

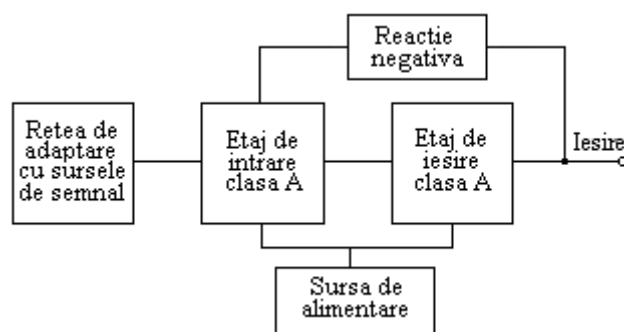
### PREAMPLIFICATORUL AUDIO DE INTRARE

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 $\Omega$ )
- Rezistența de ieșire maximă  $R_{OM}$  (K $\Omega$ )
- Tensiunea nominală la ieșirea amplificatorului audio de putere  $V_n$  (V<sub>ef</sub>)

Sursa de alimentare va asigura următorii parametri:

- Curentul nominal  $I_o$  (mA)
- Rezistența de ieșire maximă  $R_{OM}$  ( $\Omega$ )
- Coeficientul de stabilizare  $S_0 = \frac{\Delta V_I}{\Delta V_0} \Big|_{Rs = ct} \geq S_{0min}$
- 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 $\Omega$ )	$R_{OM}$ (K $\Omega$ )	$V_n$ (V <sub>ef</sub> )	$I_o$ (mA)	$R_{OM}$ ( $\Omega$ )	$S_{0min}$ (-)
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

### 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 $\Omega$ )	$R_{OM}$ (K $\Omega$ )	$V_n$ (V <sub>ef</sub> )	$I_o$ (mA)	$R_{OM}$ ( $\Omega$ )	$S_{0min}$ (-)
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 divizoarele  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  pentru intrarea de radio și magnetofon și  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  pentru intrarea de pick-up cu doză de tip piezoelectric.

Amplificarea în tensiune este realizată de etajul de intrare și cel de ieșire. Etajul de intrare este de tipul emitor comun cu sarcină distribuită și este realizat cu tranzistorul  $T_1$ .

Etajul de ieșire este cuplat galvanic cu etajul de intrare și este de tip emitor comun, realizat cu tranzistorul  $T_2$ .

Comutarea de la o categorie de surse de semnal la alta se face prin schimbarea atenuatorilor de intrare și a rețelei de reacție pentru ajustarea amplificării la nivelul corespunzător.

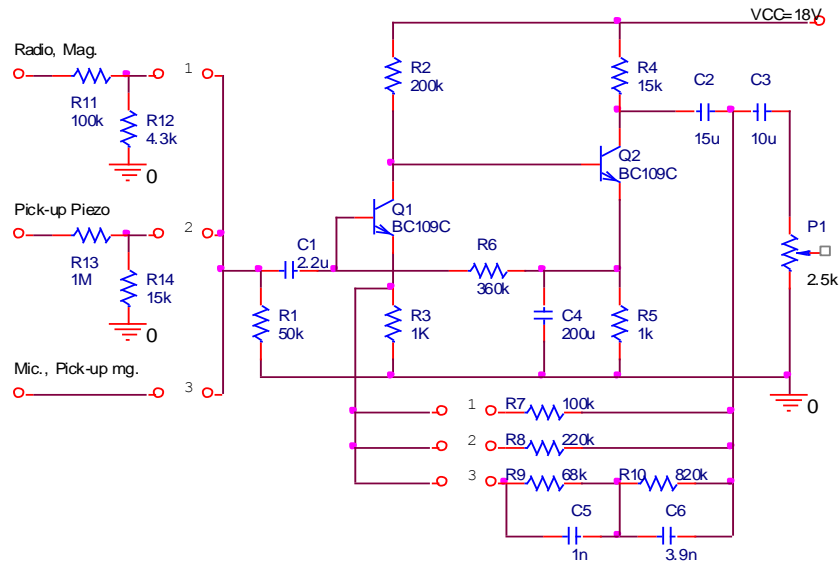


Figura 5.3-1. Schema electronică

## 5.4 ETAJELE DE AMPLIFICARE

Având în vedere faptul că intrarea amplificatorului de putere necesită la intrare un semnal cu amplitudinea de  $1,5 V_{ef}$ , iar amplificatorul corector de ton sau alte etaje intermediare au amplificarea de aproximativ 5, semnalul la ieșirea preamplificatorului de intrare trebuie să aibă o amplitudine de  $0,3 V_{ef}$  respectiv amplitudinea maximă de  $0,42V$ . Se alege acoperitor o valoare de  $0,6V$  (valoare instantanee maximă).

Sensibilitatea la intrare asigură un nivel minim egal cu cel al unui microfon dinamic respectiv  $2,5mV$ .

### 1. Alegerea tranzistorilor $T_1, T_2$

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  $h_{1e1} \approx 150k$ ,  $h_{2e1} \approx 300$ ,  $h_{22e1} = 18\mu A/V$ ,  $h_{21e1} \approx 100$ .

$T_2$  Pentru  $T_2$  se alege  $I_{C2} \approx 1mA$  și  $V_{CE2} \approx 5V$ . Din catalog în acest PSF rezultă:

$$h_{1e2} \approx 15k, \quad h_{21e2} \approx 400,$$

$$h_{22e2} \approx 55\mu A/V, \quad h_{21E2} \approx 300.$$

## 2. Amplificarea în tensiune

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

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

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

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

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

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

Din condițiile:  $R_2 \gg h_{1e2} \| h_{22e1}^{-1}$  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  $T_1$ :

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

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

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

$$\Rightarrow Z_{inT1} = (150K + 300K) \parallel 360K = 200K\Omega$$

### 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:

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

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

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:

$$Z_{lesT2} = R_4 \parallel h_{22e2}^{-1} = 15k \parallel 18k = 8,2k\Omega.$$

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

$$\text{Impedanța de ieșire } Z_{les} \approx \frac{Z_{lesT2}}{\beta_r \cdot A_u} = \frac{8,2K}{3,71} = 2,2K\Omega.$$

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 5.3 Caracteristicile surselor de semnal uzuale

Sursa	Rezistența de intrare $R_i$ ( $K\Omega$ )	Sensibilitate $V_{in}$ (mV)
Radio, magnetofon	100K $\Omega$	100mV <sub>ef</sub>
Pick-up ceramic	1M $\Omega$	200mV <sub>ef</sub>
Pick-up magnetic	47K $\Omega$	5mV <sub>ef</sub> , la 1KHz

Microfon	47KΩ	2,5mVef
----------	------	---------

Alegerea rețelei de reacție serie la intrare–paralel la ieșire crește impedanța de intrare și micșorează impedanța 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:

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

$$R_9, R_{10}, C_5, C_6 \Rightarrow A_{Vr} \approx \frac{Z}{R_3} = K \cdot Z(\omega).$$

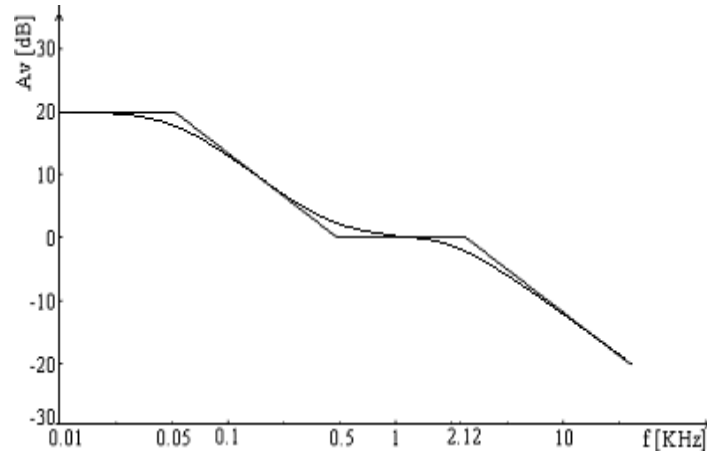


Figura 5.3 Curba de egalizare pentru doză magnetică

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

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

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

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

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

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

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

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 impedența 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 impedența de intrare fără reacție și anume  $Z_{intT_1} = 200K\Omega$  va crește de  $\beta_r A_V$ .

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

Impedența de intrare în preamplificator, cu reacție este:

$$Z_{int,T1,r} \approx \beta_r A_V \cdot Z_{intT_1} = 1,1M\Omega.$$

Impedența de intrare globală în preamplificatorul de intrare este:

$$Z_{int,pa} = R_1 \parallel Z_{int,T1,r} = 50K\Omega \parallel 1,1M\Omega = 48K\Omega.$$

## 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 figurii 5.4.

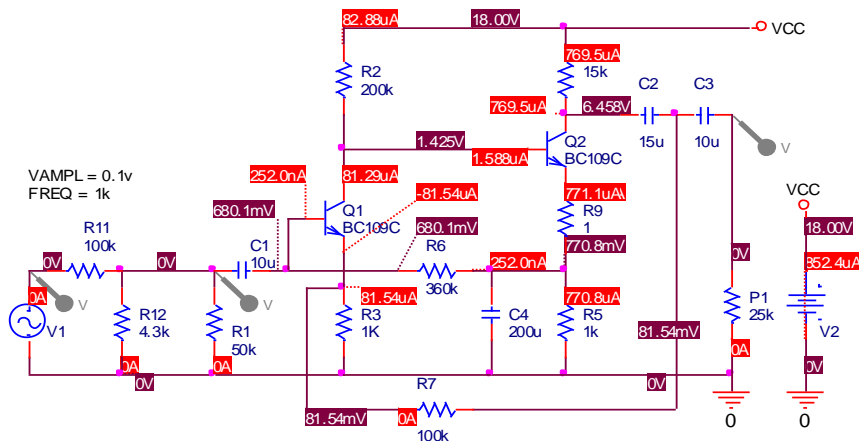


Figura 5.4 Simularea PSFului preamplificatorului

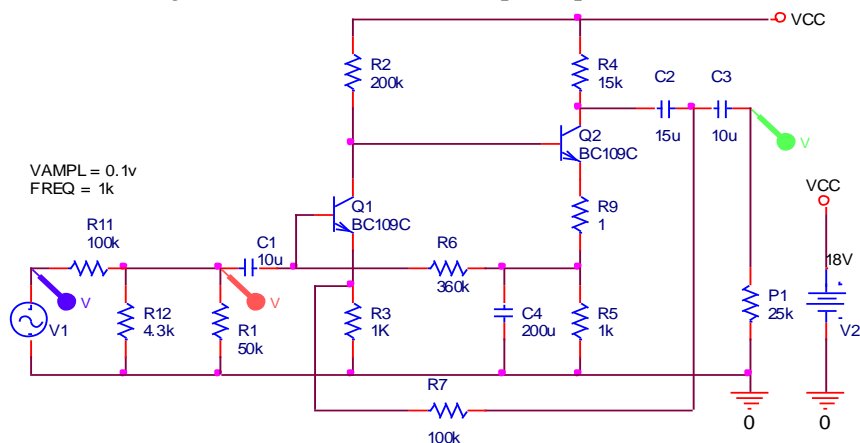


Figura 5.5 Circuitul utilizat pentru simularea poziției radio-magnetofon

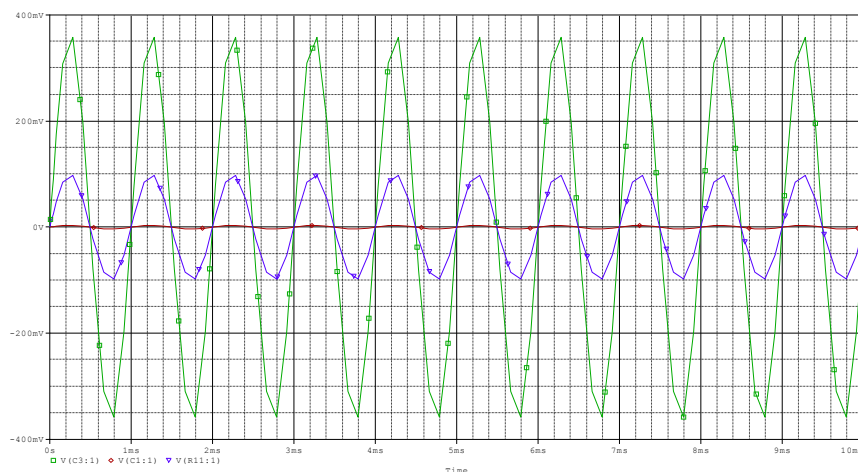


Figura 5.6 Simularea tranzitorie pentru poziția radio-magnetofon

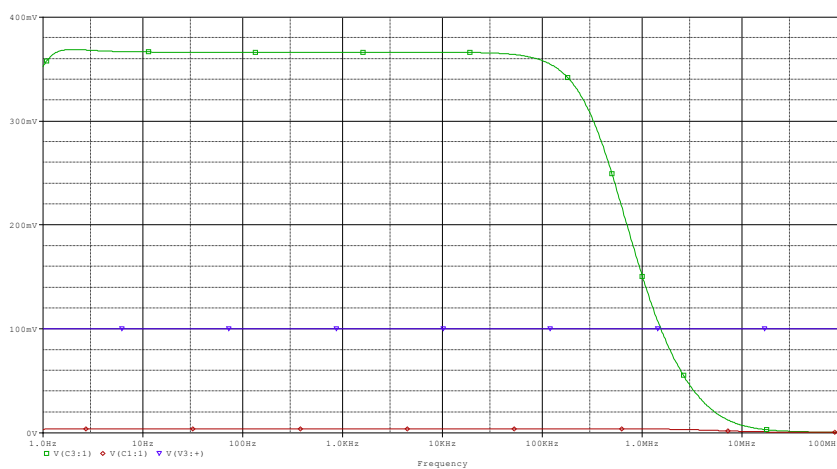


Figura 5.7 Simularea în frecvență pentru poziția radio-magnetofon

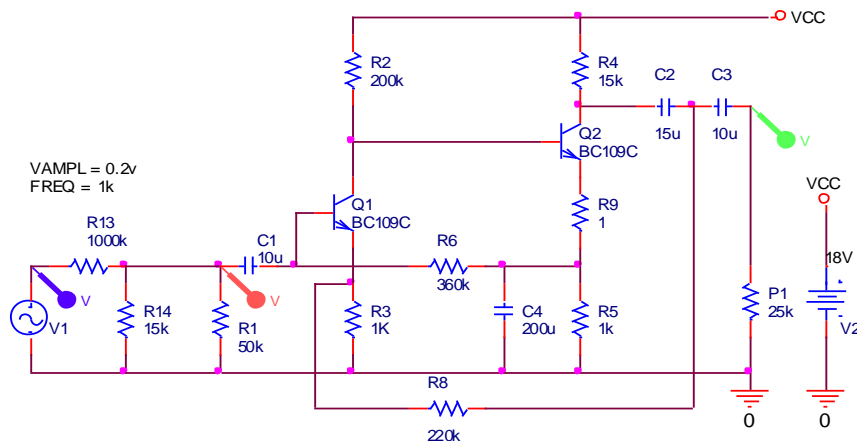


Figura 5.8 Circuitul utilizat pentru simularea poziției pick-up ceramic

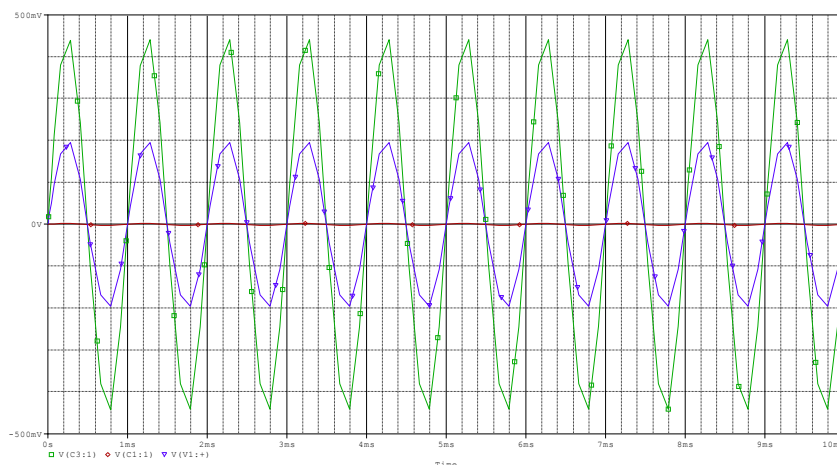


Figura 5.9 Simularea tranzitorie pentru poziția pick-up ceramic

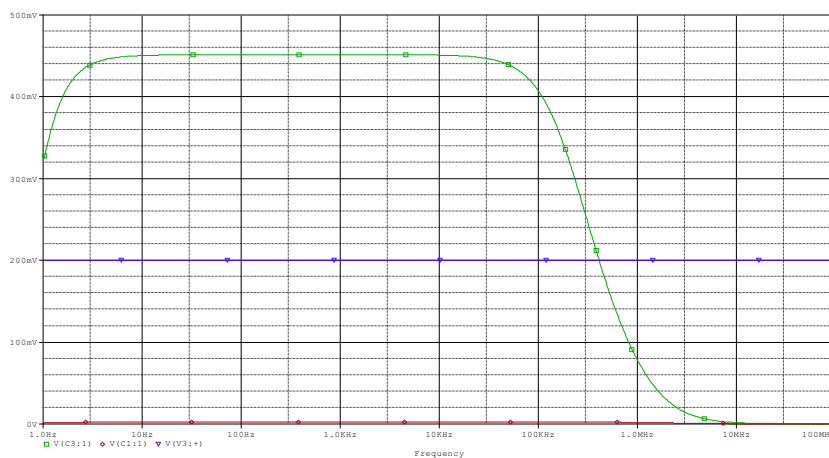


Figura 5.10 Simularea în frecvență pentru poziția pick-up ceramic

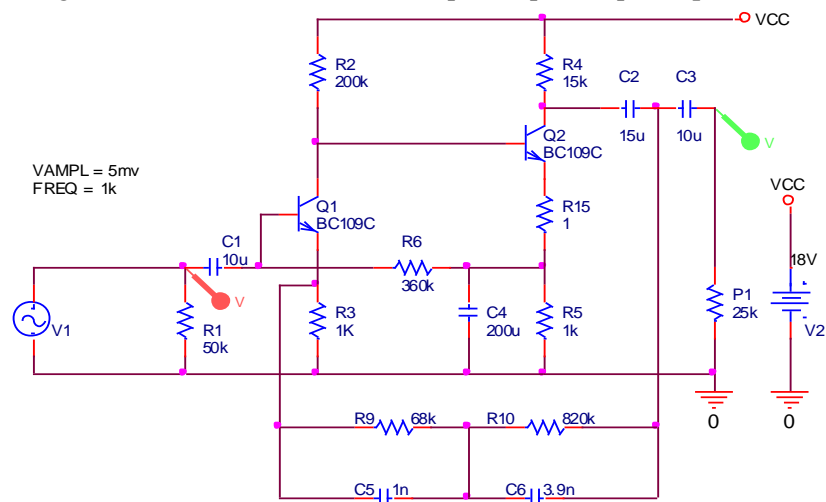


Figura 5.11 Circuitul utilizat pentru simularea poziției pick-up magnetic

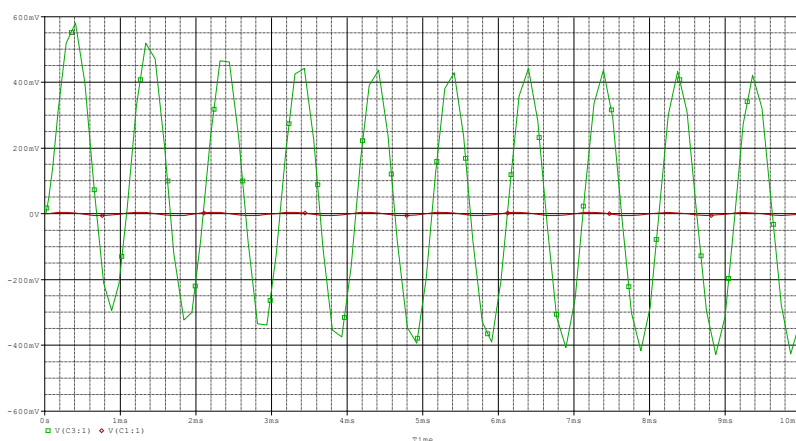


Figura 5.9 Simularea tranzitorie pentru poziția pick-up magnetic

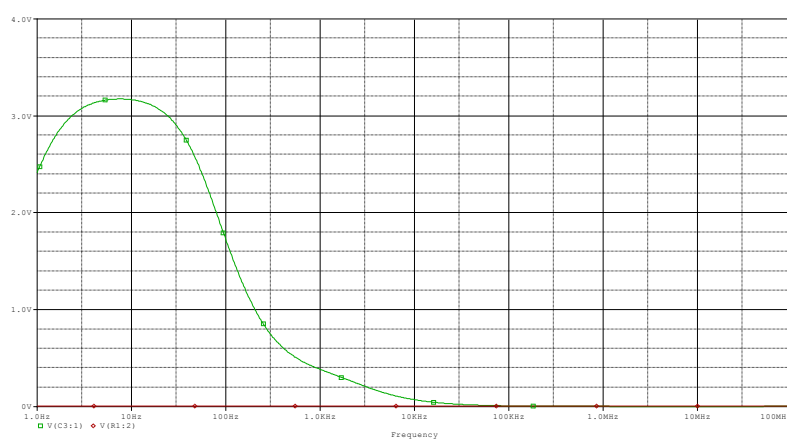


Figura 5.10 Simularea în frecvență pentru poziția pick-up magnetic

### 5.7 SURSA DE ALIMENTARE

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

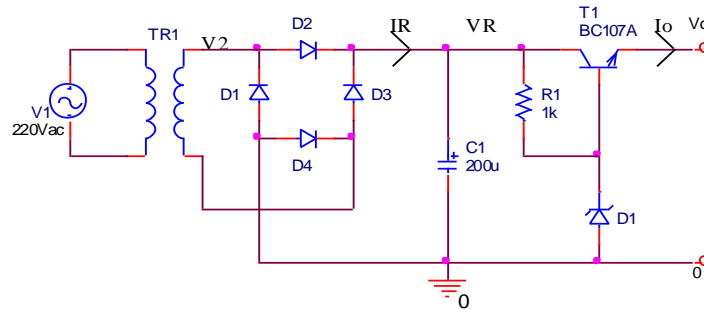


Figura Sursa de alimentare a preamplificatorului audio

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  $T_1$ .

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

##### 3. Dimensionarea rezistenței $R_1$

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

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

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

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

#### 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  $V_{R1}=9\text{V}$ . Deoarece  $V_{CB}=V_R \Rightarrow V_{CE}=V_R+V_{BE}=9,7\text{V} \Rightarrow P_d = V_{CE} \cdot I_C = 97\text{mW} \ll 300\text{mW}$ .

#### 5. Coeficientul de stabilizare cu tensiunea

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

$$S_0 = \frac{\Delta V_I}{\Delta V_0} \Big|_{R_s = ct} \cong \frac{R_1}{R_Z} + 1 = 101$$

#### 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:

$$V_{inv} = 1,5V_{Rmax} = 50V$$

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

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:

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

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.

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

$R_i$  este rezistența corespunzătoare diodelor din puntea redresoare

$R_T$  este rezistența corespunzătoare tranzistorului regulator serie

$R_0$  este rezistența de ieșire a redresorului

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

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

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

## 5.8 LISTA COMPONENTELOR

### Lista componentelor amplificatorului audio de intrare

#### Rezistențe

$$R_1 = 50K\Omega \quad 5\%$$

$$R_2 = 200K\Omega \quad 5\%$$



*Preamplificatorul audio de intrare*

147

$$R_3 = 1\text{K}\Omega \quad 2,5\%$$

$$R_4 = 15\text{K}\Omega \quad 5\%$$

$$R_5 = 1\text{K}\Omega \quad 5\%$$

$$R_6 = 360\text{K}\Omega \quad 5\%$$

$$R_7 = 100\text{K}\Omega \quad 2,5\%$$

$$R_8 = 220\text{K}\Omega \quad 2,5\%$$

$$R_9 = 68\text{K}\Omega \quad 2,5\%$$

$$R_{10} = 820\text{K}\Omega \quad 2\%$$

$$R_{11} = 100\text{K}\Omega \quad 2,5\%$$

$$R_{12} = 4,3\text{K}\Omega \quad 2,5\%$$

$$R_{13} = 1\text{M}\Omega \quad 2,5\%$$

$$R_{14} = 13\text{K}\Omega \quad 2,5\%$$

$$P_1 = 25\text{K}\Omega$$

$$E_C = 18\text{V}$$

**Condensatori**

$$C_1 = 2,2\mu\text{F} / 10\text{V}$$

$$C_2 = 15\mu\text{F} / 15\text{V}$$

$$C_3 = 10\mu\text{F} / 15\text{V}$$

$$C_4 = 200\mu\text{F} / 10\text{V}$$

$$C_5 = 1\text{nF} \quad 5\%$$

$$C_6 = 3,9\text{nF} \quad 5\%$$

**Tranzistori**

$$T_1, T_2 = \text{BC109C}$$

*Lista componentelor stabilizatorului*

**Rezistențe**

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

**Condensatori**

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

**Transformator monofazat**

**Punți redresoare**

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

$$1\text{PM1}$$

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

---

# Bibliografie

## Capitolul 1

1. T. Houtgast, H. J. M. Steeneken, R. Plomp, Predicting Speech Intelligibility in Rooms from the Modulation Transfer Function-General Room Acoustics, *Acustica*, vol. 46, pp. 60-72, 1980.
2. M. R. Schroder, Modulation Transfer Function: Definition and Measurement, *Acustica*, vol. 49, pp. 179-182, 1981.
3. D. D. Rife, Modulation Transfer Function Measurement with Maximum Length Sequences, *Journal of the Audio Engineering Society*, vol. 40, no. 10, pp. 779-790, 1992.
4. T. Houtgast, H. J. M. Steeneken, et al., *Past, Present and Future of the Speech Transmission Index-TNO Human Factors*, Soesterberg, Netherlands, ISBN 9076702020, 2002.
5. Multidimensional Audio, *Bruel & Kjaer-Application notes*, Denmark, 1977.
6. Audible Effects of Mechanical Resonances in Turntables, *Bruel & Kjaer-Application notes*, Denmark, 1977.
7. Henning Moller, Loudspeaker phase measurements, transient response and audible quality, *Bruel & Kjaer-Application notes*, Denmark, 1977.
8. PULSE Sound Quality Software, *Bruel & Kjaer*, 2002.
9. ODEON Room Acoustics Modelling Software, *Bruel & Kjaer*, 2002.
10. DIRAC Room Acoustics Software, *Bruel & Kjaer*, 2002.

## Capitolul 2

1. P. R. Gray, R. G. Meyer, Circuite integrate analogice, analiză și proiectare, Editura tehnică, București, 1983.
2. A. M. Manolescu, A. Manolescu, Circuite integrate liniare, Curs și Probleme, Ed. I.P.B., 1982.
3. D. Dascălu, Ghe. Ștefan, Ghe. Brezeanu, A. Rusu, M. Profirescu, E. Sofron, D. Steriu, A. Silard, M. Bodea, M. Ionescu, R. Dragomir, Dispozitive și circuite electronice, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.
4. Catalog de tranzistoare, I.P.R.S. Băneasa, 1981-1982.
5. I. Ristea, C. A. Popescu, Stabilizatoare de tensiune, Editura tehnică, 1983.
6. Liviu Constantinescu-Simon, Transformatoare electrice de mică putere, Editura tehnică, București, 1974.
7. MAES, Digital Audio Technology, Ed. ELS, ISBN 0240516540, 2001.
- 8.

### ***Capitolul 3***

1. P. R. Gray, R. G. Meyer, Circuite integrate analogice, analiză și proiectare, Editura tehnică, București, 1983.
- 2.

### ***Capitolul 4***

1. D. Bohn, T. Isbell, D. Sauer, et al., Audio/Radio Handbook-National Semiconductor Corporation, Santa Clara, Ca, 1980.
2. Catalog de circuite integrate analogice, Analoge Integrierte Schaltkreise, Leipzig, 1979.
- 3.

### ***Capitolul 5***

1. P. R. Gray, R. G. Meyer, Circuite integrate analogice, analiză și proiectare, Editura tehnică, București, 1983.
- 2.