

Universitatea Politehnica din Bucuresti
Facutatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației

PREAMPLIFICATOR AUDIO CORECTOR DE TON

Dima Daria-Elena
432A

Prof. Coordonator:
Florin Babarada

PREAMPLIFICATOR AUDIO CORECTOR DE TON

În acest capitol este proiectat un preamplificator audio cu posibilitatea corecției frecvențelor joase și a celor înalte. Preamplificatorul audio corector de ton este compus din două etaje de amplificare conectate prin intermediul unei rețele de reacție. Prin introducerea unor componente variabile în rețeaua de reacție se pot amplifica sau atenua frecvențele joase respectiv frecvențele înalte.

3.1 TEMA DE PROIECTARE

Tema de proiectare se referă la proiectarea unui preamplificator audio corector de ton care să fie realizat cu tranzistoare bipolare. Corecția de ton se referă la corecția frecvențelor joase și anume a frecvențelor mai mici ca 500Hz și a frecvențelor înalte respectiv mai mari ca 1KHz.

Etajul este compus din două amplificatoare, respectiv amplificatorul de intrare și amplificatorul de ieșire, cuplate prin intermediul rețelei de reacție de tipul RC. Rețeaua de reacție este constituită din două filtre cu elemente pasive RC de joasă, respectiv înaltă frecvență în care anumite rezistențe sunt variabile fapt ce permite amplificarea sau atenuarea frecvențelor care sunt în banda de trecere a filtrelor RC. Amplificatorul de intrare și cel de ieșire sunt alimentate din sursa de alimentare comună.

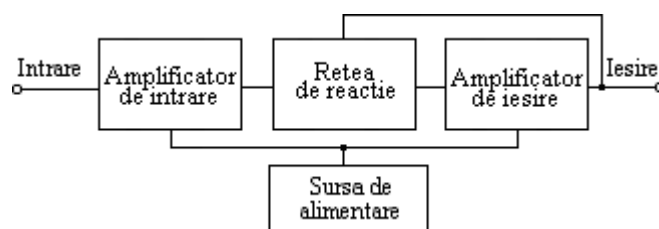


Figura 3.1-1. Schema bloc a preamplificatorului audio corector de ton

3.2 SETURI DE DATE DE INTRARE

Principalii parametri ai preamplificatorului audio corector de ton sunt:

- Rezistența de intrare R_i ($K\Omega$)
- Rezistența de ieșire R_o (Ω)
- Corecția minimă a frecvențelor joase și a frecvențelor înalte $\pm 20\text{dB}$

Sursa de alimentare va asigura următorii parametri:

- Curentul nominal maxim I_{OM} (mA)
- Rezistența de ieșire maximă R_{OM} (Ω)
- Coeficientul de stabilizare $S_0 = \frac{\Delta V_I}{\Delta V_0} \geq S_{0\min}$

- Tensiunea de alimentare este $220V_{ac} \pm 10\%$

Setul de date de intrare pentru proiectare

Nr.	Preamplificator corector de ton				Sursa de alimentare		
	R_i ($M\Omega$)	R_o (Ω)	A_v (-)	$A_{t,j}$ ($\pm dB$)	I_{OM} (mA)	R_{OM} (Ω)	S_{0min} (-)
2	2	150	5	18	10	4	3

3.3 SCHEMA ELECTRONICĂ

Conform schemei de principiu primul etaj este amplificatorul de intrare care asigură separarea rețelei de reacție de etajele anterioare. În acest scop etajul de intrare este realizat cu tranzistorul T_1 și este de tip colector comun cu bootstrap la intrare asigurând o impedanță mare de intrare și mică de ieșire.

Rețeaua de reacție este de tip RC cu elemente rezistive variabile P_1 și P_2 care asigură reglarea frecvențelor înalte și joase.

Amplificatorul de ieșire este realizat cu tranzistoarele T_2 și T_3 în conexiune emitor comun respectiv colector comun cuplate galvanic.

Primul etaj realizat cu T_2 este destinat realizării unei amplificări de tensiune în buclă deschisă suficient de mare iar etajul realizat cu T_3 este repetor pe emitor și asigură o rezistență de ieșire mică. Cele două etaje realizează un amplificator inversor, astfel rețeaua de reacție este plasată între intrarea și ieșirea acestui amplificator de ieșire.

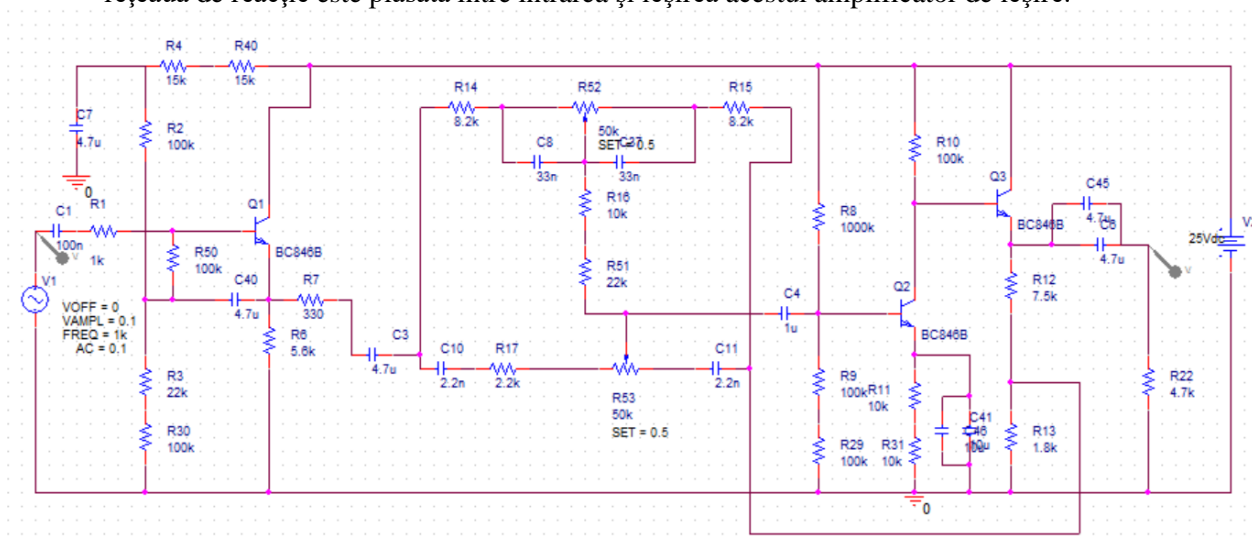


Figura 3.3-1. Schema electronică

3.4 DIMENSIONAREA REȚELEI DE REACȚIE

Elementele de atenuare pozitivă sau negativă pentru frecvențele înalte respectiv joase formează rețeaua de reacție negativă.

Pentru o bună înțelegere a principiului de funcționare a corecției amplitudinii pe anumite domenii de frecvență considerăm etajele amplificatoare echivalente cu circuite operaționale care au conectate impedanțele echivalente ca în Figura 3.4-1..

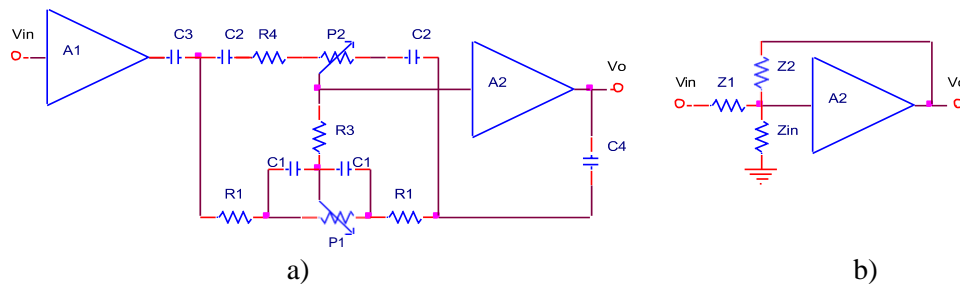


Figura 3.4-1. Schema echivalentă a preamplificatorului audio corector de ton cu rețeaua de reacție a) și schema echivalentă simplificată b)

A_1 reprezintă preamplificatorul de intrare iar A_2 reprezintă amplificatorul de ieșire. Rețeaua de reacție prevăzută cu potențiometrele P_1 și P_2 este desenată simplificat în Figura 3.4-2. b) amplificarea etajului fiind data de raportul impedanțelor $\frac{Z_2}{Z_1}$.

Calculul rețelei de reacție se face pentru circuitele echivalente la joasă și înaltă frecvență.

Circuitul echivalent pentru înaltă frecvență

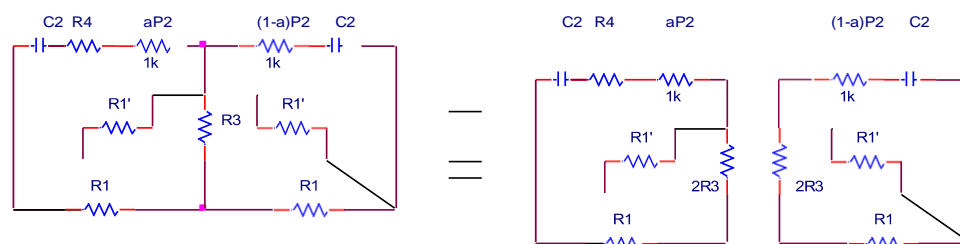


Figura 3.4-2. Circuitul echivalent al rețelei de reacție pentru înaltă frecvență

Pentru înaltă frecvență circuitul echivalent este prezentat în Figura 3.4-2., iar funcția de transfer este:

$$F(p) = \frac{Z_2}{Z_1} = k \cdot \frac{(1 + p t_1)(1 + p t_2)}{(1 + p t_3)(1 + p t_4)}$$

$$\begin{aligned}
k &= 1 & R_1' &= R_1 + 2R_3 \\
t_1 &= aR_2C_2 & t_2 &= [R_1' + (1-a)R_2]C_2 \\
t_3 &= R_1'C_2 & t_4 &= R_2C_2
\end{aligned}$$

Curba de atenuare maximă se obține pentru $a = 0$ și rezultă:

$$\begin{aligned}
t_1 &= 0_2 & t_2 &= [R_1' + R_2]C_2 \\
t_3 &= (R_1' + aR_2)C_2 & t_4 &= (1-a)R_2C_2
\end{aligned}$$

Se alege P_2 de $100K\Omega$.

Pentru ca interferența celor două circuite să fie minimă se impune ca $R_1 \ll P_2$ și rezultă $R_1 \leq 10K\Omega$.

R_1' s-a obținut prin transformarea stelei R_3 , R_1 , R_1 și s-a neglijat rezistența ce apare între intrarea și ieșirea lui A_2 , considerând că amplificatoarele A_1 și A_2 au impedanța de ieșire foarte mică.

Se alege $f_2 = 500Hz$ și rezultă $t_2 = (R_1' + R_2)C_2 = 3,2 \cdot 10^{-4} s$

Se alege $f_4 = 700Hz$ și rezultă $t_4 = R_2C_2 \approx 2,3 \cdot 10^{-4} s$

Rezultă și se adoptă $C_2 = 2,2nF$.

Se alege $f_3 = 1KHz$ și rezultă $t_3 = R_1'C_2 = 1,6 \cdot 10^{-4} s$,
 $\Rightarrow R_1' = 72K\Omega$.

Punctul $f_3 = 1KHz$ s-a dedus grafic pe caracteristica Bode astfel încât atenuarea teoretică de $-20dB$ se produce la $15KHz$.

Se alege $R_1 = 8,2K\Omega$ și $R_3 = \frac{R - R_1}{2} = 31,9K\Omega$.

Se adoptă $R_3 = 33K\Omega$.

Curba de ridicare minimă se obține pentru $a = 1$ și rezultă:

$$\begin{aligned}
t_1 &= R_2C_2 & t_2 &= R_1' C_2 \\
t_3 &= (R_1' + R_2)C_2 & t_4 &= R_4C_2
\end{aligned}$$

Curba de ridicare va fi simetrică cu cea de coborâre până la f_4 , când factorul de transfer devine constant.

Astfel, se explică rolul rezistenței R_4 care menține al doilea pol din funcția de transfer, chiar pentru $a = 1$ asigurându-se stabilitatea.

Se apreciază din considerente practice confirmate experimental că $f_4 \approx 30Hz \Rightarrow t_4$

$$= (2 \cdot \pi \cdot f_4)^{-1} = 5,3\mu \quad \Rightarrow \quad R_4 = \frac{t_4}{C_2} = 2,4K$$

Circuitul echivalent pentru joasă frecvență

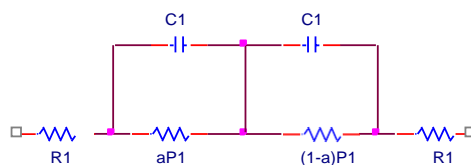


Figura 3.4-3. Circuitul echivalent pentru joasă frecvență

Pentru circuitul echivalent la joasă frecvență funcția de transfer are forma:

$$F(p) = \frac{Z_2}{Z_1} = k \cdot \frac{(1 + pt_1)(1 + pt_2)}{(1 + pt_3)(1 + pt_4)}$$

$$\text{Se alege } P_1 = nR_1 = 100K\Omega \Rightarrow n \approx 12$$

Curba de atenuare maximă se obține pentru $a = 0$

$$\Rightarrow k = \frac{1}{1 + n}$$

$$t_1 = 0$$

$$t_3 = 0$$

$$t_2 = n \cdot R_1 \cdot C_2$$

$$t_4 = \frac{n}{n + 1} \cdot R_1 \cdot C_2$$

Curba de ridicare maximă se obține pentru $a = 1$

$$\Rightarrow k = n + 1,$$

$$t_1 = \frac{n}{n + 1} \cdot R_1 \cdot C_1$$

$$t_2 = 0$$

$$t_3 = n \cdot R_1 \cdot C_1$$

$$t_4 = 0$$

$$\text{Se alege } f_2 = 50\text{Hz} \Rightarrow t_2 = 3,2\text{s}$$

$$\Rightarrow C_1 \approx \frac{t_2}{12 R_1} = 32\text{nF} \quad \text{Se adoptă } C_1 = 32\text{nF}.$$

$$12 R_1$$

Rețeaua pentru joasă frecvență începe să lucreze sub frecvența de aproximativ 500Hz. La 50Hz ridicarea este de $20\log(n + 1) = 22\text{dB}$ iar atenuarea de -22dB .

3.5 PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI DE IEȘIRE

Amplificatorul de ieșire A_2 este realizat cu T_2 și T_3 iar pentru respectarea condiției de semnal mic trebuie ca semnalele alternative să fie mult mai mici ca tensiunea de alimentare. O tensiune de alimentare mare implică și rezistențe de polarizare de valori mari și deci impedanță mare de intrare. Din aceste considerente se alege $E_c = 25\text{V}$ stabilizată. Distorsiunile se vor măsura experimental și se va modifica PSFul dacă este cazul.

1. Se alege PSFul pentru tranzistorul T_2

Curentul de colector $I_{CT2} = 0,1\text{mA}$ și tensiunea colector-emitor $V_{CE2} \geq 10\text{V}$

Se alege raportul $\frac{R_{10}}{R_{11}} \approx 10$

Se alege $V_{R10} \approx 10\text{V} \Rightarrow$ Se adoptă $R_{10} = 100\text{K}\Omega$ și $R_{11} = 20\text{K}\Omega$

2. Se alege PSFul pentru tranzistorul T_3

Curentul de colector $I_{CT3} = 1,5\text{mA}$ și tensiunea colector-emitor $V_{CE3} = 10\text{V}$

$$\Rightarrow R_{12} + R_{13} \approx \frac{E_C - V_{CE3}}{I_{C3}} = \frac{15\text{V}}{1,5\text{mA}} = 10\text{K}\Omega$$

3. Alegerea tranzistoarelor

Se aleg tranzistoarele de tip BC109C cu următoarele valori limită absolute:

$$V_{CE0} = 25\text{V} \quad I_C = 100\text{mA} \quad I_B = 50\text{mA}$$

$$P_{\text{tot}} = 300\text{mW} \quad T_j = 175^\circ\text{C}$$

și caracteristicile statice:

$$h_{21E} = 270 \quad V_{CE\text{sat}} < 0,2\text{V} \quad V_{BE\text{sat}} < 0,8\text{V}$$

4. Dimensionarea rezistențelor R_{12} , R_{13}

$$I_{B,T3} = \frac{I_{C,T3}}{h_{21E}} = \frac{1,5\text{mA}}{270} = 5,5\mu\text{A}$$

Acest curent poate fi neglijat în raport cu I_{C2} . În acest caz tensiunea pe R_{10} este:

$$\Rightarrow V_{R10} = R_{10} \cdot I_{C2} = 100\text{K} \cdot 0,1\text{mA} = 10\text{V}$$
$$\Rightarrow V_{R12+R13} = E_C - V_{R10} - V_{BE2} = 25 - 10 - 0,6 = 14,4\text{V}$$

În rețeaua de reacție s-a neglijat rezistența care apare între intrarea și ieșirea amplificatorului de ieșire A_2 . Valoarea acestei rezistențe este:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + 2 \cdot \frac{1}{R}} \approx 18\text{K}\Omega \gg R_{0,A2}$$

Se alege $R_{13} = 1,8\text{K}\Omega$ și se calculează R_{12} :

$$R_{12} + R_{13} = \frac{V_{R12+R13}}{I_{C3}} = \frac{14,4\text{V}}{1,5\text{mA}} = 9,3\text{K}\Omega$$

$$\Rightarrow R_{12} = 9,3\text{K}\Omega - 1,8\text{K}\Omega = 7,5\text{K}\Omega.$$

5. Calculul divizorului de bază pentru tranzistorul T_2

Curentul prin divizorul de polarizare a bazei tranzistorului T_2 este:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{21E}} = \frac{0,1\text{mA}}{270} = 0,37\mu\text{A}$$

Deoarece impedanța de intrare a amplificatorului A_2 este dată de impedanța de intrare în T_2 , iar aceasta este aproximativ R_9 , se alege $R_9 = 200\text{K}\Omega$.

Tensiunea pe rezistența R_9 poate fi exprimată astfel:

$$V_{R9} = V_{R11} + V_{BE2} = 20\text{K}\Omega \cdot 0,1\text{mA} + 0,6\text{V} = 2,6\text{V}$$

$$\Rightarrow \frac{R_9}{R_8 + R_9} = \frac{V_{R9}}{E_C} = \frac{2,6\text{V}}{25\text{V}} \approx 0,1$$

$$\Rightarrow R_8 \approx 8R_9 = 1,6\text{M}\Omega$$

6. Calculul impedanței de intrare în A_2

Parametri dinamici ai tranzistorului T_2 sunt:

$$g_{m2} = 40 \cdot I_{C2} = 40 \cdot 0,1 = 4\text{mA/V}$$

$$h_{11e,T2} = \frac{\beta}{g_{m2}} = \frac{270}{4} = 67,5\text{K}\Omega$$

Impedanța de intrare în T_2 este:

$$Z_{in, T2} = h_{11e,T2} + h_{21e,T2} \cdot R_{11} = 67,5\text{K}\Omega + 270 \cdot 20\text{K}\Omega \approx 5,4\text{M}\Omega$$

Impedanța de intrare în T_2 este:

$$Z_{in, A2} = (R_9 \parallel R_8) \parallel Z_{in, T2} \approx 180\text{K}\Omega \parallel 5,4\text{M}\Omega \approx 180\text{K}\Omega$$

Această valoare este suficient de mare.

7. Amplificarea în buclă deschisă a etajului realizat cu T_2

Atenuarea maximă a circuitului este de aproximativ 10 și se verifică ca amplificarea fără reacție să fie suficient de mare:

$$A_v \approx A_{v,T2} = \frac{h_{21E} \cdot R_{S2}}{R_g + h_{11e2}}$$

R_{S2} este rezistența de sarcină a tranzistorului T_2 :

$$R_{S2} = R_{10} \parallel Z_{in, T3}$$

$$Z_{in, T3} = h_{11e3} + h_{21e3} (R_{12} + R_{13}) = \frac{270}{40 \cdot 1,5\text{mA}} + 270 \cdot 9,3\text{K}\Omega \approx 2,5\text{M}\Omega$$

$$\Rightarrow R_{S2} \approx R_{10} = 100\text{K}\Omega$$

$$\Rightarrow A_v \approx A_{v,T2} = \frac{270 \cdot 100\text{K}\Omega}{80\text{K}\Omega} = 338 \quad \text{valoare suficient de mare.}$$

8. Amplificarea în buclă închisă

În poziția mediană a lui P_1 și P_2 se obține $Z_1 = Z_2$, iar amplificarea este:

$$A_{vr} \approx \frac{1}{\beta_r} = \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{13}} = \frac{7,5 + 1,8}{1,8} = 5,17 \approx 5$$

Micșorarea amplificării este compensată de îmbunătățirea răspunsului tranzitoriu.

9. Dimensionarea condensatorului C_5

C_5 formează un pol și un zero, polul fiind plasat la frecvență mai mare.

$$\omega_5 = \frac{1}{C_5 \left[R_{11} \parallel \frac{R_g + h_{11e2}}{h_{21e2}} \right]}$$

Pentru tranzistorul T_2 , considerăm pentru ușurința calculelor parametri dinamici aproximativi $h_{11e2} \approx 100K\Omega$ și $h_{21e2} \approx 100$.

Din motive de stabilitate se alege polul dat de C_5 polul dominant al schemei și anume $f_5 = 10Kz$.

$$\Rightarrow C_5 = \frac{1}{2\pi f_5 \cdot \frac{h_{11e2}}{h_{21e2}}} = 15,9\mu F$$

Se adoptă $C_5 = 16\mu F/10V$

10. Dimensionarea condensatorului C_4

Tot din considerente de stabilitate, se alege polul dat de C_4 la o frecvență mult mai mică decât cea dată de C_5 . Se alege $f_4 = 1Hz \ll 10Hz = f_5$.

$$\Rightarrow C_4 = \frac{1}{2\pi f_4 \cdot Z_{in,A2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 180K} = 0,88\mu F$$

Se alege $C_4 = 1\mu F$.

3.6 PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI DE INTRARE

Amplificatorul de intrare este constituit din etajul repetor pe emitor cu bootstrap la intrare realizat cu tranzistorul T_1 .

1. Stabilirea PSFului

Se alege $I_{C1} = 2mA$ care este o valoare relativ mare din punct de vedere al zgomotului, dar care asigură curent de bază suficient de mare pentru a fi insensibil la curentul de fugă prin capacitatea de bootstrap C_2 .

Se alege $V_{CE1} \approx V_{R6}$.

Cunoaștem R_6 și $I_{C1} \Rightarrow V_{R6} = 5,6K\Omega \cdot 2mA = 11,2V$

$$V_{CE1} = E_C - V_{R6} = 13,8V$$

2. Dimensionarea rezistenței R_5

Tensiunea în baza tranzistorului T_1 este:

$$V_{BT1} = V_{BE1} + V_{R6} = 0,6 + 11,2 = 11,8V$$

Curentul de bază al tranzistorului T_1 este:

$$I_{BT1} = \frac{I_{C1}}{h_{21E1}} = \frac{2}{400} = 5\mu A$$

Din catalog pentru $I_{C1} = 2mA$ și $V_{CE1} = 14V$ se obține $h_{11e1} \approx 10K\Omega$.

Se impune $R_5 \gg h_{11e1}$ și se alege $R_5 = 100K\Omega$.

$$V_{R5} = R_5 \cdot I_{B1} = 100K\Omega \cdot 5\mu A = 0,5V$$

$$V_{R3} = V_{B1} + V_{R5} = 11,8 + 0,5 = 12,3V$$

3. Calculul divizorului de bază

Se alege $I_d = 20 \cdot I_{B1} = 100\mu A$

$$\Rightarrow R_2 + R_3 + R_4 = \frac{E_C}{I_d} = \frac{25V}{100\mu A} = 250K\Omega$$

$$\Rightarrow R_3 = \frac{V_{R3}}{E_C} \cdot (R_2 + R_3 + R_4) = \frac{12,3V}{25V} \cdot 250K\Omega = 123K\Omega$$

Se adoptă $R_3 = 120K\Omega$.

Pentru a avea o valoare convenabilă a condensatorului de filtraj C_7 se alege $R_4 = 30K\Omega$ și $\Rightarrow R_2 = 100K\Omega$.

4. Dimensionarea condensatorului de filtraj C_7

Rezistența R_4 și condensatorul C_7 decuplează alimentarea circuitului de bază.

Pentru o bună decuplare $f_7 \ll$ frecvența inferioară limită a benzii.

$$\text{Pentru } C_7 = 22\mu F \text{ se obține } f_7 = \frac{1}{2\pi C_7 R_4} = 0,24Hz$$

5. Impedanța de intrare

Impedanța de intrare în amplificatorul de intrare și în preamplificatorul corector de ton este:

$$Z_{in} = R_5 \parallel h_{11e1} + (\beta' + 1) \cdot R_6$$

$$\beta' = \beta_1 \cdot \frac{R_5}{R_5 + h_{11e1}} = 400 \cdot \frac{100K\Omega}{100K\Omega + 10K\Omega} = 360$$

$$\Rightarrow Z_{in} = 9,1 K\Omega + 360 \cdot 5,6K\Omega = 2M\Omega$$

6. Dimensionarea condensatoarelor C_1, C_2

Condensatoarele C_1 și C_2 se dimensionează pentru frecvențe mai mici ca 1Hz. Se alege $C_1 = 0,1\mu\text{F}$ și se obține $f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 Z_{in}} = 0,79\text{Hz}$

Pentru C_2 se alege $f_2 = 0,5\text{Hz}$ și se obține $C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_5} = 3,2\mu\text{F}$

Se adoptă $C_2 = 4,7\mu\text{F}$

7. Impedanța de ieșire a amplificatorului de intrare

$$Z_{0,A1} \cong \frac{Z_g + (R_S \parallel h_{11e1})}{\beta' + 1} \parallel R_6$$

Se apreciază că impedanța generatorului este mai mică decât $15\text{K}\Omega$ și pentru cazul cel mai defavorabil se ia $Z_g = 15\text{K}\Omega$.

$$\Rightarrow Z_{0,A1} \cong \frac{15\text{K}\Omega + 9\text{K}\Omega}{360} \parallel 5,6\text{K}\Omega \approx 6,6\Omega$$

Se verifică condiția $Z_{0,A1} = 6,6\Omega \ll R_p = 18\text{K}\Omega$

8. Impedanța de ieșire a preamplificatorului corector de ton

$$Z_{0,pct} = \frac{Z_g + h_{11e3}}{h_{21e3}} \parallel (R_{12} + R_{13})$$

$$Z_g = R_{10} \parallel \frac{1}{h_{22e2}} = 100\text{K}\Omega \parallel 92\text{K}\Omega = 48\text{K}\Omega$$

Considerăm pentru T_3 parametri dinamici următori:

$$h_{11e3} = 10\text{K}\Omega \text{ și } h_{21e3} = 400$$

$$\Rightarrow Z_{0,pct} = \frac{48\text{K}\Omega + 10\text{K}\Omega}{400} \parallel 9,3\text{K}\Omega = 143\Omega$$

9. Dimensionarea potențiometrului de volum

Se poate face dimensionarea potențiometrului de volum utilizând condiția:

$$Z_{0,pct} \ll P_v \ll Z_{in,AP}$$

Impedanța de intrare în amplificatorul audio de putere $Z_{in,AP} \approx 39\text{K}\Omega$

$$\text{Raportul impedanțelor limită este } k = \frac{Z_{in,AP}}{Z_{0,pct}} = \frac{39\text{K}\Omega}{143\Omega} \approx 270$$

$$\text{Se aproximează } P_V \approx \sqrt{k} \cdot Z_{0, \text{pct}} = \frac{Z_{in, AP}}{\sqrt{k}} = 2,37 \text{K}\Omega$$

Se adoptă $P_V = 2,5 \text{K}\Omega$

10. Dimensionarea condensatorului C_6

Din motive de stabilitate respectiv dispersarea constantelor de timp la frecvențe joase se alege $f_6 \cong 3 \text{Hz}$. Rezultă:

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_6 P_V} = 21 \mu\text{F}$$

Se adoptă $C_6 = 22 \mu\text{F}/25\text{V}$.

3.7 SIMULAREA CORECTORULUI DE TON

Pentru început s-a efectuat simularea PSFului pentru întregul circuitpreamplificator audio corector de ton.

Deoarece în schema electronică a fost utilizat $R_8 = 1 \text{M}\Omega$ în loc de $1,6 \text{M}\Omega$ curentul de colector al tranzistorului T_2 este de $I_{C,T2} = 0,17 \text{mA}$ în loc de $=0,1 \text{mA}$ cum fusese proiectat, dar diferența nu este mare. Principalele tensiuni și curenți din circuit sunt prezentate în Figura 3.7-1..

La simularea răspunsului tranzitoriu prezentat în Figura 3.7-2. s-a utilizat o sursă de semnal V_1 cu amplitudinea de $0,1 \text{V}$ și frecvența de 1KHz . Semnalul la ieșirea corectorului de ton este defazat cu 180° și amplificat de 5 ori pentru P_1 și P_2 pe poziții de mijloc.

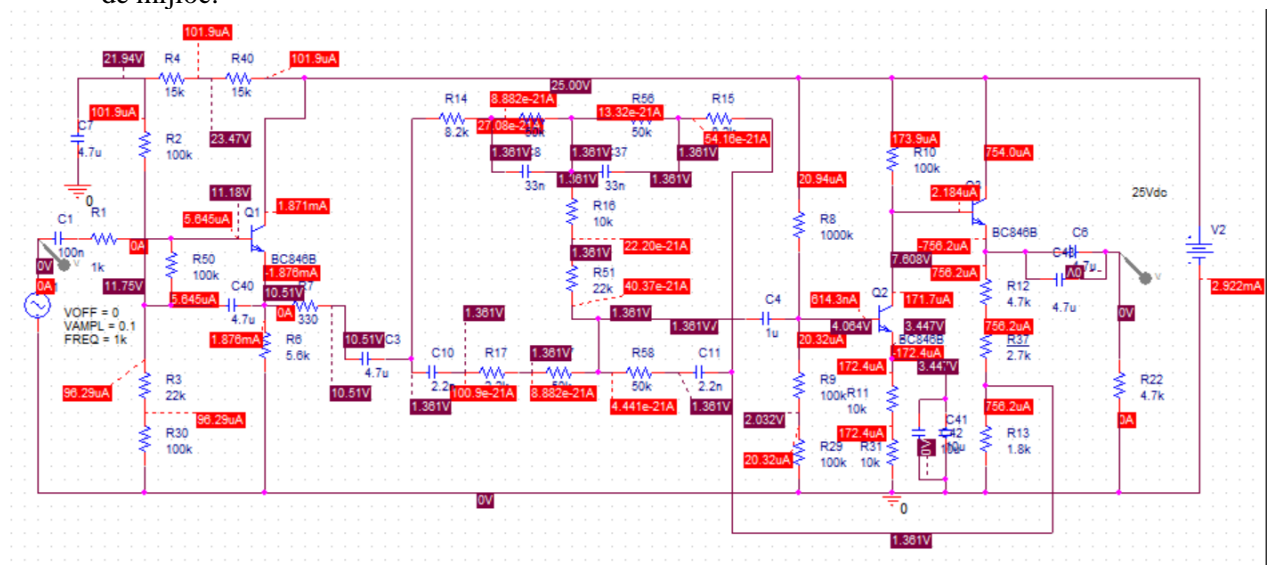


Figura 3.7-1. Simularea PSF-ului circuitului corector de ton

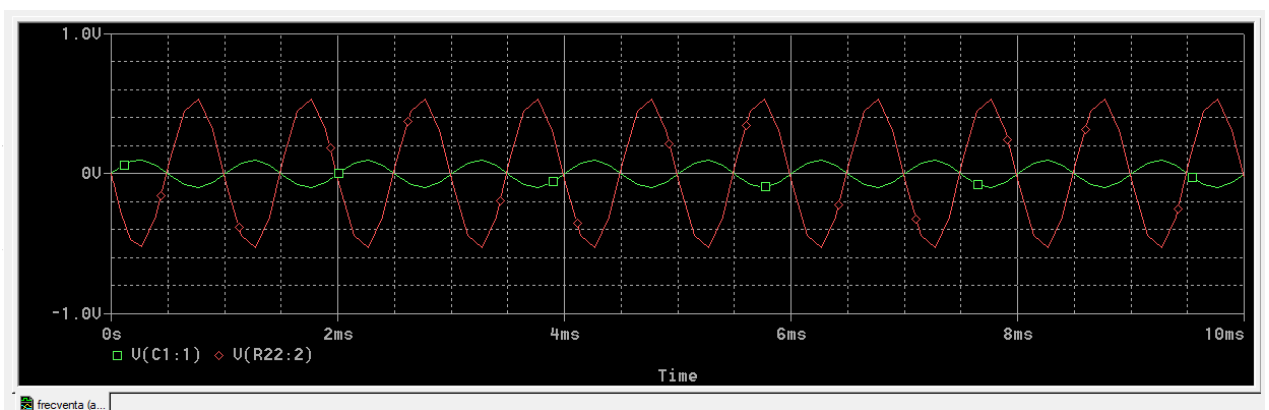
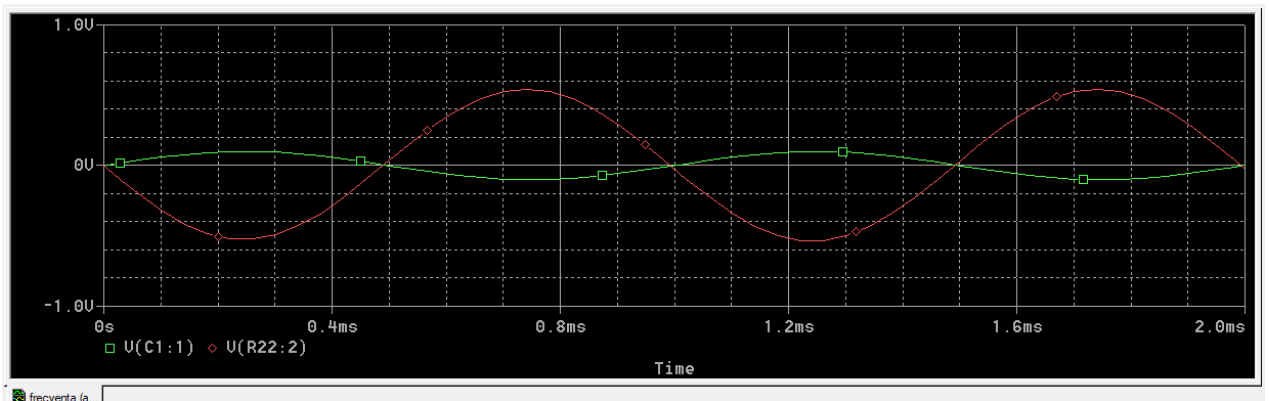


Figura 3.7-2. Simularea tranzitorie a circuitului corector de ton

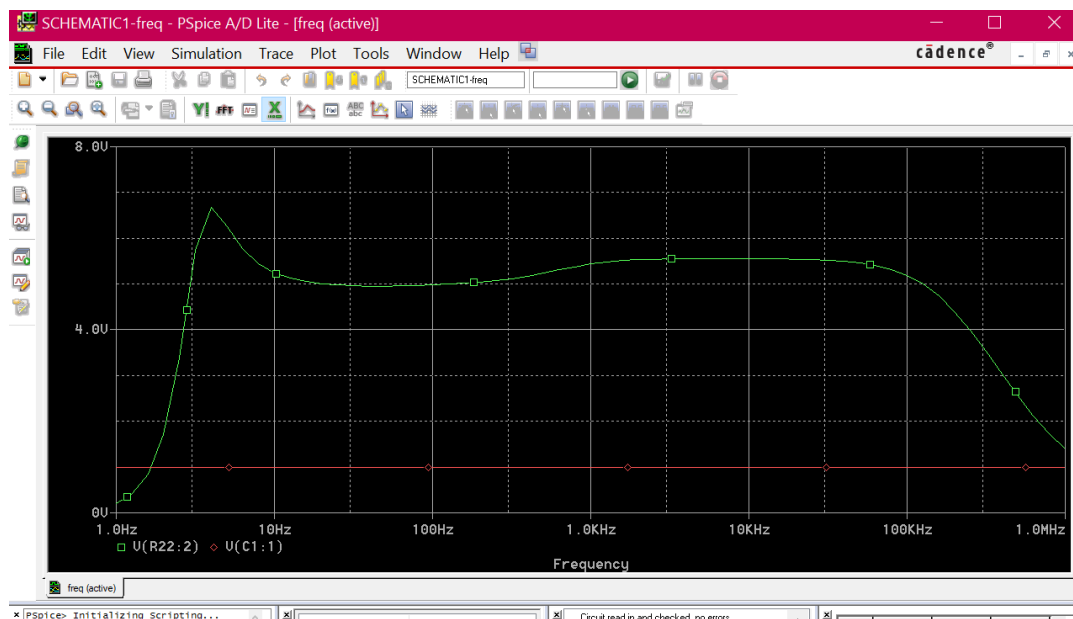
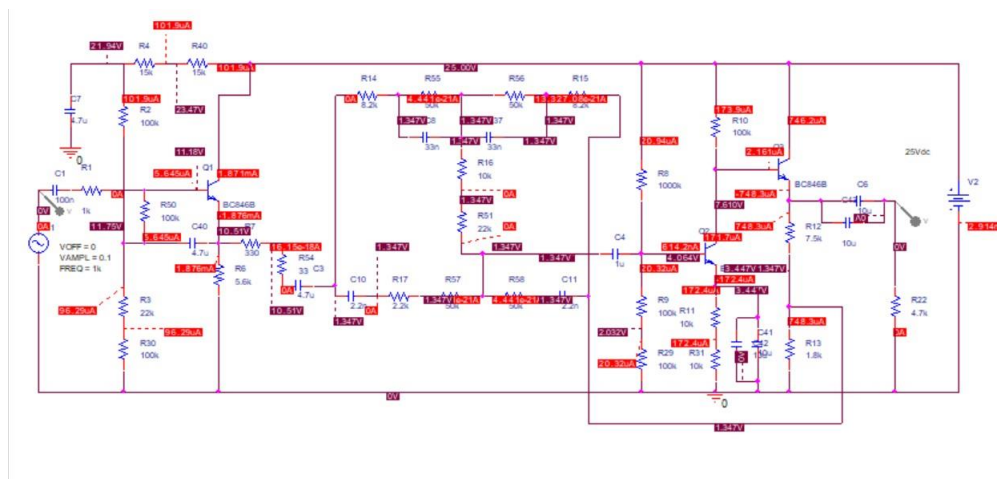


Figura 3.7-3. Simularea răspunsului în frecvență al corectorului de ton cu P_1 și P_2 pe poziția mediană ($R_{55}=50K\Omega$, $R_{56}=50K\Omega$ și $R_{57}=50K\Omega$, $R_{58}=50K\Omega$)



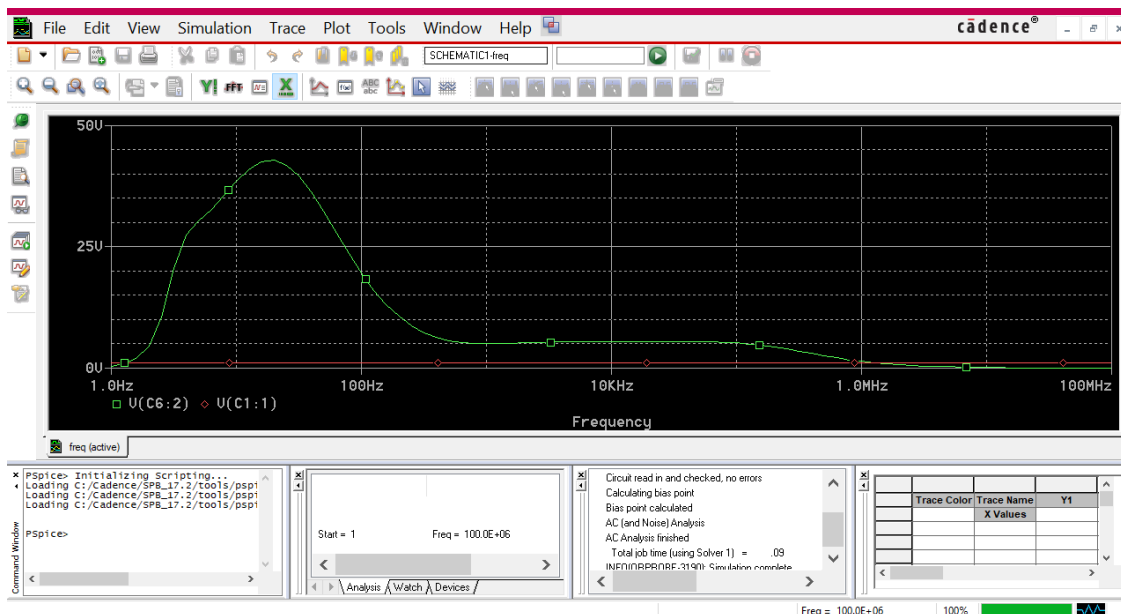


Figura 3.7-4. Simularea răspunsului în frecvență al corectorului de ton pe poziția accentuare joase, $R_{55}=1\text{K}\Omega$, $R_{56}=100\text{K}\Omega$ și $R_{57}=50\text{K}\Omega$, $R_{58}=50\text{K}\Omega$

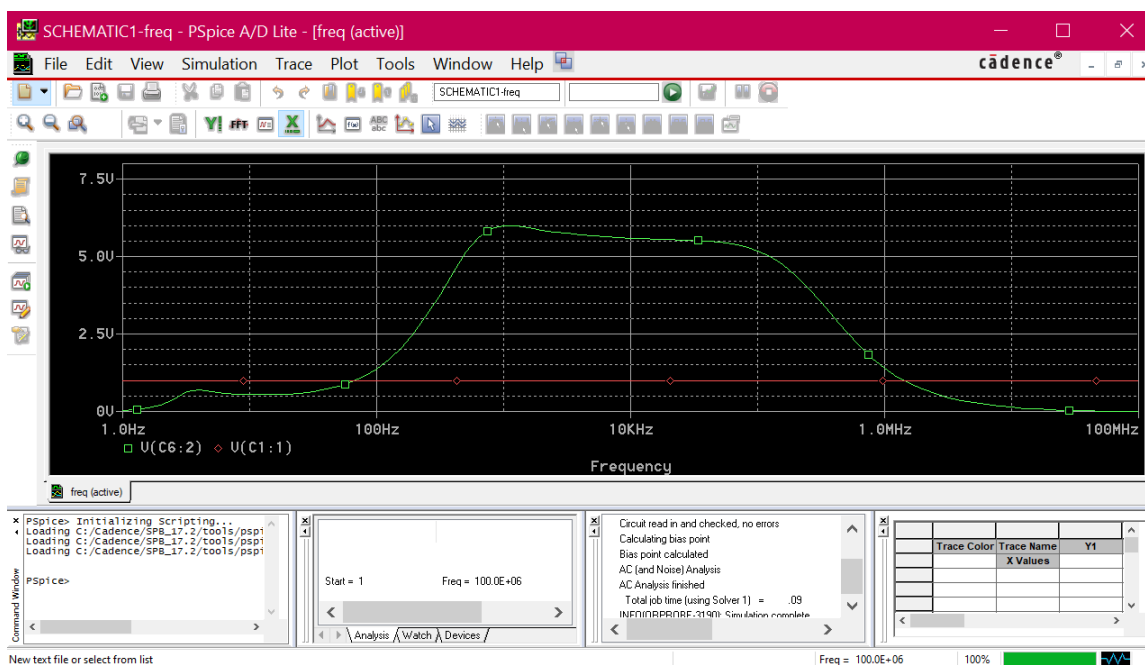


Figura 3.7-5. Simularea răspunsului în frecvență al corectorului de ton pe poziția atenuare joase, $R_{55}=100\text{K}\Omega$, $R_{56}=1\text{K}\Omega$ și $R_{57}=50\text{K}\Omega$, $R_{58}=50\text{K}\Omega$

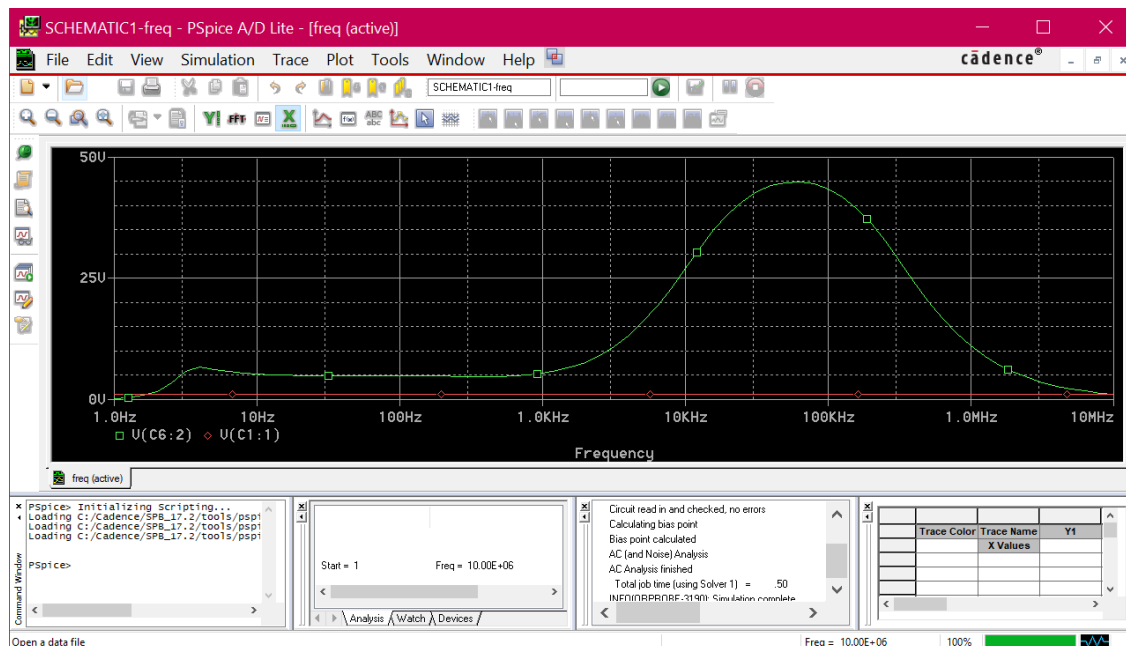


Figura 3.7-6. Simularea răspunsului în frecvență al corectorului de ton pe poziția accentuare înalte $R_{55}=50K\Omega$, $R_{56}=50K\Omega$ și $R_{57}=1K\Omega$, $R_{58}=100K\Omega$

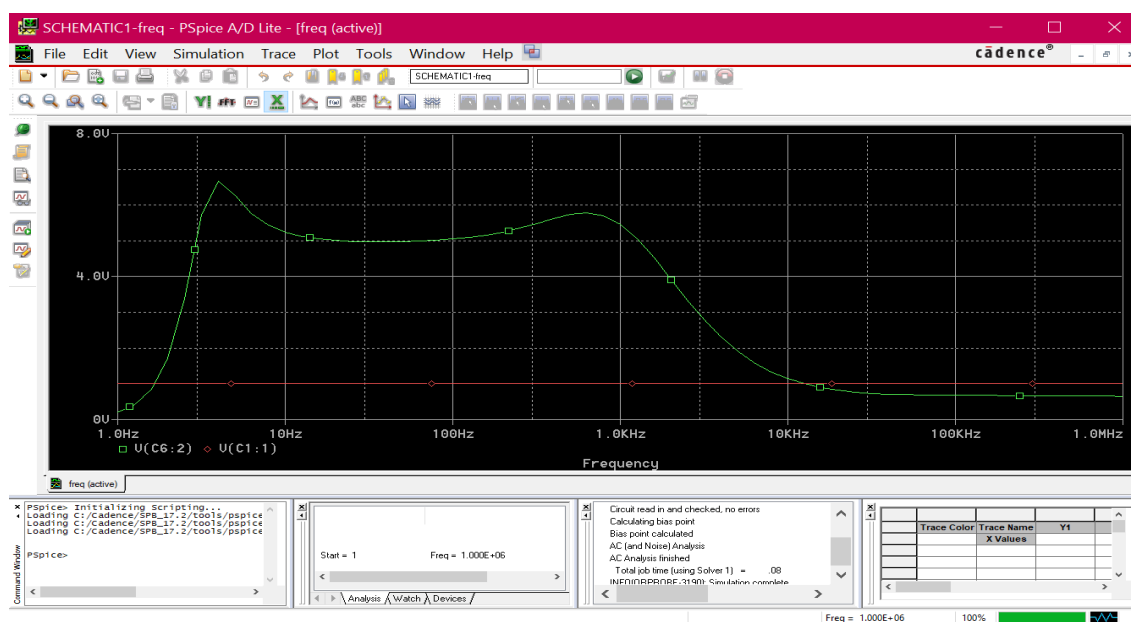


Figura 3.7-7. Simularea răspunsului în frecvență al corectorului de ton pe poziția atenuare înalte, $R_{55}=50K\Omega$, $R_{56}=50K\Omega$ și $R_{57}=100K\Omega$, $R_{58}=1K\Omega$

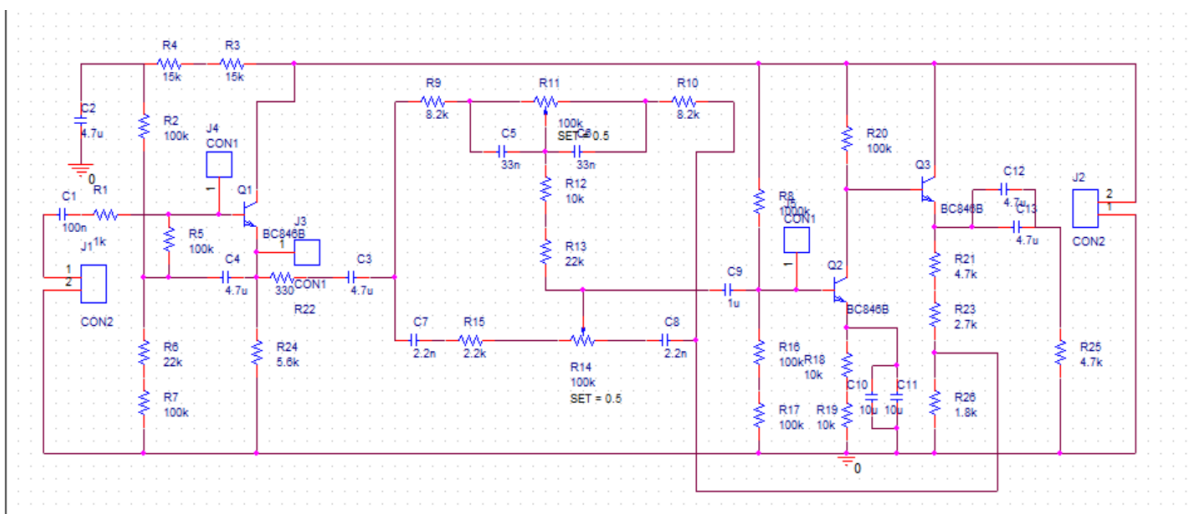
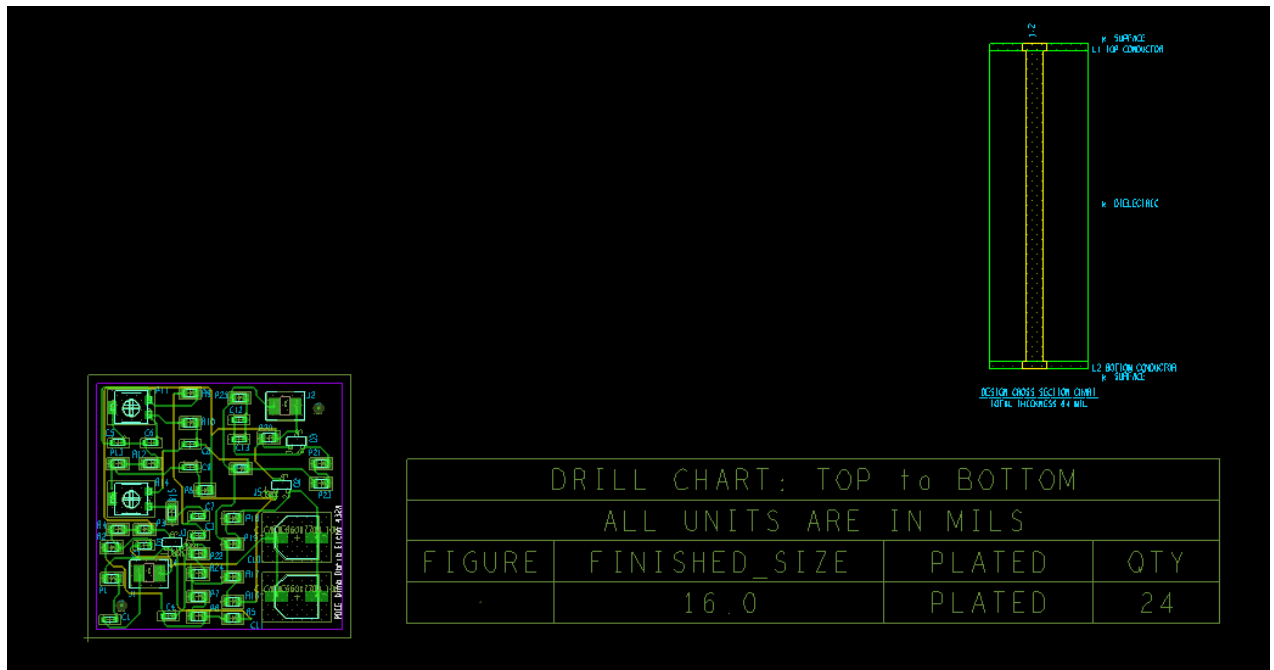


Figura 4 – Schematic pentru export in PCB Editor

LISTA COMPONENTELOR - BOM

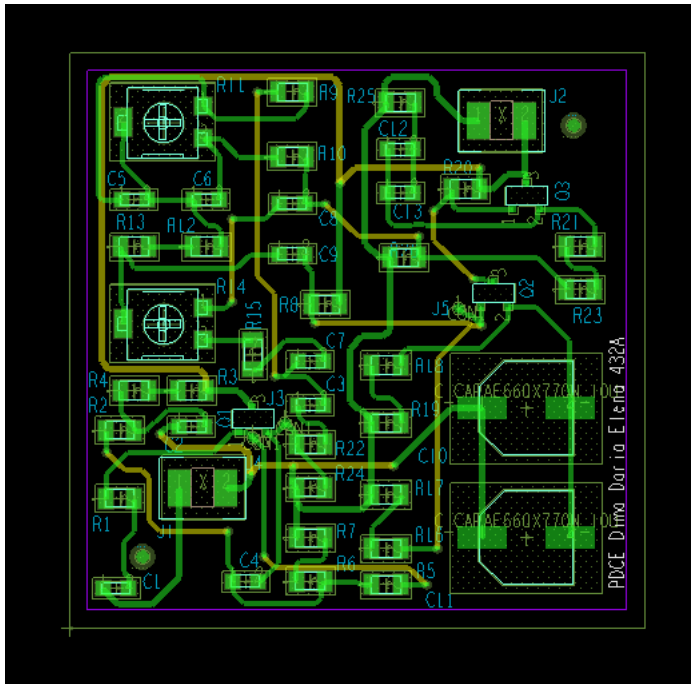
Item	Quantity	Reference	Part
1	1	C1	100n
2	5	C2,C3,C4,C12,C13	4.7u
3	2	C5,C6	33n
4	2	C7,C8	2.2n
5	1	C9	1u
6	2	C10,C11	10u
7	2	J1,J2	CON2
8	3	J3,J4,J5	CON1
9	3	Q1,Q2,Q3	BC846B
10	1	R1	1k
11	8	R2,R5,R7,R11,R14,R16,R17,R20	100k
12	2	R3,R4	15k
13	2	R6,R13	22k
14	1	R8	1000k
15	2	R9,R10	8.2k
16	3	R12,R18,R19	10k
17	1	R15	2.2k
18	2	R21,R25	4.7k
19	1	R22	330
20	1	R23	2.7k
21	1	R24	5.6k
22	1	R26	1.8k

REALIZAREA LAYOUT-ULUI PCB in PCB Editor

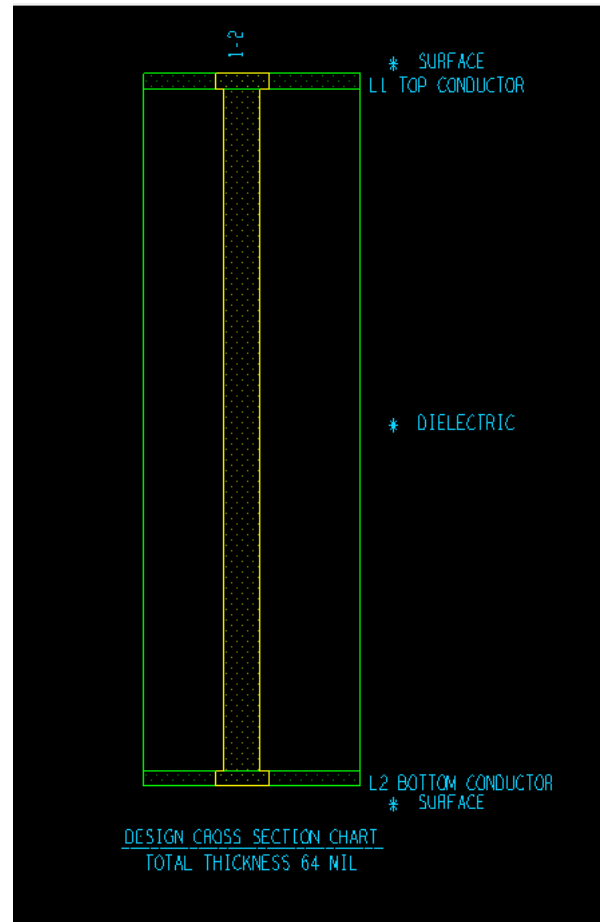


DRILL CHART: TOP to BOTTOM			
ALL UNITS ARE IN MILS			
FIGURE	FINISHED_SIZE	PLATED	QTY
1	16.0	PLATED	24

Drill chart – BCP Editor



Board – BCP Editor cu toate layer-ele vizibile

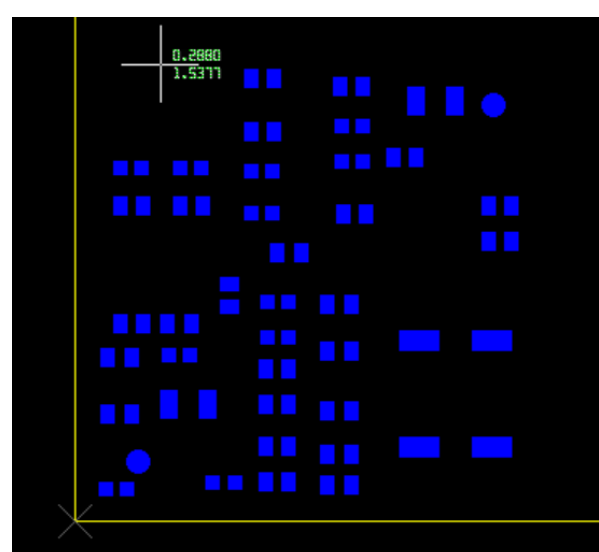
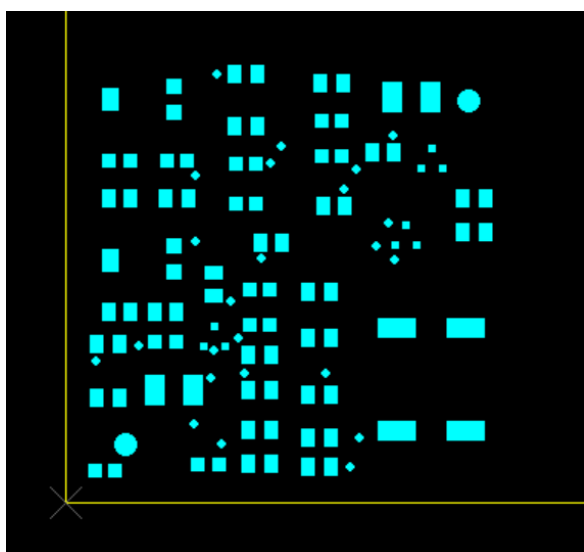
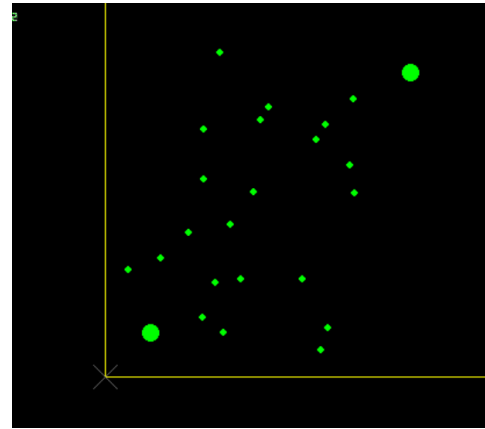
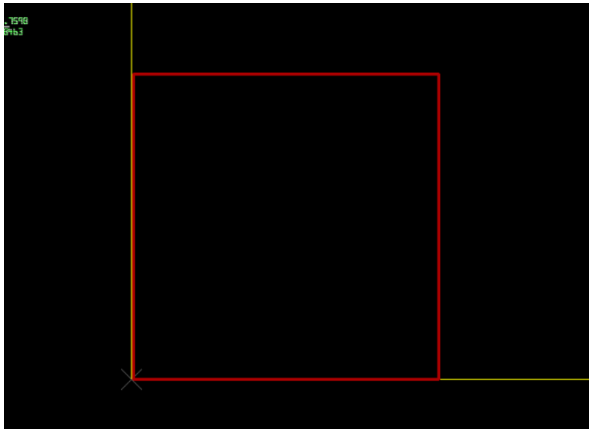


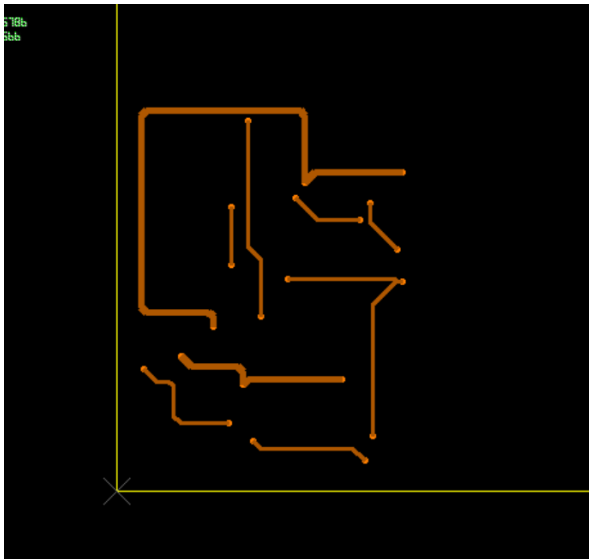
Cross section chart – BCP Editor

LAYOUT IN GERBTOOL

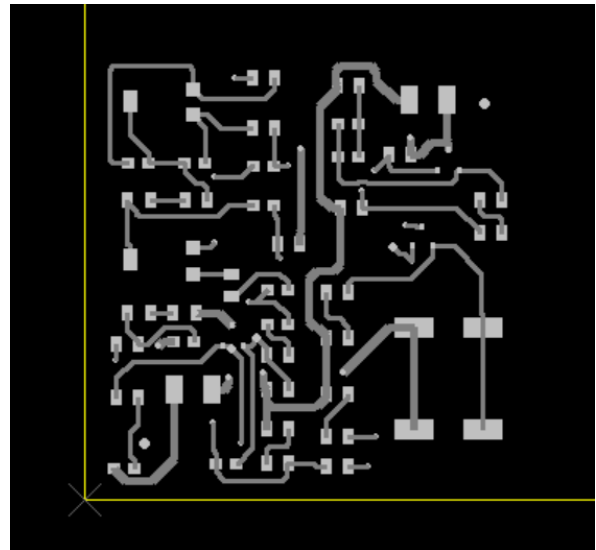


Toate layer-ele vizibile

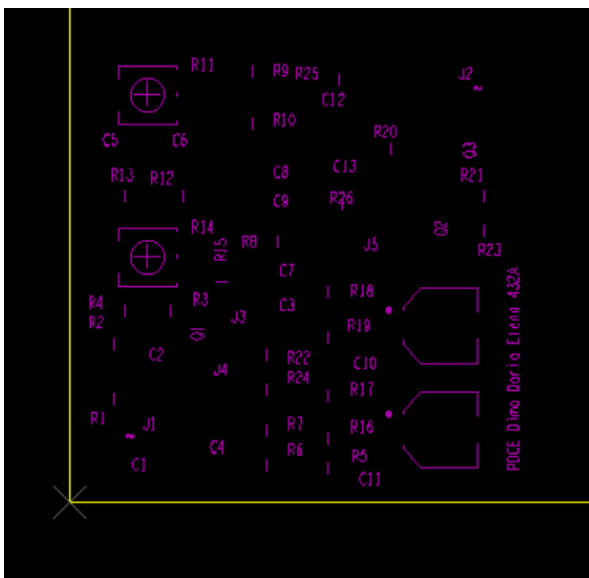




Layer BOTTOM vizibil



Layer TOP vizibil



Layer SSTOP vizibil