

Proiect SCIA

Studentă: Petca Ioana Denisa

Grupa: 2133

Cuprins

1. Specificații individuale.....	4
1.1. Etajul 1: Amplificator neinvertor	4
1.2. Etajul 2: Filtru trece jos cu 3 AO, V-V, KHN	4
1.3. Etajul 3: PGA cu switch-uri în calea de semnal, conexiune serie.....	4
1.4. Etajul 4: Redresor dublă alternanță	4
1.5. Tip AO	5
2. Etajul 1: Amplificatorul neinvertor	6
2.1. Dimensionarea circuitului.....	6
2.2. Simularea circuitului.....	8
2.2.1. DCOP.....	8
2.2.2. AC.....	9
2.2.3. Tranzitoriu.....	11
3. Etajul 2: Filtru trece jos KHN	15
3.1. Dimensionarea circuitului.....	15
3.2. Simularea circuitului.....	16
3.2.1. DCOP.....	16
3.2.2. AC.....	17
3.2.3. Liniaritate.....	18
4. Etajul 3: PGA Serie.....	20
4.1. Dimensionarea circuitului.....	20
4.2. Simularea circuitului.....	21
4.2.1. DCOP.....	21
4.2.2. AC.....	22
4.3. Liniaritate	28
5. Etajul 4 : Redresor bialternanță	30
5.1. Dimensionarea circuitului.....	30
5.2. Simularea circuitului.....	31
.....	31
5.2.1. DCOP.....	31
5.2.2. DC Sweep	32
5.2.3. Tranzitorie.....	32
6. Concluzii	34
6.1. Etaj 1.....	34

6.2.	Etaj 2.....	34
6.3.	Etaj 3.....	34
6.4.	Etaj 4.....	35
7.	Bibliografie	36

1. Specificații individuale

1.1. Etajul 1: Amplificator neinvertor

Tip sursă semnal	Amplitudine minimă (pentru câștig maxim PGA)	Amplitudine maximă (pentru câștig minim PGA)	Unitate de măsură	Tip etaj 1	Câștig etaj 1 (liniar)
1	4.19E-02	1.18E-01	V (single ended)	1	10

1.2. Etajul 2: Filtru trece jos cu 3 AO, V-V, KHN

Tip etaj 2	$ H_0 $ câștig liniar în banda de trecere	$R_{intrare}$ minim	Banda	Q
5	1	1E+03	1000	0.707

1.3. Etajul 3: PGA cu switch-uri în calea de semnal, conexiune serie

Tip etaj 3	Câștig minim [dB]	Rezoluție (pas minim) [dB]	Nr. pași	Câștig maxim [dB]	$R_{intrare}$ minim
2	3	3	4	1.20E+01	2500

1.4. Etajul 4: Redresor dublă alternanță

Tip etaj 4	Câștig etaj 4 (liniar)
2	1.5

1.5. Tip AO

Tip AO
LT1208

2. Etajul 1: Amplificatorul neinversor

2.1. Dimensionarea circuitului

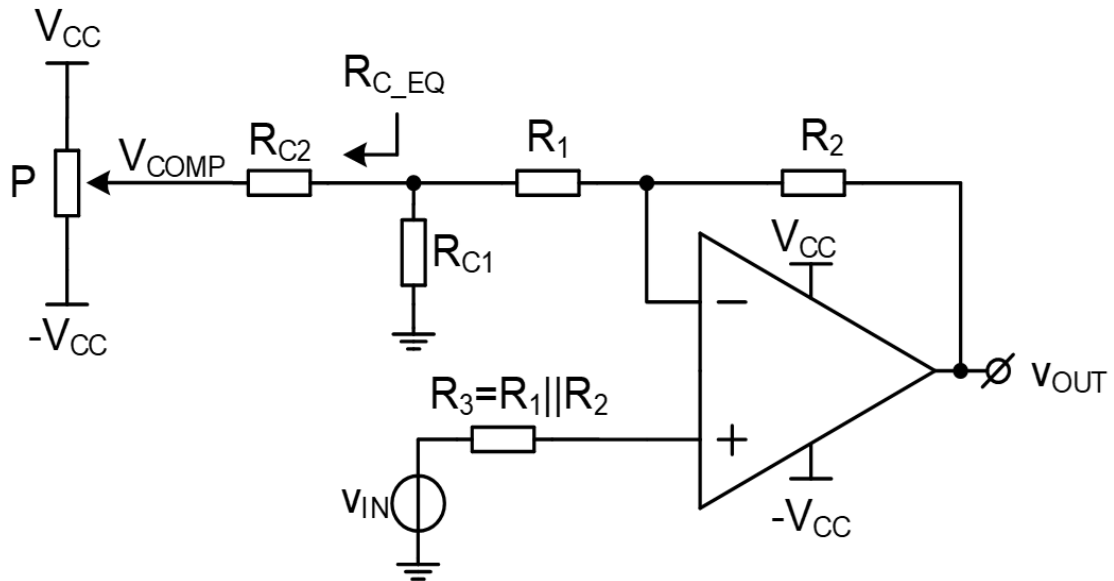


Figura 2.1 Schema amplificatorului neinversor cu circuit de compensare

Pentru realizarea circuitului am utilizat, conform specificațiilor, un amplificator neinversor alături de un circuit pentru compensarea tensiunii de eroare DC. Considerând valoare tensiunii maxime de eroare DC din foaia de catalog a amplificatorului LT1208, aceasta fiind de 3mV și specificațiile individuale de proiectare am realizat dimensionarea.

Pentru un câștig linear de 10, am ales rezistențele R_1 și R_2 corespunzător: $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 9k\Omega$, unde valoare rezistenței R_2 este compusă din două rezistențe în serie 6.8k Ω și 2.2k Ω .

Astfel îndeplinim condiția pentru proiectare:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in} = 10 \quad (2.1)$$

În continuare, este nevoie de dimensionarea rezistențelor care fac parte din circuitul de compensare, partea aceasta va fi realizată ținând cont de tensiunea maximă de eroare, deoarece este necesar să realizăm un circuit ce poate realiza o compensare indiferent de tensiunea de eroare DC ce poate apărea în domeniul maxim $\pm 3mV$.

Primădată vom afla tensiunea de la ieșirea potențiometrului, pentru a reuși să deducem această formulă vom modela potențiometrul în felul următor.

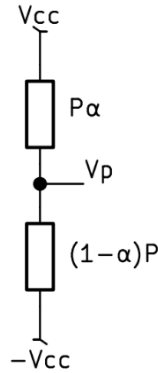


Fig. 2.2. Modelul echivalent al potențiometrului

De aici putem deduce tensiunea în V_p :

$$V_p = \frac{\frac{V_{cc}}{\alpha P} + \frac{-V_{cc}}{(1-\alpha)P}}{\frac{1}{\alpha P} + \frac{1}{(1-\alpha)P}} = V_{cc}(1-2\alpha) \quad (2.2)$$

Mai departe, cunoscând tensiunea V_p și domeniul tensiunii de eroare DC, $\pm 3mV$ putem dimensiona rezistențele R_{c1} , respectiv R_{c2} .

$$V_{outErr} = V_{comp} \left(\frac{R_{c1}}{R_{c1} + R_{c2}} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cong \pm \alpha V_{cc} \left(\frac{R_{c1}}{R_{c1} + R_{c2}} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.3)$$

Considerăm $\alpha = 1$, pentru eroarea DC maximă, de asemenea cunoaștem și tensiunea de alimentare $\pm V_{cc} = \pm 5$, dar și câștigul liniar, 10, alături de tensiunea maximă de eroare DC, 3mV. Se poate deduce urmatorul raport, utilizând formula (2.3):

$$\frac{R_{c1}}{R_{c1} + R_{c2}} = 60\mu \quad (2.4)$$

Din relația (2.4) se pot alege valorile pentru rezistențele R_{c1} și R_{c2} ținând cont și de restricțiile următoare: $\begin{cases} R_{c1} \ll R_3 \\ R_{c2} \gg R_{c1} \end{cases}$, prin urmare, valorile rezistențelor vor fi $R_{c2} = 100k\Omega$ și $R_{c1} = 10k\Omega$, valorile rezistențelor sunt approximate la valori ale rezistențelor fizice.

Pentru rezistența $R_3 = 900\Omega$, valoarea ei va fi $R_1 \parallel R_2$, pentru a minimiza efectul curenților de polarizare.

Ca mențiune, toate rezistențele fac parte din seria E6.

2.2. Simularea circuitului

2.2.1. DCOP

Pentru circuitul dimensionat anterior se realizează simulare în curent continuu și a punctului static de funcționare.

```

|      --- Operating Point ---
V(+v):      5          voltage
V(-v):     -5          voltage
V(n002):     0          voltage
V(n003):     0          voltage
V(n001):    -3.10728e-08 voltage
V(vout_repetor): -3.10728e-08 voltage
V(n006):    -0.00359992 voltage
V(vout_error): -3.12566e-08 voltage
V(n007):    -0.00359992 voltage
V(n004):    -0.00359992 voltage
V(vout_compensat): -3.12566e-08 voltage
V(n005):    -0.00359992 voltage
V(n008):     4.44089e-16 voltage
V(vout_open_loop): 0          voltage
I(R1):     -3.99991e-06 device_current
I(R2):      3.99988e-07 device_current
I(R3):     -3.59992e-06 device_current
I(R4):     -3.99991e-06 device_current
I(R5):      3.99988e-07 device_current
I(R6):     -3.59992e-06 device_current
I(Rc2):     4.44089e-21 device_current
I(R9):      0.001       device_current
I(R10):     0.001       device_current
I(V1):     -0.0289849   device_current
I(V2):      0.0290121   device_current
I(Vin_dcsweep): -4e-06   device_current
I(Ib-):     -4e-06      device_current
I(Ib+):     -4e-06      device current

```

Fig. 2.3. Rezultatul analizei .op

Din rezultatul analizei .op se poate observa că tensiunea de eroare DC pentru circuitul simulat este de ordinul nanovoltilor, deci ca urmare, nu este nevoie de compensarea acestei tensiuni, iar potențiometrul poate sta la valoarea $\alpha = 0.5$, deoarece orice modificare a poziției potențiometrului va înrăutăți această tensiune.

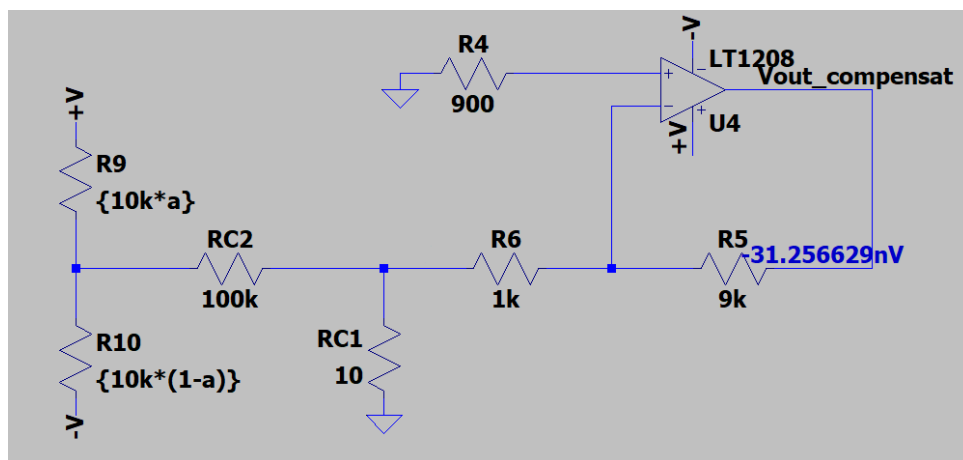


Fig. 2.4. Circuitul cu blocul pentru compensarea tensiunii de eroare

În simulare punctului static de funcționare se poate observa și valoarea curenților de polarizare I_{b+} și I_{b-} a căror valori sunt identice cu cele tipice din foaia de catalog, adică au valoarea de 4nA.

2.2.2. AC

Câștigul la joasă frecvență

În analiza AC este nevoie de a determina câștigul la joasă frecvență, ceea ce se poate realiza prin rularea unei analize AC, la scara logaritmică pentru a afla câștigul și a-l compara cu cel din specificații. Câștigul menționat în specificații are valoare liniară, adică 10, dar după convertirea acestuia în dB, rezultă că valoarea lui este de 20dB.

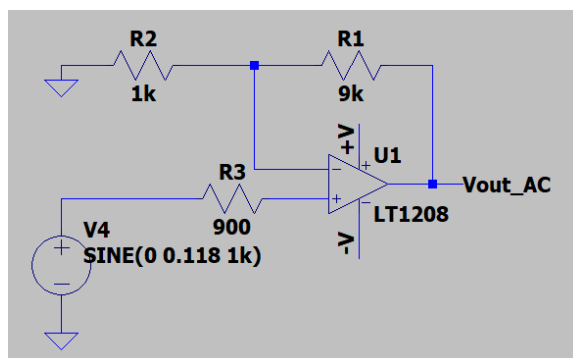


Fig. 2.5. Amplificatorul neinvertor pentru care a fost rulată analiza

Pentru circuitul respectiv, se respecta specificațiile de proiectare și rezistențele dimensionate anterior, alături de amplitudinea maximă specificată ($1.18E-01$ V).

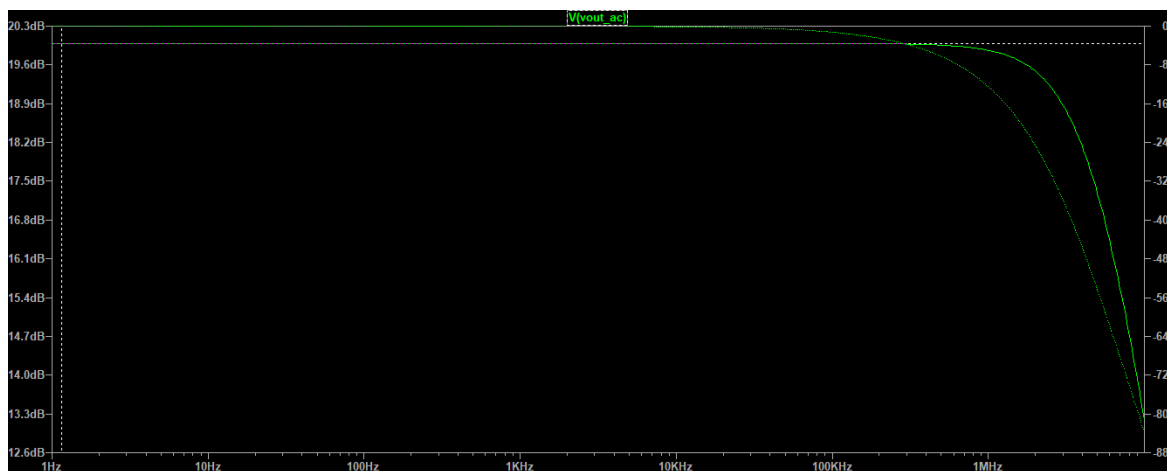


Fig. 2.6. Rezultatul analizei AC (caracteristica de amplificare și fază)

Cursor 1	
V(vout_ac)	
Freq: 1.8453357Hz	Mag: 19.987706dB
	Phase: -23.130504μ°
	Group Delay: 34.816074ns

Fig 2.7. Cursorul poziționat la joasă frecvență.

Din caracteristică și poziționarea cursorului se poate observa că amplificarea la joasă frecvență este de 19.98dB, o valoare foarte apropiată de cea calculată anterior, deci circuitul proiectat îndeplinește specificațiile de proiectare.

Banda

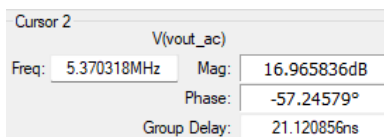


Fig. 2.8. Cursorul plasat la -3dB

Din plasarea cursorului la -3dB se poate observa că banda măsurată se află la frecvența de $\approx 5.3MHz$, deci, din nou, condiția ca banda să fie mai mare ca banda filtrului este îndeplinită, deoarece, din specificații reiese că banda filtrului este de 1kHz. În concluzie, $5.3MHz > 1kHz$.

Circuitul fizic

După rularea Network Analyzer pentru reprezentarea diagramelor Bode, rezultatul a fost asemănător cu cel din simulări.

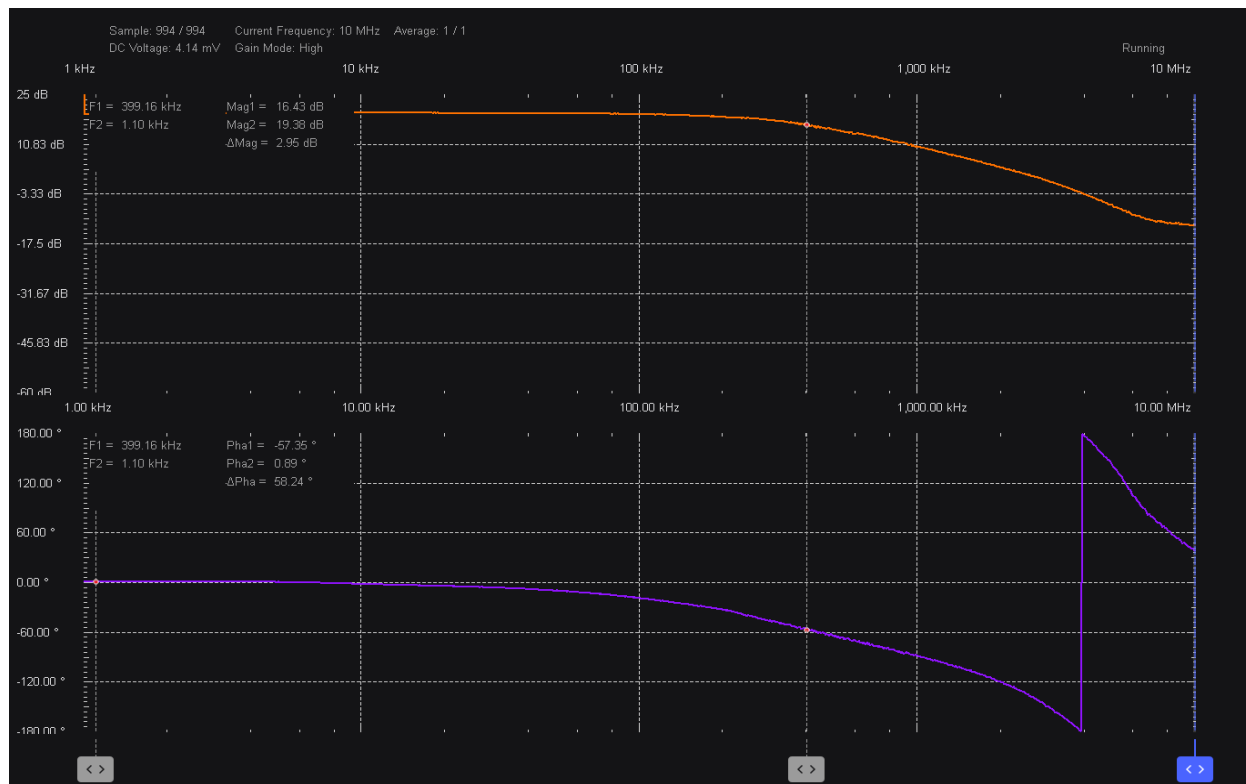


Fig. 2.9. Diagramele Bode pentru circuitul fizic

La citirea valorii de pe cursor se poate observa că banda se află la frecvența de 399.16kHz. Valoare care este mai mare ca banda filtrului, $399.16kHz > 1kHz$ și câștigul este de 19.38dB.

PSRR

PSRR-ul este variația tensiunii de dezechilibru datorită modificării tensiunii de alimentare, iar pentru aflarea PSRR-ului este nevoie de adăugarea unei componente AC pe una dintre alimentări și se rulează analiza AC.

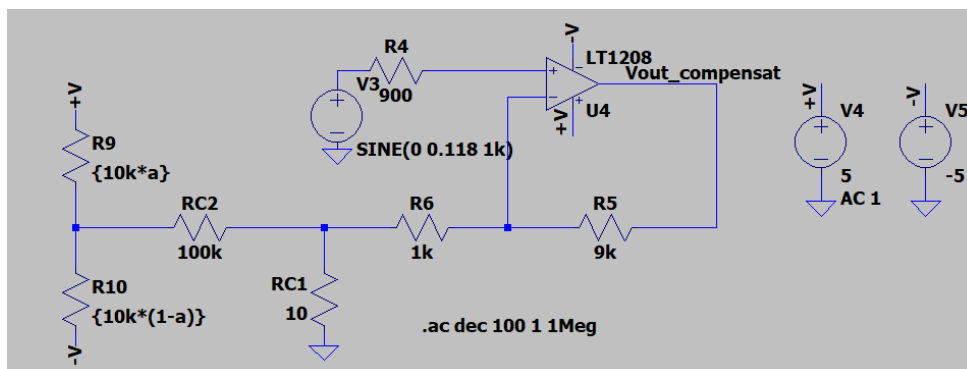


Fig. 2.10. Circuitul pentru aflare PSRR-ului

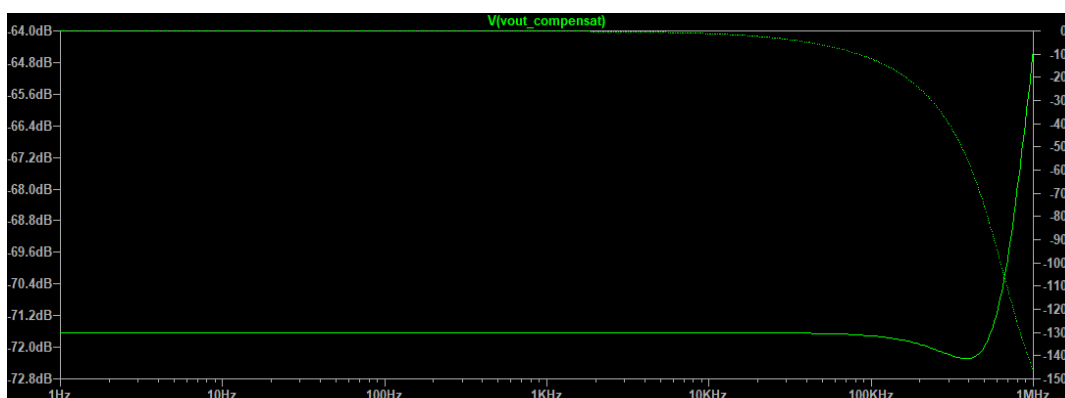


Fig. 2.11. Rezultatul analizei AC

Cursor 1	
V(vout_compensat)	
Freq:	1Hz
Mag:	-71.633211dB
Phase:	-119.10615μ°
Group Delay:	330.85043ns

Fig. 2.12. Cursorul la joasă frecvență

Din plasarea cursorului la joasă frecvență se poate măsura valoarea PSRR-ului, acesta fiind -71dB.

2.2.3. Tranzitoriu

Slewrate

Slewrate-ul este viteza maxima de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului, iar pentru aflarea acestuia conectăm la intrare o sursă de tip pulse și analizăm semnalul de la ieșirea circuitului.

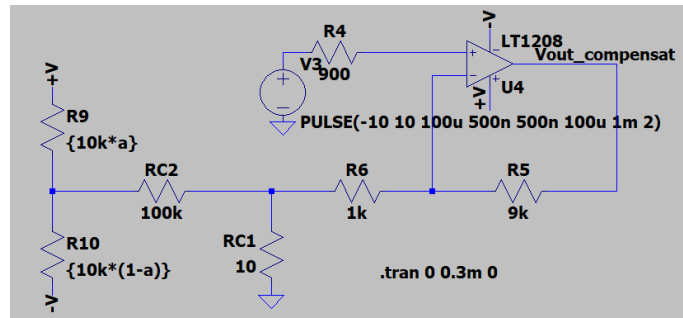


Fig. 2.13. Circuitul pentru aflarea slewrate-ului

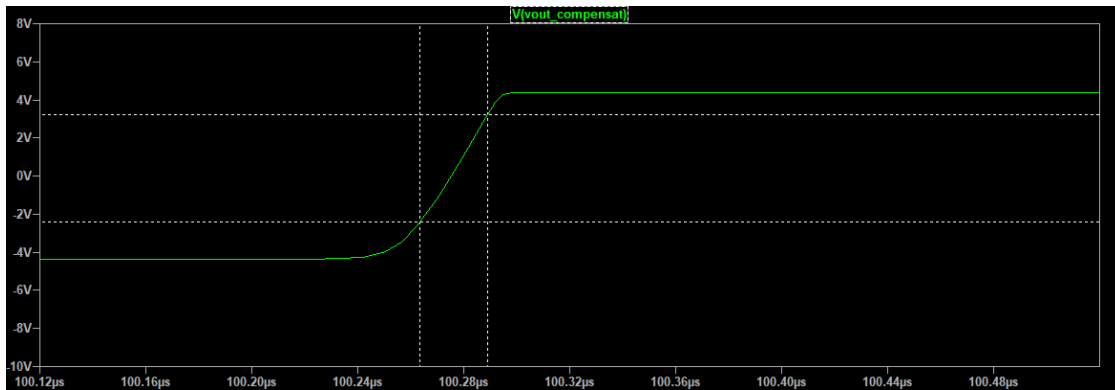


Fig. 2.14. Rezultatul analizei tranzitorii

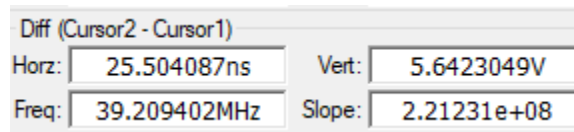


Fig. 2.15. Panta rezultată din poziționarea curoarelor

După poziționarea cursorilor se poate vedea că panta măsurată este de $2.21\text{E}+08$, ceea ce înseamnă că slewrate-ul este egal cu $221\text{V}/\mu\text{s}$.

Circuitul fizic

Pentru circuitul fizic am aplicat la intrare un semnal drepunghiular cu amplitudinea de 500mV , cu un offset de 250mV , pentru plasarea mai ușoară a cursorilor în pozițiile corespunzătoare.

Conform figurii 2.16., $\Delta t = 1.5\mu\text{s}$, iar $\Delta V_{out} = 3.341$. Calculând panta putem deduce valoarea slewrate-ului:

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = \frac{3.341\text{V}}{1.5\mu\text{s}} = 2.23 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (2.5)$$

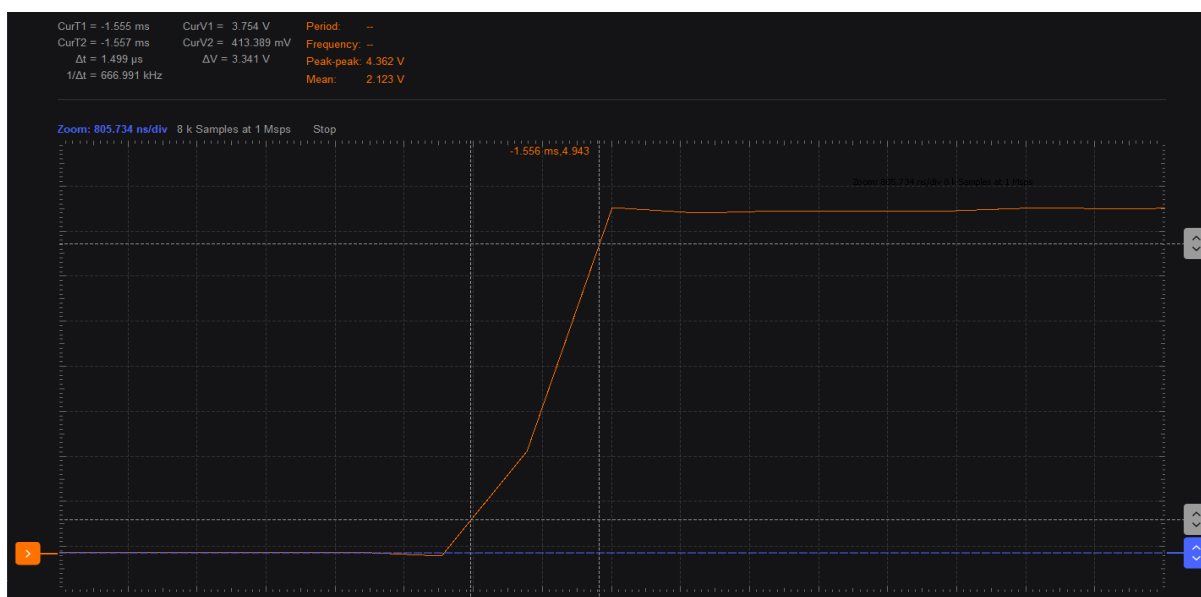


Fig. 2.17. Panta semnalului de ieșire pentru circuitul fizic

Liniaritate

Pentru a determina liniaritatea circuitului se realizează o analiză tranzitorie, iar pentru Total Harmonic Distorsion (THD) scriem o formulă, rezultatul acesteia aflându-se în output log.

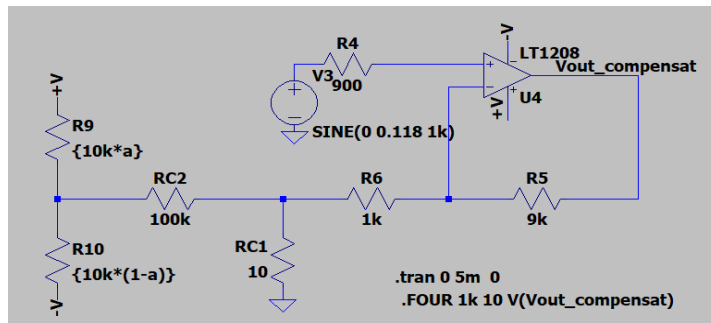


Fig. 2.18. Circuitul utilizat pentru aflarea THD

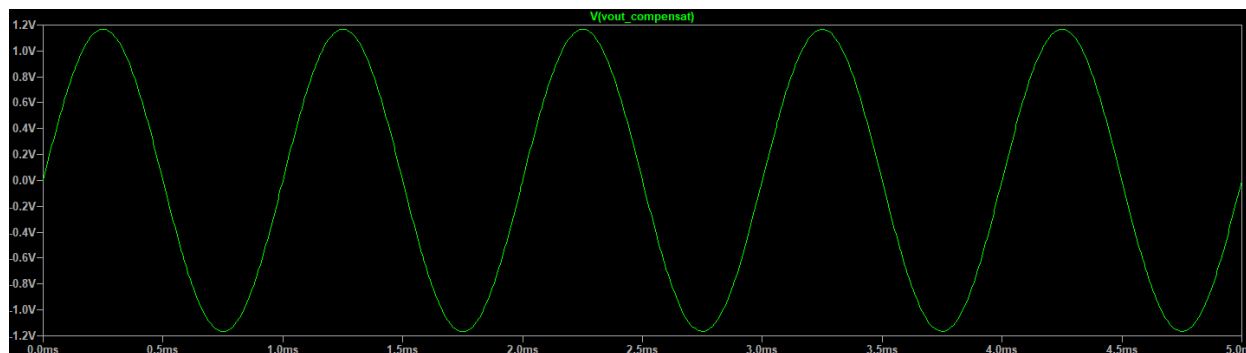


Fig. 2.19. Rezultatul analizei tranzitorii

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]
1	1.000e+3	1.168e+0	1.000e+0	90.02°
2	2.000e+3	6.788e-5	5.814e-5	3.89°
3	3.000e+3	6.749e-4	5.780e-4	33.69°
4	4.000e+3	6.307e-5	5.402e-5	-148.60°
5	5.000e+3	6.569e-4	5.626e-4	-152.29°
6	6.000e+3	1.204e-4	1.031e-4	-99.08°
7	7.000e+3	3.335e-4	2.857e-4	93.05°
8	8.000e+3	5.729e-5	4.906e-5	77.74°
9	9.000e+3	6.373e-4	5.458e-4	-35.57°
10	1.000e+4	2.669e-4	2.286e-4	104.08°
Partial Harmonic Distortion: 0.104966%				
Total Harmonic Distortion: 0.114791%				

Fig. 2.20. Rezultatul analizei Fourier + THD

THD-ul este mai mic ca 1%, deci semnalul de ieșire nu este distorsionat la $f_{in_{max}}$ pentru amplitudinea de intrare · câștig.

3. Etajul 2: Filtru trece jos KHN

3.1. Dimensionarea circuitului

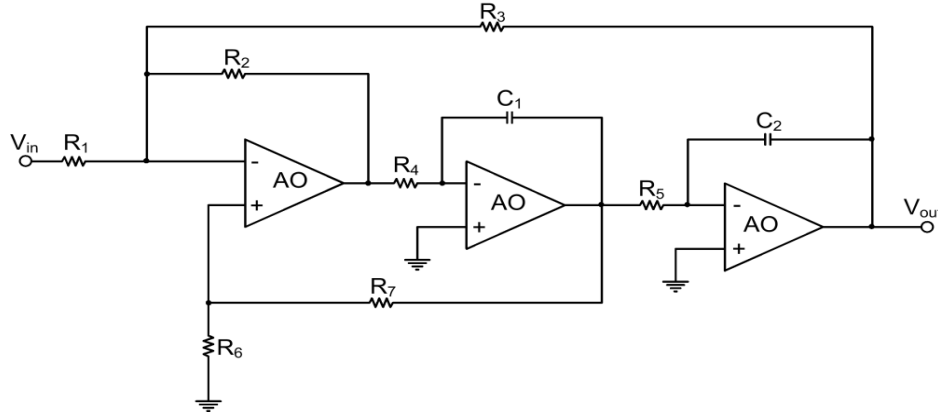


Fig. 3.1. Schema filtrului trece jos KHN

Pentru dimensionarea circuitului am respectat specificațiile individuale: câștigul liniar în banda de trecere, $H_0 = 1$, rezistența de intrare minimă, $R_{in_{min}} = 1k\Omega$, factorul de calitate, $Q = 0.707$ și banda = 1000.

Luând în considerare funcția de transfer a filtrului, relația (3.1), alegem $R_1 = R_2 = \dots = R_7 = R$,

$$H(s) = \frac{-\frac{R_3}{R_1}}{s^2 C_1 C_2 R_4 R_5 + s C_2 \frac{R_5 R_6 (R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3)}{R_1 R_2 (R_6 + R_7)} + 1} \quad (3.1)$$

iar de aici se pot deduce formulele pentru câștig (3.2), factor de calitate (3.4) și pulsație (3.3):

$$H_0 = 1 \quad (3.2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad (3.3)$$

$$Q = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.4)$$

Cunoscând parametrii de dimensionare, alegem $R \geq R_{in_{min}} = 10k\Omega$ și putem calcula valorile necesare pentru condensatoare utilizând următoarele relații:

$$C_1 = \frac{3Q}{\omega_0 R} = 16.8nF \quad (3.5)$$

$$C_2 = \frac{2}{3Q\omega_0 R} = 15nF \cong 14.7nF \quad (3.6)$$

Pentru circuitul practic valoare C_1 va fi realizată din două condensatoare în paralel cu valorile 10nF, respectiv 6.8nF, iar pentru C_2 două condensatoare în paralel 10n, respectiv 4.7nF.

3.2. Simularea circuitului

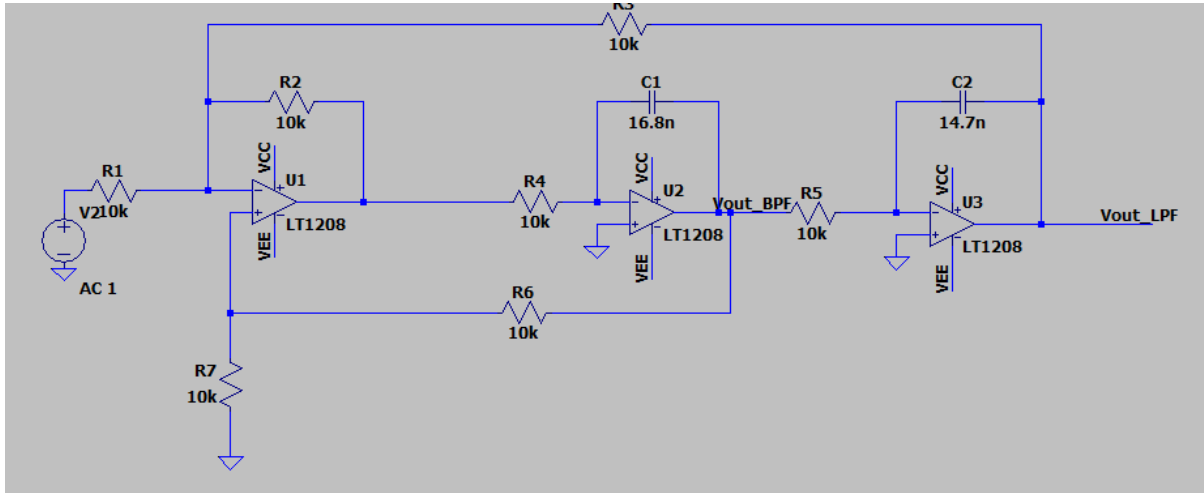


Fig. 3.2. Circuitul realizat în LTSpice

3.2.1. DCOP

Pentru circuitul dimensionat anterior am realizat simularea punctului static de funcționare.

```

--- Operating Point ---
V(vcc) :      5          voltage
V(vee) :     -5          voltage
V(n001) :    -5.76745e-06 voltage
V(n005) :      0          voltage
V(n002) :    0.0399941    voltage
V(n003) :    -5.65603e-06 voltage
V(n004) :    1.63327e-09  voltage
V(vout_bpf) : 0.04        voltage
V(vout_lpf) : -1.16463e-05 voltage
V(n006) :    -1.12241e-07 voltage
I(C1) :      6.76096e-22  device_current
I(C2) :     -1.78213e-25  device_current
I(R1) :     -5.76745e-10  device_current
I(R2) :      3.99999e-06  device_current
I(R4) :     -3.99998e-06  device_current
I(R5) :      -4e-06       device_current
I(R3) :     -5.87886e-10  device_current
I(R6) :      4.00001e-06  device_current
I(R7) :      1.12241e-11  device_current
I(Vcc) :     -0.0209949  device_current
I(Vee) :      0.0210029  device_current
I(V1) :     -5.76745e-10  device_current

```

Fig. 3.3. Rezultatul analizei .op

3.2.2. AC

Câștigul în banda de trecere

Pentru câștigul în banda de trecere am realizat o analiză AC la scară logaritmică.

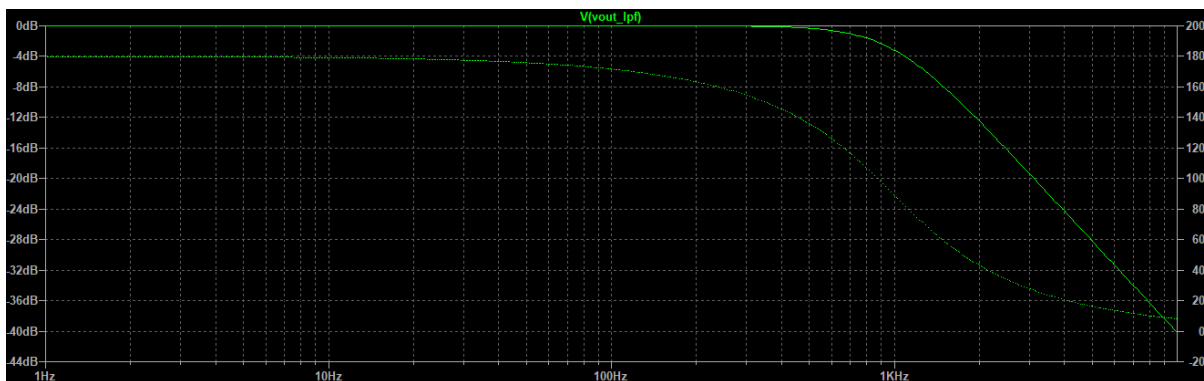


Fig. 3.4. Diagrama Bode pentru FTJ KHN

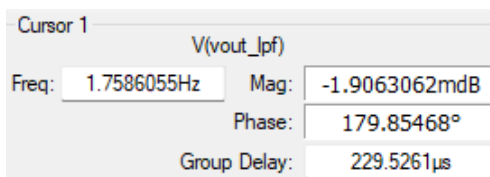


Fig. 3.5. Poziționare cursorului în banda de trecere

După poziționarea cursorului în banda de trecere se poate observa că valoarea câștigului este de -1.90 mdB, o valoare apropiată de cea din specificații, aceasta reprezentată în dB fiind egală cu 0dB.

Banda

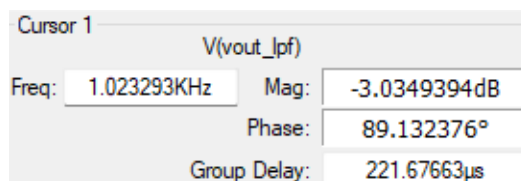


Fig. 3.6 Poziționarea cursorului la -3dB

Din fig. 3.6 reiese că frecvența de tăiere a filtrului se află la 1.02kHz, ceea ce înseamnă că banda de trecere a filtrului este cuprinsă între frecvențele 0Hz și 1.02kHz. În specificații valoarea frecvenței de tăiere se află la 1kHz.

Circuitul fizic

După rularea Network Analyzer pentru reprezentarea diagramelor Bode, rezultatul a fost asemanător cu cel din simulări.

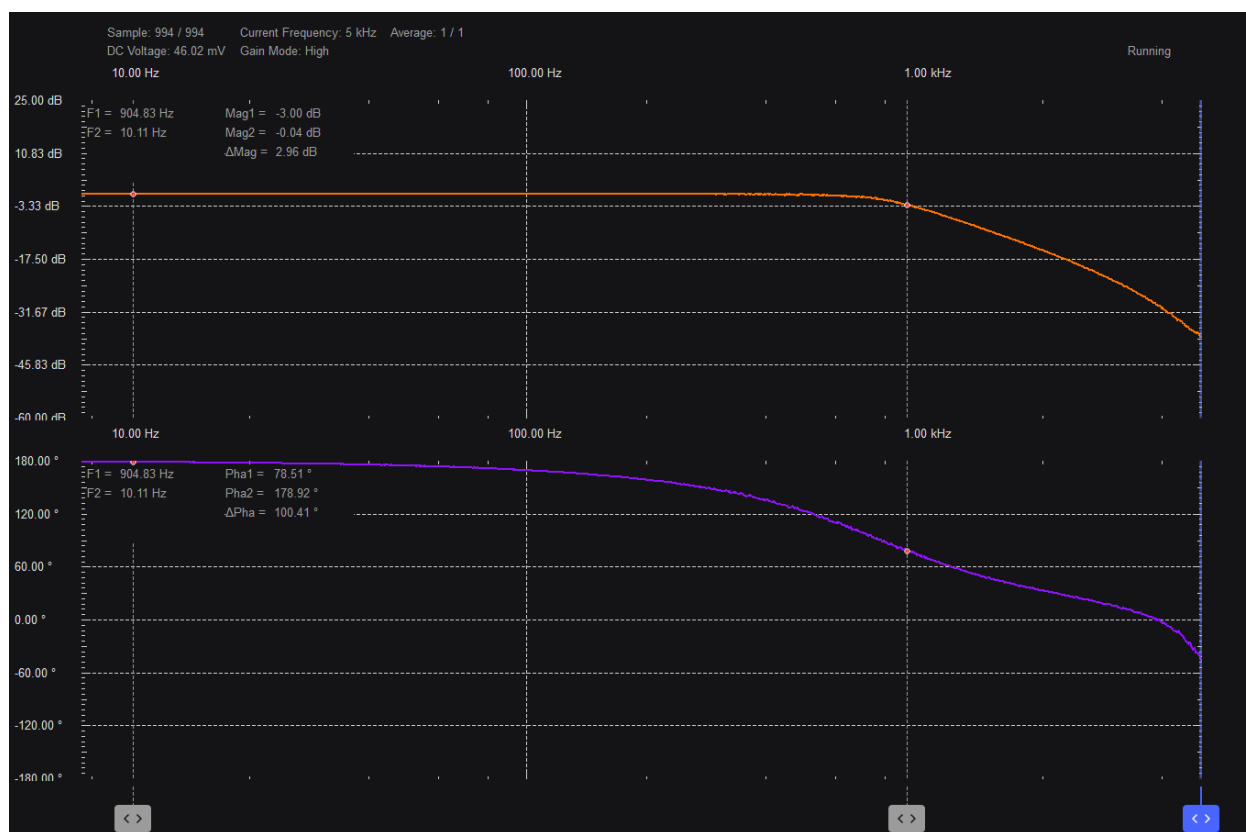


Fig. 3.7. Diagramele Bode pentru circuitul fizic

După poziționarea cursorului am determinat că câștigul în banda de trecere este de -0.04dB, apropiat de cel calculat din specificații de 0dB, iar banda se află al 904Hz, pe când cea din specificații se află la 1000Hz.

3.2.3. Liniaritate

Pentru a verifica liniaritatea circuitului realiză o analiză Fourier la $f_{in_{max}} / 10$ pentru amplitudinea de intrare · câștig și verificăm THD.

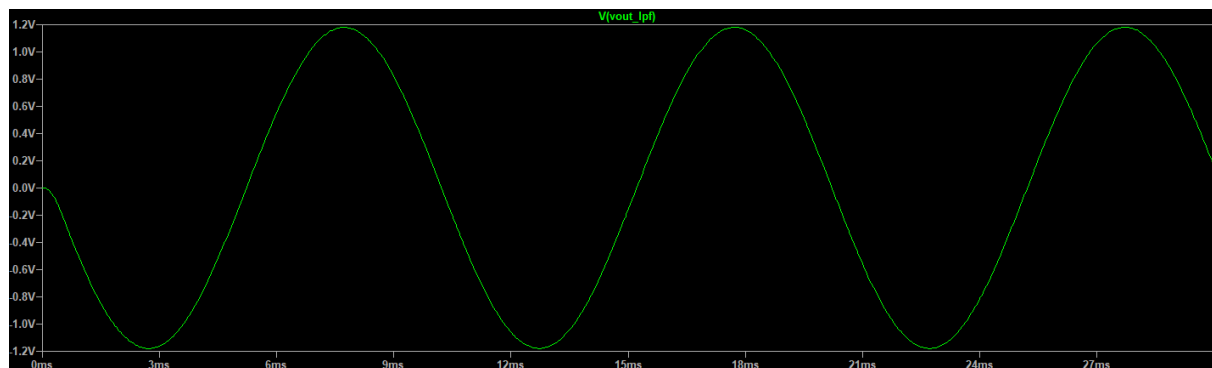


Fig. 3.8. Rezultatul analizei tranzitorii

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.000e+2	1.180e+0	1.000e+0	-82.03°	0.00°
2	2.000e+2	3.638e-5	3.084e-5	-70.78°	11.26°
3	3.000e+2	4.526e-5	3.836e-5	141.92°	223.95°
4	4.000e+2	3.232e-5	2.740e-5	46.74°	128.78°
5	5.000e+2	3.705e-5	3.140e-5	-67.98°	14.06°
6	6.000e+2	7.019e-6	5.950e-6	6.64°	88.67°
7	7.000e+2	4.569e-5	3.873e-5	-108.14°	-26.10°
8	8.000e+2	4.123e-5	3.495e-5	-79.18°	2.86°
9	9.000e+2	8.607e-5	7.296e-5	-45.19°	36.84°
10	1.000e+3	2.245e-5	1.903e-5	-113.72°	-31.69°
Partial Harmonic Distortion: 0.011226%					
Total Harmonic Distortion: 0.017566%					

Fig. 3.9. Rezultatul analizei Fourier

Din figura 3.8. se observa ca THD-ul $< 1\%$, deci semnalul nu este distorsionat, la $f_{in_{max}} / 10$ pentru amplitudinea de intrare \cdot câștig.

4. Etajul 3: PGA Serie

4.1. Dimensionarea circuitului

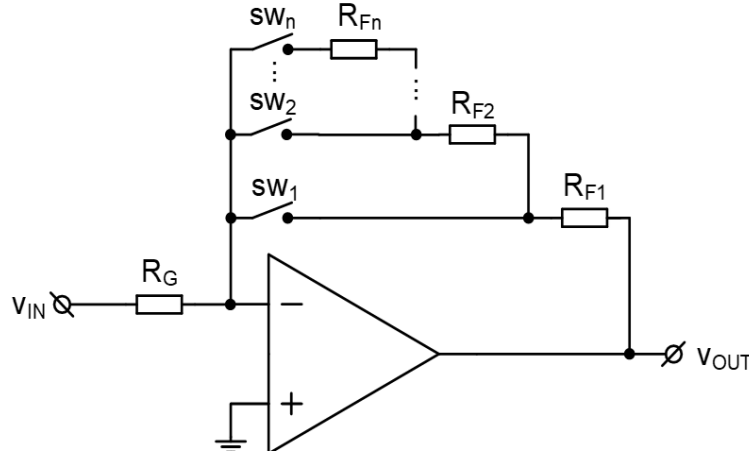


Fig. 4.1. Schema circuitului

Pentru dimensionarea circuitului am plecat de la specificațiile de proiectare: câștigul minim: 3dB, rezoluția: 3dB, numărul de pași: 4, câștigul maxim: 12dB și rezistența minimă de intrare 2500Ω.

Prima dată am scris pentru fiecare pas amplificarea în dB, apoi se convetește în liniar:

$$A_{v_{dB}} = \{3dB, 6dB, 9dB, 12dB\} \Rightarrow A_{v_{lin}} = \{1.41, 2, 2.82, 4\}$$

Cunoscând valorile amplificării am putut scrie următorul sistem de ecuații pentru a dimensiona rezistențele conform formulei:

$$|A_v| = \frac{R_F}{R_G} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} R_{F1} + R_{F2} + R_{F3} + R_{F4} = 4 \cdot R_G \\ R_{F2} + R_{F3} + R_{F4} = 2.82 \cdot R_G \\ R_{F3} + R_{F4} = 2 \cdot R_G \\ R_{F4} = 1.41 \cdot R_G \end{cases} \quad (3.2)$$

Luând în consider că $R_{in_{min}} = 2.5k\Omega$, alegem $R_G = 3.3k\Omega$, iar de aici rezultă următoarele valori pentru rezistențe: $R_{F1} = 3.87k\Omega$, $R_{F2} = 2.7k\Omega$, $R_{F3} = 1.94k\Omega$, $R_{F4} = 4.65k\Omega$. Valorile rezistențelor vor fi alcătuite din valori standard legate în paralel.

4.2. Simularea circuitului

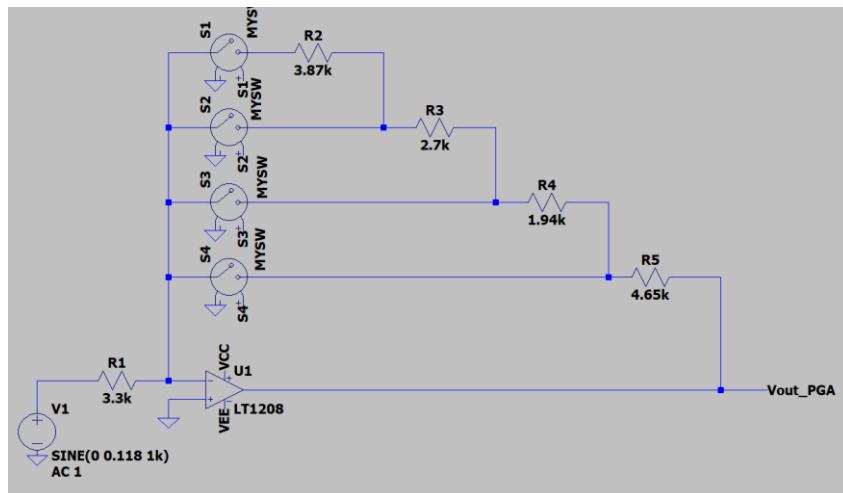


Fig. 4.2. Circuitul realizat în LTSpice

4.2.1. DCOP

Pentru circuitul dimensionat anterior am realizat simularea punctului static de funcționare.

--- Operating Point ---		
V(n001):	-7.31563e-06	voltage
V(vcc):	5	voltage
V(vee):	-5	voltage
V(vout_pga):	0.0520896	voltage
V(n006):	0	voltage
V(n003):	0.0151757	voltage
V(n002):	-7.3117e-06	voltage
V(n004):	0.0258094	voltage
V(n005):	0.0335001	voltage
V(s1):	1	voltage
V(s2):	0	voltage
V(s3):	0	voltage
V(s4):	0	voltage
I(R1):	-2.21686e-09	device_current
I(R2):	3.92325e-06	device_current
I(R3):	3.93843e-06	device_current
I(R4):	3.96425e-06	device_current
I(R5):	3.99775e-06	device_current
I(S1):	3.92325e-06	device_current
I(S2):	1.5183e-08	device_current
I(S3):	2.58168e-08	device_current
I(S4):	3.35074e-08	device_current
I(V1):	-2.21686e-09	device_current
I(V2):	0	device_current
I(V3):	0	device_current
I(V4):	0	device_current
I(V5):	0	device_current
I(V6):	-0.00699762	device_current
I(V7):	0.00700163	device_current

Fig. 4.3. Punctul static de operare pentru primul switch on.

4.2.2. AC

Treptele de câștig și banda

Treapta 1

Pentru prima treaptă de câștig selectăm ultimul switch pe on, iar restul off.

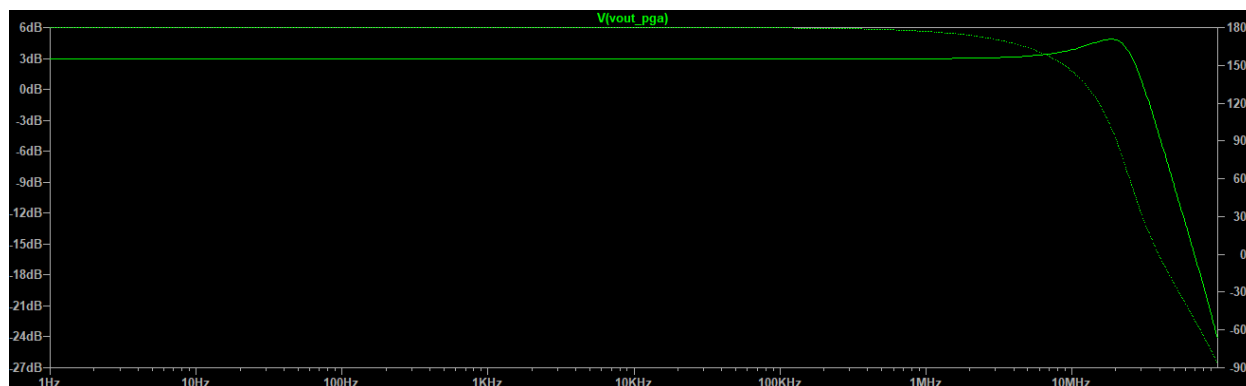


Fig. 4.4. Rezultatul analizei AC

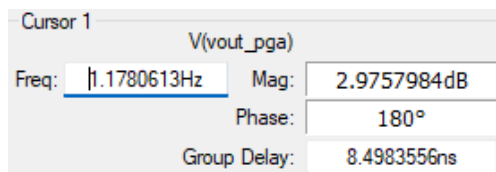


Fig. 4.5. Cursorul poziționat pentru măsurarea câștigului

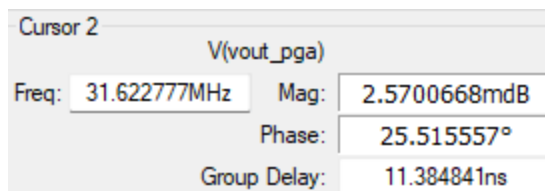


Fig. 4.6. Cursorul poziționat pentru măsurarea benzii

Din poziționarea cursorilor reiese că valoarea câștigului este de 2.97dB, iar valoarea din specificații este de 3dB. Pentru bandă am poziționat cursorul la -3dB față de valoarea la frecvență joasă și am măsurat o bandă de 31.62MHz.

Treapta 2

Pentru a doua treaptă de câștig selectăm al treilea switch pe on, iar restul off.

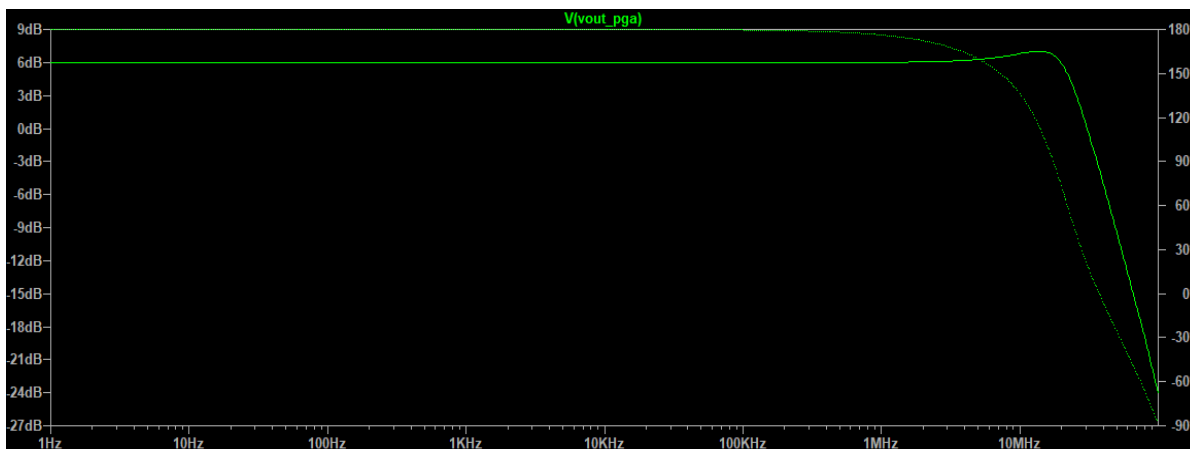


Fig. 4.7. Rezultatul analizei AC

Cursor 1			
V(vout_pga)			
Freq:	2.574569Hz	Mag:	5.998777dB
		Phase:	179.99999°
		Group Delay:	10.51278ns

Fig. 4.8. Cursorul poziționat pentru măsurarea câștigului

Cursor 2			
V(vout_pga)			
Freq:	25.703958MHz	Mag:	2.9992133dB
		Phase:	40.406557°
		Group Delay:	13.352462ns

Fig. 4.9. Cursorul poziționat pentru măsurarea benzii

Din poziționarea cursorilor reiese că valoarea câștigului este de 5.99dB, iar valoarea din specificații este de 6dB. Pentru bandă am poziționat cursorul la -3dB față de valoarea la frecvență joasă și am măsurat o bandă de 25.70MHz.

Treapta 3

Pentru a treia treaptă de câștig selectăm al doilea switch pe on, iar restul off.

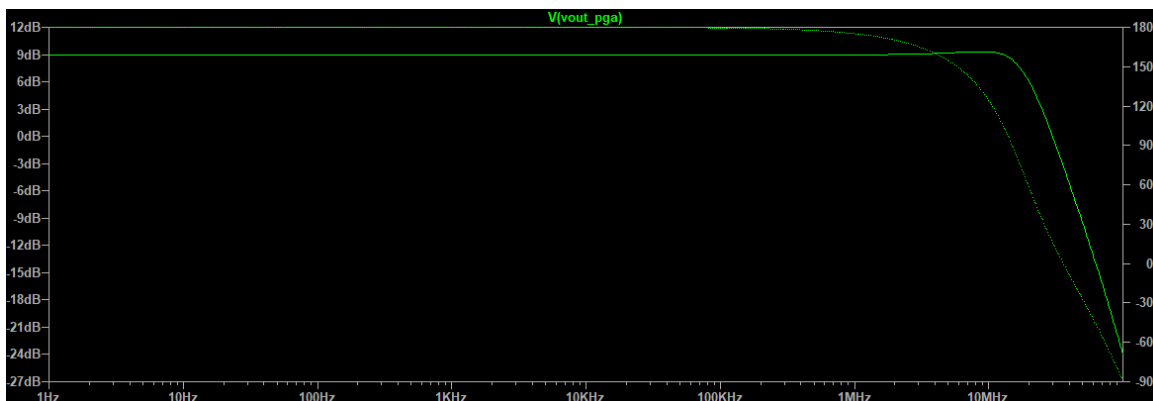


Fig. 4.10. Rezultatul analizei AC

Cursor 1			
V(vout_pga)			
Freq:	5.8746054Hz	Mag:	8.9585277dB
		Phase:	179.99997°
		Group Delay:	13.310398ns

Fig. 4.11. Cursorul poziționat pentru măsurarea câștigului

Cursor 2			
V(vout_pga)			
Freq:	20.197502MHz	Mag:	5.9278563dB
		Phase:	56.829564°
		Group Delay:	15.458342ns

Fig. 4.12. Cursorul poziționat pentru măsurarea benzii

Din poziționarea cursorilor reiese că valoarea câștigului este de 8.95dB, iar valoarea din specificații este de 9dB. Pentru bandă am poziționat cursorul la -3dB față de valoarea la frecvență joasă și am măsurat o bandă de 20.19MHz

Treapta 4

Pentru ultima treaptă de câștig selectăm primul switch pe on, iar restul off.

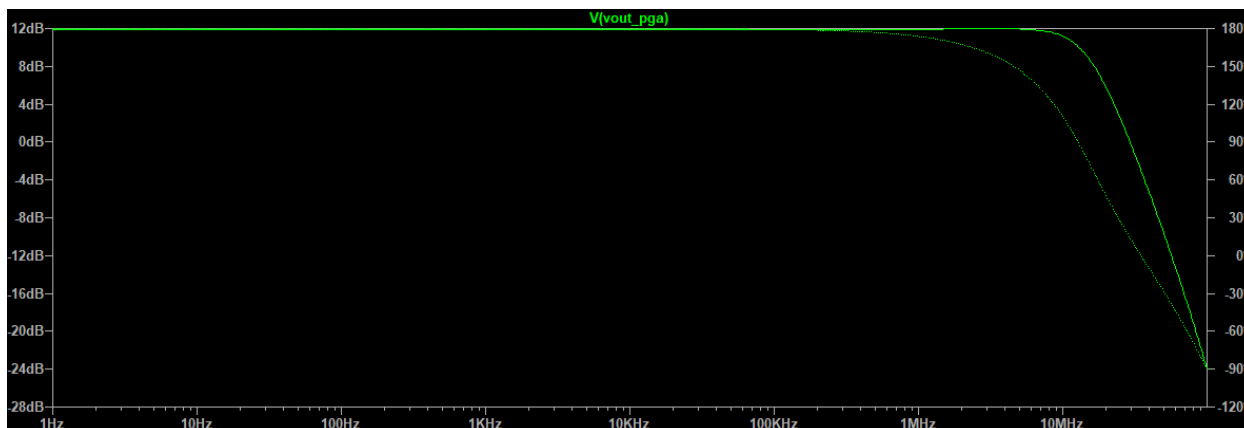


Fig. 4.13. Rezultatul analizei AC pentru prima treaptă

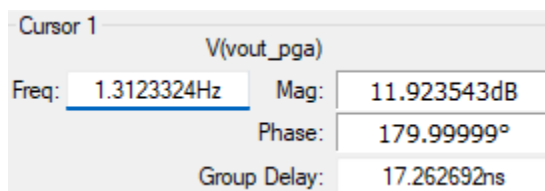


Fig. 4.14. Cursorul poziționat pentru măsurarea câștigului

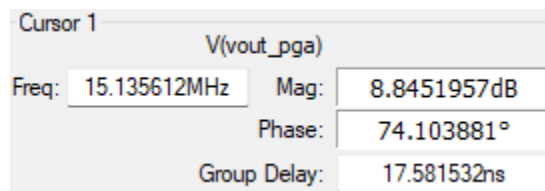


Fig. 4.15. Cursorul poziționat pentru măsurarea benzii

Din poziționarea cursoroarelor reiese că valoarea câștigului este de 11.92dB, iar valoarea din specificații este de 12dB. Pentru bandă am poziționat cursorul la -3dB față de valoarea la frecvență joasă și am măsurat o bandă de 15.13MHz.

Circuitul fizic

Pentru circuitul fizic am utilizat un multiplexor pentru selectarea diferitelor trepte de amplificare ale PGA-ului

Treapta 1

Pentru prima treapta am selectat switch-ul X0.

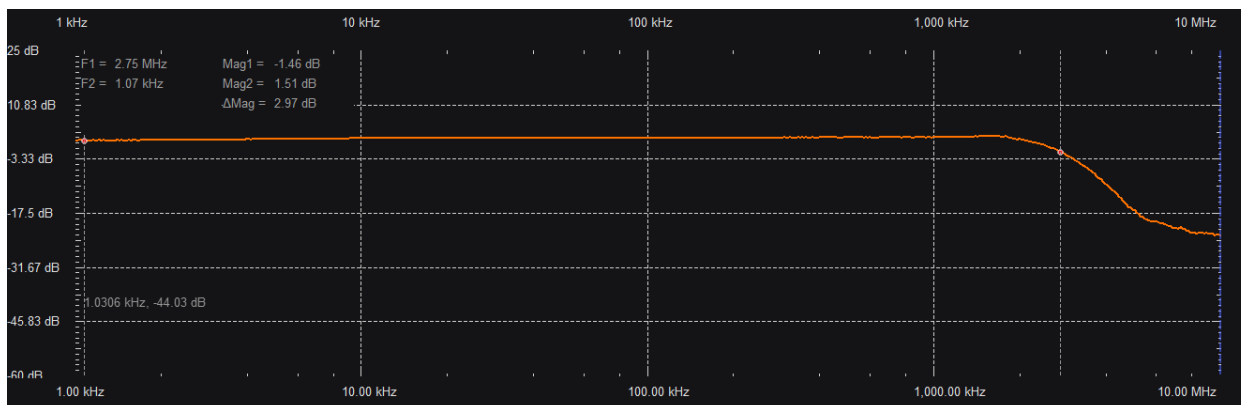


Fig 4.16. Rezultatul Network Analyzer pentru prima treapta

În urma rulării, se observă că amplificarea este de 1.51dB, pe când cea pentru care a fost proiectat circuitul este de 3dB, aceasta pierdere poate fi cauzată de neidealitățile switch-ului utilizat, atenuările introduce de multiplexor.

Banda măsurată pentru prima treaptă se află la 2.75MHz.

Treapta 2

Pentru a doua treapta am selectat switch-ul X1.

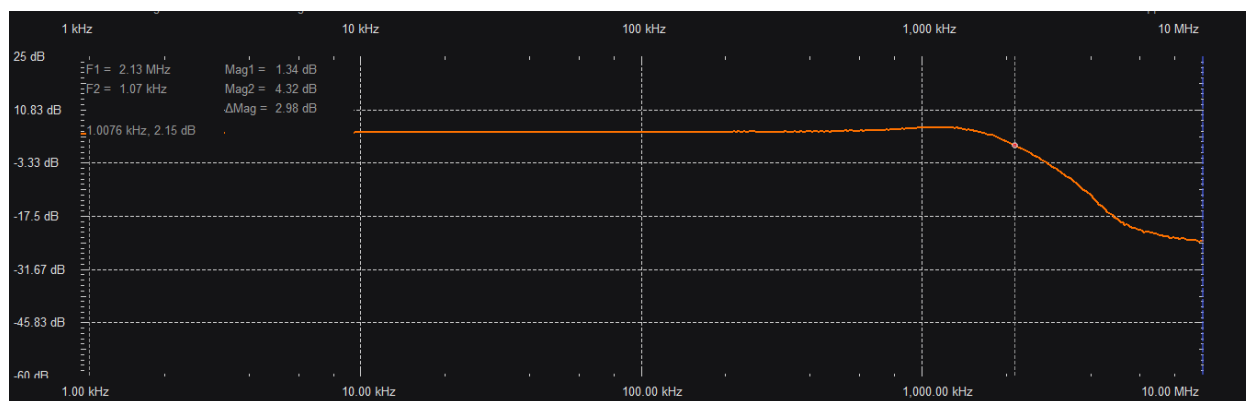


Fig 4.17 Rezultatul Network Analyzer pentru a doua treapta

Câștigul măsurat pentru a doua treapta este de 4.32dB, iar banda se afla la 2.13MHz.

Treapta 3

Pentru a doua treapta am selectat switch-ul X2.

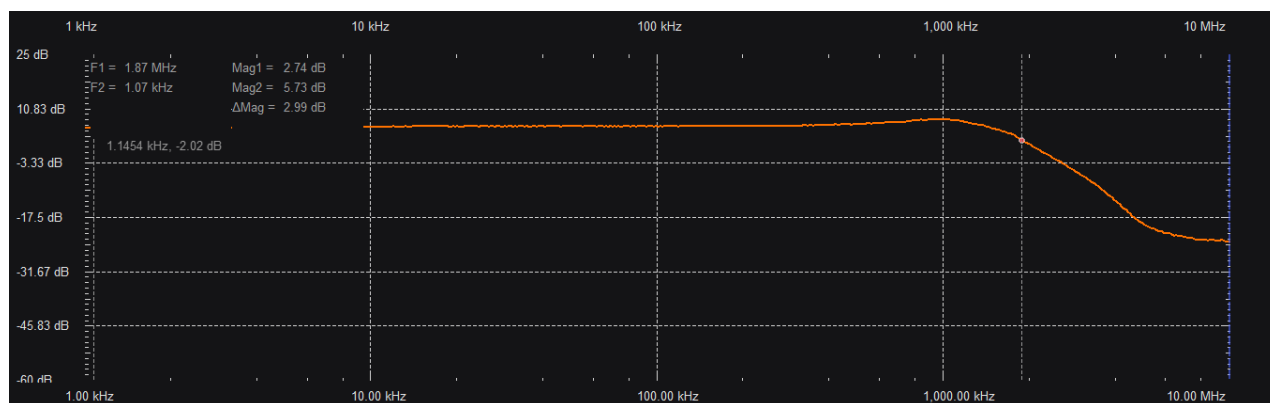


Fig. 4.18. Rezultatul Network Analyzer pentru a treia treapta

Câștigul măsurat pentru a treia treapta este de 5.73dB, iar banda se afla la 1.87MHz.

Treapta 4

Pentru a doua treapta am selectat switch-ul X3.

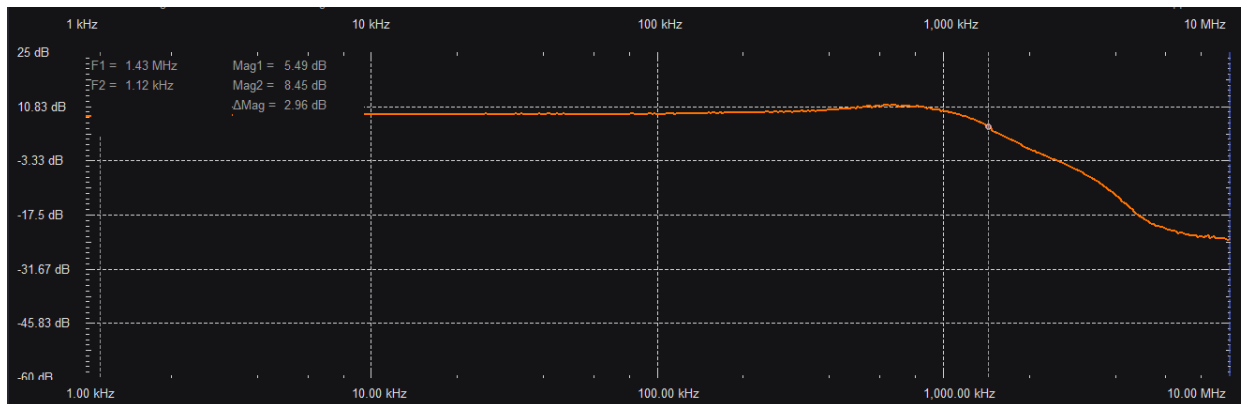


Fig. 4.19. Rezultatul Network Analyzer pentru a patra treapta

Câștigul măsurat pentru a treia treapta este de 8.45dB, iar banda se afla la 1.43MHz.

4.3. Liniaritate

Amplitudinea intrate minima * câștig maxim PGA

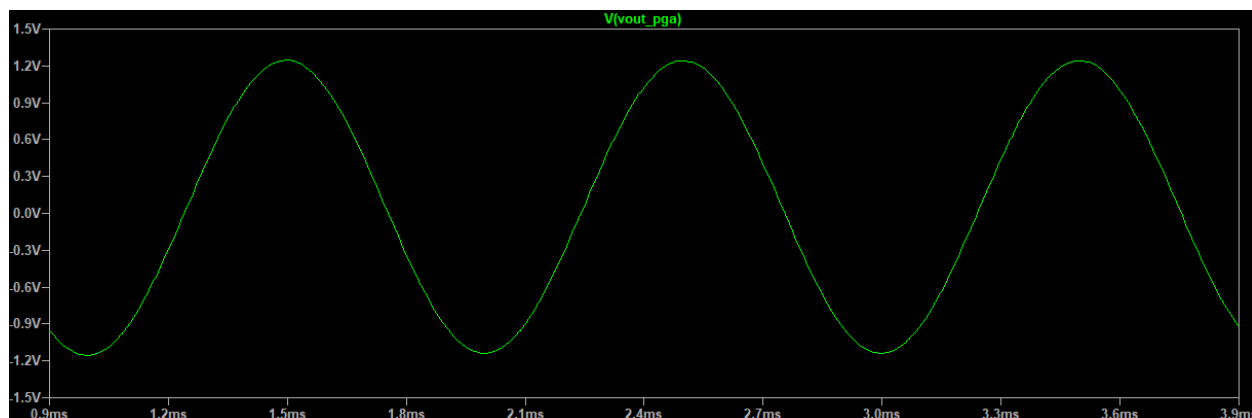


Fig. 4.20. Rezultatul analizei tranzitorii

Fourier components of V(vout_pga)
DC component:0.0520966

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.000e+3	1.190e+0	1.000e+0	179.01	0.00
2	2.000e+3	1.908e-4	1.603e-4	-102.69	-281.70
3	3.000e+3	8.843e-5	7.429e-5	-8.32	-187.33
4	4.000e+3	6.803e-5	5.715e-5	71.68	-107.33
5	5.000e+3	6.118e-5	5.139e-5	-13.53	-192.54
6	6.000e+3	1.708e-4	1.435e-4	87.51	-91.50
7	7.000e+3	5.679e-5	4.771e-5	139.08	-39.93
8	8.000e+3	9.216e-5	7.741e-5	136.56	-42.45
9	9.000e+3	3.707e-5	3.114e-5	-102.12	-281.13
10	1.000e+4	4.434e-5	3.725e-5	173.51	-5.50

Partial Harmonic Distortion: 0.026139%
Total Harmonic Distortion: 0.039859%

Fig. 4.21. Rezultatul analizei Fourier

În urma rularii analizei Fourier am aflat valoarea THD-ul pentru amplitudinea de intrare minimă și câștigul maxim al PGA-ului, prin urmare se poate observa ca valoarea acestuia este mai mică ca 1%, de nu avem distorsiuni.

Amplitudinea intrate maximă * câștig minim PGA

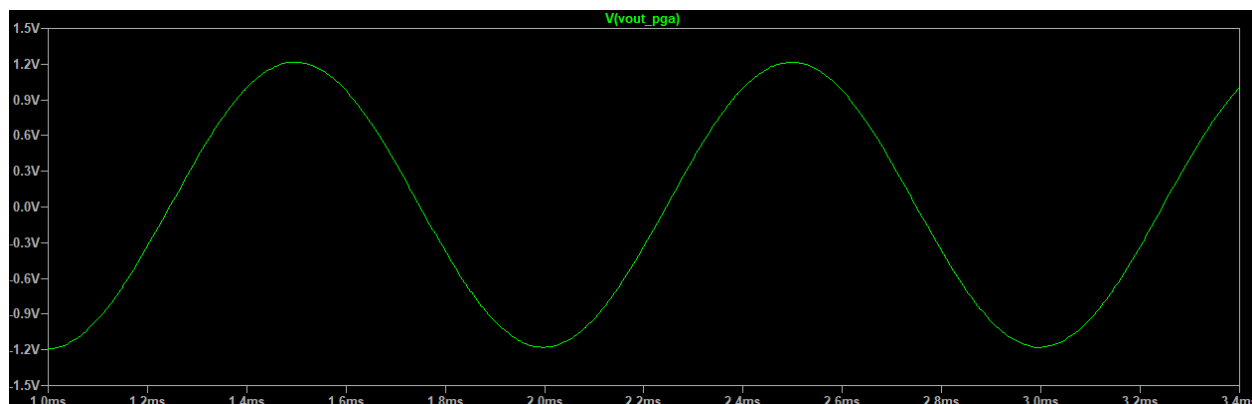


Fig. 4.22. Rezultatul analizei tranzitorii

Fourier components of V(vout_pga)
DC component:0.0186062

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	1.000e+3	1.197e+0	1.000e+0	179.01	0.00
2	2.000e+3	1.154e-4	9.643e-5	-142.18	-321.19
3	3.000e+3	1.110e-4	9.270e-5	4.73	-174.29
4	4.000e+3	8.269e-5	6.909e-5	-148.63	-327.64
5	5.000e+3	1.425e-4	1.191e-4	23.33	-155.68
6	6.000e+3	1.049e-4	8.765e-5	-118.82	-297.83
7	7.000e+3	9.153e-5	7.647e-5	118.15	-60.87
8	8.000e+3	9.009e-5	7.527e-5	-104.74	-283.75
9	9.000e+3	9.274e-5	7.748e-5	-92.65	-271.66
10	1.000e+4	5.544e-5	4.632e-5	-54.06	-233.07

Partial Harmonic Distortion: 0.025335%
Total Harmonic Distortion: 0.037705%

Fig. 4.23. Rezultatul analizei Fourier

În urma rularii analizei Fourier am aflat valoarea THD-ul pentru amplitudinea de intrare minimă și câștigul maxim al PGA-ului, prin urmare se poate observa ca valoarea acestuia este mai mică ca 1%, de nu avem distorsiuni.

5. Etajul 4 : Redresor bialternanță

5.1. Dimensionarea circuitului

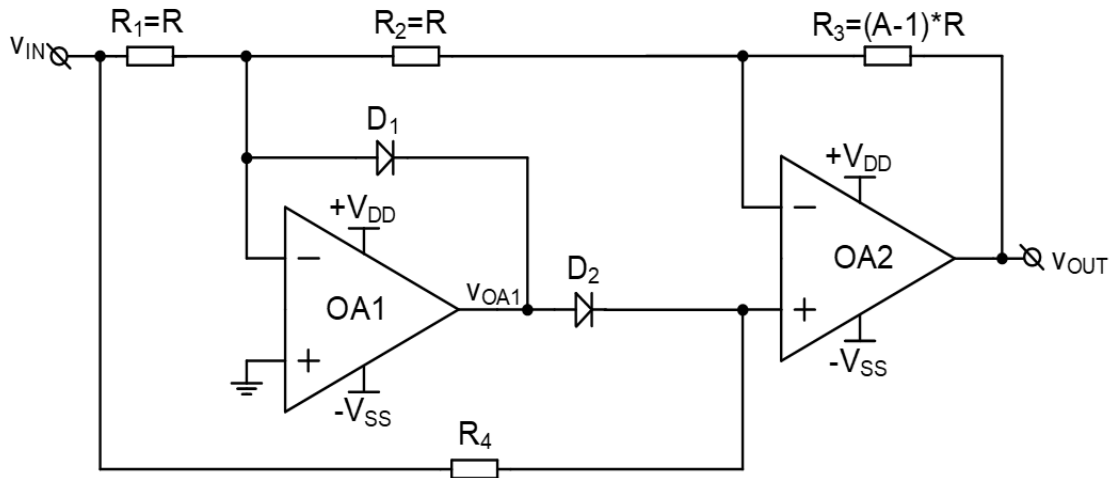


Fig. 5.1. Schema electrică a circuitului

Pentru dimensionare trebuie analizate cazurile în funcție de semnalul de la intrare, pentru alternanța pozitivă D1 va fi on, pe când dioda D2 va fi off, mai departe, analizând circuitul rezultă că tensiunea de la ieșirea circuitului va fi egală cu tensiunea de la intrare înmulțită cu câștigul:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_{in} \quad (5.1)$$

Pentru cel de-al doilea caz, atunci când suntem pe alternanța negativă, D1 va fi off, iar D2 va fi on rezultă că tensiunea de ieșire va fi egală cu tensiunea de intrare înmulțită cu amplificarea:

$$V_{out} = -\frac{R_2 + R_3}{R_1} V_{in} \quad (5.2)$$

Egalăm cele două amplificări pentru a îndeplini condiția de redresor bialternanță și rezultă că:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \\ |A_V| &= 1 + \frac{R_3}{R_2} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Din specificații știm că amplificarea trebuie să fie 1.5, iar de aici putem alege următoarele valori pentru rezistențe: $R_1 = R_2 = 6.8k\Omega$, $R_3 = 3.3k\Omega$ și $R_4 = 10k\Omega$.

5.2. Simularea circuitului

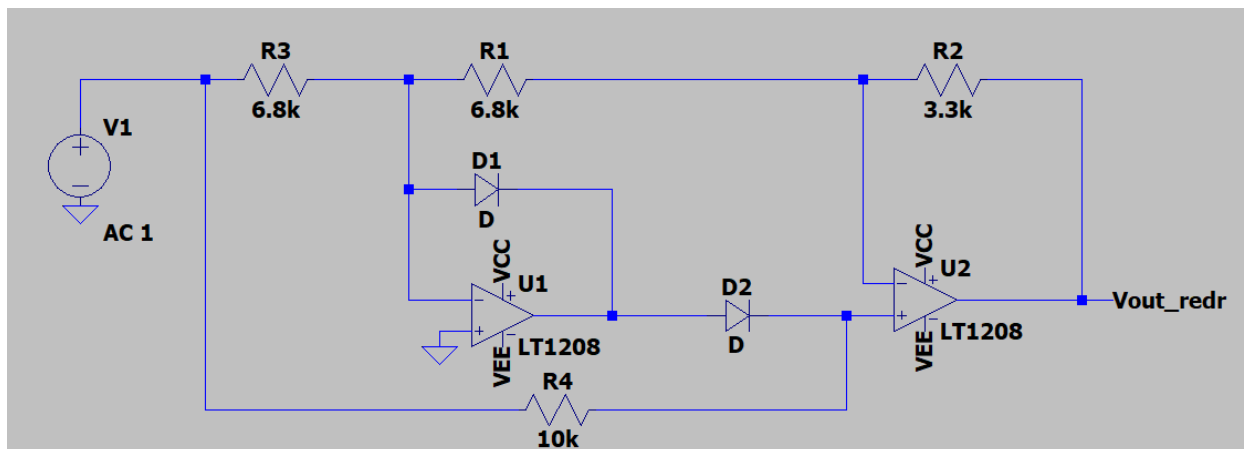


Fig. 5.2. Circuitul în LTSpice

5.2.1. DCOP

--- Operating Point ---

V(n002) :	-7.73484e-05	voltage
V(vcc) :	5	voltage
V(vee) :	-5	voltage
V(n004) :	0.552721	voltage
V(n003) :	0.0270432	voltage
V(n005) :	0.0270508	voltage
V(vout_redr) :	0.0542057	voltage
V(n001) :	0	voltage
I(D1) :	-5.62799e-13	device_current
I(D2) :	6.70579e-06	device_current
I(R1) :	-3.98831e-06	device_current
I(R2) :	7.98896e-06	device_current
I(R3) :	-1.13748e-08	device_current
I(R4) :	2.70508e-06	device_current
I(V1) :	2.69371e-06	device_current
I(V2) :	-0.0139985	device_current
I(V3) :	0.014	device_current

Fig. 5.3. Punctul static de funcționare

5.2.2. DC Sweep



Fig. 5.4. Rezultatul analizei DC Sweep

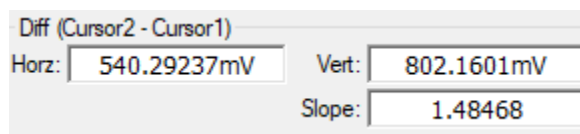


Fig. 5.5. Poziționarea cursorilor pentru măsurarea câștigului (panta)

Din rularea analizei și măsurarea pantei se poate observa că valoarea acesteia este de 1.48, iar valoarea din specificații este de 1.5.

5.2.3. Tranzitorie

Implementarea funcției circuitului

În urma analizării circuitului și determinarea câștigului funcția îndeplinită de circuit este următoarea.

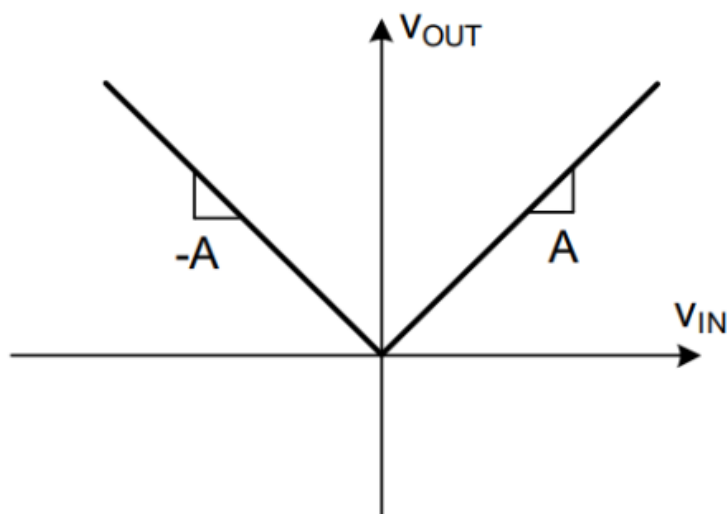


Fig 5.6. Funcția circuitului

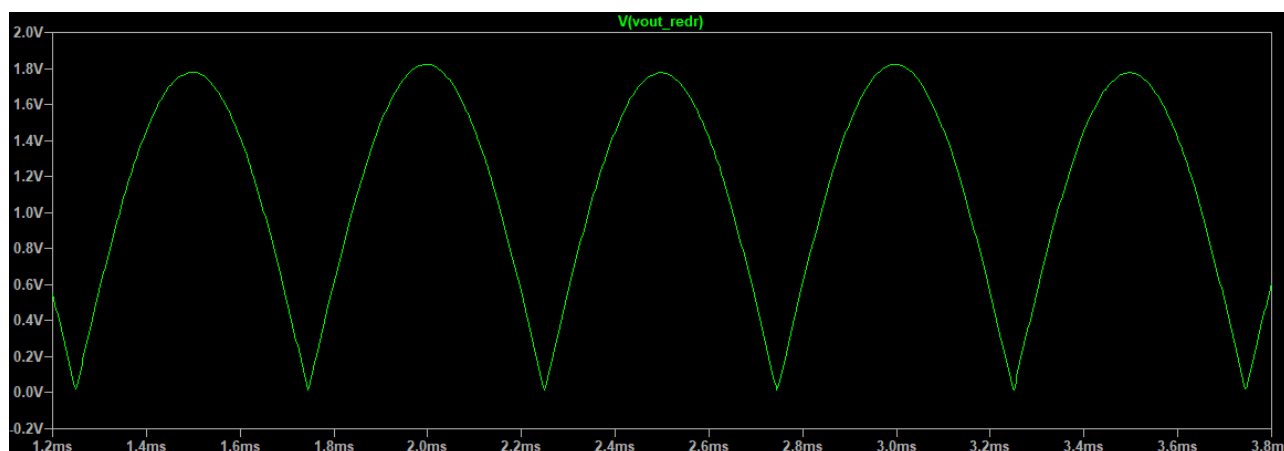


Fig. 5.7. Semnalul redresat (Rezultatul analizei tranzitorii)

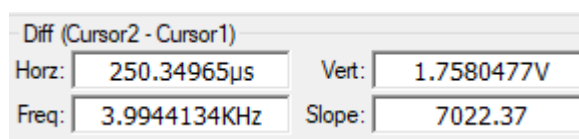


Fig. 5.8. Cursoarele poziționate pentru a măsura amplitudinea maximă

După măsurarea amplitudinii maxime se poate observa că amplitudinea de la ieșirea circuitului este mai mare ca amplitudinea maximă de intrare. ($1.75V > 0.118V$)

Circuitul fizic

Din figura de mai jos se observă ca cicuitul implementat realizează funcția de redresor bialtenanță cu amplificare.

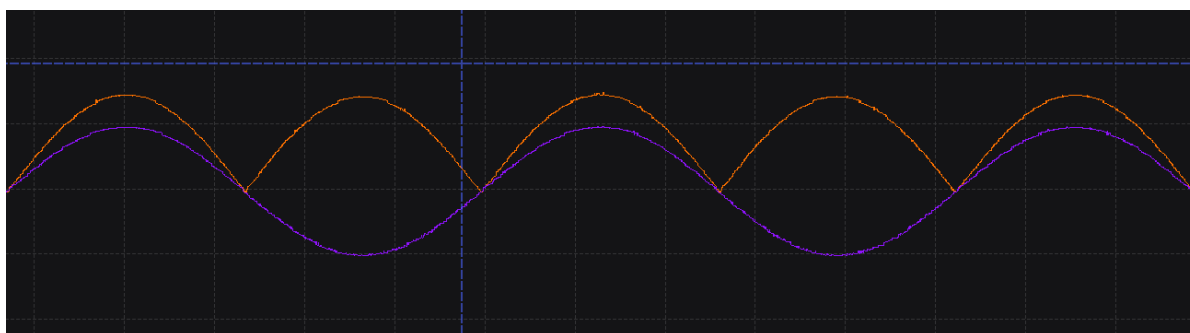


Fig. 5.9. Semnalul de intrare și cel de la ieșirea redresorului

6. Concluzii

6.1. Etaj 1

AC			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
Câștig la joasă frecvență	10	9.97	9.31
Banda	>1000Hz	5.3MHz	399.16kHz
PSRR	-	-71.63dB	-

Transient			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
SR	-	221V/μs	2.23V/μs
Liniaritate	THD <1%	0.11%	-

6.2. Etaj 2

AC			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
Câștig în banda de trecere	1	0.99	0.95
Banda	1kHz	1.02kHz	904Hz

Transient			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
Liniaritate	THD <1%	0.017%	-

6.3. Etaj 3

AC			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
Câștig (treapta 1)	3dB	2.97dB	1.51dB
Câștig (treapta 2)	6dB	5.99dB	4.32dB
Câștig (treapta 3)	9dB	8.95dB	5.73dB
Câștig (treapta 4)	12dB	11.92dB	8.45dB
Banda (treapta 1)	>1kHz	31.62MHz	2.75MHz
Banda (treapta 2)	>1kHz	25.70MHz	2.13MHz
Banda (treapta 2)	>1kHz	20.19MHz	1.87MHz
Banda (treapta 2)	>1kHz	15.13MHz	1.43MHz

Transient			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
Liniaritate			
Amplitudinea min * câștig max	THD <1%	0.039%	-
Amplitudinea max * câștig minim	THD <1%	0.037%	-

6.4. Etaj 4

DC Sweep			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
Câștig	1.5	1.48	-

Transient			
	Specificații	Simulare	Măsuratori
Domeniu de funcționare	>0.118V	0-1.75V	-

În urma comparării rezultatelor, diferențele dintre specificații, simulări și măsurători pe circuitul realizat fizic pot proveni din diferite locuri. În primul rând, acestea pot proveni din faptul că componentele utilizate în simulare și cele din circuitul fizic sunt diferite, alte diferențe pot proveni și din cauza toleranțelor rezistențelor sau neadaptărilor de pe breadboard, neidealități introduse de fire ș.a.m.

7. Bibliografie

M.Neag, Notite de Curs Sisteme cu Circuite integrate analogice

Analog Devices - [OP482 datasheet](#)

Analog Device - [MAX4617 datasheet](#)