

# Circuit pentru controlul concentrației de monoxid de carbon într-o incintă

Tehnici CAD



Crăciun Octavian Ionuț

30 mai 2024

# Cuprins

<b>1</b>	<b>Date de proiectare</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Fundamentare teoretică</b>	<b>3</b>
2.1	Puntea Wheatstone în regim dezechilibrat . . . . .	3
2.1.1	Principiul de funcționare . . . . .	4
2.2	Amplificatorul de instrumentație . . . . .	4
2.2.1	Principiul de funcționare . . . . .	5
2.2.2	Filtrarea zgomotului și a interferenței electromagnetice . . . . .	5
2.3	Detectorul de nivel . . . . .	6
2.3.1	Principiul de funcționare . . . . .	6
2.4	Circuitul de comandă al ventilatorului . . . . .	7
2.4.1	Principiul de funcționare . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Proiectarea circuitului</b>	<b>9</b>
3.1	Schema bloc . . . . .	9
3.2	Blocul de măsurare . . . . .	9
3.3	Blocul convertorului de domeniu . . . . .	10
3.4	Blocul de comparare . . . . .	10
3.5	Blocul de comandă . . . . .	10
3.6	Blocul surselor de tensiune . . . . .	11
<b>4</b>	<b>Breviar de calcul</b>	<b>12</b>
4.1	Blocul de măsurare . . . . .	12
4.2	Blocul convertorului de domeniu . . . . .	12
4.3	Blocul de comparare . . . . .	13
4.4	Blocul de comandă . . . . .	13
4.5	Surse de tensiune . . . . .	14
<b>5</b>	<b>Rezultate și simulări</b>	<b>15</b>
5.1	Simularea tensiunii de ieșire de pe Puntea Wheatstone . . . . .	15
5.2	Simularea tensiunii de ieșire a convertorului de domeniu . . . . .	15
5.3	Simularea pragurilor de comutare . . . . .	16
5.4	Analiza statistică monte-carlo și worst-case . . . . .	16
5.5	Analiza de zgomot pentru amplificatorul de instrumentație . . . . .	20
	<b>Bibliografie</b>	<b>22</b>

# Capitolul 1

## Date de proiectare

Să se proiecteze un sistem care utilizează senzori de gaz rezistivi pentru a menține într-o incintă concentrația de monoxid de carbon între limitele specificate în Tabela 1.1. În incintă există o sursă care generează încontinuu monoxid de carbon. În momentul în care concentrația a ajuns la limita superioară, sistemul va porni ventilatorul care va introduce aer curat. Când concentrația de monoxid de carbon ajunge la limita inferioară sistemul va da comanda de oprire a ventilatorului.

Din foaia de catalog se știe că la variația de gaz specificată în Tabela 1.1 rezistența electrică a senzorului variază liniar în domeniul specificat.

Variația rezistenței electrice a senzorului trebuie convertită într-o variație de tensiune în domeniul  $[2V; (VCC - 2V)]$ .

Ventilatorul este comandat de un comparator cu histereză prin intermediul unui releu care este modelat cu un rezistor. Starea ventilatorului este semnalizată de un LED de culoare verde.

concentrația de monoxid de carbon în incintă [ppm]	domeniul de măsurare a senzorului [ppm]	rezistența senzorului [ $\Omega$ ]	VCC [V]
200 – 4000	10 – 8000	55K – 45K	11

Tabela 1.1: Date de proiectare

## Capitolul 2

### Fundamentare teoretică

Senzorii rezistivi sunt printre cei mai comuni tipuri de senzori, sunt ieftin de produs și destul de ușor de conectat în circuit. Acești senzori produc o mică schimbare a rezistenței lor echivalente la modificări ale mediului exterior (în cazul nostru, a cantității de monoxid de carbon), de aceea, pentru a măsura cât mai exact această schimbare, este nevoie de o acuratețe cât mai bună.

O tehnică de măsurare a rezistenței senzorului (prezentată în Figura 2.1) este de a forța un curent constant prin acesta, și să se măsoare tensiunea care cade pe el. Dezavantajul acestei metode este că necesită o sursă de curent foarte exactă, deoarece orice modificare a valorii curentului generat de sursă va fi interpretată la ieșire ca o modificare a rezistenței senzorului.

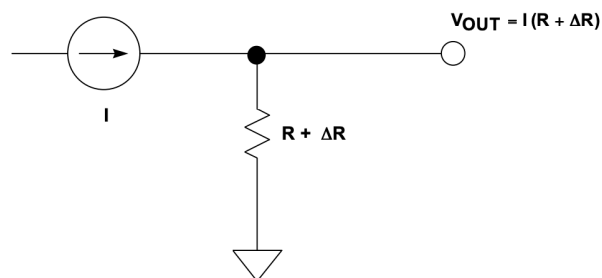


Figura 2.1: Măsurarea indirectă a rezistenței

#### 2.1 Puntea Wheatstone în regim dezechilibrat

O alternativă pentru măsurarea schimbărilor mici ale rezistenței o prezintă circuitul în punte.

Puntea Wheatstone în regim dezechilibrat prezentată în Figura 2.2 este utilizată la măsurarea pe cale electrică a unor mărimi neelectrice (în cazul nostru, pentru măsurarea cantității de monoxid de carbon). Variațiile senzorului rezistiv  $\Delta R$  sunt convertite într-o variație de tensiune  $\Delta V_o$ .

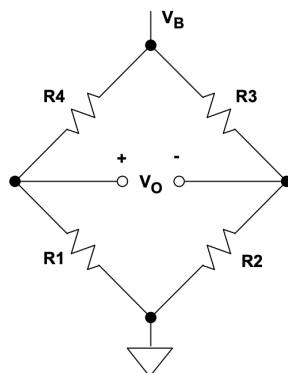


Figura 2.2: Puntea Wheatstone

### 2.1.1 Principiul de funcționare

În diagonală de alimentare a punții se conectează o sursă de tensiune continuă având rezistența echivalentă  $0\Omega$  și tensiunea  $U_a$  de 11 V. În diagonală de măsurare a punții se conectează un amplificator de instrumentație, având impedanța de intrare foarte mare în comparație cu rezistența de ieșire a punții, încât circuitul de măsurare funcționează în gol [2]. Astfel, este propriu să caracterizăm puntea prin sensibilitatea relativă în tensiune prezentată prin Ecuația 2.1. Tensiunea în diagonală de măsurare a punții este prezentată în Ecuația 2.2.

$$S = \frac{\frac{\Delta V_o}{V_B}}{\frac{\Delta R}{R}} \quad (2.1)$$

$$\Delta V_o = V_B \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - V_B \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.2)$$

Inițial, valorile acestor rezistențe sunt egale ( $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ), întrucât puntea se află la echilibru deci  $\Delta V_o = 0$ . Pentru o mică variație a rezistenței  $R_4 = R + \Delta R$ , celelalte valori ale rezistențelor rămân neschimbate, iar Ecuația 2.2 devine:

$$\Delta V_o = -\frac{V_B}{4} \frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{2}} \quad (2.3)$$

Ideal ar fi ca mărimea de ieșire  $\Delta V_o$  să varieze liniar în raport cu mărimea de intrare,  $\Delta R$ , astfel se poate defini valoarea ideală și eroarea relativă de neliniaritate:

$$\Delta V_{ideal} = \frac{V_B}{4} \frac{\Delta R}{R} \quad (2.4)$$

$$\varepsilon_{rn} = \frac{\Delta V - \Delta V_{ideal}}{\Delta V_{ideal}} = -\frac{\Delta R}{2R} \quad (2.5)$$

## 2.2 Amplificatorul de instrumentație

Pentru conversia variației tensiunii  $\Delta V_o$  de la ieșirea punții wheatstone la domeniul cerut în datele de proiectare, se va utiliza un amplificator de instrumentație ca în Figura 2.3. Aceste tipuri de amplificator oferă o bună stabilitate a amplificării (setată cu ajutorul unei singure rezistențe,  $R_G$ ), nu dezechilibrează puntea și oferă o bună rejecție a semnalelor de mod comun (CMR).

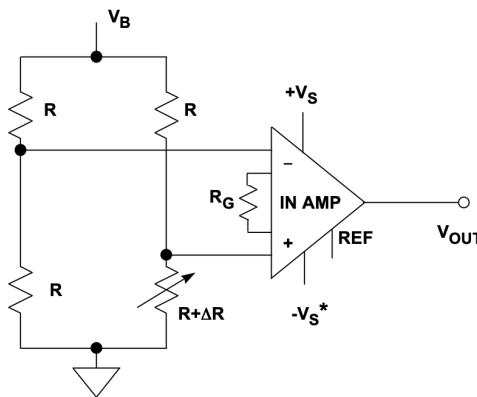


Figura 2.3: Utilizarea unui INA cu puntea wheatstone conform[5]

## 2.2.1 Principiul de funcționare

Variația tensiunii de pe ieșirea punții se va transforma într-o variație de tensiune la ieșirea INA conform Ecuației 2.6. Se poate observa că tensiunea de mod comun de pe cele două intrări ale amplificatorului de instrumentație nu este prezentă la ieșirea acestuia, ci doar tensiunea diferențială.

$$V_{OUT} = (V^+ - V^-) * Gain + V_{REF} \quad (2.6)$$

## 2.2.2 Filtrarea zgomotului și a interferenței electromagnetice

Undele radio de înaltă frecvență (RFI) și zgomotul surselor de tensiune afectează în mod negativ performanțele circuitelor analogice de precizie. Chiar dacă frecvențele acestor surse de zgomot nu intră în lățimea de bandă a amplificatorului de instrumentație, acest zgomot poate ajunge în interiorul amplificatorului prin pinii de intrare, ieșire sau alimentare, unde este redresat și v-a produce un decalaj a semnalului de ieșire. Din aceste motive, este necesară o bună filtrare a intrărilor amplificatorului și a alimentării acestuia. În Figura 2.4 este prezentată o schemă de principiu a unui filtru adecvat pentru intrările amplificatorului de instrumentație. Această schemă conține filtrul de mod comun ( $R_1 : C_1, R_2 : C_2$ ) și filtrul diferențial ( $R_1 + R_2 : C_3$ ). Valorile  $R_1, R_2, C_1, C_2$  se calculează conform Ecuației 2.7, și este important să se asigure o bună potrivire a acestor valori ( $R_1 = R_2, C_1 = C_2$ ), de aceea este necesară utilizarea componentelor cu o toleranță cât mai mică. Valoarea condensatorului  $C_3$  se calculează conform Ecuației 2.8, și ajută la atenuarea semnalului diferențial care rezultă din potrivirea inexactă a componentelor filtrului de mod comun. Lățimea de bandă a filtrului diferențial se calculează cu Ecuația 2.9, și trebuie să fie de 100 de ori mai mare decât a semnalului de la intrare pentru a ne asigura că acesta nu este atenuat. Un alt punct important în alegerea rezistențelor  $R_1, R_2$  este că valorile acestora trebuie să fie destul de mari pentru a nu fi văzute ca o sarcină de către puntea wheatstone.

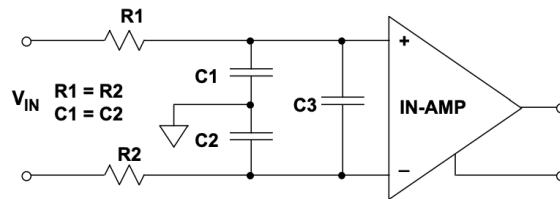


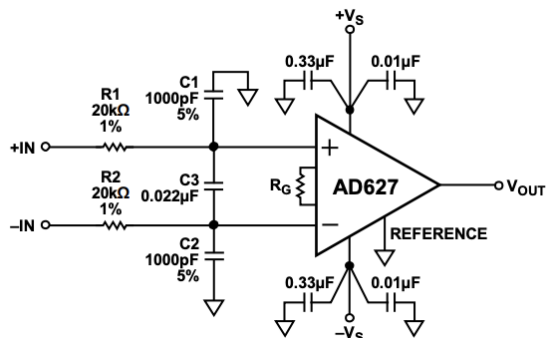
Figura 2.4: Filtrarea intrărilor amplificatorului de instrumentație conform [5]

$$\tau_{CM} = R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad (2.7)$$

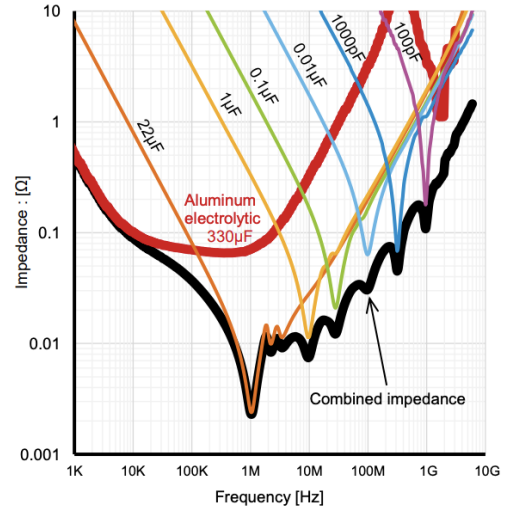
$$\tau_{DIFF} = (R_1 + R_2) C_3 \quad (2.8)$$

$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)[\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_3]} \quad (2.9)$$

Pentru filtrarea zgomotului de la alimentarea amplificatorului de instrumentație se vor folosi condensatoare ca în Figura 2.5a, numite și condensatoare de bypass. Pentru a obține o bandă mai largă de frecvențe filtrate, este necesară utilizarea mai multor condensatoare de valori diferite conectate în paralel, după cum se poate observa în Figura 2.5b.



(a) Filtrarea alimentării conform [3]



(b) Caracteristica impedenței mai multor condensatoare conectate în paralel conform [9]

Figura 2.5: Utilizarea condensatoarelor de bypass pentru filtrarea alimentării

## 2.3 Detectorul de nivel

Pentru detectarea celor două niveluri de tensiune necesare pornirii și opririi ventilatorului se va utiliza un comparator neinvertor cu histereză ca în Figura 2.6a.

### 2.3.1 Principiul de funcționare

Cele două tensiuni de prag se obțin prin aducerea la intrarea neinvertoare a amplificatorului a unei părți din tensiunea de ieșire (reacție pozitivă). Pentru translatarea pragurilor spre o anumită valoare se va aplica o tensiune continuă ( $V_{Ref}$ ) la intrarea inversoare a amplificatorului [6].

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i \quad (2.10)$$

$$V^- = V_{Ref} \quad (2.11)$$

Pentru că amplificatorul are reacție, tensiunile de pe intrarea inversoare și cea neinvertoare sunt egale. Egalând ecuația 2.10 cu ecuația 2.11 și înlocuind  $V_i$  cu  $V_p$  rezultă ecuația 2.12 pentru tensiunea de prag.

$$V_p = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{Ref} - \frac{R_1}{R_2} V_o \quad (2.12)$$

Înlocuind în Ecuația 2.12 tensiunea de ieșire ( $V_o$ ) cu valoarea maximă a ieșirii ( $V_{OH}$ ) se determină pragul inferior ( $V_{PL}$ ), respectiv cu valoarea minimă a ieșirii ( $V_{OL}$ ) se determină pragul superior ( $V_{PH}$ ).

$$V_{PL} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{Ref} - \frac{R_1}{R_2} V_{OH} \quad (2.13)$$

$$V_{PH} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{Ref} - \frac{R_1}{R_2} V_{OL} \quad (2.14)$$

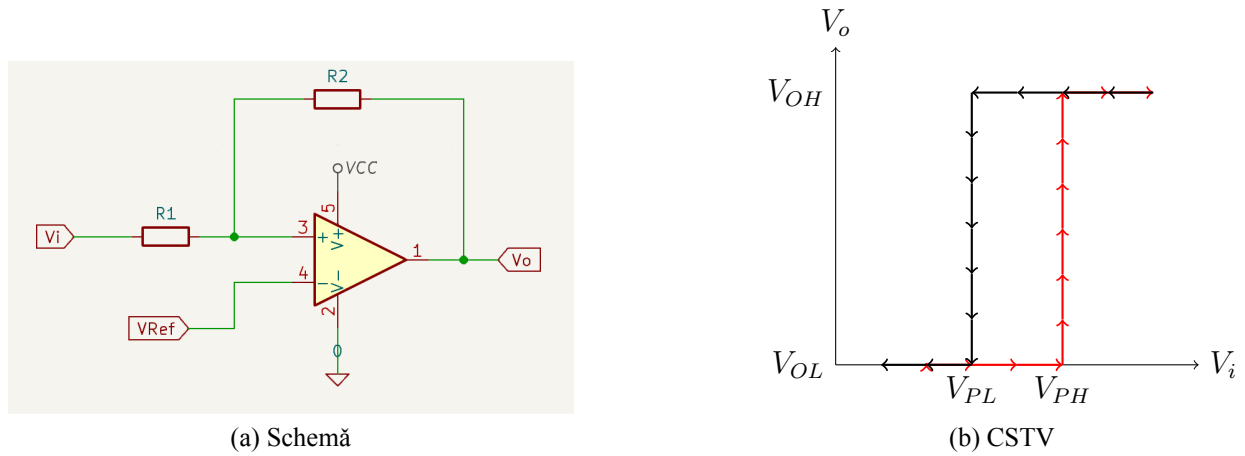


Figura 2.6: Comparatorul neinversor cu histereză

Pentru determinarea tensiunii de referință ( $V_{Ref}$ ), analizăm circuitul când valoarea tensiunii de intrare ( $V_i$ ) este la pragul superior ( $V_{PH}$ ). Chiar în acest moment, valoarea tensiunii de ieșire este  $V_{OL}$ , și tranziția către  $V_{OH}$  este inițiată. Astfel, din ecuațiile 2.10 și 2.11 rezultă ecuația 2.15

$$V_{Ref} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OL} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{PH} \quad (2.15)$$

## 2.4 Circuitul de comandă al ventilatorului

Deoarece pentru comanda releului este necesar un curent destul de semnificativ (de ordinul zecilor sau chiar sutelor de miliamperi), iar majoritatea amplificatoarelor operaționale nu pot susține așa curenți, este necesară utilizarea unui circuit de comandă. Cel mai simplu circuit de acest gen este un tranzistor care funcționează ca un întrerupător precum cel prezentat în Figura 2.7.

### 2.4.1 Principiul de funcționare

Când tensiunea de intrare este mai mică decât tensiunea de prag a tranzistorului, acesta este în regiunea de blocare, și funcționează ca un întrerupător deschis, deci prin bobina releului nu circulă curent.

$$V_{GS} < V_{TH} \quad (2.16)$$

$$R_{DS_{off}} = \infty \quad (2.17)$$

$$V_{DS} = V_{CC} \quad (2.18)$$

$$I_D = 0 \quad (2.19)$$

În regiunea de triodă (regiunea lineară), tranzistorul se comportă ca un întrerupător închis, având rezistența  $R_{DS_{on}}$  foarte mică, motiv pentru care curentul prin acesta  $I_D$  este maxim.

$$V_{GS} > V_{TH} \quad (2.20)$$

$$R_{DS_{on}} < 0.1\Omega \quad (2.21)$$

$$V_{DS} = 0.2V \quad (2.22)$$

$$I_D = \frac{V_{CC} - V_{DS}}{R_{load}} \quad (2.23)$$



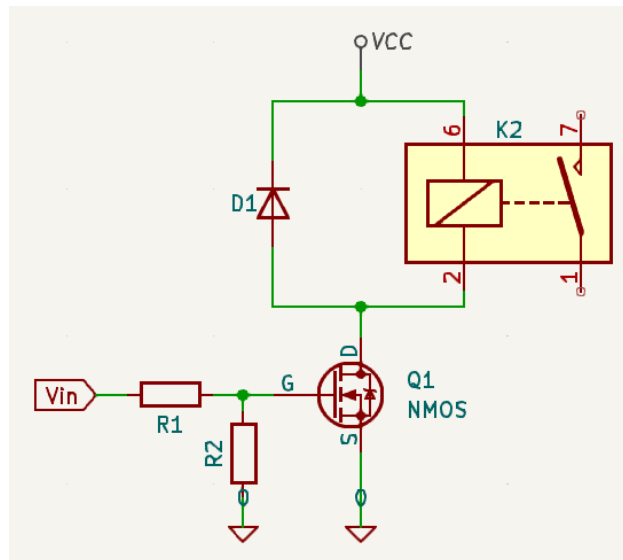


Figura 2.7: Comanda unui releu

Pentru că bobina releului are un caracter inductiv, în momentul când curentul prin aceasta începe să scadă, o tensiune instantanee este generată pentru a se împotrivi schimbării curentului. Din cauză că aceasta tensiune instantanee poate să ajungă la valori mult mai mari decât tensiunea maximă suportată de tranzistor ( $V_{DS_{max}}$ ), este necesar să se asigure protecția tranzistorului. O metodă simplă de protecție este conectarea unei diode în paralel cu terminalele releului (D1 din Figura 2.7).

## Capitolul 3

### Proiectarea circuitului

#### 3.1 Schema bloc

Schema bloc a circuitului este prezentată în Figura 3.1, și conține blocul de măsurare, blocul convertorului de domeniu, blocul de comparare, blocul de comandă, și blocul de generare a tensiunilor continue necesare alimantării celorlalte blocuri.

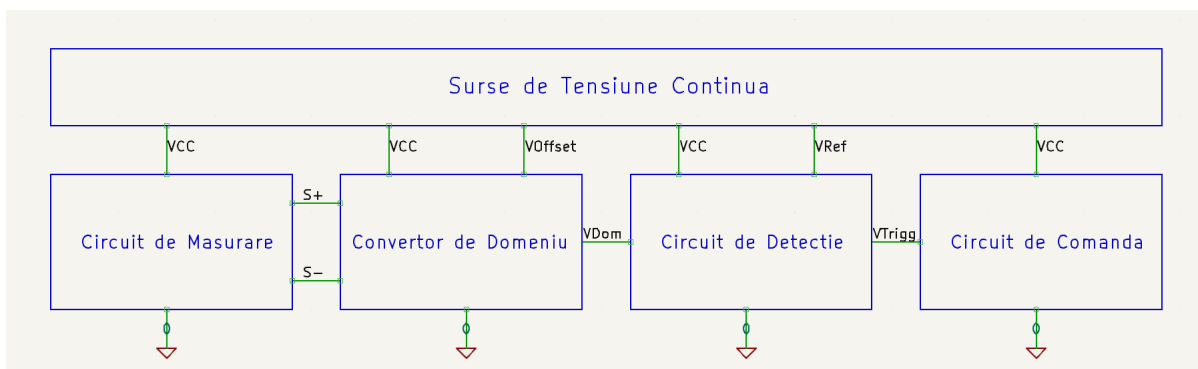


Figura 3.1: Schema Bloc

#### 3.2 Blocul de măsurare

Blocul de măsurare prezentat în Figura 3.2 este format din puntea wheatstone, și se ocupă cu măsurarea concentrației de monoxid de carbon din incintă, și conversia acesteia într-o variație de tensiune. Pentru alimentare acest bloc este conectat la VCC și GND, iar ca ieșire are semnalul diferențial reprezentând variația senzorului (S+ și S-), prezentată în Tabela 4.1.

Pentru valorile rezistențelor s-a folosit standardul E192, cu toleranța de 0.1% conform [1].

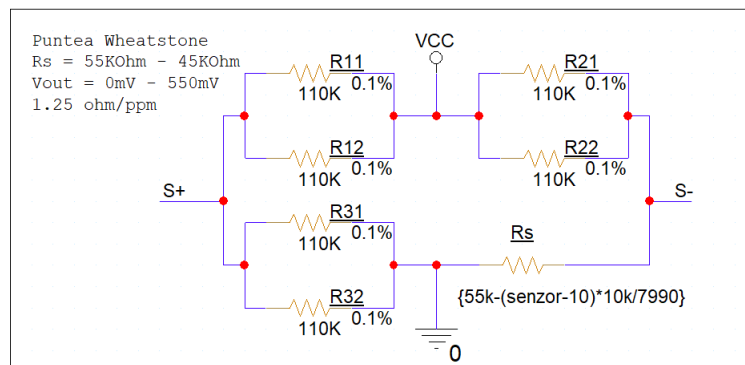


Figura 3.2: Implementarea blocului de măsurare

### 3.3 Blocul convertorului de domeniu

Blocul convertorului de domeniu (Figura 3.3) conține amplificatorul de instrumentație, și se ocupă de convertirea tensiunii de la ieșirea blocului de măsurare în domeniul specificat în datele de proiectare (Tabela 1.1). Intrările acestuia sunt conectate la ieșirile blocului de măsurare ( $S_+$  și  $S_-$ ), iar ca ieșire are semnalul  $V_{Dom}$ . Ca surse de tensiune continuă este conectat la VCC, GND și VOffset.

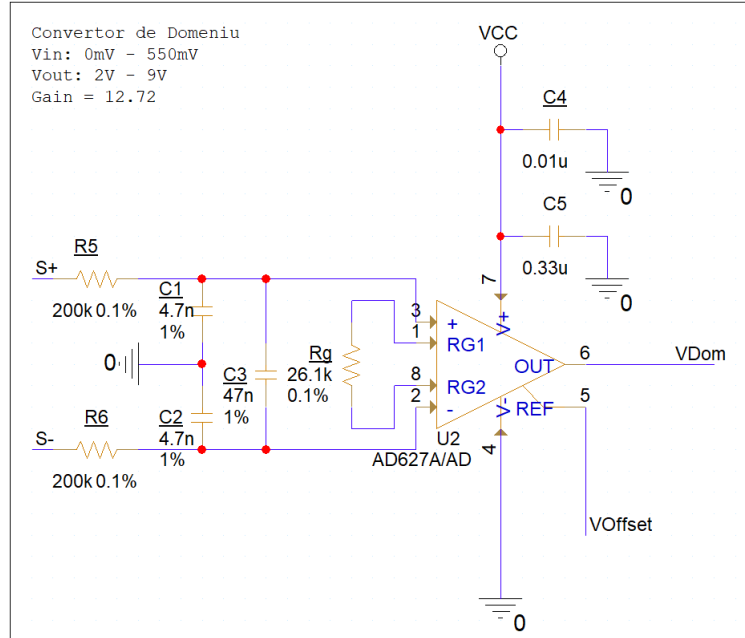


Figura 3.3: Implementarea blocului convertorului de domeniu

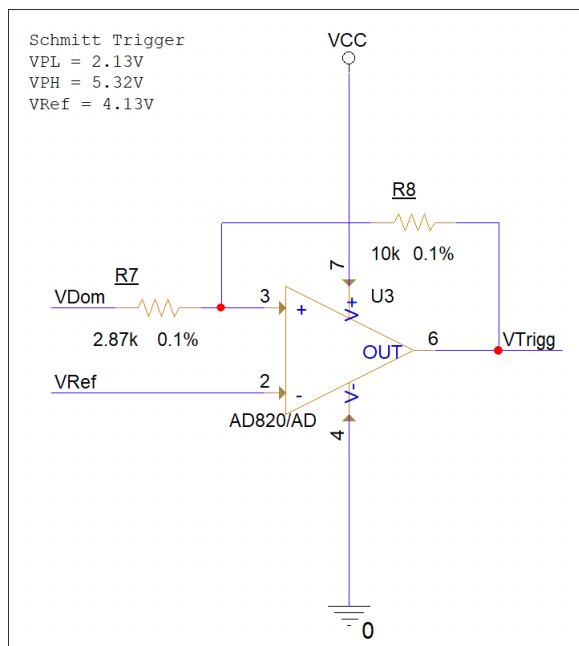
### 3.4 Blocul de comparare

Blocul de comparare (Figura 3.4a) conține comparatorul neinversor cu histereză, și se ocupă cu detectarea pragurilor de tensiune echivalente concentrației de monoxid de carbon din Tabela 1.1. Acest bloc este conectat la ieșirea blocului convertorului de domeniu, iar pentru surse de tensiune continuă la VCC, GND și VRef. Ieșirea acestui bloc  $V_{Trigg}$  este un semnal logic, având valorile GND sau VCC. Când valoarea tensiunii de intrare  $V_{Dom}$  atinge valoarea pragului superior, ieșirea acestui bloc,  $V_{Trigg}$ , comută la VCC, iar când  $V_{Dom}$  atinge valoarea pragului inferior, aceasta comută la GND.

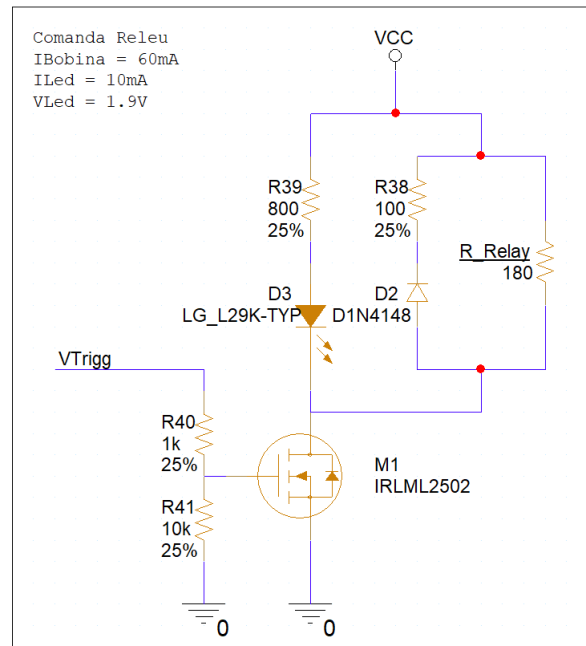
### 3.5 Blocul de comandă

Blocul de comandă (Figura 3.4b) se ocupă de controlul ventilatorului, acesta având ca intrare semnalul  $V_{Trigg}$  de la ieșirea blocului de comparare. Pentru acționarea releului, este nevoie de un curent semnificativ (60 mA conform foii de catalog a releului [8]) pe care ieșirea amplificatorului AD820 nu îl poate furniza (conform foii de catalog a AD820 [4] este maxim 20 mA). Din acest motiv, controlul releului se realizează cu un tranzistor NMOS, cu rezistența  $R_{DS}$  foarte mică (conform foii de catalog a IRLML2502 [7] de doar 0.045  $\Omega$ ).

Rezistența  $R_{40}$  are rolul de a limita curentul datorat de încărcarea/descărcarea capacității din grila tranzistorului. Valoarea acesteia se alege în funcție de valoarea sarcinii electrice ( $Q_g$  din foaia de catalog a tranzistorului [7]), a timpului de comutare (o valoare mare are ca efect un timp de



(a) Implementarea detectorului de nivele



(b) Implementarea blocului de comandă

Figura 3.4: Schema blocului de comparare si comandă

comutare mare), și de intensitatea curentului care este permis la ieșirea comparatorului.

### 3.6 Blocul surselor de tensiune

Blocul surselor de tensiune se ocupă cu generarea tensiunilor continue necesare alimentării celorlalte blocuri,  $V_{CC}$ ,  $V_{Offset}$  și  $V_{Ref}$ .

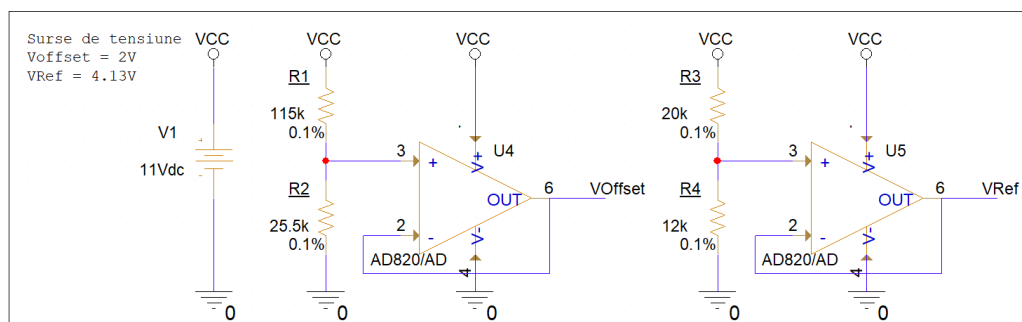


Figura 3.5: Implementarea surselor de tensiune

## Capitolul 4

### Breviar de calcul

#### 4.1 Blocul de măsurare

Pentru calculul variației de tensiune de la ieșirea blocului de măsurare se utilizează formula 2.3, în care  $V_B$  are valoarea VCC (11 V), iar pentru R s-a ales valoarea de 55 K $\Omega$  astfel încât puntea este echilibrată la capătul inferior al domeniului de măsurare al senzorului  $R_s$ .

$$\Delta R = 0 \Omega \Rightarrow \Delta V_o = 0 \text{ V} \quad (4.1)$$

$$\Delta R = 10 \text{ K}\Omega \Rightarrow \Delta V_o = 550 \text{ mV} \quad (4.2)$$

$$S = 0.275 \quad (4.3)$$

$$\Delta V_{ideal} = 500 \text{ mV} \quad (4.4)$$

$$\varepsilon_{rn} = 10 \% \quad (4.5)$$

Pentru transformarea valorii concentrației de monoxid de carbon din incintă în valoarea rezistenței senzorului se folosește interpolarea liniară a celor două domenii (Ecuația 4.6) rezultând valorile pragurilor din tabelul 4.1

$$R_S(x) = R_{S_{\min}} + (x - CO_{\min}) \cdot \frac{R_{S_{\max}} - R_{S_{\min}}}{CO_{\max} - CO_{\min}} \quad (4.6)$$

CO [ppm]	$R_s[\Omega]$	$\Delta R [\Omega]$	$S_+ - S_- [\text{mV}]$
200	54762.2	237.8	12
4000	50006.2	4993.7	261.5

Tabela 4.1: Nivelurile de tensiune la ieșirea blocului de măsurare

#### 4.2 Blocul convertorului de domeniu

Pentru convertirea domeniului tensiunii diferențiale  $S_+ - S_-$  din tabelul 4.1, în domeniul din partea de cerință, este necesară calcularea amplificării, a rezistenței de gain, și a tensiunii continue  $V_{Offset}$ .

Pentru că la intrarea amplificatorului de instrumentație avem o variație de [0 mV; 550 mV] iar la ieșirea acestuia avem nevoie de o variație de [2V; 9V], se deduc conform ecuației 2.6 următoarele valori:  $V_{Offset} = 2 \text{ V}$  și  $Gain = 12.72$ .

Conform foii de catalog al amplificatorului AD627 [3], ecuația de calcul al rezistenței de gain este:

$$R_g = \frac{200 \text{ K}\Omega}{Gain - 5} \quad (4.7)$$

de unde rezultă că pentru a avea o amplificare de 12.72, este nevoie de o rezistență  $R_g = 26.1 \text{ K}\Omega$ .

Astfel, nivelele de tensiune din tabelul 4.1 vor deveni:

$S_+ - S_- [\text{mV}]$	$V_{Dom} [\text{V}]$
12	2.13
261.5	5.31

Tabela 4.2: Nivelurile de tensiune la ieșirea blocului de conversie a domeniului

### 4.3 Blocul de comparare

Pentru detectarea pragurilor din Tabela 4.2, avem  $V_{PL} = 2.13 \text{ V}$  și  $V_{PH} = 5.31 \text{ V}$ . Analizând circuitul când ieșirea este  $0 \text{ V}$ , și tensiunea  $V_{Dom}$  ajunge la pragul  $V_{PH} = 5.31 \text{ V}$ , Ecuația 2.15 devine:

$$V_{Ref} = 5.31 * \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.8)$$

Similar, analizând circuitul când ieșirea este la  $11 \text{ V}$  și tensiunea  $V_{Dom}$  ajunge la pragul  $V_{PL} = 2.13 \text{ V}$ , utilizând Ecuațiile 2.10 și 2.11 rezultă:

$$V_{Ref} = 2.13 * \frac{R_2}{R_1 + R_2} + 11 * \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.9)$$

Egalând 4.8 cu 4.9 și alegând  $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$  avem:

$$\frac{5.31 \text{ V} * 10 \text{ K}\Omega}{R_1 + 10 \text{ K}\Omega} = \frac{2.13 \text{ V} * 10 \text{ K}\Omega + 11 \text{ V} * R_1}{R_1 + 10 \text{ K}\Omega} \quad (4.10)$$

de unde rezultă  $R_1 = 2.89 \text{ K}\Omega$ . Utilizând Ecuația 4.8, obținem  $V_{Ref} = 4.13 \text{ V}$ .

### 4.4 Blocul de comandă

Când  $V_{Trigg} = 0 \text{ V}$ , tensiunea  $V_{GS} = 0 \text{ V}$  și tranzistorul este blocat, deci prin releu nu circulă curent, la fel și prin led, acesta fiind stins. Când  $V_{Trigg} = 11 \text{ V}$ , tensiunea  $V_{GS} = \frac{R_{41}}{R_{40} + R_{41}} * VCC = 10 \text{ V}$ , deci tranzistorul este în regiunea liniară (se comportă ca o rezistență, având  $R_{DS}$  foarte mică).

$$I_{LED} = 10 \text{ mA} \quad (4.11)$$

$$V_{LED} = 1.9 \text{ V} \quad (4.12)$$

$$R_{LED} = \frac{VCC - V_{LED}}{I_{LED}} = 910 \Omega \quad (4.13)$$

$$I_{Releu} = \frac{VCC}{R_{Releu}} = 60 \text{ mA} \quad (4.14)$$

$$P_{Releu} = I_{Releu}^2 * R_{Releu} = 670 \text{ mW} \quad (4.15)$$

$$I_D = I_{LED} + I_{Releu} = 70 \text{ mA} \quad (4.16)$$

$$V_{DS} = 2 \text{ mV} \quad (4.17)$$

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = 0.028 \Omega \quad (4.18)$$

$$P_{NMOS} = I_D^2 * R_{DS} = 137.2 \text{ mW} \quad (4.19)$$

## 4.5 Surse de tensiune

Pentru generarea surselor de tensiune continuă  $V_{Offset} = 2\text{ V}$  și  $V_{Ref} = 4.13\text{ V}$  se folosesc divizoare de tensiune și buffere.

$$V_{Offset} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = 2\text{ V} \quad (4.20)$$

$$R_1 = 115\text{ K}\Omega \quad (4.21)$$

$$R_2 = 25.5\text{ K}\Omega \quad (4.22)$$

$$V_{Ref} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot V_{CC} = 4.13\text{ V} \quad (4.23)$$

$$R_3 = 20\text{ K}\Omega \quad (4.24)$$

$$R_4 = 12\text{ K}\Omega \quad (4.25)$$

## Capitolul 5

### Rezultate si simulări

#### 5.1 Simularea tensiunii de ieşire de pe Puntea Wheatstone

Pentru simularea tensiunii de ieşire a punţii Wheatstone, se crează un profil de simulare de tip DC Sweep, în care se balează parametrul global ‘senzor’ între valorile domeniului de măsurare (10 ppm – 8000 ppm), cu un pas de 1 ppm. Rezultate sunt prezentate în Figura 5.1, unde pe axa X este valoarea concentraţiei de monoxid de carbon din incintă în ppm, iar pe axa Y este valoarea tensiunii diferenţiale  $S_+ - S_-$  în mV. Se poate observa că la variaţia concentraţiei de monoxid de



Figura 5.1: Simularea tensiunii  $S_+ - S_-$

carbon din incintă între valorile 10 ppm – 8000 ppm, tensiunea diferențială  $S_+ - S_-$  variază între 0 mV – 550 mV.

#### 5.2 Simularea tensiunii de ieşire a convertorului de domeniu

Pentru simularea tensiunii de la ieşira convertorului de domeniu se folosește același profil de simulare ca mai sus. Rezultate sunt prezentate în Figura 5.2, unde pe axa X este valoarea concentraţiei de monoxid de carbon din incintă în ppm, iar pe axa Y este valoarea tensiunii  $V_{Dom}$  în V. Se poate observa că la variaţia concentraţiei de monoxid de carbon din incintă între valorile 10 ppm –



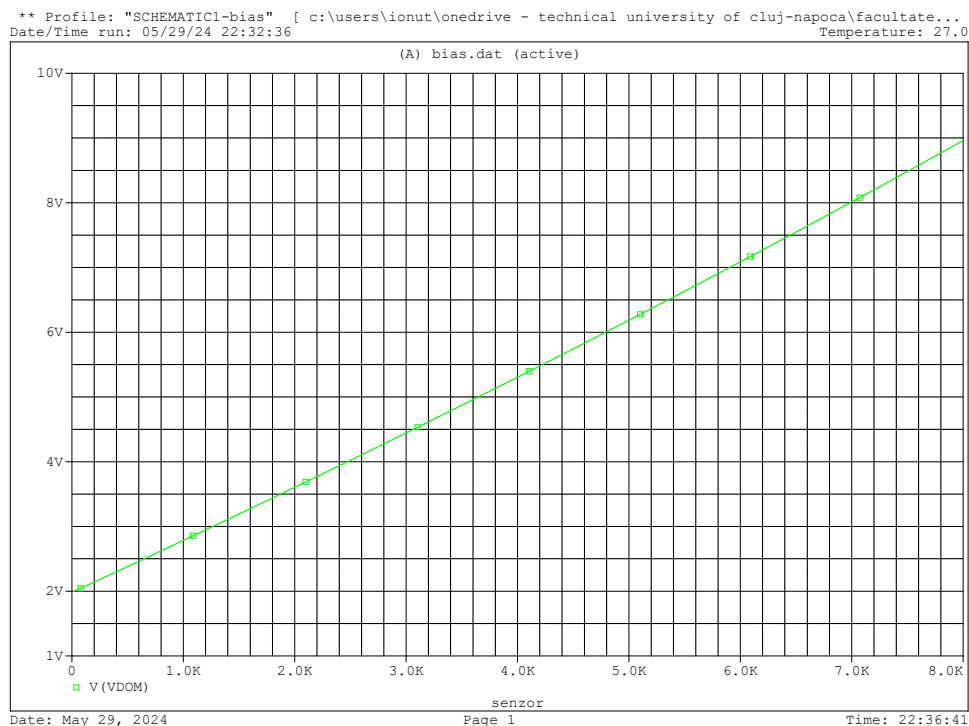


Figura 5.2: Simularea tensiunii  $V_{Dom}$

8000 ppm, tensiunea de ieșire a convertorului de domeniu  $V_{Dom}$  variază între 2 V – 9 V.

### 5.3 Simularea pragurilor de comutare

Pentru simularea pragurilor de comutare a comparatorului neiverson cu histereză, trebuie efectuate două simulări diferite de timp DC Sweep în care se balează valoarea concentrației de monoxid de carbon ascendent (roșu) și descendent (verde). Pentru vizualizarea pragurilor pe același grafic ca în Figura 5.3, se concatenează datele de simulare, și se afișează pe axa X valoarea concentrației de monoxid de carbon din incintă în ppm, iar pe axa Y valoarea tensiunii  $V_{Trigg}$  de la ieșirea convertorului. Se observă că la variația ascendentă a concentrației de monoxid de carbon, semnalul  $V_{Trigg}$  comută la 11 V când concentrația atinge valoarea de 4000 ppm. Similar, la variația descendentă, semnalul  $V_{Trigg}$  comută la 0 V când concentrația atinge valoare de 250 ppm, aici fiind o mică eroare față de 200 ppm din cauza componentelor alese (aproximări în calcule sau valori standard inexistente).

### 5.4 Analiza statistică monte-carlo și worst-case

Pentru a vedea cum toleranțele componentelor afectează pragurile de comutare a comparatorului, se vor efectua două analize statistice de tip monte carlo. În Figura 5.4 se observă că valoarea pragului descendent la care comută tensiunea  $V_{Trigg}$  se modifică în funcție de valorile componentelor, între 126.504 ppm și 338.505 ppm, valoarea medie fiind 249.205 ppm. Similar, din Figura 5.5, rezultă că valoarea pragului ascendent se modifică între 3876.5 ppm și 4084.5 ppm, media fiind la 3992.64 ppm.

Pentru a determina care componente afectează cel mai mult valoarea pragurilor, dar și efectul pe care toleranțele acestor componente îl au în modificarea pragurilor se efectuează o analiză de

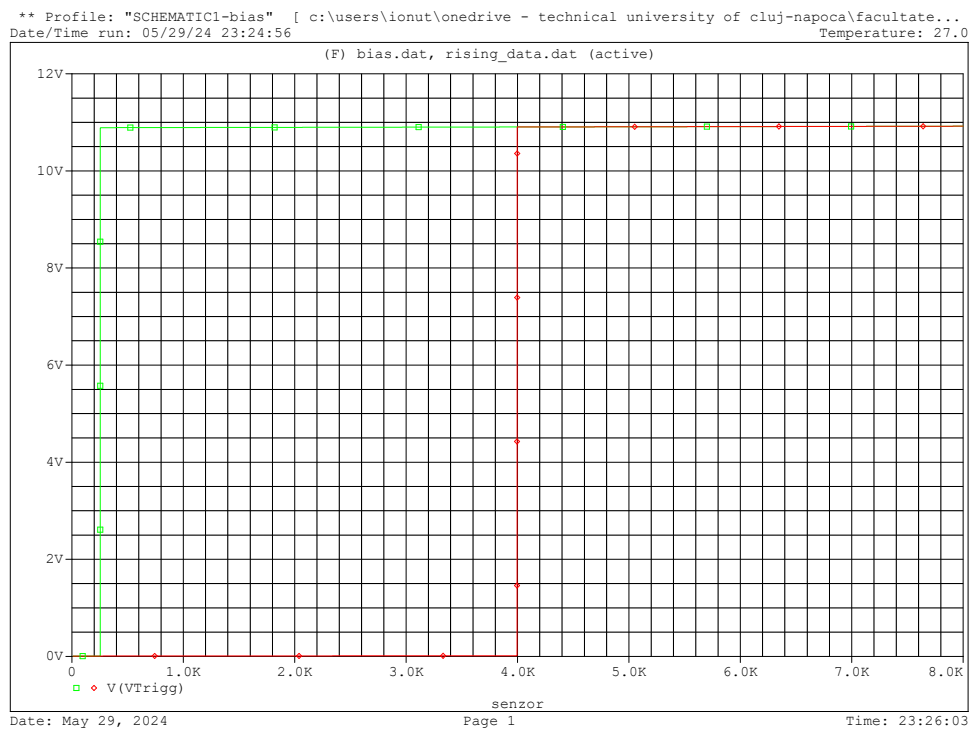


Figura 5.3: Simularea pragurilor de comutare a tensiunii  $V_{Trigg}$

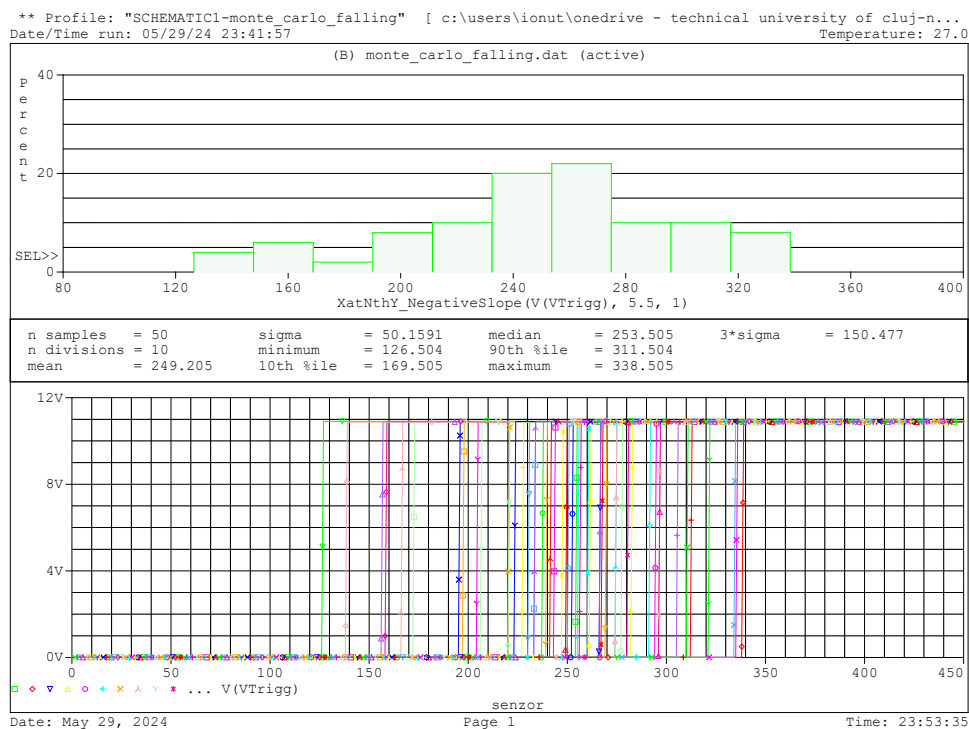


Figura 5.4: Analiza monte carlo pentru pragul descendent

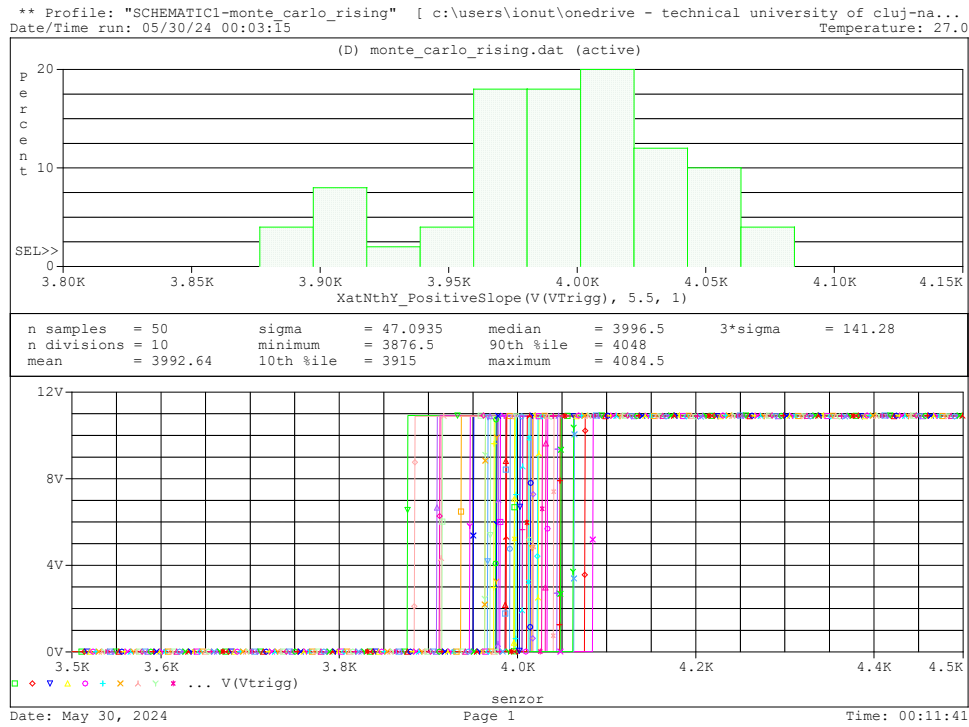


Figura 5.5: Analiza monte carlo pentru pragul ascendent

tip worst-case. În Figura 5.6 se observă că pragul descendent, în cazul cel mai defavorabil comută la valoarea 101.5 ppm, iar in Figura 5.7 că pragul ascendent comută la valoarea 4133.5 ppm. Din fiserul de ieşire s-au extras datele din Tabela 5.1 şi Tabela 5.2, unde se poate vedea care sunt componentele care influenţează cel mai mult valoarea pragurilor tensiunii  $V_{Trigg}$ . Se observă că impactul cel mai mare este dat de rezistenţele care formează puntea wheatstone.

Componentă	prag[ppm]	prag[%]
$R_{11}$	276.5	86.5
$R_{12}$	276.5	86.5
$R_4$	258.5	15.8
$R_8$	257.5	11.8
$R_3$	250.5	-15.8
$R_{31}$	232.5	-86.5
$R_{32}$	232.5	-86.5
$R_{21}$	232.5	-86.5
$R_{21}$	232.5	-86.5
Worst Case	101.5	39.8

Tabela 5.1: Variația pragului descendent la o variație de 1% a componentelor

Componentă	prag[ppm]	prag[%]
$R_{11}$	4016.5	5
$R_{12}$	4016.5	5
$R_4$	4000.5	1
$R_g$	3999.5	0.75
$R_3$	3993.5	-0.75
$R_{31}$	3976.5	-5
$R_{32}$	3976.5	-5
$R_{21}$	3976.5	-5
$R_{21}$	3976.5	-5
Worst Case	4133.5	103.5

Tabela 5.2: Variația pragului ascendent la o variație de 1% a componentelor

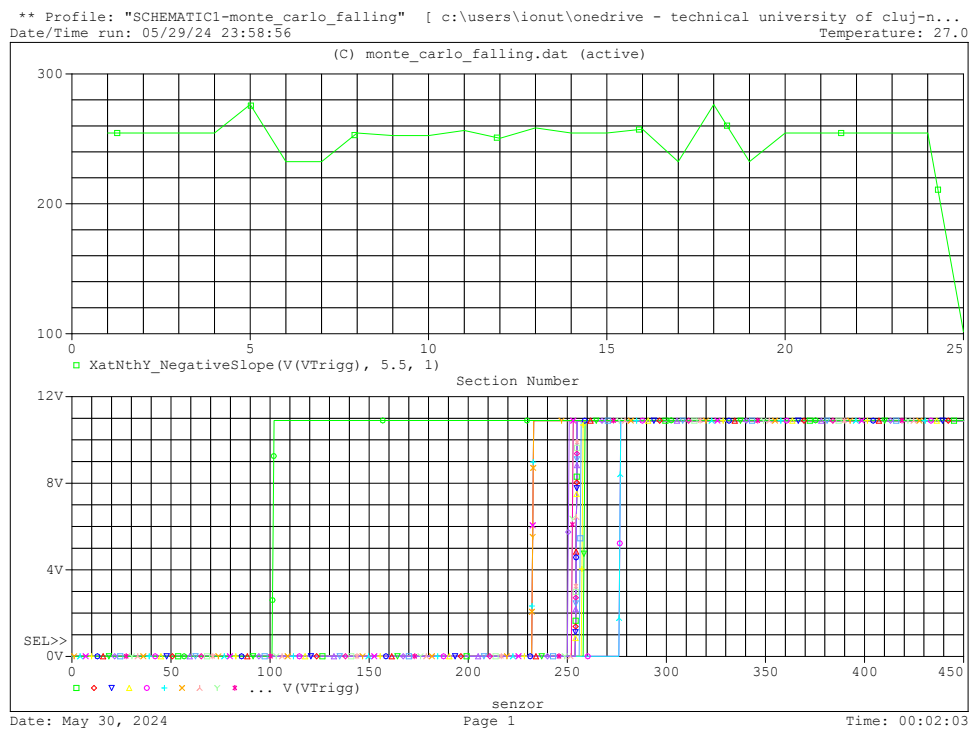


Figura 5.6: Analiza worst-case pentru pragul descendent

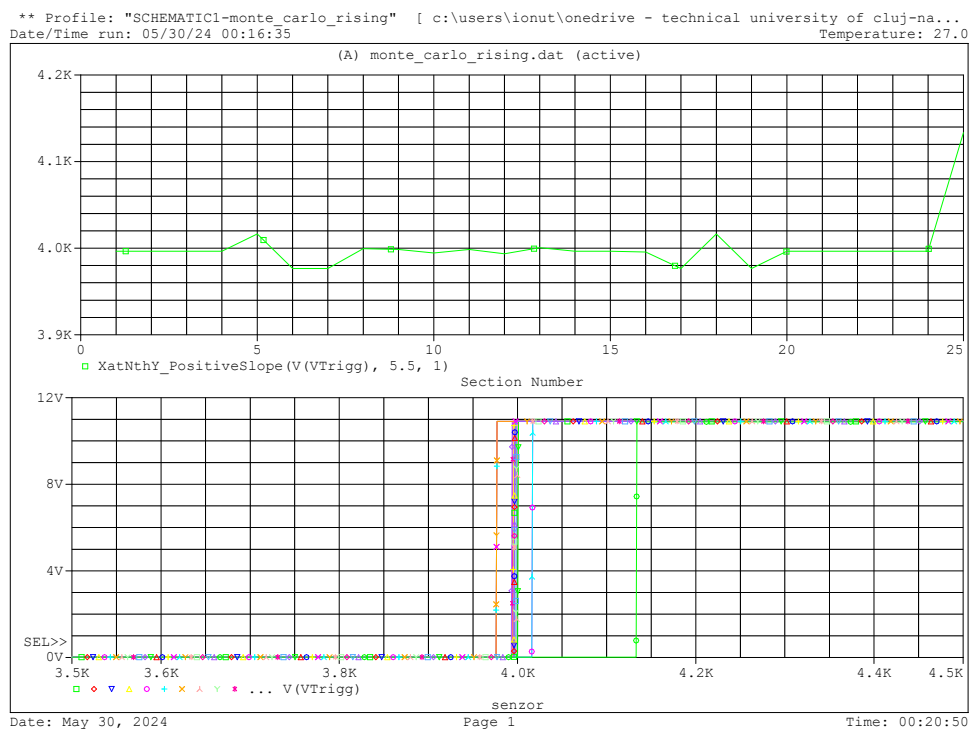


Figura 5.7: Analiza worst-case pentru pragul ascendent

## 5.5 Analiza de zgomot pentru amplificatorul de instrumentație

Pentru a arăta rația de rejectare a semnalului de mod comun în funcție de frecvență, trebuie efectuate 2 analize de tip AC Sweep. Pentru prima analiză, semnalul AC se aplică ambelor intrări ale amplificatorului de instrumentație, astfel generând la ieșire valoarea tensiunii amplificate a semnalului de mod comun de la intrare. Pentru a doua analiză AC Sweep, semnalul AC se aplică ca semnal diferențial la intrările amplificatorului de instrumentație, astfel având la ieșire valoarea tensiunii amplificate a semnalului diferențial de la intrare. Pentru generarea graficului din figura 5.8 se împart datele din a doua rulare (amplificarea diferențială), la datele din prima rulare (amplificarea de mod comun), și se afișează rezultatul în dB. După cum se poate observa, INA cu amplificarea de 12.72 are un CMRR de peste 80 dB până la 100 Hz.

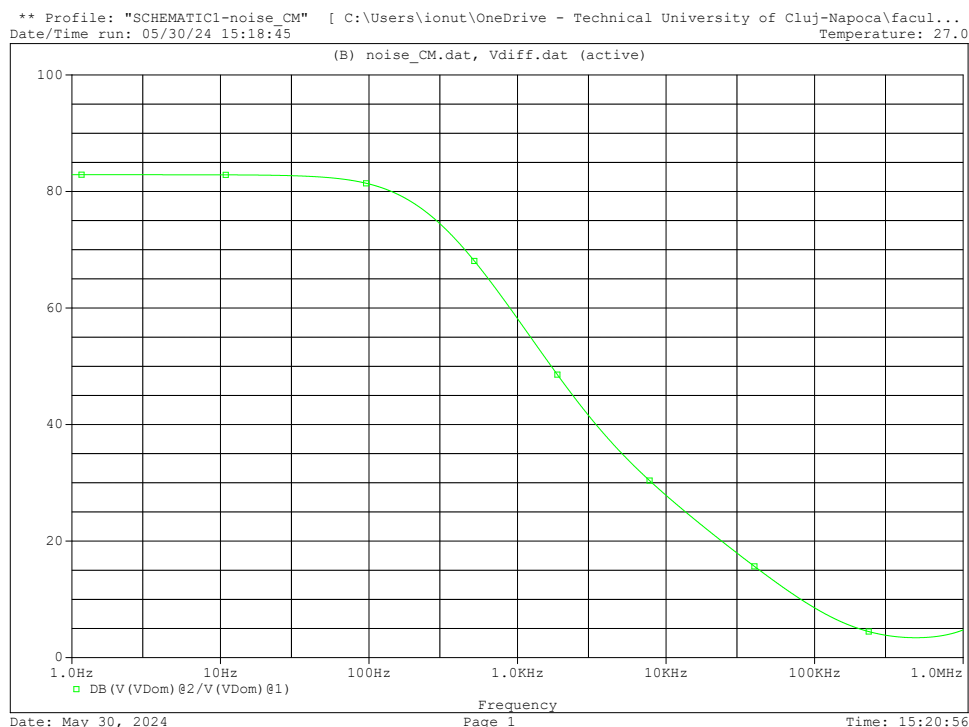


Figura 5.8: CMRR vs. frecvență, 11V, Gain=12.72



Figura 5.9: Caracteristica  $I_f(V_f)$  a LED-ului conform [10]

## Bibliografie

- [1] Warren Brayshaw, *Standard EIA Decade Resistor Values Table*, 2010, URL: [https://www.logwell.com/tech/components/resistor\\_values.html](https://www.logwell.com/tech/components/resistor_values.html).
- [2] Romul COPINDEAN, „Laborator Punți de Măsură - Măsurări în Electronică și Telecomunicații”, în (2023), pp. 5–7.
- [3] Analog Devices, „AD627 datasheet”, în (2013).
- [4] Analog Devices, „AD820 datasheet”, în (2011).
- [5] Analog Devices, *Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*, PRENTICE HALL, ISBN: 0-916550-20-6.
- [6] Laura IVANCIU Emilia ȘIPOȘ, *Dispozitive Electronice*, UTPRESS, ISBN: 978-606-737-576-3.
- [7] Infineon, „IRLML2502 datasheet”, în (2014).
- [8] CIT Relay și Switch, „J107F1CS1212VDC.80 datasheet”, în (2022).
- [9] RohmSemi, „Impedance Characteristics of Bypass Capacitor”, în (2020).
- [10] Osram Opto Semiconductors, „LED LG L29K datasheet”, în (2020).