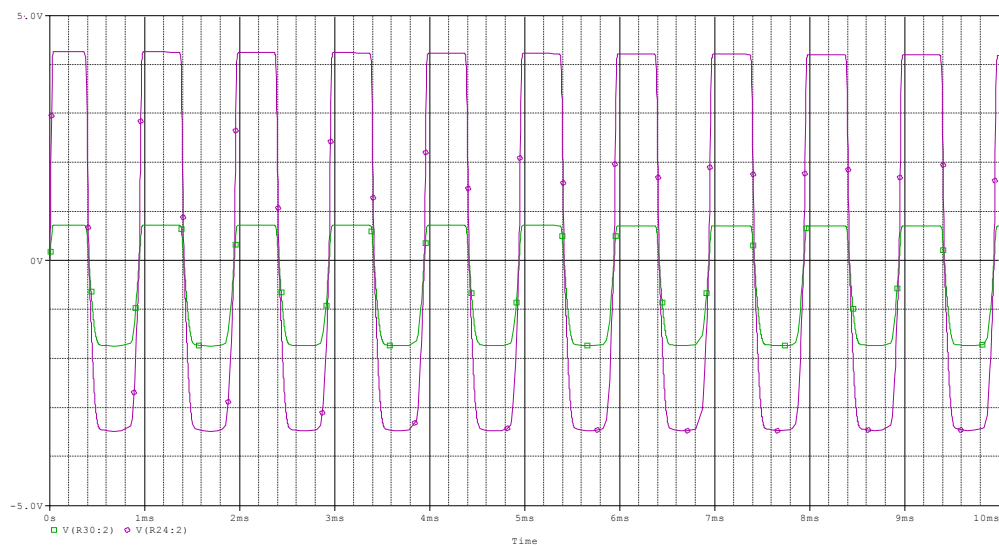


Figura 2.10-36. Simularea semnalului prin darlingtonul npn V(R30:2) și rezistența de sarcină V(R24:2) la $R_s=0,1\Omega$



Figura 2.10-37. Simularea semnalului prin darlingtonul npn V(R30:2) și rezistența de sarcină V(R24:2) la $R_s=0,01\Omega$

2. 11 SURSA DE ALIMENTARE

Sursa de alimentare pentru etajul final este constituită dintr-un transformator coborâtor de tensiune care are înfășurarea secundară cu priză mediană. Acest fapt permite ca după redresare și filtrare să se obțină față de masă două tensiuni egale și de semne opuse.

Această configurație are avantajul utilizării unei singure punți redresoare pentru cele două tensiuni.

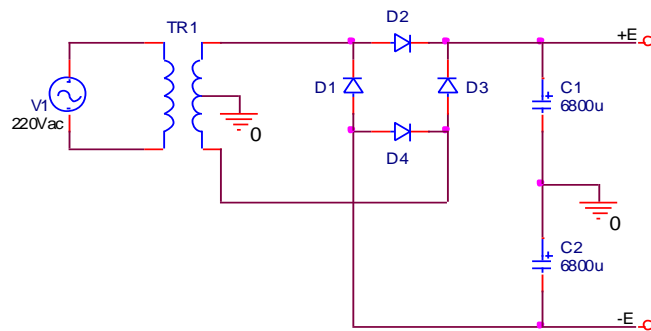


Figura 2.11-1. Sursa de alimentare a amplificatorului audio de putere

Dimensionarea redresorului

1. Dimensionarea condensatorilor de filtraj

Pentru dimensionarea capacităților de filtraj se estimează curentul mediu consumat de amplificator la 2A și corespunzător acestuia rezistența echivalentă a sursei pe una din tensiuni este $R_{SE} = 13 \Omega$.

Se impune ca frecvența corespunzătoare constantei de timp $t = CR_{SE}$ să fie mult mai mică decât frecvența de tăiere în bandă respectiv 10Hz.

$$\text{Se alege } f = 2\text{Hz} \Rightarrow C_{1,2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{SE}} = 6121 \mu F$$

$$\text{Se alege } C_{1,2} = 6800 \mu F$$

2. Dimensionarea punții redresoare

Pentru dimensionarea punții redresoare calculăm tensiunea inversă și curentul maxim prin aceasta:

$$V_{inv} = 1,5 \cdot V_{R_{max}} = 1,5 \cdot 2 \cdot 27 = 81V$$

$$I_{max} = 3,5 I_{R_{max}} = 3,5 \cdot 1,41 \cdot 2 = 9,9A$$

Se alege o punte 20PM1 cu tensiunea inversă de 100V și curentul maxim de 30A.

Dimensionarea transformatorului

1. Datele de calcul ale transformatorului

Principalele date de calcul ale transformatorului sunt:

- Puterea aparentă secundară

Consumul estimat pe un canal este 88W iar pe patru canale 352W. Se ia 360W rotunjind cu puterea consumată de preamplificator și celelalte etaje intermediare.

- Tensiunile în secundar

Pentru etajul final trebuie o tensiune continuă de $2 \times 27V_{cc}$ adică $2 \times 27 \cdot 0,707 = 2 \times 19V_{ef}$ valoare eficace.

Pentru preamplificatoare trebuie $22,5V_{ef}$.

- Tensiunea în primar

Tensiunea în primar este $V_1 = 220V_{ef}$.

- Frecvența rețelei de alimentare

Frecvența rețelei de alimentare este $f = 50Hz$.

- Factorul de putere al sarcinii

Factorul de putere al sarcinii se consideră $\cos\varphi_2 = 1$.

2. Alegerea miezului

Se alege un miez din tole ștanțate E+I, din tablă de oțel electrotehnic, de grosime 0,5mm, având pierderi specifice în fier $P_{Fs} = 2W/Kg$

3. Intensitățile curenților transformatorului

Se consideră $\cos\varphi_1=0,9$ și randamentul $\eta = 0,9$. Coeficientul k este egal cu 1 pentru transformatoare monofazate și $\sqrt{3}$ pentru transformatoare trifazate.

$$I_1 = \frac{S_2 \cdot \cos\varphi_2}{k \cdot V_1 \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1} = \frac{360 \cdot 1}{1 \cdot 220 \cdot 0,9 \cdot 0,9} = 2A$$

$$I_{2f} = \frac{S_2}{k \cdot V_2} = \frac{360}{1 \cdot 38} = 9,5A, \quad I_{2p} = 0,03A$$

4. Secțiunea miezului

Secțiunea miezului transformatorului se determină cu ajutorul relației:

$$S_M = k_S \sqrt{\frac{S_1 k_G}{f \cdot B_M \cdot J}} \quad \text{unde:}$$

k_S este un coeficient care ține cont de tipul transformatorului, de tipul bobinajului și de numărul de faze al transformatorului. Conform tabelului următor $k_S=6,65$.

Tabelul 2.11-1. Determinarea coeficientului k_s

Numărul de faze	Tipul transformatorului	Tipul bobinajului	k_s
1	Cu coloane	Bobine circulare	4,75
		Bobine dreptunghiulare	5,7
	În manta (E + I)		6,65
3	Cu coloane	Bobine circulare	3,5
		Bobine dreptunghiulare	4

$$S_I \text{ este puterea aparentă în primar } S_I = \frac{S_2}{\eta} = \frac{360}{0,9} = 400\text{W}$$

k_G este raportul între greutatea materialelor active fier respectiv cupru. Depinde de gradul de solicitare al acestora și anume inducția magnetică în miez respectiv densitatea de curent în cupru. Uzual $k_G = 4 \div 7$ pentru transformatoare calculate pentru preț minim și $k_G = 2 \div 3$ pentru transformatoare calculate pentru greutate totală minimă. Alegem $k_G = 4$.

Inducția în miez B_M și densitatea de curent J se aleg în funcție de puterea aparentă de calcul S .

Tabelul 2.11-2. Determinarea inducției în miez B_M și densității de curent J

S (W)	<100	100÷600	600÷1000	1000÷2500	2500÷6000
B_M (T)	0,8÷0,9	0,9÷0,95	0,95÷1	1÷1,2	1,2÷1,3
J (A/mm ²)	2,5÷4	2÷3	1,8÷2,5	1,6÷2,1	1,5÷1,9

Se alege $B_M = 1\text{T}$ și $J = 3\text{A/mm}^2$.

$$\begin{aligned} \text{Secțiunea miezului } S_M &= 6,65 \cdot \sqrt{\frac{400 \cdot 4}{50 \cdot 1 \cdot 3}} = \\ &= 6,65 \cdot \sqrt{\frac{400 \cdot 4}{50 \cdot 1 \cdot 3}} = 6,65 \cdot 3,27 = 21,75 \cong 22\text{cm}^2. \end{aligned}$$

Se aleg tole de tip E cu $a=50\text{mm}$.

5. Numărul de spire al înfășurărilor

Numărul de spire al înfășurărilor este determinat de tensiunea înfășurării și numărul de spire pe volt.

$$n_{s/v} = \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot f \cdot B_M \cdot S_M} = \frac{1}{\pi \cdot 1,41 \cdot 50 \cdot 1 \cdot 0.0022} = 2 \text{ spire/volt.}$$

Numărul de spire al primarului:

$$n_1 = \frac{V_1}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot f \cdot B_M \cdot S_M} = V_1 \cdot n_{s/v} = 220 \cdot 2 = 440 \text{ spire}$$

Numărul de spire al înfășurării secundare pentru etajul final:

$$n_{2f} = 2 \times V_{2f} \cdot n_{s/v} = 2 \times 0,707 \cdot 27 \cdot 2 = 2 \times 19 \cdot 2 = 2 \times 38 \text{ spire}$$

Numărul de spire al înfășurării secundare pentru preamplificator și etajele intermediare:

$$n_{2p} = V_{2p} \cdot n_{s/v} = 22,5 \cdot 2 = 45 \text{ spire}$$

6. Secțiunile și diametrele conductoarelor

Secțiunea conductorului din înfășurarea primară este

$$S_{C1} = \frac{I_1}{J} = \frac{2}{3} = 0,66 \text{ mm}^2$$

Diametrul conductorului din înfășurarea primară este

$$D_{C1} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{C1}}{\pi}} = 0,91 \text{ mm.} \quad \text{Se alege } D_{C1} = 0,9 \text{ mm.}$$

Secțiunea conductorului din înfășurarea secundară pentru etajul final este

$$S_{C2f} = \frac{I_{2f}}{J} = \frac{9,5}{3} = 3,16 \text{ mm}^2$$

Diametrul conductorului din înfășurarea secundară pentru etajul final este

$$D_{C2f} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{C2f}}{\pi}} = 1,99 \text{ mm.} \quad \text{Se alege } D_{C2f} = 2 \text{ mm.}$$

Secțiunea conductorului din înfășurarea secundară pentru preamplificator și etajele intermediare este

$$S_{C2p} = \frac{I_{2p}}{J} = \frac{0,03}{3} = 0,01 \text{ mm}^2$$

Diametrul conductorului din înfășurarea secundară pentru etajul final este

$$D_{C2p} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{C2p}}{\pi}} = 0,11 \text{ mm.} \quad \text{Se alege } D_{C2p} = 0,12 \text{ mm.}$$

2.12 SCHEMA ELECTRICĂ ȘI LISTA COMPONENTELOR

Schema electrica

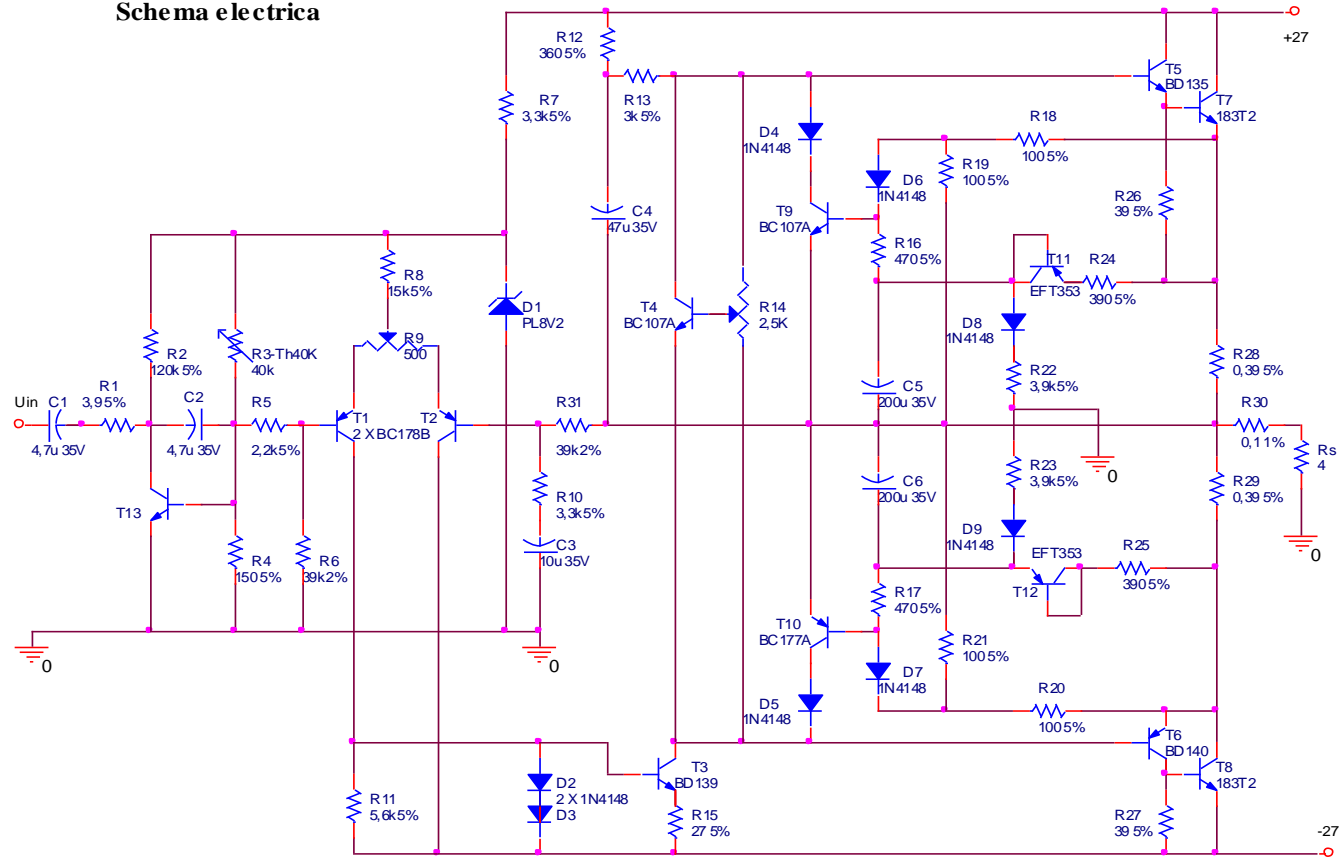


Figura 2.12-1. Schema electrică

Lista componentelor amplificatorului**Rezistențe**

$R_1 = 3,9\text{K}\Omega, 5\%$	$R_2 = 120\text{K}\Omega, 5\%$
$R_3 = \text{Th}, 40\text{K}\Omega$	$R_4 = 150\Omega, 5\%$
$R_5 = 2,2\text{K}\Omega, 5\%$	$R_6 = 39\text{K}\Omega, 2\%$
$R_7 = 3,3\text{K}\Omega, 5\%$	$R_8 = 15\text{K}\Omega, 5\%$
$R_9 = 500\Omega$	$R_{10} = 3,6\text{K}\Omega, 5\%$
$R_{11} = 5,6\text{K}\Omega, 5\%$	$R_{12} = 360\Omega, 5\%$
$R_{13} = 3\text{K}\Omega, 5\%$	$R_{14} = 2,5\text{K}\Omega$
$R_{15} = 27\Omega, 5\%$	$R_{16} = 470\Omega, 5\%$
$R_{17} = 470\Omega, 5\%$	$R_{18} = 100\Omega, 5\%$
$R_{19} = 100\Omega, 5\%$	$R_{20} = 100\Omega, 5\%$
$R_{21} = 100\Omega, 5\%$	$R_{22} = 3,9\text{K}\Omega, 5\%$
$R_{23} = 3,9\text{K}\Omega, 5\%$	$R_{24} = 390\Omega, 5\%$
$R_{25} = 390\Omega, 5\%$	$R_{26} = 39\Omega, 5\%$
$R_{27} = 39\Omega, 5\%$	$R_{28} = 0,39\Omega / 3\text{W}$
$R_{29} = 0,39\Omega / 3\text{W}$	$R_{30} = 0,1\Omega / 2\text{W}$
$R_{31} = 39\text{K}\Omega, 2\%$	

Condensatori

$C_1 = 4,7\mu\text{F}/35\text{V}$	$C_2 = 4,7\mu\text{F}/35\text{V}$
$C_3 = 10\mu\text{F}/35\text{V}$	$C_4 = 47\mu\text{F}/35\text{V}$
$C_5 = 200\mu\text{F}/35\text{V}$	$C_6 = 200\mu\text{F}/35\text{V}$

Tranzistori

$T_1 = \text{BC 178B}$

$T_2 = \text{BC 178B}$

$T_3 = \text{BD 139}$

$T_4 = \text{BC 107A}$

$T_5 = \text{BD 139}$

$T_6 = \text{BD 140}$

$T_7 = \text{BDY 26 (183T2)}$

$T_8 = \text{BDY 26 (183T2)}$

$T_9 = \text{BC 107A}$

$T_{10} = \text{BC 177A}$

$T_{11} = \text{EFT 353}$

$T_{12} = \text{EFT 353}$

Diode

$D_1 = \text{PL 8V2}$

$D_2 \div D_9 = \text{1N4148}$

$EC = 27V$

Lista componentelor sursei de alimentare

Condensatori

$C_1 = 6800\mu\text{F} / 63V$

$C_2 = 6800\mu\text{F} / 63V$

Transformator monofazat

Punte redresoare

$V_2 = 2 \times 19V_{\text{ef}}$

20PM1

$I_2 = 2A$