

Universitatea Politehnica București
Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației

PROIECT 1

PREAMPLIFICATOR AUDIO DE INTRARE **CAPITOLUL 5**

Profesor coordonator:
Dr. Ing. BABARADA Florin

Student: Angan Lavinia-Marilena
Grupa: 433A

2023-2024

PREAMPLIFICATOR AUDIO DE INTRARE

Un amplificator audio de intrare este un circuit 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. Circuitul următor are ca sursă de semnal audio un pick-up cu doză magnetică.

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.

Schema bloc este prezentată în figura de mai jos:

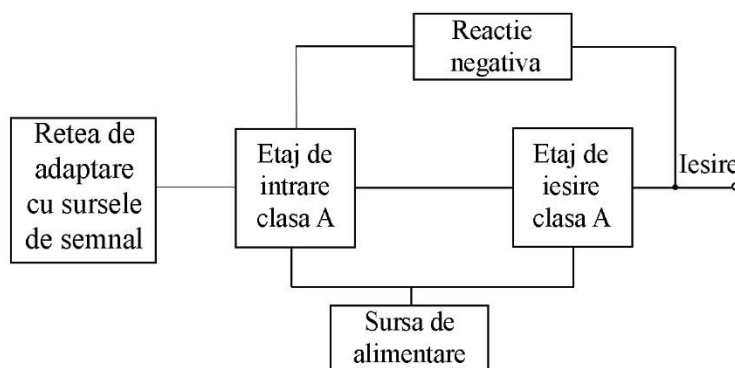


Figura 1. Schema bloc a amplificatorului audio de intrare

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 $S_0 = \frac{\Delta V_I}{\Delta V_0} \Big|_{R_s = ct} \geq S_{0min}$
- Tensiunea de alimentare este 220Vac \pm 10%

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} (-)
9	2,5	47	5	1,3	14	7	60

Setul de date de mai sus are ca sursă de semnal un microfon.

RELAȚII DE DIMENSIONARE A SCHEMEI

Alegerea tranzistorilor T_1 și T_2 :

Semnalul de intrare este un semnal mic, deci va trebui să folosim un transistor cu zgomot redus. Am ales un echivalent al BC109C în tehnologie SMD, și anume BC846B.

T_1	<p>Se alege $I_{C1} = 80\mu A$, la care pentru rezistența generatorului $R_g = 2/20k \Rightarrow F \leq 2dB$.</p> <p>Se alege $V_{CE} \approx 2V$.</p> <p>Din catalog, pentru acest PSF rezultă $h_{11e1} \approx 150k$, $h_{21e1} \approx 300$, $h_{22e1} \approx 18\mu A/V$, $h_{21E1} \approx 100$.</p>
T_2	<p>Alegem $I_{C2} = 1mA$ și $V_{CE} \approx 5V$. Din catalog pentru acest PSF rezultă $h_{11e2} \approx 15k$, $h_{21e2} \approx 400$, $h_{22e2} \approx 55\mu A/V$, $h_{21E2} \approx 300$.</p>

Amplificarea în tensiune:

Etajul de intrare este un emitor comun, iar amplificarea este de forma:

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

Considerând $R_2 \gg h_{11e2} \parallel h_{22e1}^{-1}$, rezultă că se neglijează R_2 .

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

Pentru obținerea unor distorsiuni tranzitorii mici se impune o amplificare redusă $A_{v,T1} \approx -10$. Din acest considerent se alege $R_3 = 1k\Omega$.

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

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

se aleg $R_2 = 200k$ și $E_C = 18V$.

Se poate calcula exact V_{CE1} :

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

$$V_{CE1} = 18V - 200k\Omega \cdot 83\mu A = 1.32V$$

V_{CE1} este mai mare decât amplitudinea semnalului de la ieșirea etajului de intrare.

Considerăm $V_{R2} = 16.6V$, $V_{BE2} = 0.6V$, deci $V_{R5} = E_C - V_{R2} - V_{BE2} = 0.8V$

Alegem $R_5 = 1k\Omega$, de aici rezultă $I_{C2} = 0.8mA$.

$$R_4 \approx \frac{E_C - V_{R5} - V_{CE2}}{I_{C2}} = \frac{18V - 0.8V - 5V}{0.8mA} = 15.25k\Omega$$

Alegem $R_4 = 15k\Omega$.

Amplificarea în tensiune a etajului de ieșire este:

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

Amplificarea în tensiune a etajului de intrare este:

$$A_{VT1} = -\frac{(h_{11e2} \parallel h_{22e1}^{-1})}{h_{11e1} + (h_{21e1} + 1)R_3} h_{21e1} = -\frac{11.8k \cdot 300}{450k} = -7.9$$

Amplificarea în tensiune a preamplificatorului în buclă deschisă este:

$$A_V = A_{VT1} \cdot A_{VT2} = -7.9 \cdot (-37) = 371$$

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 :

$$R_6 I_{B1} = V_{R5} - V_{BE,T1} - V_{R3} = 0.8 - 0.43 - 0.8 = 0.29V$$

$$\text{cu } I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{21E1}} = \frac{80}{100} = 0.8\mu A$$

$$\text{deci, } R_6 = \frac{0.29V}{0.8\mu A} = 362k\Omega.$$

Alegem $R_6 = 360k\Omega$ (am ales $R_6 = 180k\Omega$, în serie cu un rezistor de valoare $180k\Omega$).

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

Dimensionarea condensatorilor:

Din motive de stabilitate, alegem condensatorul C_4 de valoare $10\mu F$.

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 $f_2 = 0.2Hz \Rightarrow$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_2 \cdot R_{C2}} = 15.9\mu F, \text{ se alege } C_2 = 15\mu F.$$

Se poate accepta ca valoare minimă a lui $P1 = 25K\Omega$ ($P=22k$ și două rezistoare cu valorile $2k$, respectiv $1k$), valoarea maximă de aproximativ $100K\Omega$ e impusă de intrarea în circuitul

corector de ton. Impedanța de ieșire a preamplificatorului fără reacție negativă este:

$$Z_{ieșT2} = R_4 || h_{22e2}^{-1} = 8,18 \text{ k}\Omega$$

Cu reacție negativă, având în vedere necesitatea de amplificare pentru o valoare medie

$$\beta_r = 100^{-1} \Rightarrow \text{impedanța de la ieșire: } Z_{ieș} = \frac{Z_{ieșT2}}{\beta_r * A_v} = 2,2 \text{ k}\Omega$$

Valoarea lui C_3 s-a ales de $C_3 = 10 \mu F$ pentru $P_I = 25 \text{ k}\Omega$.

Reacția negativă și rețelele de adaptare:

Pentru estimarea nivelului nominal al semnalului la ieșirea preamplificatorului cunoaștem:

- Amplitudinea nominală a semnalului la intrarea în amplificator final
- $V_{nom. aap} = 1,3 V_{ef}$
- Amplificarea circuitelor intermediare de aproximativ 5
- Atenuarea introdusă de $P_I = 0,9$

$$V_{iesire,pa} = \frac{1,3 V_{ef}}{5 \cdot 0,9} = 280 m V_{ef}$$

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:

$A_{vr} = 1 / \beta_r$ și având $\beta_r \approx R_3 / Z(\omega)$, unde $Z(\omega)$ este impedanța grupului format din R_9 , R_{10} , C_5 , C_6
 $\Rightarrow A_{vr} \approx Z / R_3 = K \cdot Z(\omega)$

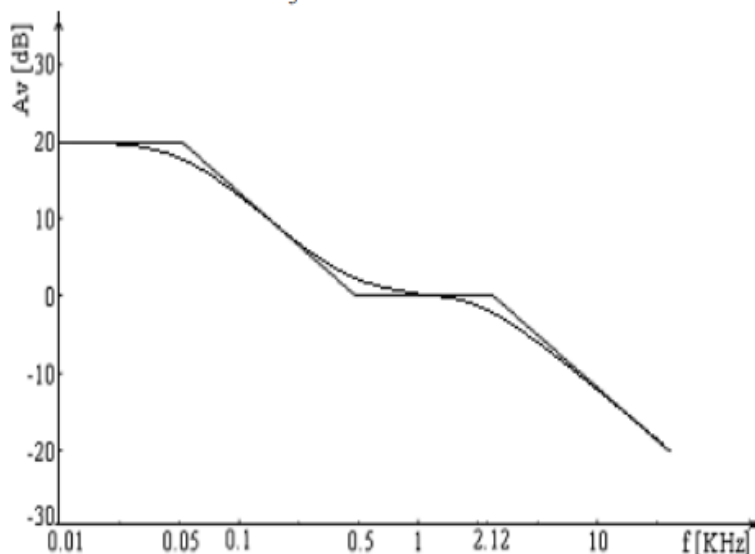


Figura 2. Curba de egalizare pentru doza magnetică

$Z(\omega)$ este de forma: $Z(\omega) = B \frac{1+pt1}{(1+pt2)(1+pt3)}$, unde $B = R_9 + R_{10}$; $t_2 = C_5 R_9$;

$$t_1 = (C_5 + C_6) \frac{R_9 \cdot R_{10}}{R_9 + R_{10}}; t_3 = C_6 R_{10} \text{ și } R_{10} \approx 11,8R_9; C_6 = 3,4C_5.$$

Practic la 1kHz se poate considera $Z(\omega) \approx R_9$ și atunci $A_{vr, 1kHz} \approx R_9 / R_3$.

Amplificarea necesară este $A_{vr, 1kHz} = 280mV / 2,5mV = 48 \Rightarrow R_9 \approx R_3 A_{vr, 1kHz} = 112k\Omega$.

Se adoptă $R_9 = 115 k\Omega$ (doua rezistoare în serie de 100k și 15k) $\Rightarrow R_{10} = 11,8R_9 = 1321,6 k\Omega$.

Se adoptă $R_{10} = 1M\Omega$ (în serie cu o rezistență adițională echivalentă de 320 k Ω (formată din doi rezistori cu valoarea de 100k Ω și 220k Ω).

$C_5 = t_2 / R_9 = 0,7nF$; Se alege $C_5 = 1nF$ (adaug un condensator cu valoarea de 470pF în paralel cu acesta).

$C_6 = t_3 / R_{10} = 2,4nF$; Se alege $C_6 = 2,2nF$ (adaug un condensator cu valoare de 470pF în paralel cu acesta).

Pentru a asigura impedența de intrare impusa de $\approx 47 k\Omega$ se introduce la intrarea preamplificatorului rezistența R_1 care șuntează intrarea. Deoarece avem la intrare o reacție de tip serie, impedența de intrare fără reacție și anume $Z_{inT1} = 200 k\Omega$ va crește $\beta_r A_v$.

Pentru frecvența de 1kHz, $\beta_r A_v = 371 / 47 = 7.89 \Rightarrow$ impedența de intrare în preamplificator, cu reacție este: $Z_{int, T1, r} = \beta_r A_v \cdot Z_{inT1} = 1,578 M\Omega$

Impedența de intrare globală în preamplificatorul de intrare este:

$$Z_{int, pa} = R_1 \parallel Z_{int, T1, r} = 47 k\Omega \parallel 1,578M\Omega = 45,66 k\Omega \approx 46 k\Omega$$

Simularea funcționării preamplificatorului audio de intrare:

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

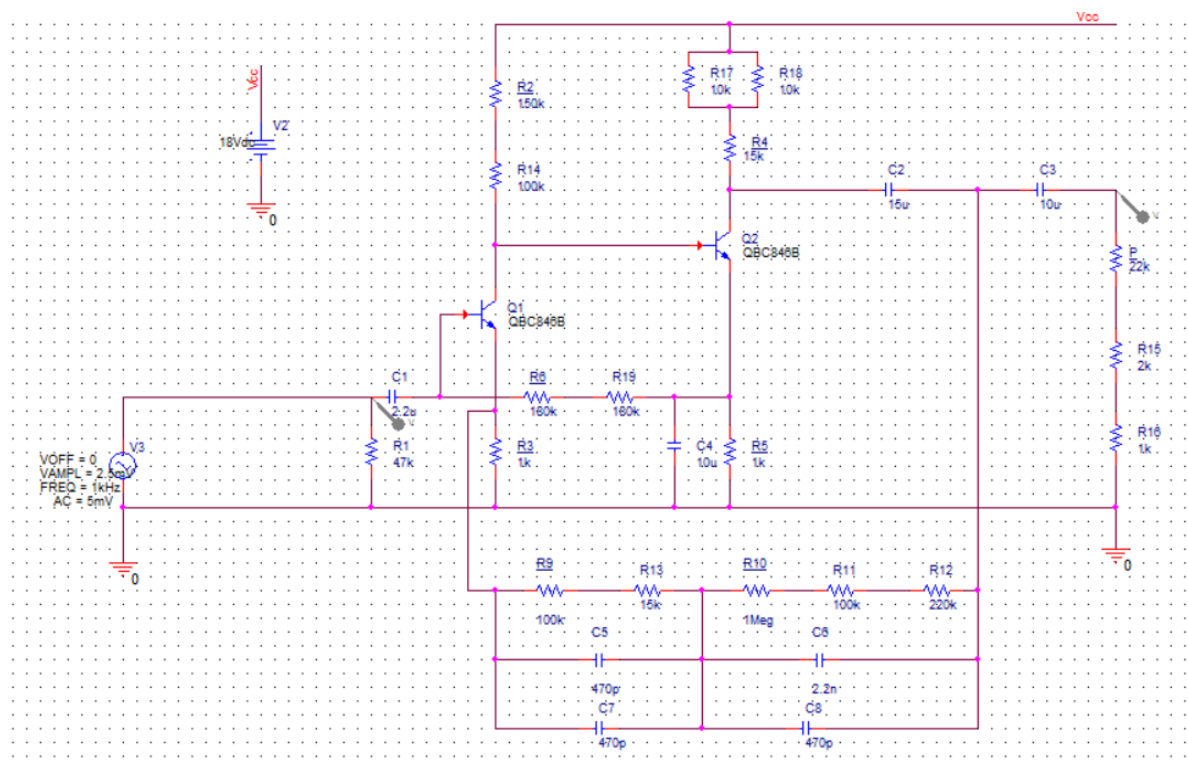


Figura 3. Circuitul utilizat

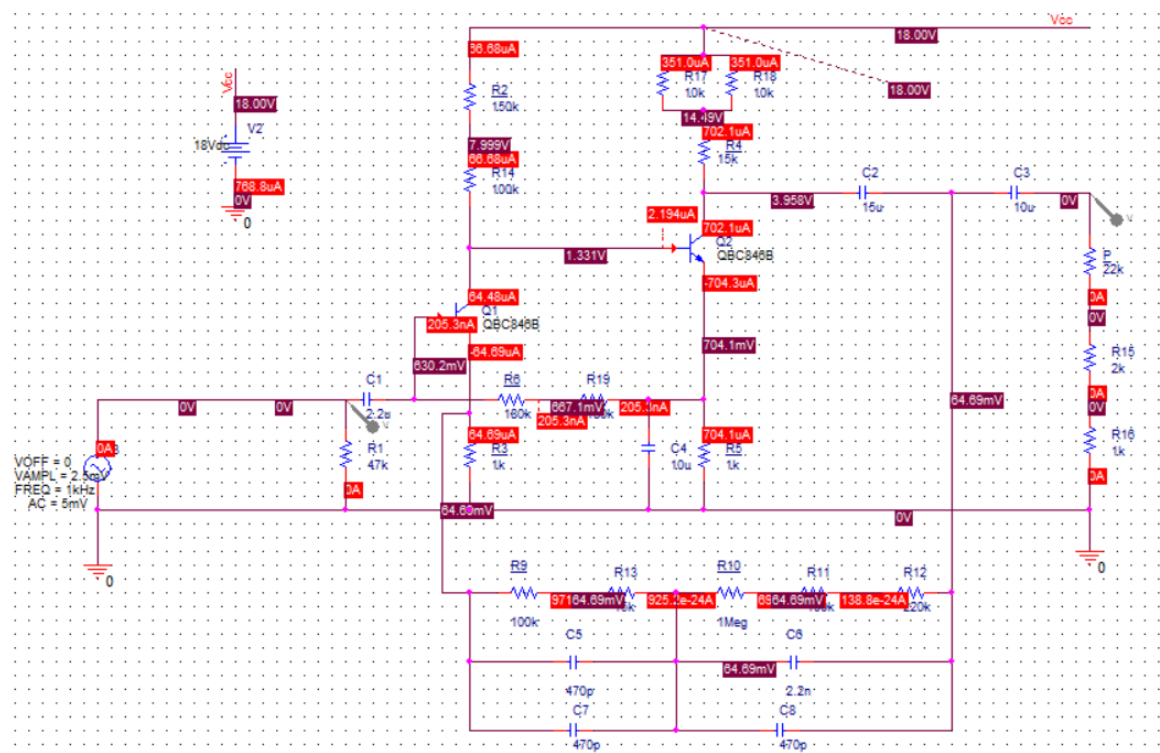


Figura 4. PSF-ul circuitului

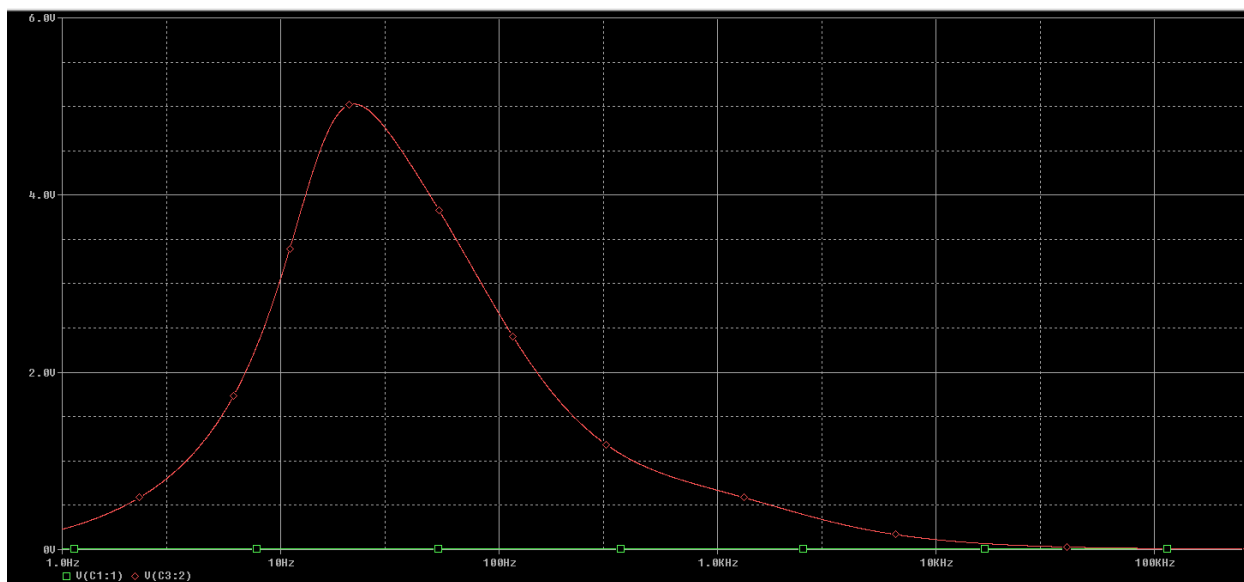


Figura 5. Simulare în frecvență

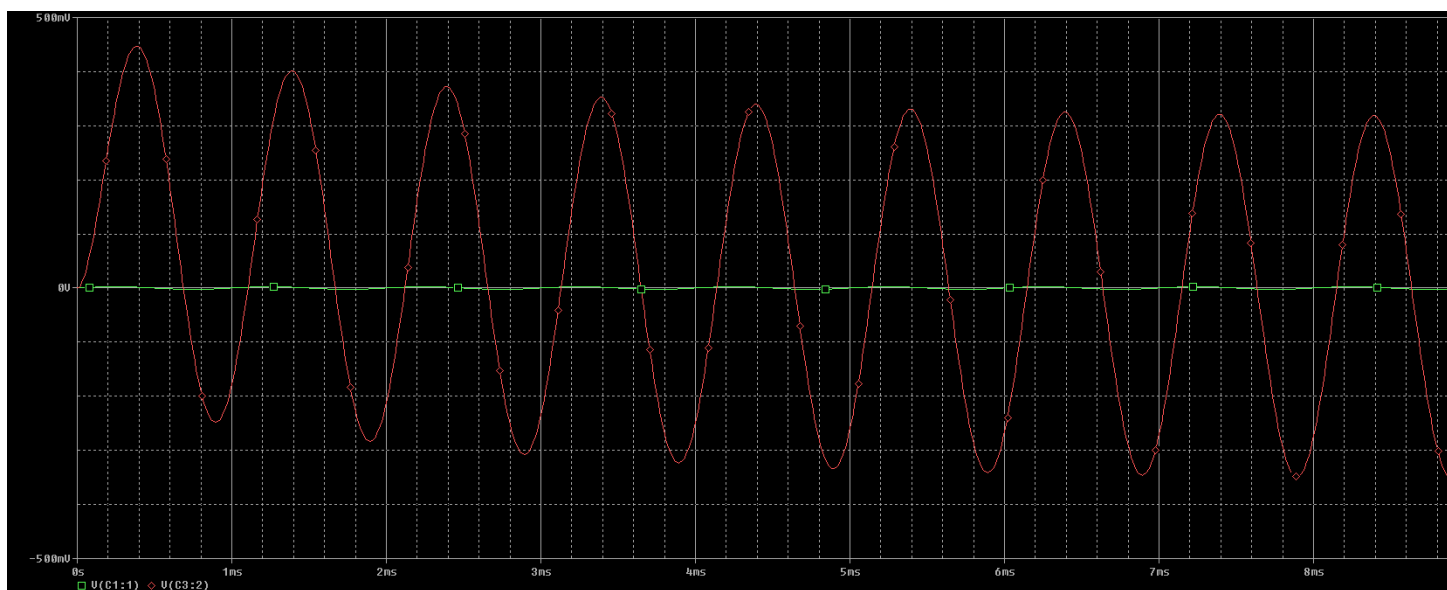


Figura 6. Simulare in regim tranzitoriu

Listă cu componentele:

Q_1, Q_2 – Tranzistor NPN BC846B cu capsula BC846B-DIO

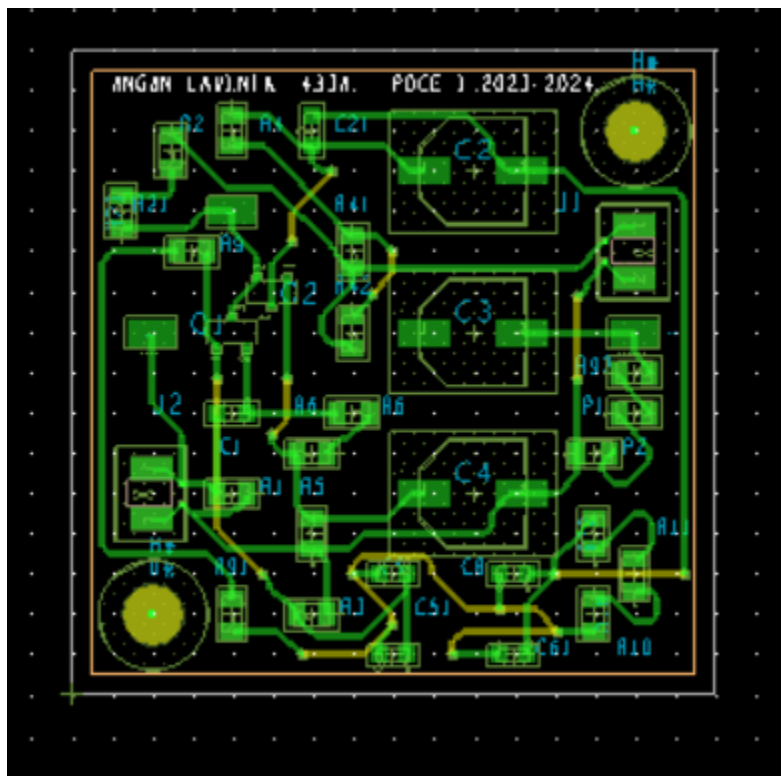
$C_{2,3,4}$ – condensator electrolitic 10 μ F cu capsula SC1H106M6L005VR

$C_{5,6,51}$ – condensator ceramic 470pF cu capsula CL21C471JBANNNC

C_6 – condensator ceramic 2,2nF cu capsula CL21B222KBANNNC

C_{21} – condensator ceramic 4,7 μ F cu capsula CL21A475KAQNNNG

P₁– rezistor 2kΩ cu capsula SMD0805-2K



9

DRILL CHART: TOP & BOTTOM			
ALL UNITS ARE IN MILS			
FIGURE	SIZE	PLATED	QTY
1	1.6 : 0	PLATED	4
2	1.6 : 0	PLATED	18

Figura 9.Drill Chart

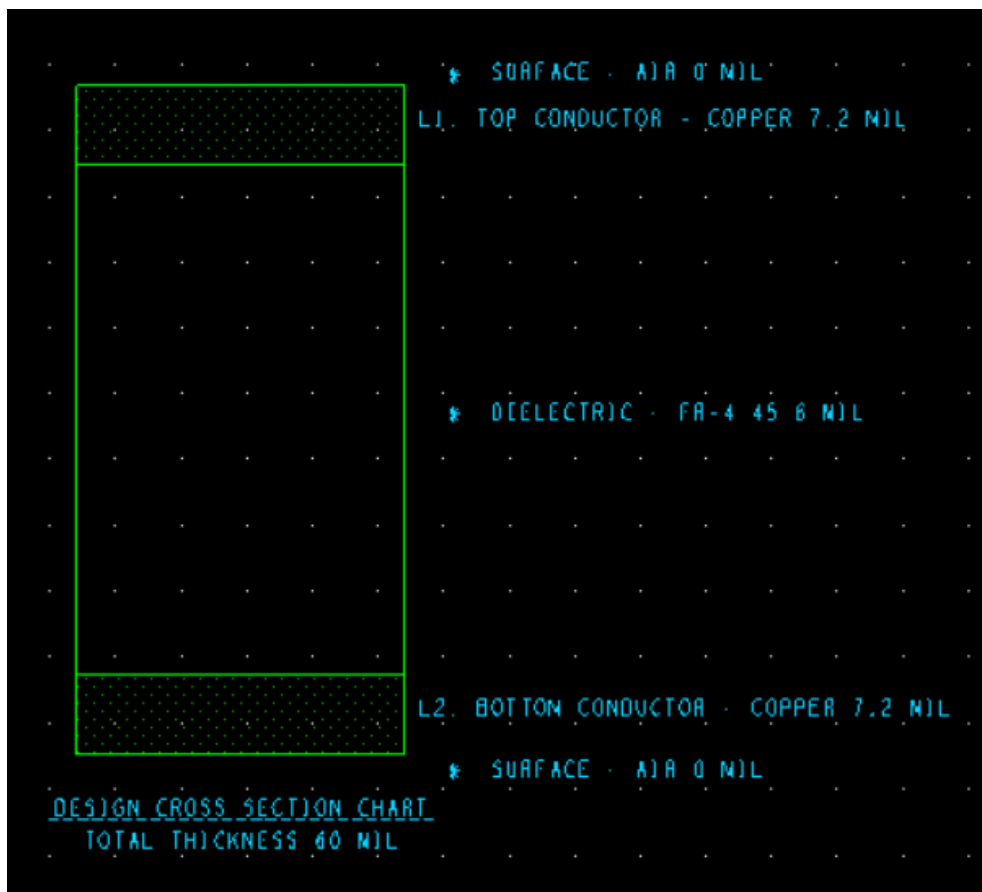


Figura 10. Cross Section

BIBLIOGRAFIE:

„Proiectarea Circuitelor Electronice de Audiofrecvență” de Florin Babarada – Editura Printech, 2003