

PREAMPLIFICATOR AUDIO DE INTRARE

Acest capitol prezintă principalele aspectele ale proiectării preamplificatorului audio de intrare destinat adaptării la intrare cu tipurile uzuale de surse de semnal, iar la ieșire cu un etaj corector de ton sau alt etaj intermediar sau chiar direct cu amplificatorul de putere.

5.1 TEMA DE PROIECTARE

Tema de proiectare se referă la un preamplificator de audiofrecvență de intrare având schema bloc prezentată în Figura 5.1-1.. Amplificatorul audio de intrare este compus din o rețea de adaptare la intrare cu principalele surse de semnale audio (microfon, pick-up cu doză magnetică, pick-up cu doză ceramică, radio, magnetofon sau alte ieșiri de semnal ale aparatelor audio electronice) și două etaje de amplificare în clasa A, respectiv etajul de intrare și etajul de ieșire care realizează amplificarea în tensiune a semnalului.

Amplificarea globală a amplificatorului audio de intrare este stabilită de reacție negativă serie la intrare-paralel la ieșire iar alimentarea celor două etaje de amplificare este realizată de sursa de alimentare.

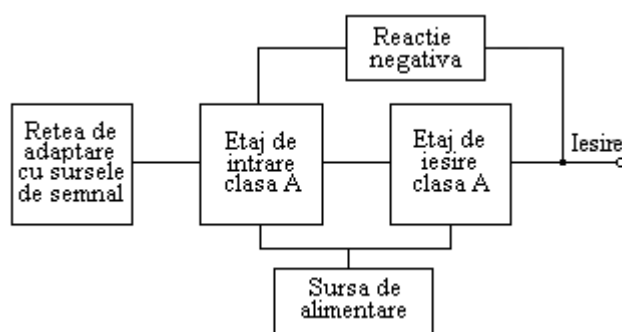


Figura 5.1-1. Schema bloc a amplificatorului audio de intrare

5.2 SETURI DE DATE DE INTRARE

Principalii parametri ai amplificatorului audio de intrare sunt:

- Sensibilitatea minimă la intrare V_{in} (mV)
- Rezistența de intrare R_i (K Ω)
- Rezistența de ieșire maximă R_{OM} (K Ω)
- Tensiunea nominală la ieșirea amplificatorului audio de putere V_n (V_{ef})

Sursa de alimentare va asigura următorii parametri:

- Curentul nominal I_o (mA)
- Rezistența de ieșire maximă R_{OM} (Ω)
- Coeficientul de stabilizare $S_0 = \frac{\Delta V_I}{\Delta V_0} \bigg|_{R_s = c t} \geq S_{0min}$
- Tensiunea de alimentare este 220Vac \pm 10%

Tabelul 5.2-1. Seturi de date de intrare pentru proiectare

Nr.	Preamplificator				Sursa de alimentare		
	V_{in} (mV)	R_i (K Ω)	R_{OM} (K Ω)	V_n (V _{ef})	I_o (mA)	R_{OM} (Ω)	S_{0min} (-)
1	2,5	47	3	1,5	10	5	100
2	5	47	3	1,5	10	5	100
3	100	100	3	1,5	10	5	100
4	200	1000	3	1,5	10	5	100
5	2,5	47	4	1,4	12	6	80
6	5	47	4	1,4	12	6	80
7	100	100	4	1,4	12	6	80
8	200	1000	4	1,4	12	6	80
9	2,5	47	5	1,3	14	7	60
10	5	47	5	1,3	14	7	60
11	100	100	5	1,3	14	7	60
12	200	1000	5	1,3	14	7	60
13	2,5	47	6	1,2	16	8	50
14	5	47	6	1,2	16	8	50
15	100	100	6	1,2	16	8	50
16	200	1000	6	1,2	16	8	50
17	2,5	47	7	1,1	18	9	40
18	5	47	7	1,1	18	9	40
19	100	100	7	1,1	18	9	40
20	200	1000	7	1,1	18	9	40
21	2,5	50	3	1,5	18	9	40
22	5	60	4	1,4	18	9	40
23	100	79	5	1,3	18	9	40

24	200	80	6	1,2	18	9	50
25	2,5	90	7	1,1	18	9	50
26	5	50	8	1,0	18	9	50
27	100	60	3	1,5	18	9	50
28	200	79	4	1,4	18	9	50
29	2,5	80	5	1,3	18	9	50
30	5	90	6	1,2	18	9	50
31	100	50	7	1,1	18	9	50
32	200	60	8	1,0	18	9	50

Setul de date utilizate pentru exemplificare

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

Tabelul 5.2-2. Setul de date utilizate pentru exemplificare

Nr.	Preamplificator				Sursa de alimentare		
	V_{in} (mV)	R_i (K Ω)	R_{OM} (K Ω)	V_n (V _{ef})	I_o (mA)	R_{OM} (Ω)	S_{0min} (-)
1	2,5	47	3	1,5	10	5	100
2	5	47	3	1,5	10	5	100
3	100	100	3	1,5	10	5	100
4	200	1000	3	1,5	10	5	100

5.3 SCHEMA ELECTRONICĂ

Preamplificatorul este partea care influențează cel mai pregnant raportul semnal zgomot, caracteristica de frecvență și factorul de distorsiuni într-un lanț de amplificare de audiofrecvență.

În practică există adesea și alte semnale numite semnale false, care tind să interfereze cu semnalele dorite și acestea se numesc în general semnale de zgomot. Un obiectiv important în proiectare este realizarea unui bun raport semnal zgomot, cu toate că zgomotul nu poate fi eliminat complet.

Un preamplificator sensibil și relativ puțin zgomotos constituie o problemă importantă dacă urmează ca la ieșire zgomotul să fie minim, deoarece orice zgomot din preamplificator este amplificat de fiecare etaj care urmează.

Din aceste considerente pentru intrarea de pick-up cu doză magnetică și microfon dinamic la care nivelul semnalului de intrare precum și raportul semnal zgomot sunt minime, au fost prevăzute filtre de compensare care acționează prin intermediul sistemului de reacție negativă, Figura 5.3-1..

Rețeaua de adaptare la intrare cu diverse surse de semnal este alcătuită din

Nivelul mic al semnalului de intrare impune alegerea pentru etajele de amplificare a unor tranzistoare cu zgomot mic de tip BC109C cu următoarele PSFuri:

T_1 Pe baza curbelor izo-F, din catalog pentru BC109C, se alege $I_{C1} = 80\mu A$ la care pentru rezistența generatorului $R_g = 2 \div 20k \Rightarrow F \leq 2dB$.

Se alege $V_{CE1} \geq 2V$.

Din catalog în acest PSF rezultă $h_{11e1} \approx 150k$, $h_{21e1} \approx 300$, $h_{22e1} = 18\mu A/V$, $h_{21E1} \approx 100$.

T_2 Pentru T_2 se alege $I_{C2} \approx 1mA$ și $V_{CE2} \approx 5V$. Din catalog în acest PSF rezultă: $h_{11e2} \approx 15k$, $h_{21e2} \approx 400$, $h_{22e2} \approx 55\mu A/V$, $h_{21E2} \approx 300$.

2. Amplificarea în tensiune

Amplificarea în tensiune a etajului de intrare care este de tipul emitor comun cu sarcină distribuită este:

$$A_{VT1} = - \frac{h_{11e2} \| h_{22e1}^{-1} \| R_2}{R_3}$$

Considerând $R_2 \gg h_{11e2} \| h_{22e1}^{-1} \Rightarrow$

$$A_{VT1} \leq - \frac{h_{11e2} \| h_{22e1}^{-1}}{R_3} = - \frac{15k \| 55k}{R_3} \approx - \frac{12k}{R_3}.$$

Pentru obținerea unor distorsiuni tranzitorii mici se impune o amplificare redusă, cu reacție locală $A_{v,T1} \approx -10$.

Din acest considerent se alege $R_3 = 1k\Omega$.

Din condițiile: $R_2 \gg h_{11e2} \| h_{22e1}^{-1}$ și

$$V_{CE1} \approx E_C - (R_2 + R_3)I_{C1} \approx 2V,$$

se aleg $R_2 = 200k$ și $E_C = 18V$.

Se poate calcula exact V_{CE1} :

$$E_C = R_2(I_{C1} + I_{B2}) + V_{CE1} + R_3I_{C1} \quad \text{cu } I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{21E2}} \approx 3\mu A \Rightarrow$$

$$V_{CE1} = 18V - 200k\Omega \cdot 83\mu A - 1k\Omega \cdot 80\mu A = 1,32V$$

și este mai mare ca amplitudinea semnalului la ieșirea etajului de intrare.

Considerând $V_{R2} = R_2(I_{C1} + I_{B2}) \approx 16,6V$ și aproximând $V_{BE2} = 0,6V \Rightarrow$

$$V_{R5} = E_C - V_{R2} - V_{BE2} = 0,8V.$$

Se alege $R_5 = 1k\Omega \Rightarrow I_{C2} = 0,8mA$.

Ecuția dreptei de sarcină pentru T_2 : $E_C = (R_4 + R_5)I_{C2} + V_{CE2} \Rightarrow$

$$R_4 \approx \frac{E_C - V_{R5} - V_{CE2}}{I_{C2}} = \frac{18V - 0,8V - 5V}{0,8mA} = 15,25k\Omega,$$

se adoptă $R_4 = 15k\Omega$

Amplificarea în tensiune a etajului de ieșire este:

$$A_{VT2} = -\frac{h_{21e2}(R_4 \parallel h_{22e2}^{-1})}{R_g + h_{11e2}} = -\frac{h_{21e2}(R_4 \parallel h_{22e2}^{-1})}{h_{22e1}^{-1} + h_{11e2}} = -\frac{400(15k \parallel 18k)}{55k + 15k} \approx -47$$

Amplificarea în tensiune a etajului de intrare este:

$$A_{VT1} = -\frac{(h_{11e2} \parallel h_{22e1}^{-1}) \parallel R_2}{h_{11e1} + (h_{21e1} + 1)R_3} h_{21e1} = -\frac{11,8k \cdot 300}{450k} = -7,9$$

Amplificarea în tensiune a preamplificatorului în buclă deschisă este:

$$A_V = A_{VT1} \cdot A_{VT2} = -7,9 \cdot -47 = 371$$

3. Impedanța de intrare

Impedanța de intrare în buclă deschisă a preamplificatorului este:

$$Z_{InT1} = (h_{11e1} + (h_{21e1} + 1)R_3) \parallel R_6$$

R_6 se dimensionează având în vedere necesitatea polarizării bazei tranzistorului T_1 :

$$R_6 I_{B1} = V_{R5} - V_{BE,T1} - V_{R3} = 0,8 - 0,43 - 0,08 = 0,29V$$

$$\text{cu } I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{21E1}} = \frac{80}{100} = 0,8\mu A$$

$$\Rightarrow R_6 = \frac{0,29V}{0,8\mu A} = 362K\Omega \quad \text{se alege } R_6 = 360k\Omega$$

$$\Rightarrow Z_{InT1} = (150K + 300K) \parallel 360K = 200K\Omega$$

4. Dimensionarea condensatorilor

Din motive de stabilitate determinate grafic pe caracteristica BODE, se alege pentru polul dat de C_4 la frecvența $f_{4p} \approx 5 \div 10Hz (7Hz)$.

Rezistența văzută la bornele lui C_4 este:

$$R_{C4p} = R_5 \left\| \frac{h_{11e2} + R_2 \| h_{22e1}^{-1}}{h_{21e2}} = \frac{15k + 43K}{400} \| 1K = 126\Omega \Rightarrow \right.$$

$$C_4 \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_{4p} \cdot R_{C4p}} = 180\mu F, \text{ se alege } C_4 = 200\mu F$$

Având în vedere că R_1 se alege astfel încât impedanța văzută spre amplificator să fie $\approx 47k$, necesară pentru adaptarea cu doza magnetică și alegând $f_1 = 1,5Hz \Rightarrow$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 1,5 \cdot 47 \cdot 10^3} = 2,2\mu F.$$

Pentru dimensionarea C_2 se apreciază că impedanța la bornele sale nu va fi mai mică de $50K\Omega$ având în vedere efectul potențiometrului de balans și al rețelei de reacție. Se alege $f_2 = 0,2Hz \Rightarrow$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_2 \cdot R_{C2}} = 15,9\mu F, \text{ se alege } C_2 = 15\mu F.$$

Impedanța de ieșire a preamplificatorului fără reacție negativă este:

$$Z_{IesT2} = R_4 \| h_{22e2}^{-1} = 15k \| 18k = 8,2k\Omega.$$

Cu reacție negativă având în vedere necesitatea de amplificare pentru o valoare medie $\beta_r = 100^{-1}$, \Rightarrow

$$\text{Impedanța de ieșire } Z_{Ies} \approx \frac{Z_{IesT2}}{\beta_r \cdot A_u} = \frac{8,2K}{3,71} = 2,2K\Omega.$$

Se poate accepta ca valoare minimă a lui $P_1 = 25 K\Omega$, valoarea maximă de aproximativ $100 K\Omega$ e impusă de intrarea în circuitul corector de ton.

Valoarea lui C_3 s-a ales de $C_3 = 10\mu F$ pentru $P_1 = 25 K\Omega$.

5.5 REACȚIA NEGATIVĂ ȘI REȚELELE DE ADAPTARE

Pentru estimarea nivelului nominal al semnalului la ieșirea preamplificatorului cunoaștem:

- Amplitudinea nominală a semnalului la intrarea în amplificatorul final
 $V_{nom. aap} = 1,5V_{ef}$
- Amplificarea circuitelor intermediare de aproximativ 5
- Atenuarea introdusă de $P_1 = 0,9$

$$\Rightarrow V_{iesire, pa} = \frac{1,5V_{ef}}{5 \cdot 0,9} = 330mV_{ef}$$

Rețelele de adaptare se dimensionează în raport cu acest nivel și nivelele tipice ale surselor de program. S-au adoptat următoarele categorii de surse de semnal corespunzătoare cu tema de proiectare:

Tabelul 5.5-1. Caracteristicile surselor de semnal uzuale

Sursa	Rezistența de intrare R_i (K Ω)	Sensibilitate V_{in} (mV)
Radio, magnetofon	100K Ω	100mVef
Pick-up ceramic	1M Ω	200mVef
Pick-up magnetic	47K Ω	5mVef, la 1KHz
Microfon	47K Ω	2,5mVef

Alegerea rețelei de reacție serie la intrare–paralel la ieșire crește impedența de intrare și micșorează impedența de ieșire, apropiind preamplificatorul audio de intrare de un amplificator ideal de tensiune. Experimental pentru un răspuns tranzitoriu bun $\beta_r^{-1} > 50$.

Dimensionarea rețelei de reacție și a rețelei de adaptare:

1. Dimensionarea pentru poziția radio-magnetofon

Pentru poziția radio-magnetofon se alege $R_7 = 100k\Omega \Rightarrow$ transferul pe bucla de reacție $\beta_r = 100^{-1}$, iar amplificarea cu reacție este:

$$A_{VR} = \frac{A_v}{1 + \beta_r A_v} = \frac{371}{1 + 3,71} \approx 79.$$

Nivelul semnalului de intrare în preamplificator este:

$$U_{inT1} = \frac{330mV}{79} = 4,2mV$$

Deoarece nivelul semnalului la intrare pentru această sursă de semnal este $U_{in} = 100mV$ raportul de divizare al rezistențelor R_{11} , R_{12} este:

$$\frac{R_{11} + R_{12}}{R_{12}} \approx \frac{R_{11}}{R_{12}} = \frac{V_{in}}{V_{inT1}} = \frac{100mV}{4,2mV} \approx 23$$

Deoarece $Z_{in} \approx 100k\Omega$, se alege $R_{11} = 100k\Omega \Rightarrow R_{12} = 4,3k\Omega$.

2. Dimensionarea pentru poziția microfon și pick-up ceramic

Pentru poziția microfon și pick-up ceramic se utilizează rețeaua de reacție, $R_8 - R_3$.

Amplificatorul se calculează pentru nivelul minim de intrare dat de microfon:

$$A_{VR} = \frac{A_v}{1 + \beta_r A_v} = \frac{V_{iesire}}{V_{intrare}} = \frac{330mV}{2,5mV} = 132$$

$$\Rightarrow \beta_r = \frac{A_v - 132}{132 \cdot A_v} = 4,5 \cdot 10^{-3} = \frac{1}{221}$$

dar $\beta_r = \frac{R_3}{R_8 + R_3} \approx \frac{R_3}{R_8} \Rightarrow R_8 \approx \frac{R_3}{\beta_r} = 221k\Omega$. Se alege $R_8 = 220k\Omega$.

Dimensionarea divizorului de intrare pentru pick-up ceramic.

$$\frac{R_{13}}{R_{14}} \approx \frac{V_{in}}{V_{in,T1}} = \frac{200mV}{2,5mV} = 80.$$

Din condiția ca impedanța de intrare să fie de aproximativ $1M\Omega$, se alege

$$R_{13} = 1M\Omega \Rightarrow R_{14} \approx 12,5k\Omega. \text{ Se alege } R_{14} = 18k\Omega$$

3. Dimensionarea pentru poziția microfon și pick-up magnetic

Pentru intrarea de microfon și pick-up magnetic se proiectează o rețea de reacție egalizatoare, care să corecteze caracteristica de frecvență a dozei magnetice. S-a adoptat corecția după norma R.I.A.A., în care se impun următoarele constante de timp: $t_1=318\mu s$, $t_2=75\mu s$, $t_3=3180\mu s$.

Considerând o reacție suficient de puternică astfel încât să se poată scrie:

$$A_{vr} = \frac{1}{\beta_r} \text{ și având } \beta_r \approx \frac{R_3}{Z(\omega)}, \text{ unde } Z(\omega) \text{ este impedanța grupului format din } R_9,$$

$$R_{10}, C_5, C_6 \Rightarrow A_{vr} \approx \frac{Z}{R_3} = K \cdot Z(\omega).$$

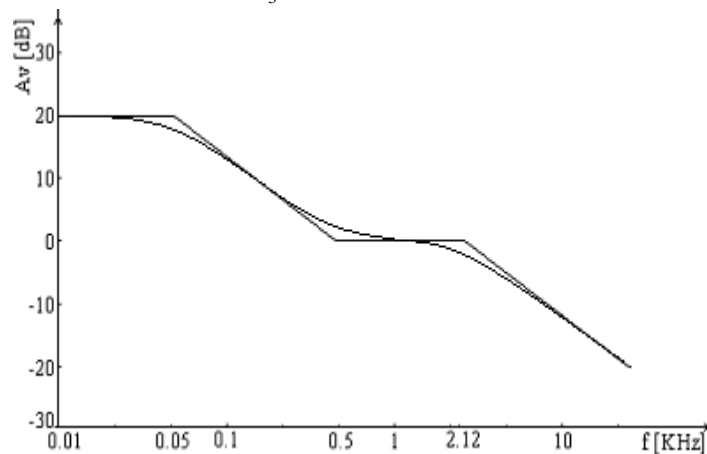


Figura 5.5-1. Curba de egalizare pentru doză magnetică

$$Z(\omega) \text{ este de forma: } Z(\omega) = B \frac{1 + pt_1}{(1 + pt_2)(1 + pt_3)},$$

$$\text{unde: } B = R_9 + R_{10}; \quad t_2 = C_5 R_9; \quad t_1 = (C_5 + C_6) \frac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}; \quad t_3 = C_6 R_{10}$$

$$\text{și } R_{10} \approx 11,8R_9; \quad C_6 = 3,4C_5.$$

Practic la 1KHz se poate considera $Z(\omega) \approx R_9$ și atunci $A_{Vr,1KHz} \approx \frac{R_9}{R_3}$.

Amplificarea necesară este: $A_{Vr,1KHz} = \frac{330mV}{5mV} = 66$

$$\Rightarrow R_9 \approx R_3 A_{Vr,1KHz} = 66k\Omega.$$

Se adoptă $R_9 = 68K\Omega \Rightarrow R_{10} = 11,8R_9 = 803K\Omega$.

Se adoptă $R_{10} = 820K\Omega$.

$$C_5 = \frac{t_2}{R_9} = 1,1nF. \quad \text{Se alege } C_5 = 1nF.$$

$$C_6 = \frac{t_3}{R_{10}} = 3,87nF. \quad \text{Se alege } C_6 = 3,9nF.$$

Pentru a asigura impedanța de intrare impusă de $\approx 47K\Omega$ se introduce la intrarea preamplificatorului rezistența R_1 care șuntează intrarea. Deoarece avem la intrare o reacție de tip serie, impedanța de intrare fără reacție și anume $Z_{intT_1} = 200K\Omega$ va crește de $\beta_r A_V$.

Pentru frecvența $f=1KHz$, $\beta_r A_V = \frac{371}{68} = 5,5 \Rightarrow$

Impedanța de intrare în preamplificator, cu reacție este:
 $Z_{int,T1,r} \approx \beta_r A_V \cdot Z_{intT1} = 1,1M\Omega.$

Impedanța de intrare globală în preamplificatorul de intrare este:

$$Z_{int,pa} = R1 \parallel Z_{int,T1,r} = 50K\Omega \parallel 1,1M\Omega = 48K\Omega.$$

5.6 SIMULAREA FUNCȚIONĂRII PREAMPLIFICATORULUI AUDIO DE INTRARE

Simularea preamplificatorului audio de intrare s-a făcut din punct de vedere al PSFului, al analizei tranzitorii și al răspunsului în frecvență. Simularea PSFului ne dă o bună concordanță cu datele de proiectare respectiv curenții de colector și tensiunile colector-emitor conform cu Figura 5.6-1..

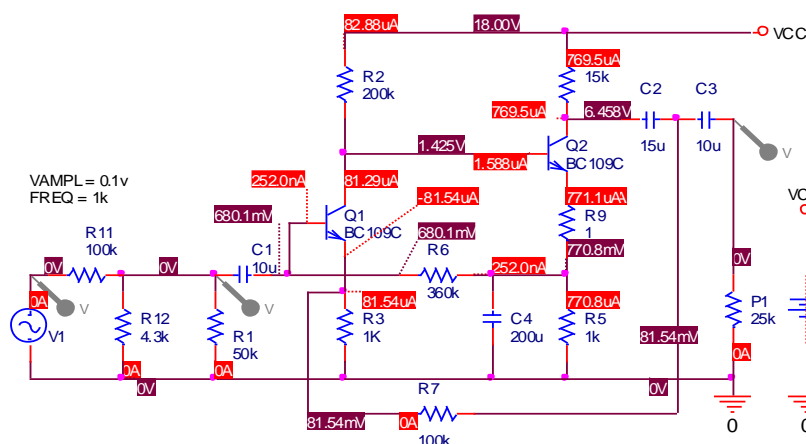


Figura 5.6-1. Simularea PSFului preamplificatorului

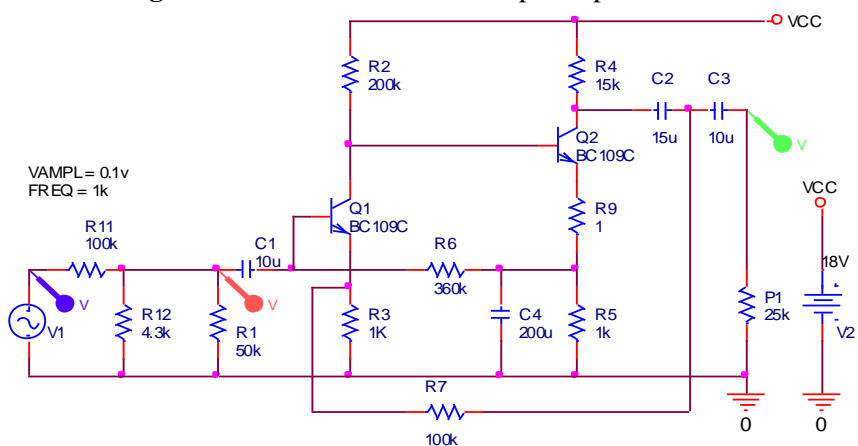


Figura 5.6-2. Circuitul utilizat pentru simularea poziției radio-magnetofon

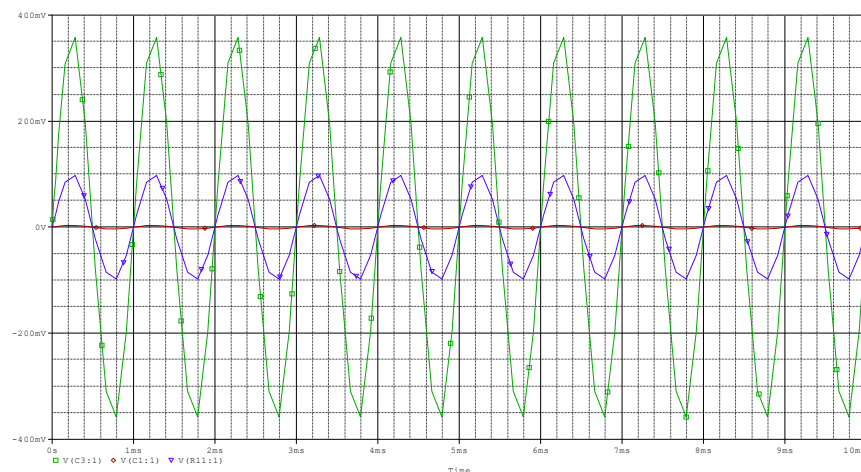


Figura 5.6-3. Simularea tranzitorie pentru poziția radio-magnetofon

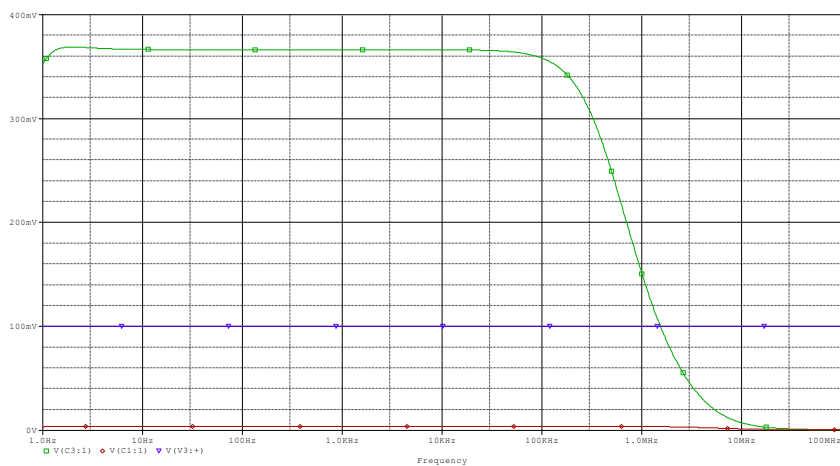


Figura 5.6-4. Simularea în frecvență pentru poziția radio-magnetofon

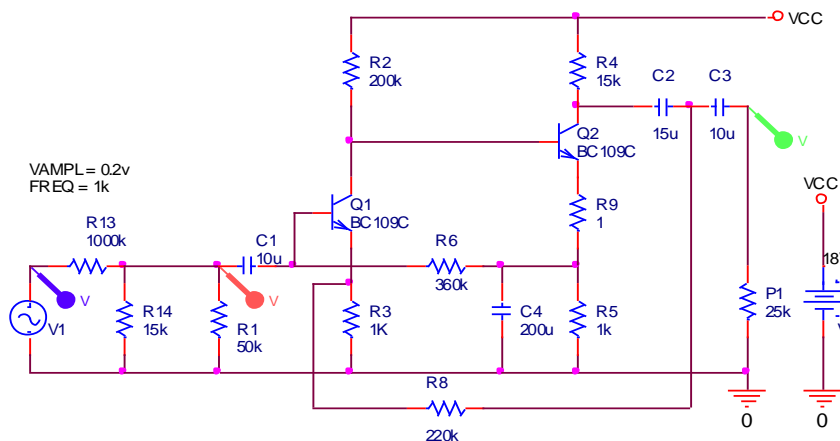


Figura 5.6-5. Circuitul utilizat pentru simularea poziției pick-up ceramic

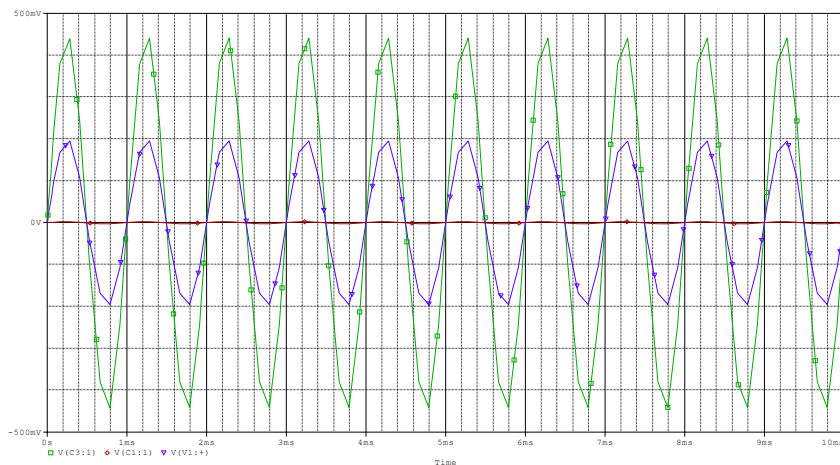


Figura 5.6-6. Simularea tranzitorie pentru poziția pick-up ceramic

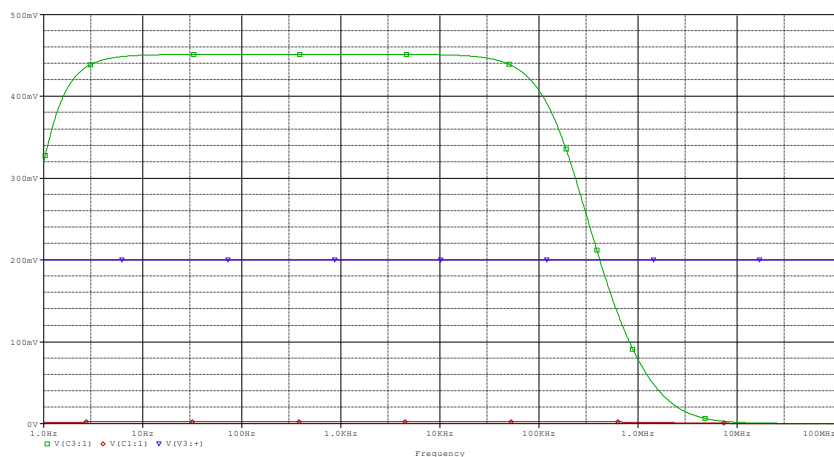


Figura 5.6-7. Simularea în frecvență pentru poziția pick-up ceramic

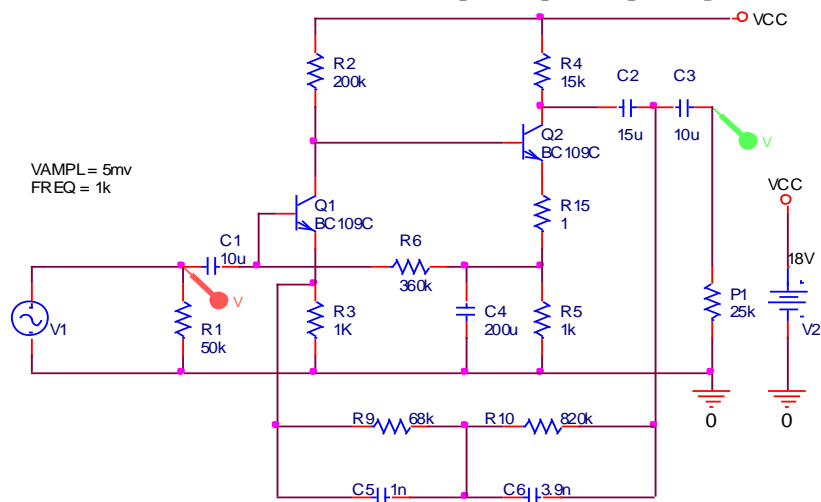


Figura 5.6-8. Circuitul utilizat pentru simularea poziției pick-up magnetic

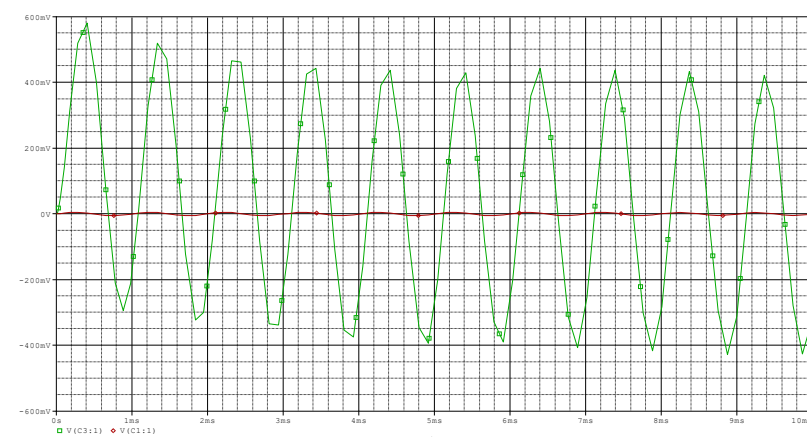


Figura 5.6-9. Simularea tranzitorie pentru poziția pick-up magnetic

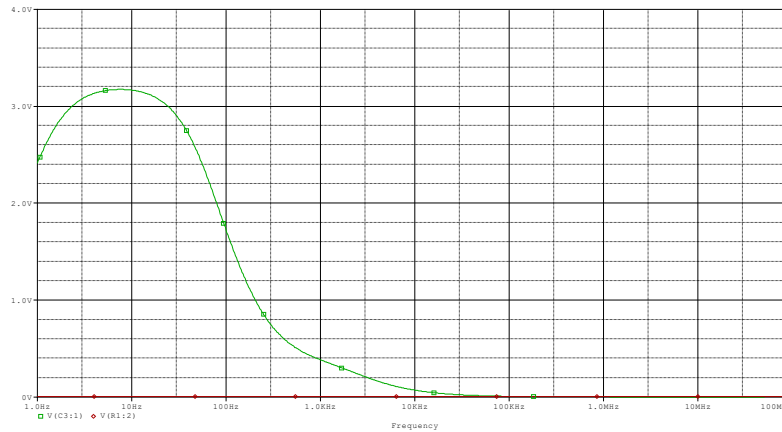


Figura 5.6-10. Simularea în frecvență pentru poziția pick-up magnetic

5.7 SURSA DE ALIMENTARE

Alimentarea preamplificatorului audio și a celui corector de ton se face din aceeași sursă.

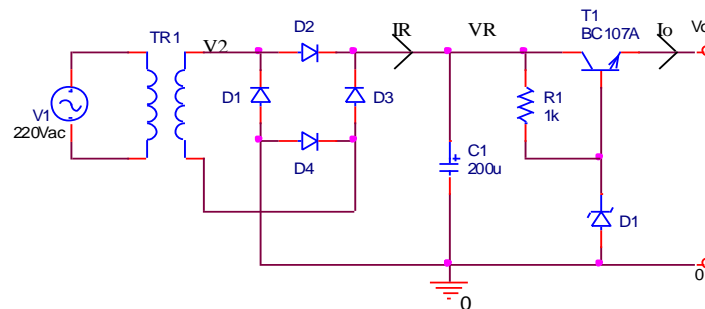


Figura 5.7-1. Sursa de alimentare a preamplificatorului audio

Conform temei de proiectare variațiile tensiunii de alimentare sunt $\pm 10\%$. Pentru o tensiune medie la ieșirea redresorului $V_R = 30V \Rightarrow$ tensiunea maximă la ieșirea redresorului și tensiunea minimă la ieșirea redresorului sunt $V_{RM} = 33V$ și $V_{RM} = 27V$.

Curentul de alimentare pentru două canale de preamplificare și celelalte etaje intermediare se estimează la 10mA.

Proiectarea stabilizatorului

1. Alegerea tranzistorului regulator serie

Se alege tranzistorul $T_1 = BC107A$ cu PSFul $I_C = 10mA$ și $V_{CE} = 5V$ pentru care $h_{21e} > 100$.

2. Alegerea diodei stabilizatoare

Se alege dioda PL12V care are $I_{\min} = 2mA$, $P_M = 100mW$ și $R_Z = 5\Omega$.

Se conectează în serie 2 diode și se consideră curentul maxim admisibil $I_{Max adm} = 9mA$, iar pentru curentul minim se alege $I_{\min} = 3mA$.

Din considerente de stabilitate a PSFului se verifică polarizarea bazei tranzistorului regulator serie T_1 .

$$\frac{I_C}{h_{21E}} = I_B = \frac{10mA}{100} = 0,1mA \ll I_{dioda}$$

3. Dimensionarea rezistenței R_1

Dimensionarea rezistenței R_1 se face astfel ca la tensiunea de intrare minimă aceasta să asigure funcționarea diodei zener.

$$R_1 = \frac{\Delta V_{\min}}{I_{Z\min}} = \frac{27 - 24}{3mA} = 1k\Omega$$

În condițiile în care tensiunea de intrare este maximă, curentul prin dioda zener nu trebuie să depășească curentul maxim admisibil.

$$I_{Z\max} = \frac{\Delta V_{\max}}{R} = \frac{33 - 24}{1k} = 9mA = I_{Max adm} = 9mA.$$

4. Verificarea puterii disipate de tranzistorul regulator serie T_1

Pentru verificarea puterii disipate de T_1 , în cazul cel mai defavorabil calculăm tensiunea colector-emitor când prin diodă trece curentul maxim de 10mA. În această situație tensiunea pe rezistența R_1 este $V_{R1} = 9V$. Deoarece $V_{CB} = V_R \Rightarrow V_{CE} = V_R + V_{BE} = 9,7V \Rightarrow$

$$P_d = V_{CE} \cdot I_C = 97mW \ll 300mW.$$

5. Coeficientul de stabilizare cu tensiunea

$$\text{Deoarece } \Delta V_o = \Delta V_i \left(\frac{1}{g_m \cdot h_{oe}^{-1}} + \frac{1}{\frac{R_1}{R_Z} + 1} \right) \cong \Delta V_i \frac{1}{\frac{R_1}{R_Z} + 1} \Rightarrow$$

$$S_0 = \frac{\Delta V_i}{\Delta V_o} \Big|_{R_s = ct} \cong \frac{R_1}{R_Z} + 1 = 101$$

6. Rezistența de ieșire a stabilizatorului

$$R_o = \frac{h_{ie1} + R \parallel R_Z}{\beta + 1} \cong \frac{h_{ie1} + R_Z}{\beta + 1}$$

$$h_{ie1} = \frac{\beta}{40 I_{C1}} = \frac{100}{40 \cdot 10} = 0,25 \text{K}\Omega \Rightarrow$$

$$R_o = \frac{250 + 10}{101} = 2,6 \Omega$$

Proiectarea redresorului

1. Dimensionarea punții redresoare

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

$$V_{inv} = 1,5 V_{R_{max}} = 50V$$

$$I_{max} = 3,5 I_{R_{max}} = 3,5 (I_0 + I_{ZMax}) = 3,5 (10 + 9) = 67 \text{mA}$$

Se alege o punte 1PM1 cu tensiunea inversă de 100V și curentul mediu redresat de 1,2A.

2. Dimensionarea condensatorului de filtraj

Condensatorul de filtraj C_1 se dimensionează utilizând inegalitatea:

$$C_1 \geq \frac{0,3 I_R}{V_R} \Rightarrow C_1 \geq \frac{0,3 \cdot 16 \text{mA}}{30V} = 160 \mu F$$

Se alege $C_1 = 200 \mu F / 50V$

3. Estimarea tensiunii și curentului în secundarul transformatorului

Estimarea tensiunii și curentului în secundarul transformatorului este necesară pentru dimensionarea numărului de spire și diametrul înfășurării secundare a transformatorului.

$$V_2 = 0,75 V_R + \frac{I_R (2R_i + R_T)}{530}, \text{ unde:}$$

R_i este rezistența corespunzătoare diodelor din puntea redresoare

R_T este rezistența corespunzătoare tranzistorului regulator serie

R_0 este rezistența de ieșire a redresorului

$$R_T = (0,06 \div 0,04) R_0, \quad R_0 = \frac{V_R}{I_R} \Rightarrow$$

$$V_2 = 0,75 \cdot 30V + \frac{16 \text{mA} \cdot 100 \Omega}{530} = 22,5V$$

$$I_2 = 1,41 \cdot I_R + \frac{16,6 \cdot V_R}{2R_i + R_T} \Rightarrow I_2 = 27,4mA$$

5.8 LISTA COMPONENTELOR

Lista componentelor amplificatorului audio de intrare

Rezistențe

$R_1 = 50K\Omega$	5%	$R_2 = 200K\Omega$	5%
$R_3 = 1K\Omega$	2,5%	$R_4 = 15K\Omega$	5%
$R_5 = 1K\Omega$	5%	$R_6 = 360K\Omega$	5%
$R_7 = 100K\Omega$	2,5%	$R_8 = 220K\Omega$	2,5%
$R_9 = 68K\Omega$	2,5%	$R_{10} = 820K\Omega$	2%
$R_{11} = 100K\Omega$	2,5%	$R_{12} = 4,3K\Omega$	2,5%
$R_{13} = 1M\Omega$	2,5%	$R_{14} = 13K\Omega$	2,5%
$P_1 = 25K\Omega$		$E_C = 18V$	

Condensatori

$C_1 = 2,2\mu F / 10V$	$C_2 = 15\mu F / 15V$
$C_3 = 10\mu F / 15V$	$C_4 = 200\mu F / 10V$
$C_5 = 1nF$ 5%	$C_6 = 3,9nF$ 5%

Tranzistori

$T_1, T_2 = BC109C$

Lista componentelor stabilizatorului

Rezistențe

Condensatori

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega \quad 5\%$$

$$C_1 = 200\mu\text{F} / 50\text{V}$$

Transformator monofazat**Punți redresoare**

$$V_2 = 22,5\text{V}$$

1PM1

$$I_2 = 30\text{mA}$$