

Proiect EEA 2021 – 2022

I - Cerințe - Analiză

1. Realizarea schemei propuse, cu valorile numerice presonalizate după cum urmează:
 - a. $L1 = B \Rightarrow R1 = 150\Omega$;
 - b. $L4 = M \Rightarrow R2 = R3 = 24k\Omega$;
 - c. $L3 = O \Rightarrow R8 = R9 = 43k\Omega$.

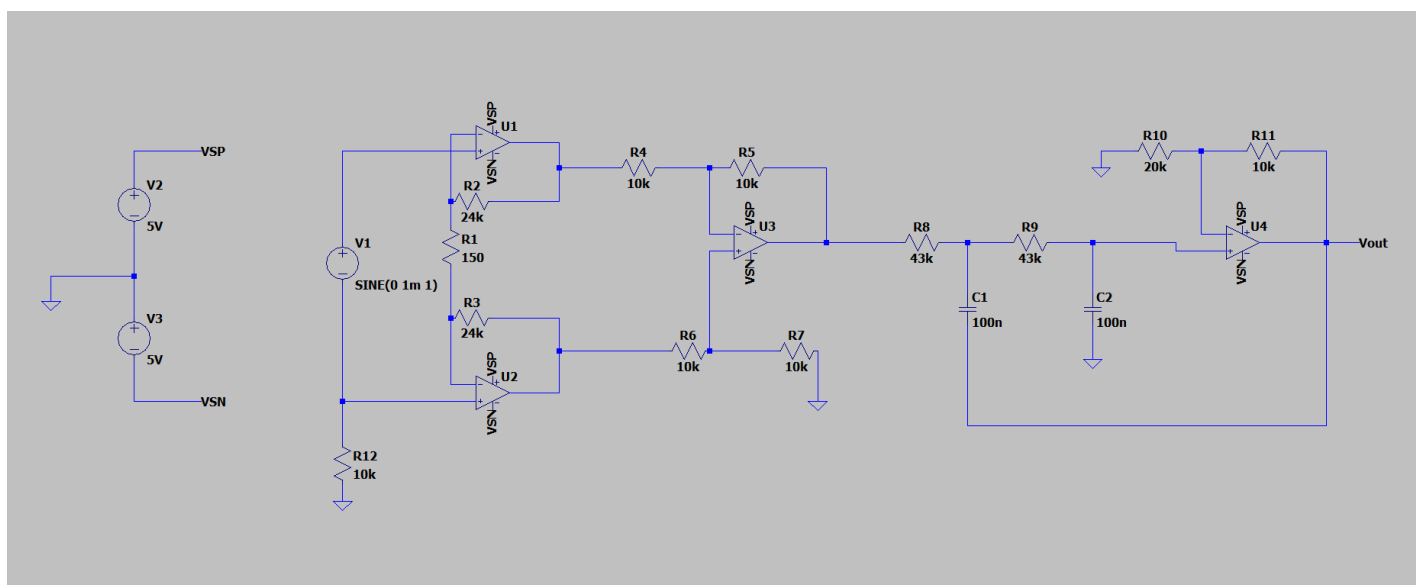


Figura 1 – Circuitul propus cu valorile personalizate

2. Realizarea unui simulări de tip DC Sweep, din care au rezultat:

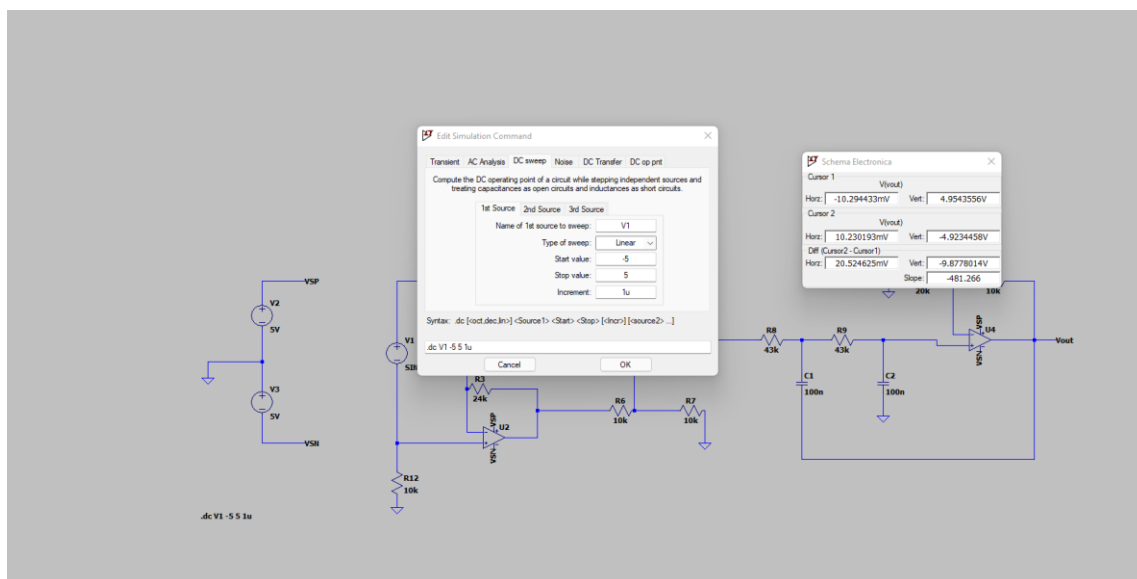


Figura 2 – Analiza DC Sweep realizată

a. Caracteristica de transfer a schemei (grafic Vout funcție de V1)

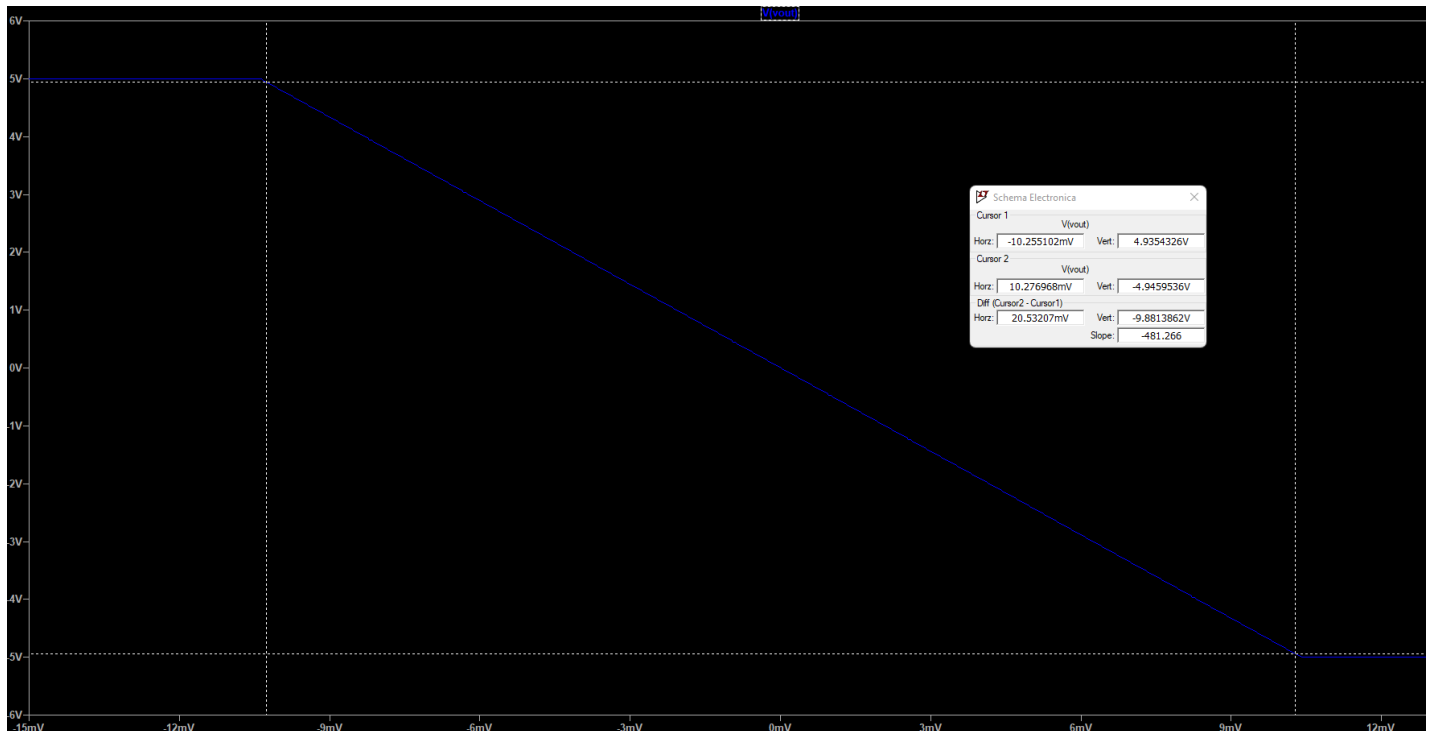


Figura 3 – Caracteristica de transfer a schemei

b. Având în vedere schema realizată anterior, putem observa faptul că domeniul tensiunii de intrare pentru care schema funcționează liniar se află între valorile de -10mV și 10mV, iar domeniul tensiunii de ieșire se află între valorile -4.92V și 4.92V.

c. Tot din schema realizată anterior putem observa faptul că amplificarea de tensiune a schemei (pentru semnale foarte lent variabile) este cea din câmpul „Slope” și are valoarea aproximativă de -481. Acestea fiind spuse, putem considera amplificarea măsurată ca fiind $A_e = -481$ (e = experimental determinată), iar în cele ce urmează vom calcula amplificarea folosind formula teoretică:

$$A_t (t = \text{teoretic}) = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \left(1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1}\right) * \left(-\frac{R_5}{R_4}\right) * \left(1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}\right)$$

Înlocuim cu valorile personalizate și rezultă:

$$A_t = \left(1 + \frac{24k + 24k}{150}\right) * \left(-\frac{10k}{10k}\right) * \left(1 + \frac{10k}{20k}\right) \rightarrow A_t = (1 + 320) * (-1) * (1.5)$$

$$A_t = (-321) * (1.5) \rightarrow A_t = -481.5$$

Având în vedere valoarea de -481.5 calculată folosind formula pur teoretică și cea de aproximativ -481 calculată experimental se poate trage concluzia că $A_e = A_t$ deci simularea de tip DC Sweep făcută anterior este una corectă.

3. Realizarea unui simulări de tip AC Analysis din care au rezultat următoarele:

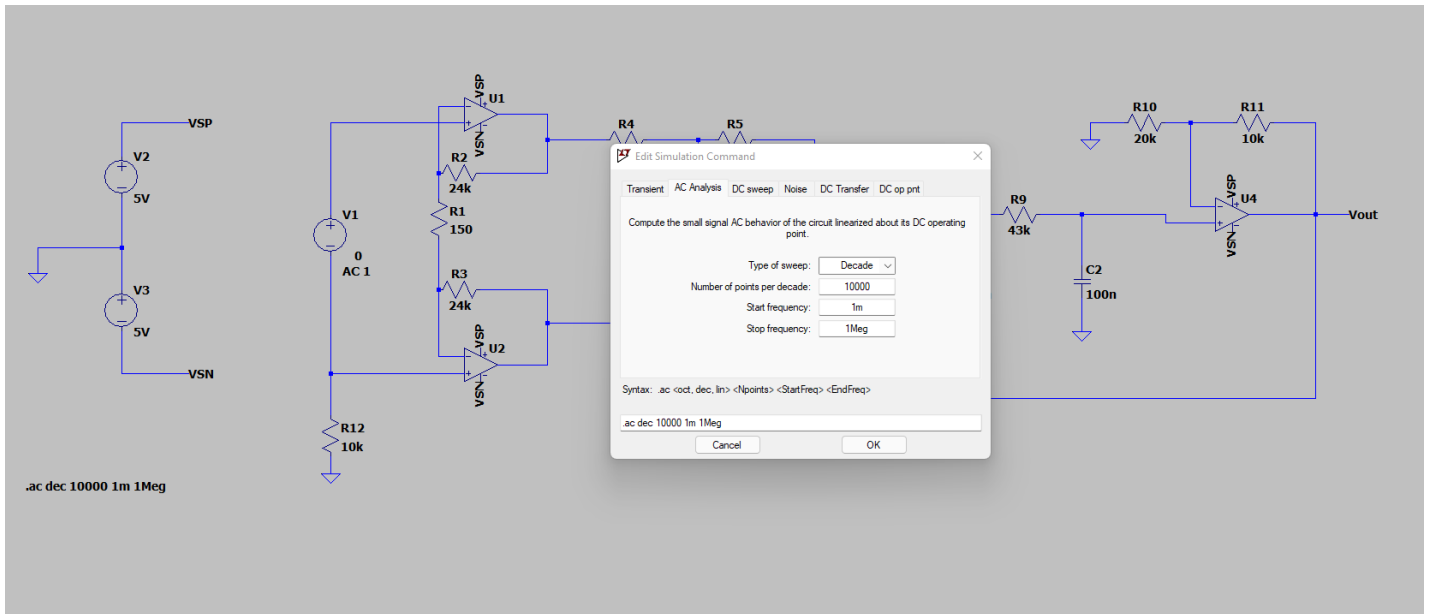


Figura 4 – Simularea de tip AC realizată

a. Caracteristica de frecvență a schemei la scară logaritmică.

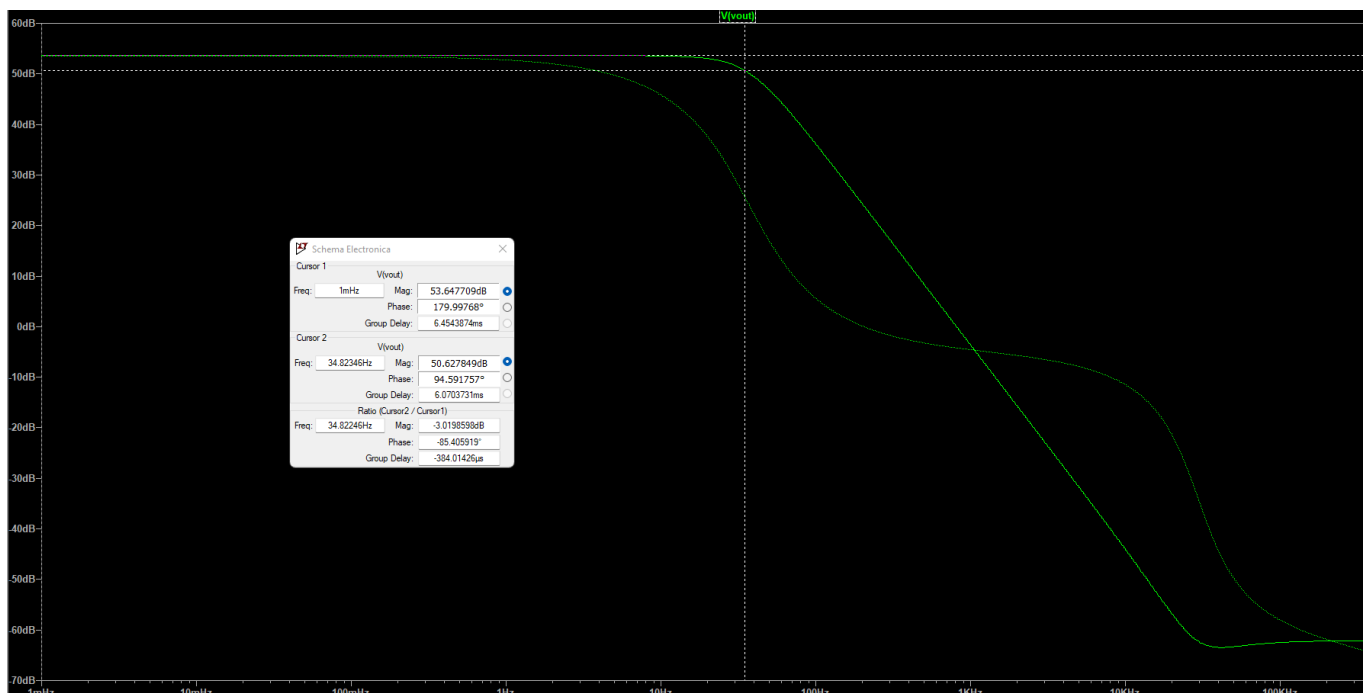


Figura 5 – Caracteristica de frecvență a schemei

b. Din graficul realizat anterior putem observa faptul că frecvența de tăiere este de aproximativ 34.82Hz, iar banda de trecere a schemei realizate este egală cu frecvența de -3db, deci aproximativ 35Hz.

4. Realizarea unei simulări de tip Transient, din care au rezultat următoarele:

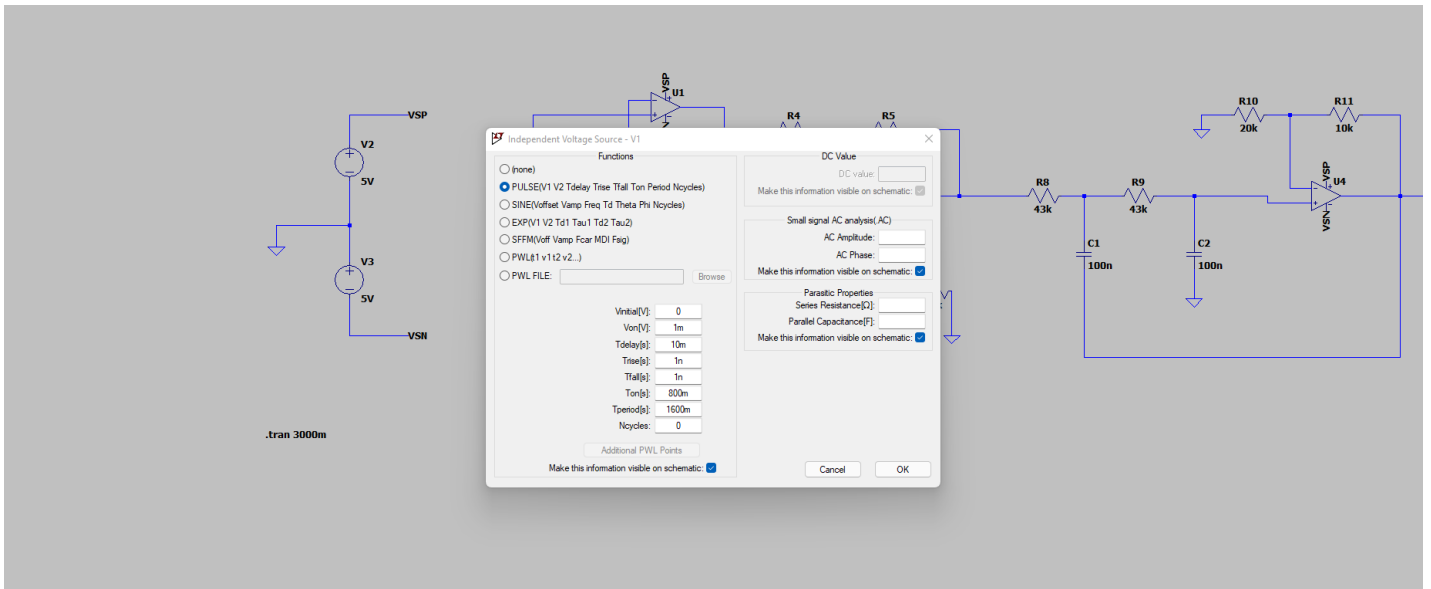


Figura 6 – Simularea de tip Transient realizată

a. Răspunsul la semnal de tip treaptă, la o scală de timp potrivită pentru a observa fenomenul tranzitoriu:

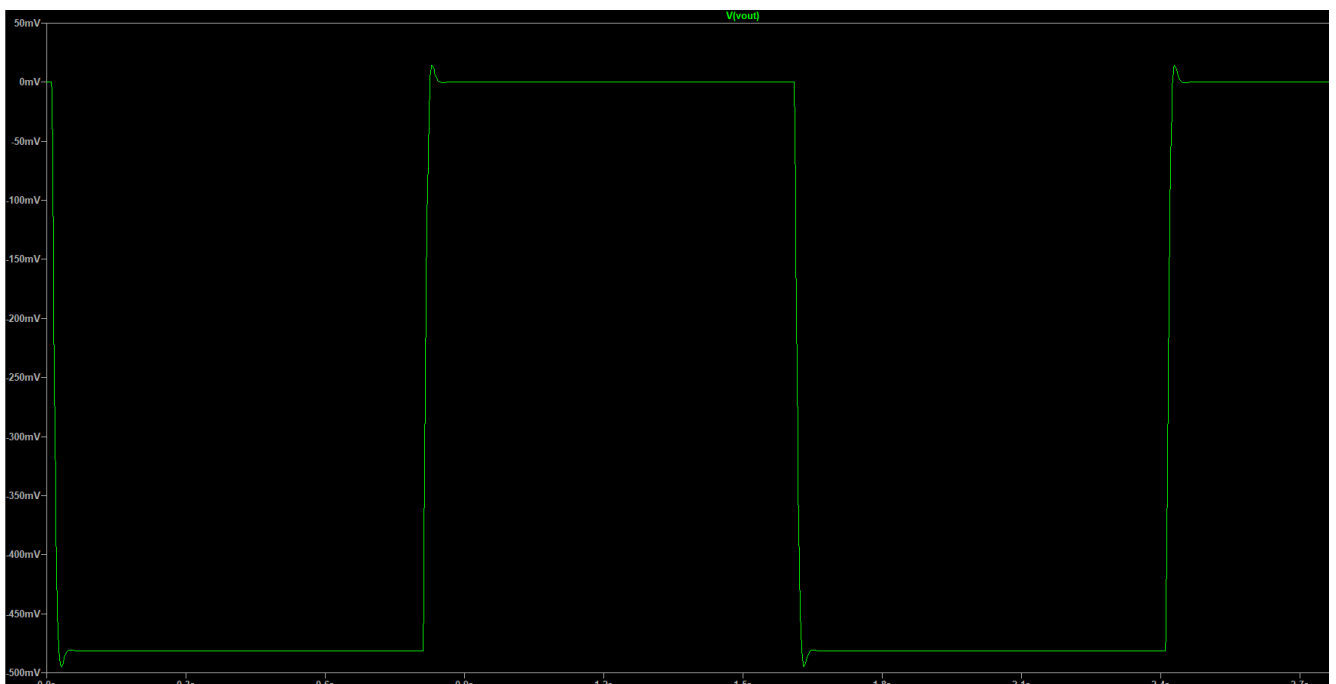


Figura 7 – Răspunsul la semnalul de tip treaptă

b. Timpul de creștere (intervalul de la începutul fenomenului tranzitoriu până la parcurgerea a 90% din amplitudinea vârf-la-vârf a ieșirii)

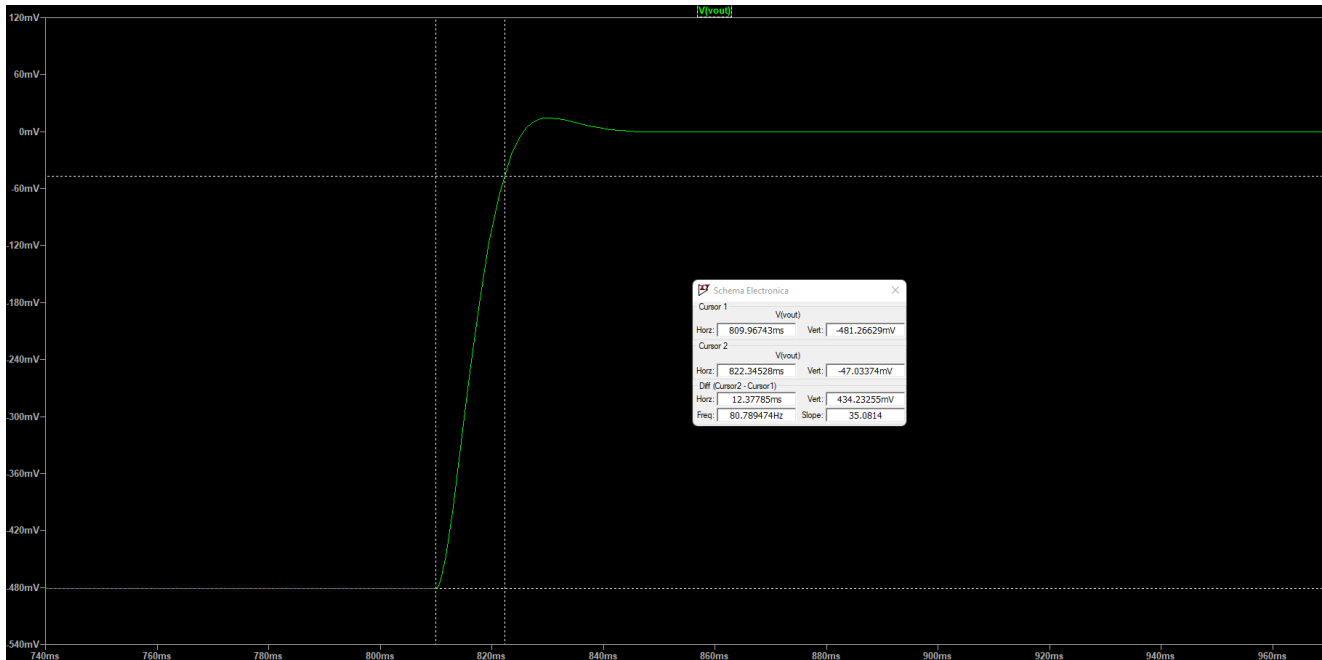


Figura 8 – Grafic pentru aflarea timpului de creștere

Din graficul realizat anterior se poate observa faptul că timpul de creștere, în acest caz este $T_{cresc} = 12.38ms$. Conform subpunctului anterior din temă, am aflat că frecvența caracteristică este $\nu = 35Hz$, iar cum prin definiție perioada este inversul frecvenței, avem că:

$$T = \frac{1}{\nu}$$

$$\text{Deci, în acest caz } T = \frac{1}{35} = 28.57ms.$$

Astfel putem observa faptul că perioada aferentă frecvenței caracteristice filtrului este de 2.3 ori mai mare decât timpul de creștere:

$$\frac{T}{T_{cresc}} = \frac{28.57ms}{12.38ms} = 2.3$$

II – Cerințe Proiectare

5. Să se modifice schema astfel încât să se obțină caracteristicile următoare:

Având în vedere că:

- a. $L2 = L \Rightarrow V_{im} \text{ (mV)} = 75\text{mV};$
- b. $L5 = I \Rightarrow V_{om} \text{ (V)} = 4\text{V};$
- c. $L6 = H \Rightarrow f_{-3\text{db}} \text{ (Hz)} = 2000\text{Hz}.$

a. Schema trebuie să transfere domeniul de intrare (-75mV; 75mV) în domeniul de ieșire (-4V; 4V). Putem să modificăm doar R1 în acest sens.

Deoarece domeniul de intrare și cel de ieșire sunt simetrice, amplificarea pe care dorim a o realiza este $A_d = \frac{V_{om}}{V_{im}} = \frac{4V}{75m} = 53.33.$

$$\text{Iar pentru că } A_d \text{ (d = dorit)} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \left(1 + \frac{R2+R3}{R1}\right) * \left(-\frac{R5}{R4}\right) * \left(1 + \frac{R11}{R10}\right),$$

$$\text{rezultă de aici că noua rezistență } R1 = \frac{R5(R10+R11)(R2+R3)}{A*R4*R10 - R5(R10 + R11)} \rightarrow R1 = \frac{10k(20k+10k)(48k)}{53.33*10k*20k - 10k * 30k}$$

$$R1 = \frac{10k * 30k * 48k}{53.33 * 10k * 20k - 10k * 30k} \rightarrow R1 = \frac{30k * 48k}{1036.6k} \approx 1390\Omega$$

În concluzie, noua rezistență R1 pe care o vom folosi este $R1 = 1390\Omega$. Dar, deoarece în valorile standard din E24 nu există o rezistență de 1.39 și nici una de 1.4, vom înseria două rezistențe $R13 = 1300\Omega$ și $R14 = 100\Omega$.

b. În ceea ce privește frecvența de -3dB specificată, având în vedere că am avut pentru circuitul inițial o frecvență de 35Hz, iar acum trebuie să obținem una de 2000Hz, asta înseamnă faptul că trebuie să obținem o frecvență aproximativ de 58 de ori mai mare față de cea inițială.

Având în vedere faptul că $f_{-3\text{dB}}$ este direct proporțională cu $\frac{1}{\sqrt{R8*R9*C1*C2}}$

trebuie să obținem la numărător un factor aproximativ egal cu 58. Pentru asta vom împărți rezistențele R8 și R9 la 29, iar cele două condensatoare la 2.

$$R8' = R9' = \frac{R8}{29} = \frac{R9}{29} = 1482\Omega \approx 1500\Omega \text{ (valoare care există în standardul E24)}$$

$$C1' = C2' = \frac{C1}{2} = \frac{C2}{2} = 50nF \approx 51nF \text{ (valoare care există în standardul E24).}$$

Acestea fiind spuse, figurăm mai jos noul circuit, actualizat:

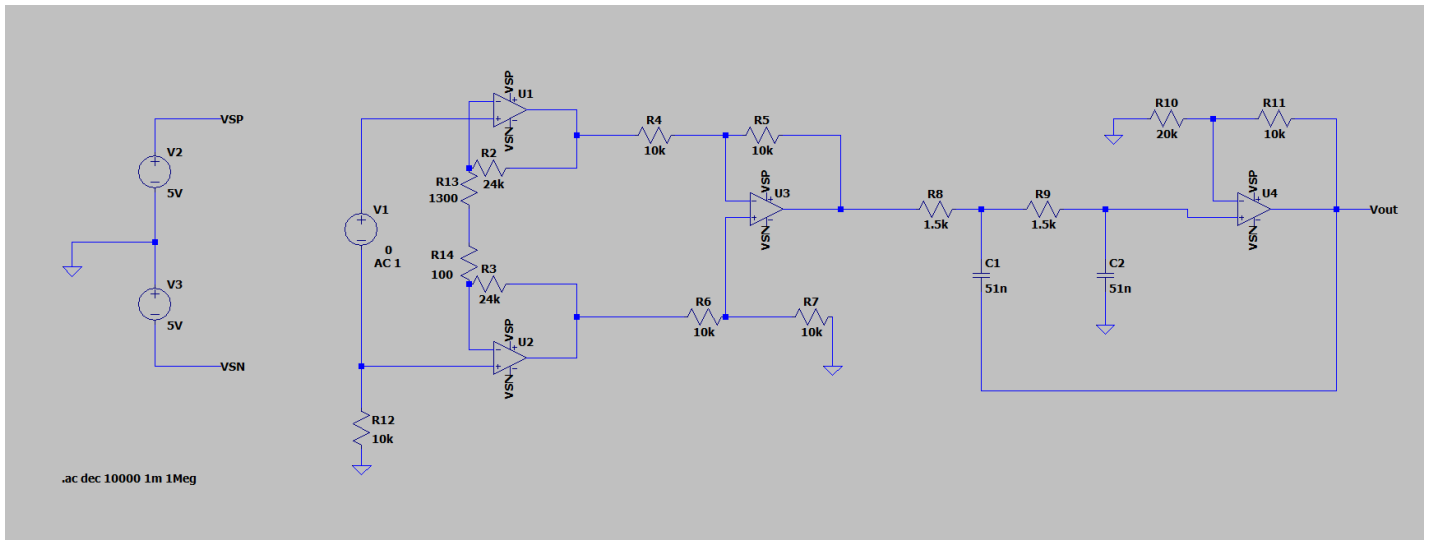


Figura 9 – Schema completă actualizată

Pentru a demonstra că toate cele calculate anterior sunt adevărate, vom reface simulările de la punctele 2, 3 și 4. Pentru început, refacem măsurătoarea de tip DC Sweep.

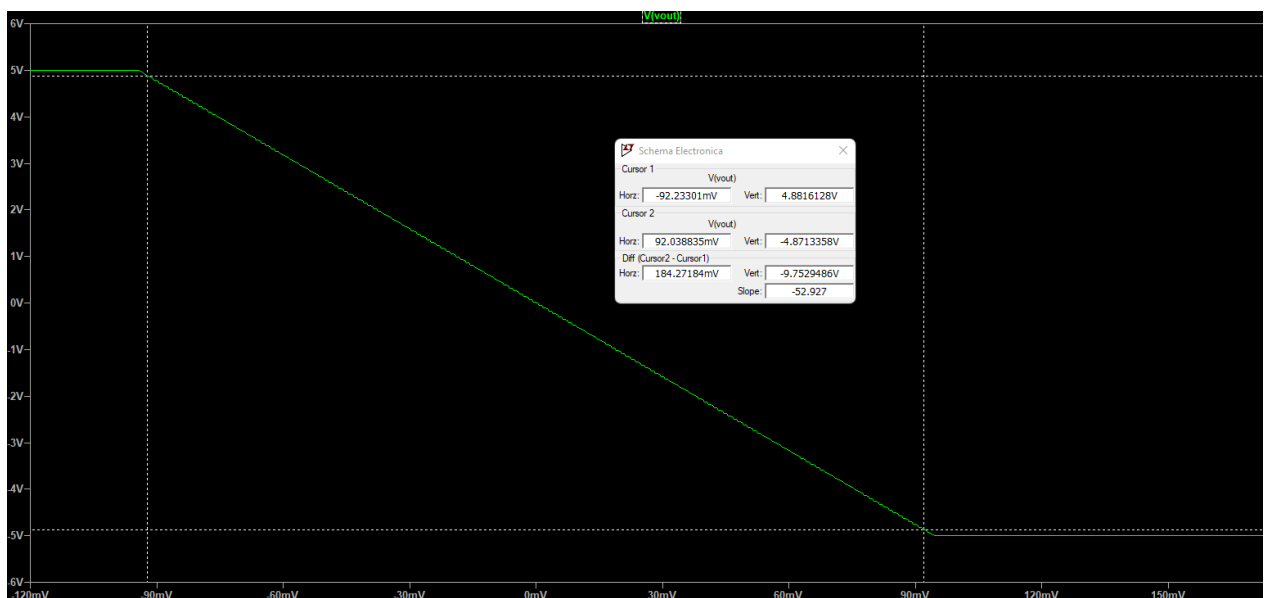


Figura 10 – Caracteristica de transfer a schemei modificate

Având în vedere schema realizată anterior, putem observa faptul că domeniul tensiunii de intrare pentru care schema funcționează liniar se află între valorile de -92mV și 92mV, iar domeniul tensiunii de ieșire se află între valorile -4.88V și 4.88V.

Tot din schema realizată anterior putem observa faptul că amplificarea de tensiune a schemei (pentru semnale foarte lent variabile) este cea din câmpul „Slope” și are valoarea aproximativă de -52.9. Având în vedere faptul că cea pe care trebuia să o obținem noi era de 53.33, iar abaterea permisă de 5% calculată în cele ce urmează:

$$Abatere = 5\% * 53.33 \approx 2.66$$

este de 2.66, circuitul nostru se încadrează între aceste limite.

Mai exact, dacă considerăm diferența dintre valoarea teoretică și cea obținută, aceasta este de 0,43 și reprezintă o abatere de aproximativ 0.8%.

Continuăm cu simularea de tip AC Analysis.

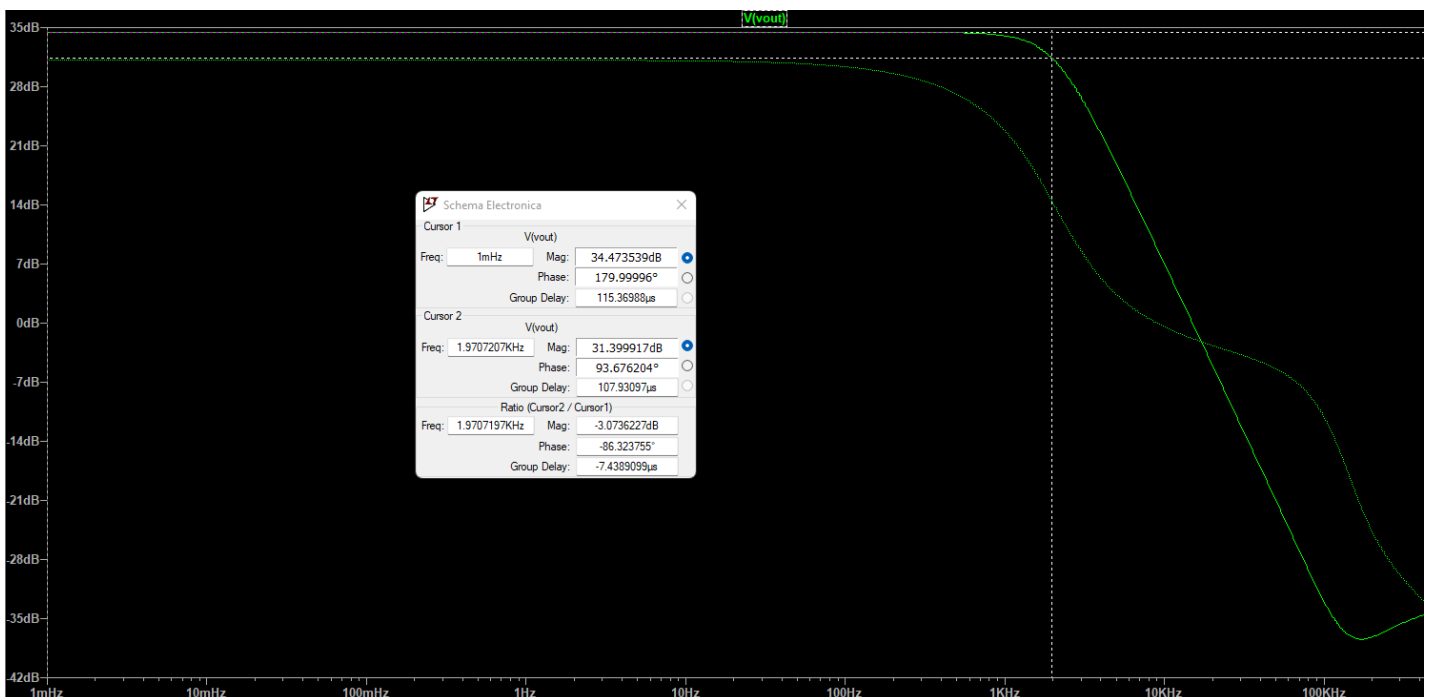


Figura 11 – Caracteristica de frecvență a schemei modificate

Din graficul realizat anterior putem observa faptul că frecvența de tăiere este de aproximativ 1.97 kHz, iar banda de trecere a schemei realizate este egală cu frecvența de -3 dB, deci aproximativ 2 kHz.

Având în vedere faptul că trebuia să obținem frecvența de -3dB ca fiind 2000Hz adică 2KHz, iar noi am obținut aproximativ 1.97KHz, iar abaterea permisă de 10%, calculată în cele ce urmează:

$$Abatere = 10\% * 2000Hz = 200Hz$$

este de 200Hz, circuitul nostru se încadrează în aceste limite.

Mai exact, dacă considerăm diferența dintre valoarea teoretică și cea obținută, aceasta este de 30Hz și reprezintă o abatere de aproximativ 1.5%.

În final, refacem simularea de tip Transient:

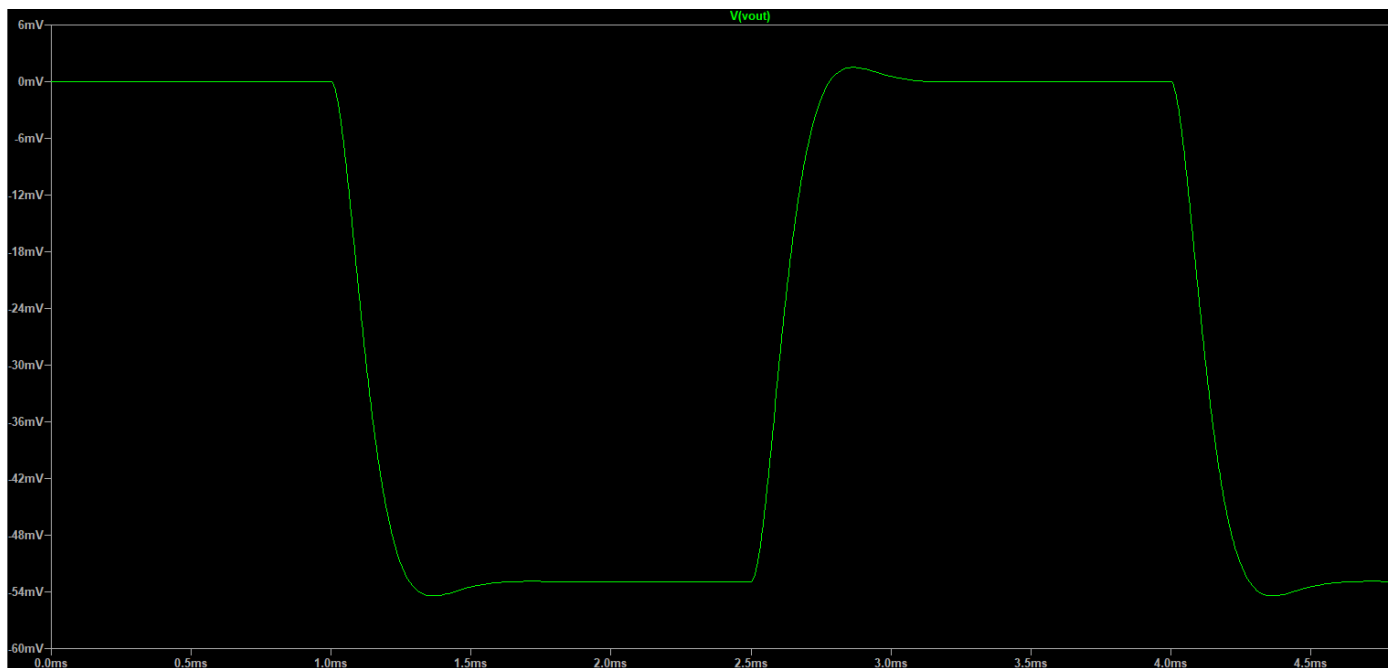


Figura 12 – Răspunsul la semnalul de tip treaptă pentru circuitul modificat

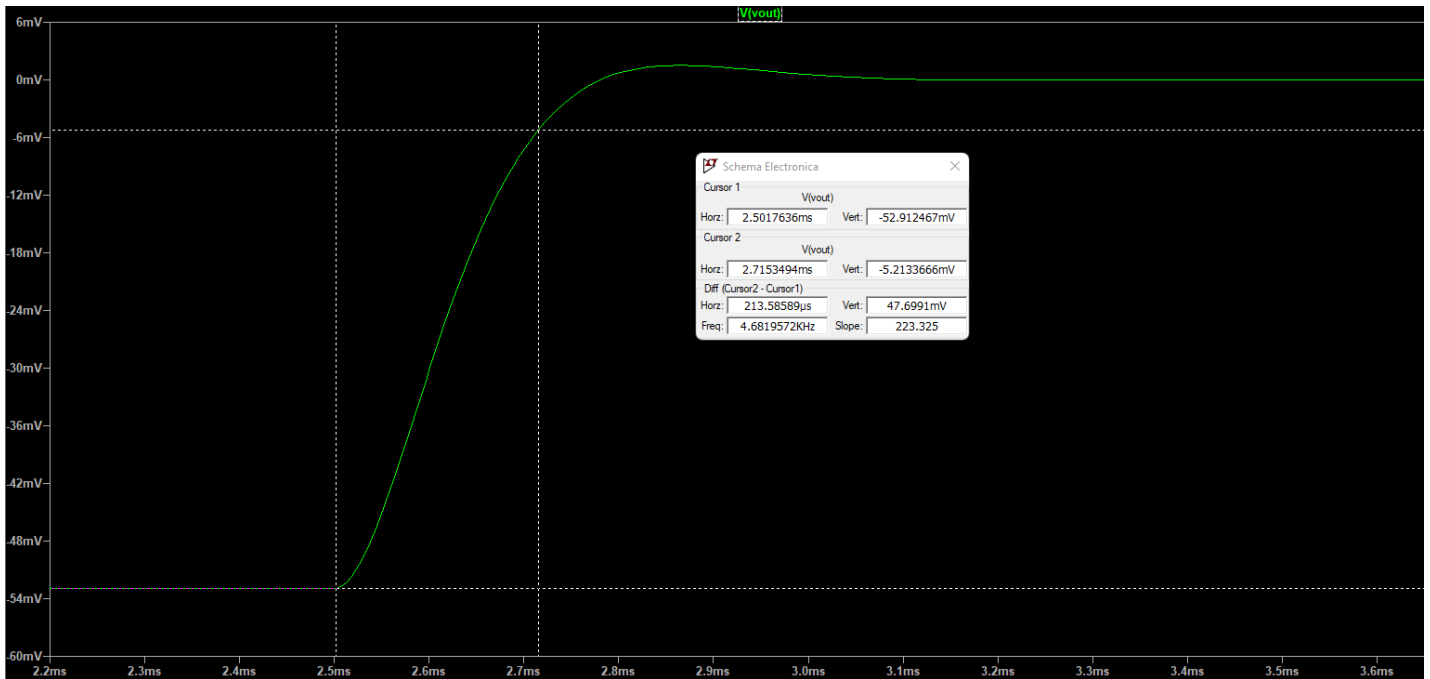


Figura 13 – Grafic pentru aflarea timpului de creștere pentru schema modificată

Din graficul realizat anterior se poate observa faptul că timpul de creștere, în acest caz este $T_{cresc} = 213.58\mu s$. Conform subpunctului anterior din temă, am aflat că frecvența caracteristică este $\nu = 1.97KHz$, iar cum prin definiție perioada este inversul frecvenței, avem că:

$$T = \frac{1}{\nu}$$

$$\text{Deci, în acest caz } T = \frac{1}{1.97k} = 507.61\mu s.$$

Astfel putem observa faptul că perioada aferentă frecvenței caracteristice filtrului este de 2.37 ori mai mare decât timpul de creștere:

$$\frac{T}{T_{cresc}} = \frac{507.61\mu s}{213.58\mu s} = 2.37$$

6. Înlocuiți sursele de tensiune V2 și V3 cu un montaj electronic care să genereze tensiunile de lucru de +5V (VSP) și -5V (VSN).

a. Pentru sursa ce generează VSN considerăm că avem la dispoziție o baterie de 12V. Utilizăm un circuit integrat specializat (LT1175-5) pentru a genera tensiunea de -5V pornind de la tensiunea de 12V.

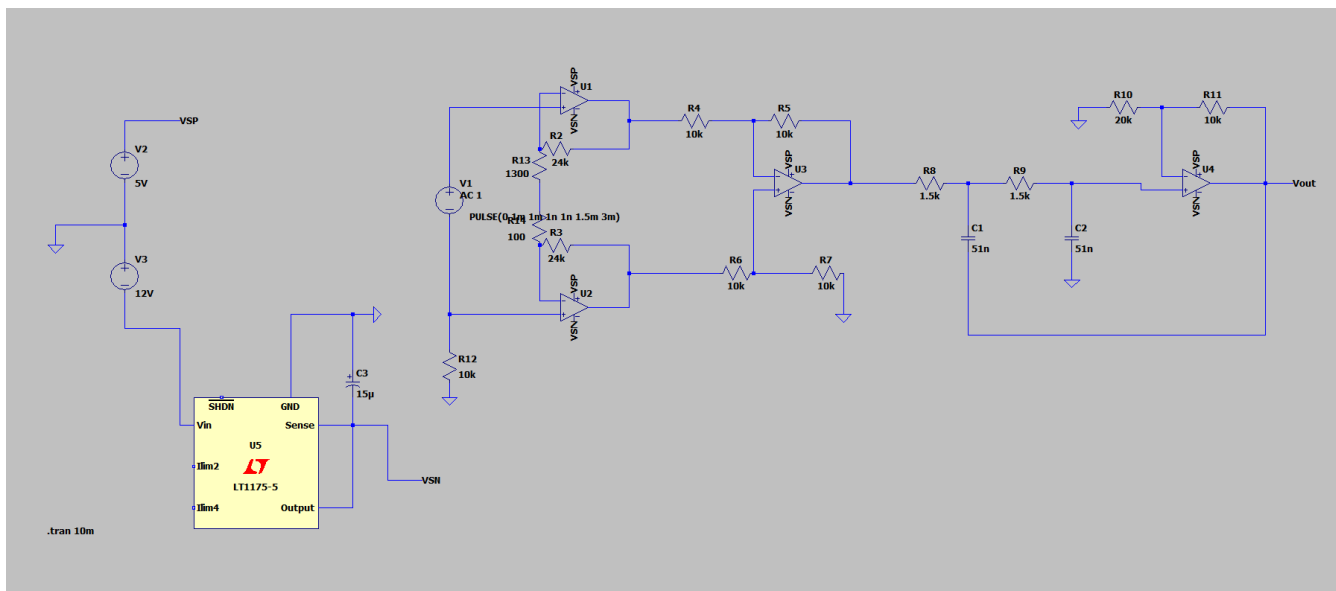


Figura 14 – Sursa ce realizează VSN folosind LT1175-5

Conform schemei din datasheet, pentru o funcționare corectă, circuitul LT1175-5 are nevoie de un condensator polarizat de cel puțin 0.1μ conectat ca în figură.

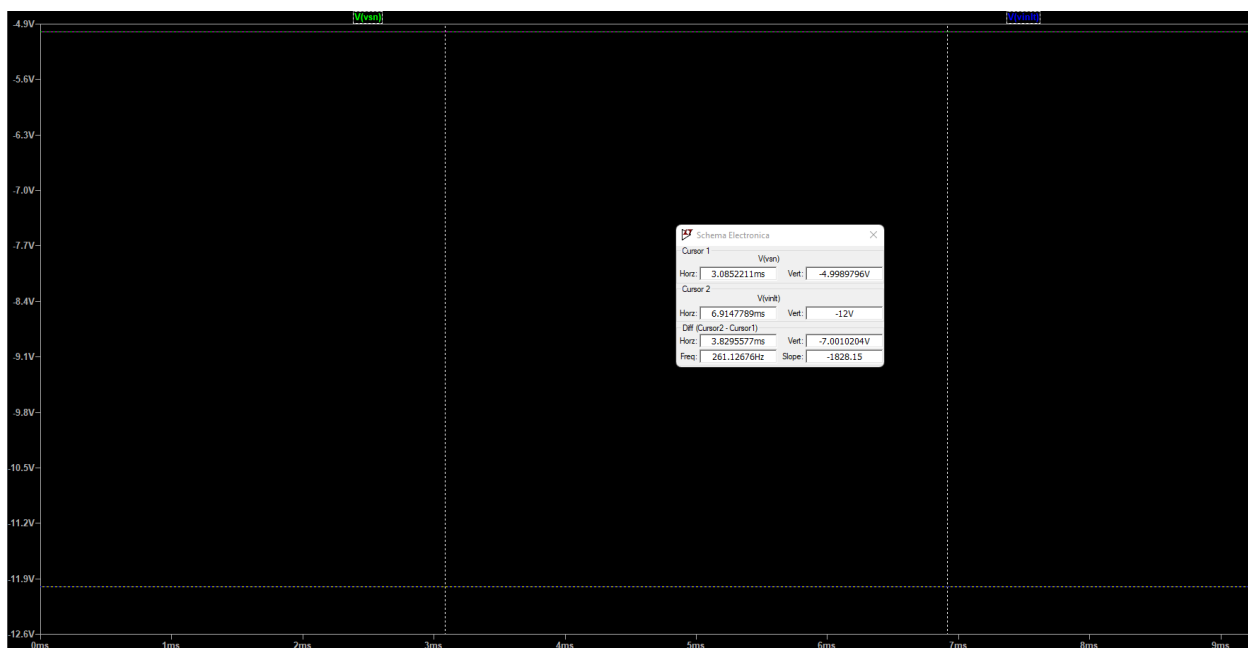


Figura 15 – Graficul Vintrare – Vieșire LT1175-5

Așa cum se poate observa în Figura 14, tensiunea de intrare în stabilizator este cea de la baterie de -12V, iar cea de ieșire din stabilizator este aproximativ egală cu -5V, ceea ce s-a cerut.

b. Pentru sursa ce generează VSP, considerăm că aveți la dispoziție o sursă de tensiune alternativă, de frecvență 50Hz, amplitudine la vârf de 10V. Construim o sursă de tensiune ce va genera o valoare de aproximativ 5V (între 5 și 6V) și care menține tensiunea la ieșire în gama menționată pentru curenți de până la 100mA. Sursa trebuie construită folosind componente ce NU sunt circuite integrate specializate.

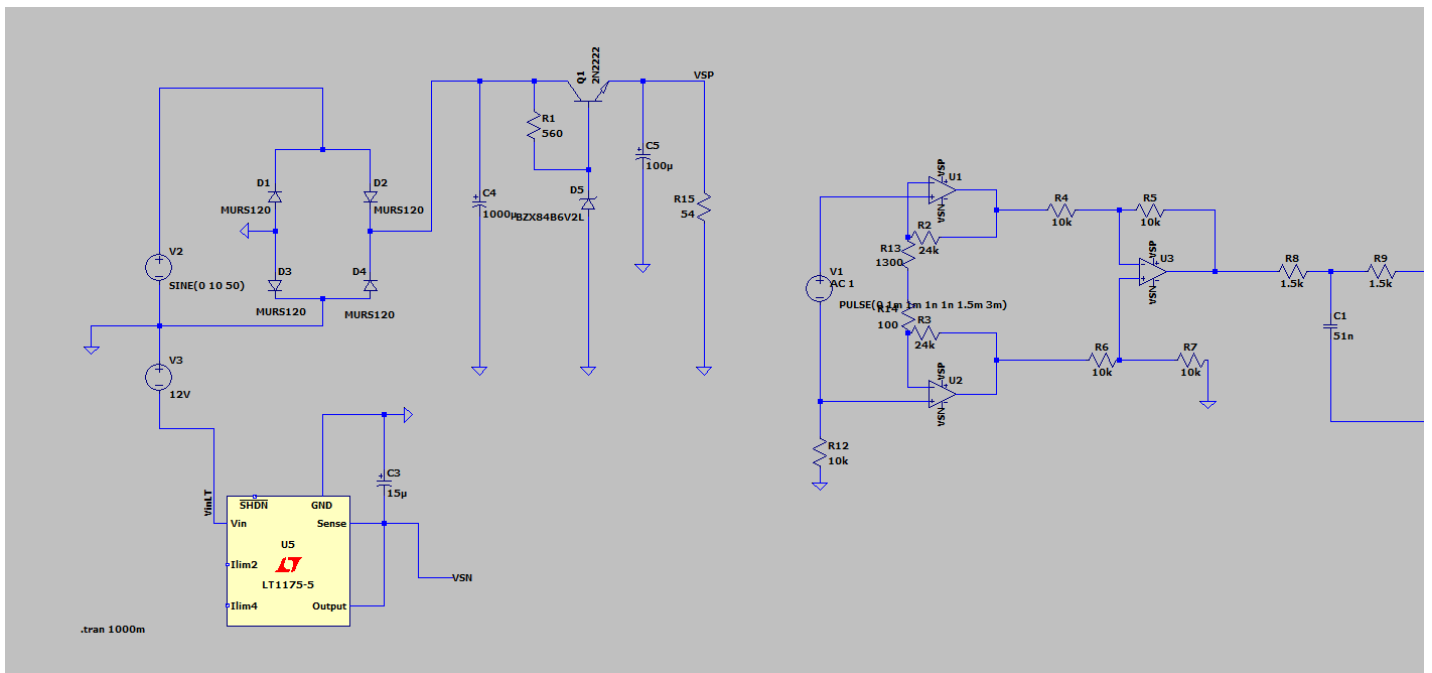


Figura 16 – Sursa ce realizează VSP folosind componente ce nu sunt circuite integrate specializate

Pentru început, având în vedere că avem la dispoziție o sursă de tensiune alternativă, de frecvență 50Hz și amplitudine la vârf de 10V, iar dorința noastră este de a genera o tensiune cu valoare aproximativă de 5V, suntem inițial nevoiți să facem o parte de redresare. Eu am ales să fac această redresare de tip bialternanță și am ales un model de diodă de siliciu ce are o tensiune de străpungere suficient de mare (200V) astfel încât cei 10V de la sursa de tensiune alternativă să nu o poată străpunge niciodată.

De asemenea la ieșirea din redresor, pentru a micșora riplul am poziționat un condensator de valoare egală cu 1000μF.

Pentru partea de stabilizarea a tensiunii, am realizat o sursă parametrică cu element de reglaj serie, în care blocul de comandă pentru tranzistor este format dintr-o diodă Zener cu tensiunea de străpungere de 6.2V și o rezistență de comandă pentru diodă cu valoarea de 560Ω. Dioda a fost aleasă în acest fel deoarece tensiunea pe care noi vrem să o obținem, din punct de vedere teoretic este $V_s = V_z - V_{BE}$ și cum în general tensiunea bază-emitor este de aproximativ 0,6V, noi, vom obține pe ieșire $V_s = 6.2 - 0.6 \approx 5.6V$.

În cele ce urmează vom demonstra, pe rând, comportamentul stabilizatorului atât la mersul în gol cât și pentru curenți de până la 100mA.

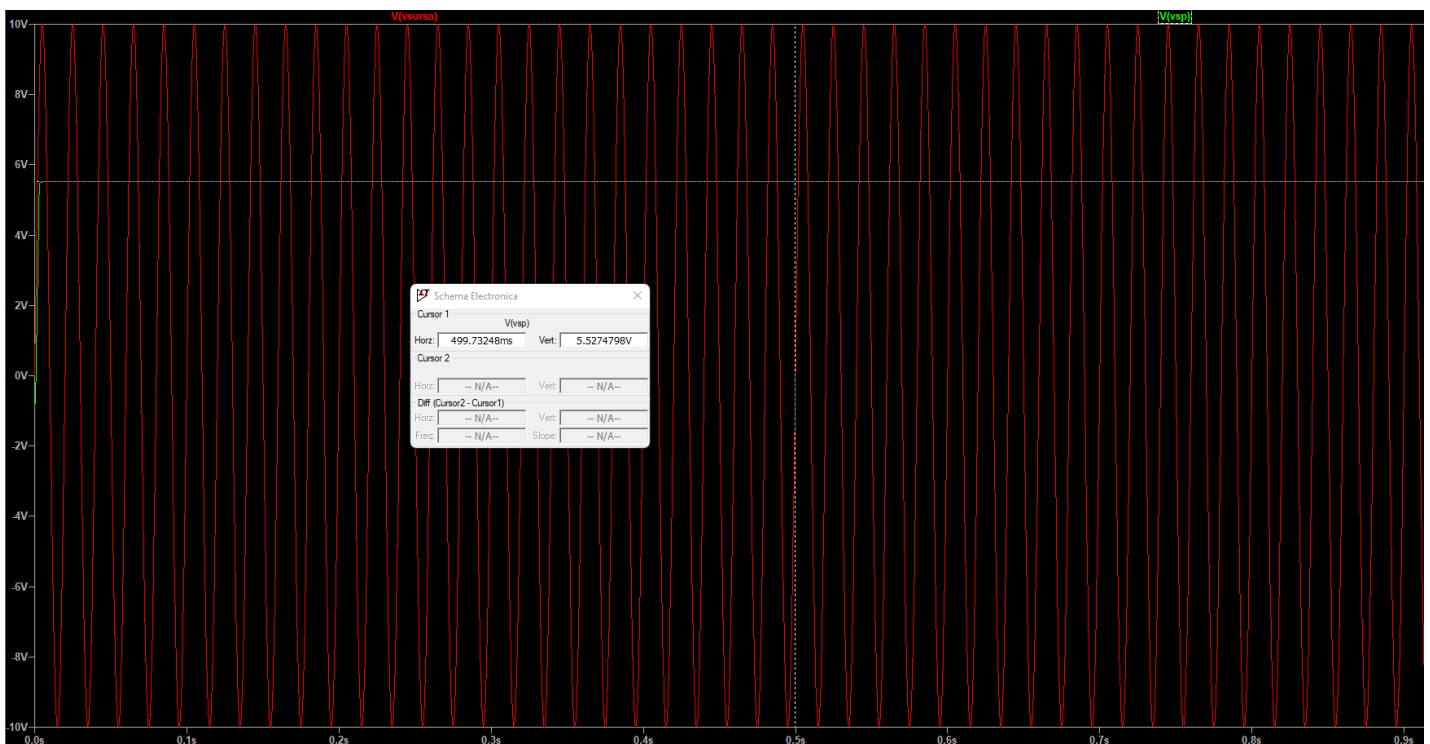


Figura 17 – Comportamentul stabilizatorului la mersul în gol

Conform graficului realizat anterior se poate observa faptul că la mersul în gol, sursa emite curent alternativ cu amplitudinea de 10V, iar după ieșirea din stabilizator, tensiunea rămâne constantă la valoarea de aproximativ 5.5V (valoare cuprinsă între 5 și 6V)

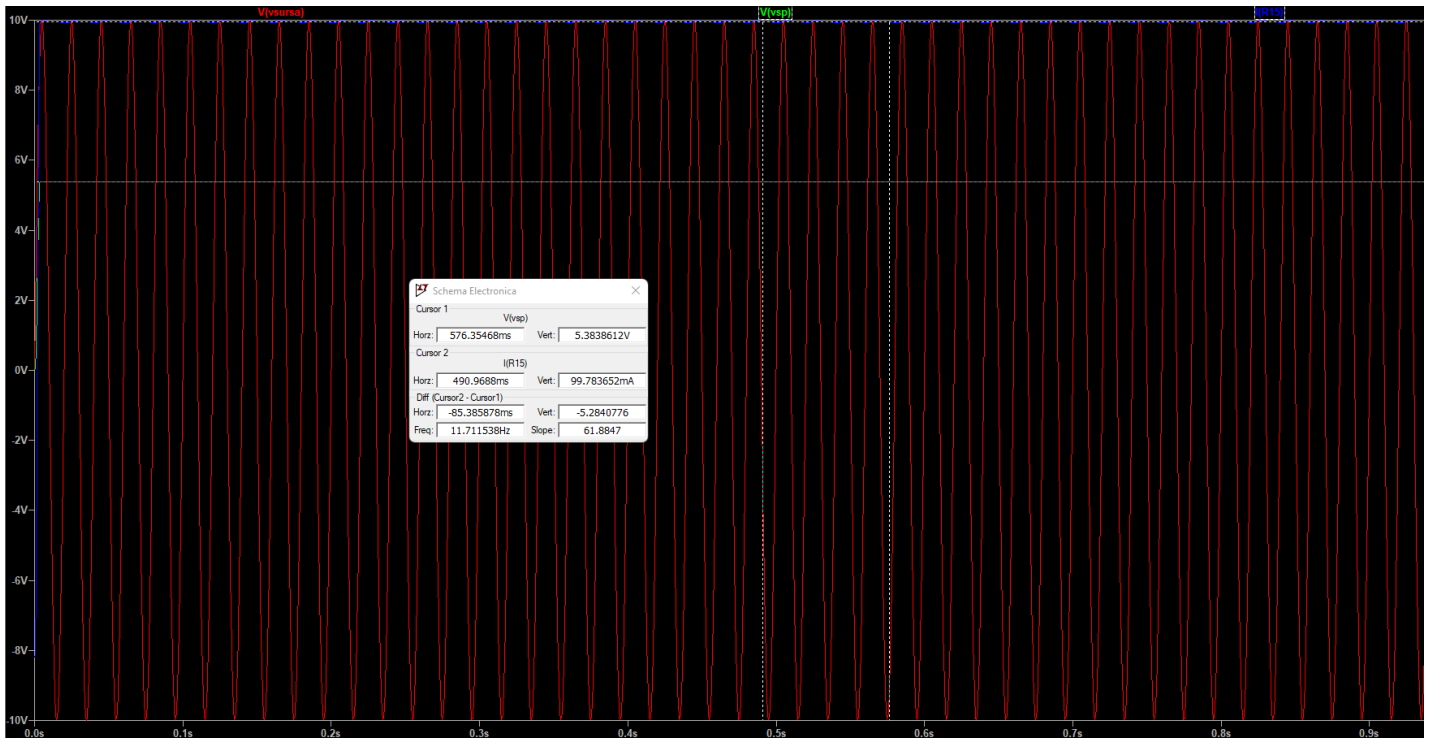


Figura 18 – Comportamentul stabilizatorului pentru o sarcină ce trage 100mA

Conform graficului realizat anterior, pentru rezistența de sarcină R15 de 54Ω aleasă astfel încât prin această să circule un curent de aproximativ 100mA (cum se poate observa în măsurarea de mai devreme), stabilizatorul își păstrează tensiunea de aproximativ 5.4V (valoare în continuare cuprinsă între 5 și 6V) folosind aceeași sursă de curent alternativ cu amplitudinea de 10V.

Aceste două grafice confirmă soluția pentru cerințele menționate anterior.

7. Construirea un circuit comparator cu histerezis care detectează depășirea a pragului de 80% din domeniu. Când tensiunea generată de senzor este $> 80\%$ din domeniu, trebuie generat un semnal pe ieșire de +5V (echivalent HIGH). Altfel, trebuie generat 0V (echivalent logic LOW).

Având în vedere faptul că domeniul nostru este de la -5V la +5V, 80% din domeniu înseamnă 3V. Altfel spus, pentru orice tensiune care depășește 3V, ieșirea comparatorului va fi de 5V, iar alfel acesta va genera 0V.

De asemenea, pentru a utiliza și rezistența de histerezis introducem și o sursă de zgomot de frecvență mare dar cu amplitudine mică, de 10mV. În acest sens, în momentul în care tensiunea de intrare se va apropia de prag, din cauza zgomotului introdus, aceasta va

trece deasupra și dedesubtul pragului de câteva ori. Amplificatorul își va face treaba și va încerca să schimbe valoarea tensiunii de ieșire de la 5V la 0V și invers, motiv pentru care am avea un semnal variabil în zona tensiunii limită.

După alegerea unei rezistențe de histerezis de $10\text{k}\Omega$, în momentul în care tensiunea de intrare se apropie de prag, tensiunea de ieșire va trece o singură dată de la valoare maximă la cea minimă sau invers. Acest aspect se întâmplă datorită faptului că tensiunea de la borna neinversoare este puțin deplasată față de tensiunea de intrare. Aceasta este influența rezistenței de histerezis asupra comparatorului și poate fi observată în graficul ce urmează.

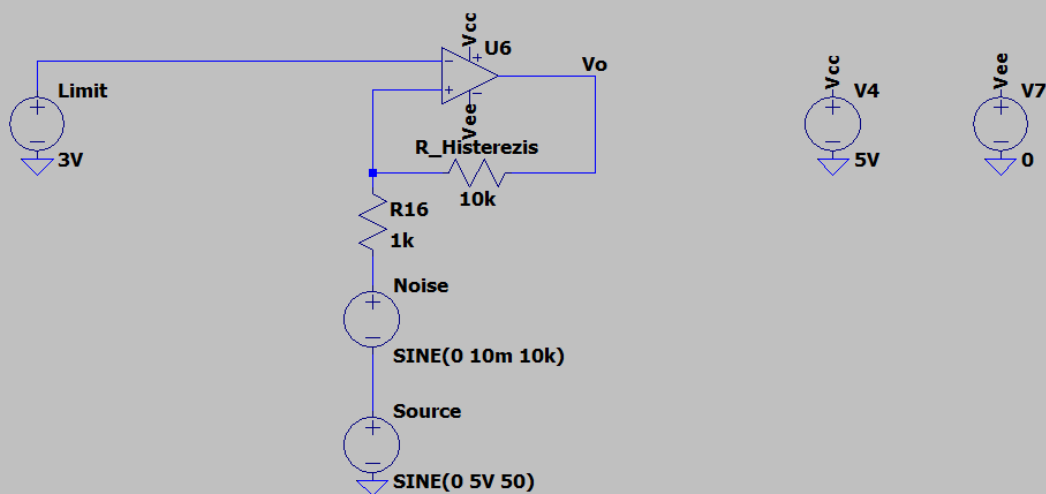


Figura 19 – Circuitul de comparator cu histerezis propus

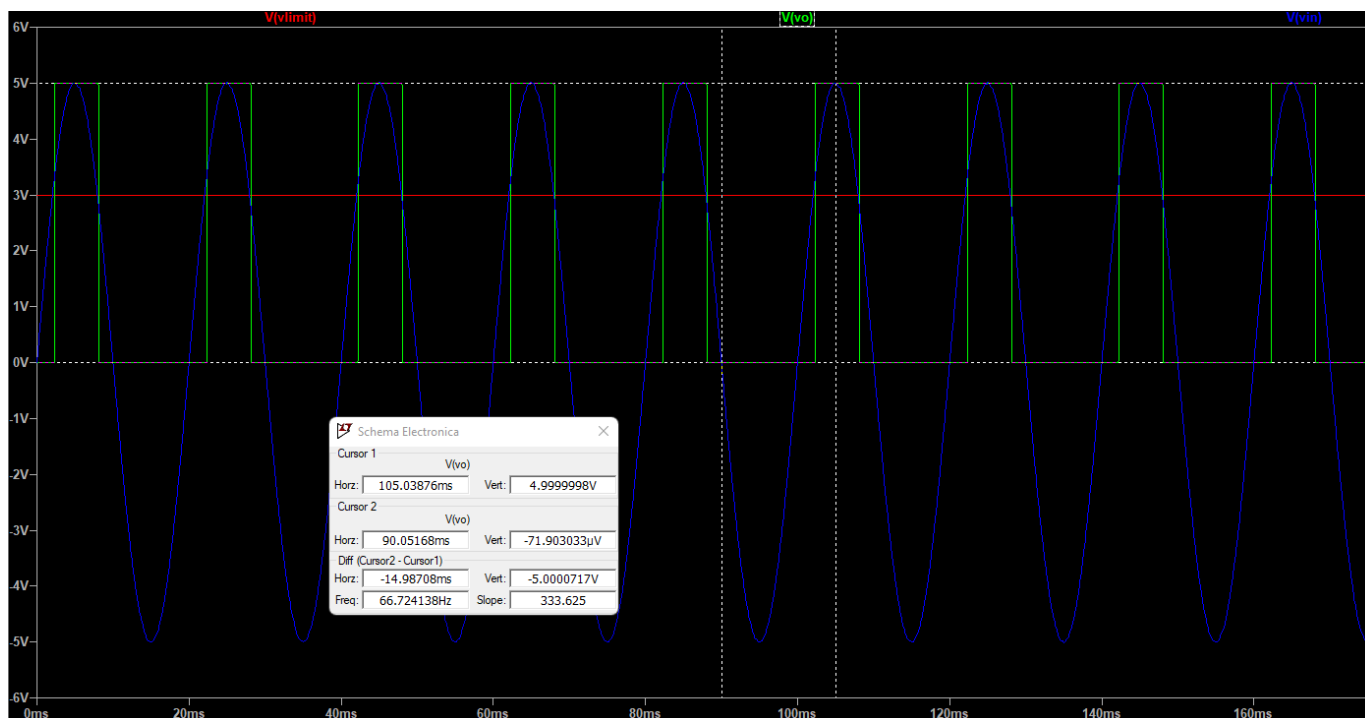


Figura 20 – Comportamentul circuitului comparator cu histerezis

În concluzie, așa cum se poate observa în graficul precedent, pentru domeniul de intrare de -5V până la 5V, în momentul în care sursa a depășit valoarea limită de 3V, atunci ieșirea va avea 5V, iar sub valoarea limită de 3V, ieșirea va avea 0V. De asemenea, se poate observa influența rezistenței de histerezis asupra semnalului de intrare în grafice, deoarece semnalele sunt curate, nu se trece de mai multe ori între valorile de 5V și 0V în apropierea pragului limită de 3V.

Scopul proiectului, cel de realizare a unui circuit de adaptare între un senzor cu ieșirea în tensiune și un instrument de măsură cu intrarea în tensiune a fost atins. De asemenea, au fost realizate sursele de alimentare cu obiectele puse la dispoziție, iar pentru cazul în care domeniul nostru de intrare în ultima plăcuță de achiziții este de la -5V la 5V, a fost realizat comparatorul cu histerezis ce modifică ieșirea în funcție de atingerea a 80% din domeniul de intrare.