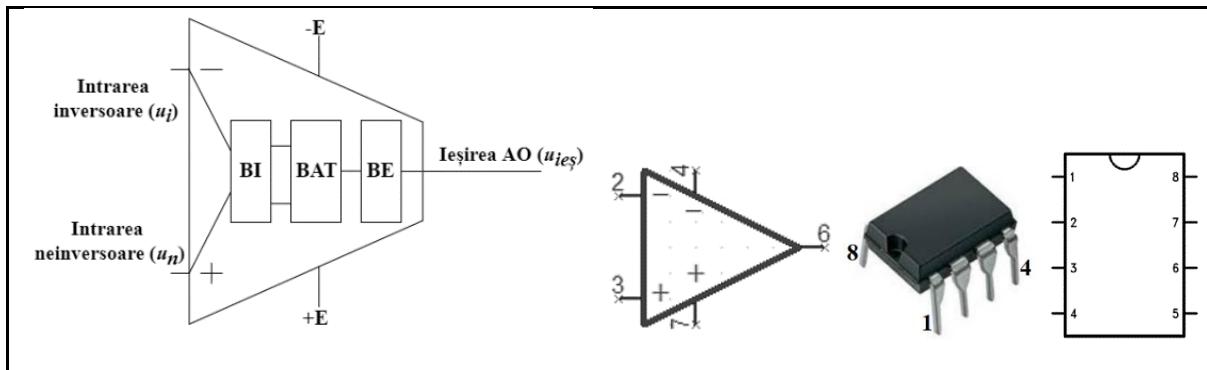


Material 5

1. CONDITIONAREA SEMNALELOR

Componenta electronică de bază în operațiunile de transformare a semnalelor este amplificatorul operațional (AO). În prezentul material ne propunem studierea AO la nivel de bloc funcțional, din punct de vedere al conectivității intrărilor și ieșirii în diverse configurații și din punct de vedere al utilizării acestor configurații în diverse aplicații de măsurare.

În imaginea următoare, sunt trecute în revistă câteva caracteristici fundamentale ale AO, pe exemplul popularului operațional de tipul μ A741. Astfel, structura AO prezintă trei etaje fundamentale: blocul de intrare (BI), blocul amplificator de tensiune (BAT) și blocul de ieșire (BE).



Amplificatorul operațional: structură, simbol de circuit și capsulă de tip DIP.

Blocul BI este, în esență, un amplificator diferențial cu impedanțe de intrare foarte mari, pe ambele intrări. Spre exemplu, AO de tip LM741 – TI (Texas Instruments) oferă o impedanță de intrare de aproximativ $2 M\Omega$. Prin urmare, curentii absorbiți de aceste intrări sunt extrem de mici (pentru LM741 tipic 80 nA și nu depășește 500 nA) ceea ce înseamnă că AO asigură o izolare foarte eficientă a circuitelor conectate la intrări, față de circuitele conectate la ieșire. Reținem faptul că intrările AO prezintă impedanțe foarte mari (în general de ordinul $M\Omega$) iar curentii absorbiți sunt mici (în general de ordinul zecilor de nA pentru amplificatoare de calitate medie către bună). *Blocul BAT* asigură amplificarea în tensiune, cu un câștig (sau Gain) foarte mare. Despre această amplificare, notată cu *A*, vom discuta corelat cu relația de funcționare a AO. *Blocul BE* prezintă impedanță de ieșire foarte mică, adică poate furniza sau absorbi de la sarcină un curent important fără a afecta forma tensiunii de ieșire. Pentru seria LM741, valoarea impedanței de ieșire este mai mică de 100Ω . În general curentul furnizat de AO la ieșire se situează în jurul valorii de 25 mA. Totuși, în practică nu este obligatoriu ca aceste tensiuni să fie simetrice. Seria de AO MCP60X produse de compania Microchip sunt alimentate în regim unipolar sau între valoarea +E și masă. Dacă alimentarea AO este bipolară, tensiunile de intrare (u_i și u_n) și ieșire (u_{ies}), pot fi atât pozitive cât și negative. Tensiunea de la ieșirea AO, u_{ies} , variază în același sens de creștere sau scădere cu tensiunea u_n , motiv pentru care intrarea respectivă se numește *neinversoare*. În schimb, tensiunea de ieșire variază în sens contrar cu tensiunea de intrare u_i , motiv pentru care intrarea corespunzătoare se numește *inversoare*. Alimentarea AO necesită un consum de curent redus, tipic mai mic de 10 mA. Valorile tensiunilor de alimentare $\pm E$ se încadrează în intervalul de $\pm 5 V$ până la $\pm 25 V$ (tipic $\pm 15 V$). Menționăm faptul că ieșirea AO nu poate să depășească în amplitudine intervalul de alimentare setat. Despre această restricție discutăm în paragrafele următoare, oferind și un exemplu concret.

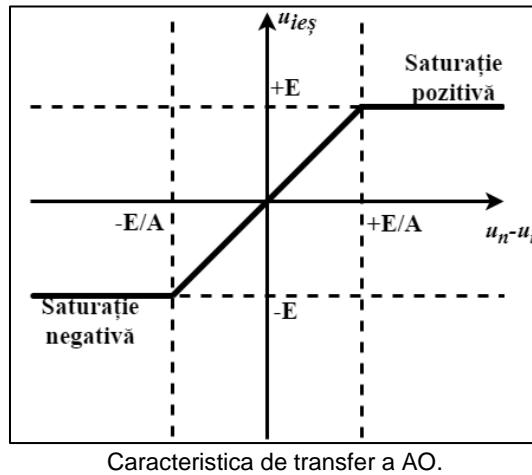
În imagine observăm simbolul de circuit și numerotarea pinilor AO. Un detaliu care trebuie specificat este acela că în anumite publicații sau programe de simulare, pinii de alimentare (numerotați cu 4 și 7) sunt reprezentați invers. Cu alte cuvinte, pinul 7, corespunzător tensiunii +E, este plasat lângă terminalul 2. Pinul 4, corespunzător tensiunii -E, este plasat lângă terminalul 3. Acest fapt nu trebuie să ne cauzeze dificultăți. Pentru funcționarea montajului suntem interesați în primul rând de conectarea corectă

a terminalelor. După cum precizam, tensiunea aplicată terminalului 2 apare la ieșire cu aspect inversat. Tensiunea aplicată terminalului 3 apare la ieșire cu aspect identic sau neinversat. Terminalul 6 reprezintă tensiunea de ieșire furnizată de AO. Observăm că reprezentarea schematică nu arată terminalele 1, 5 și 8. Terminalele 1 și 5 sunt ignorate în aplicațiile noastre. În practică, aceste terminale pot fi utilizate pentru corectarea aşa numitelor *erori de zero* sau de *offset*. În fine, terminalul 8 este neutilizat prin urmare acesta rămâne neconectat.

Rezumând, aceste caracteristici funcționale sunt prinse în ecuația fundamentală a AO descrisă prin relația (1). Tensiunea de ieșire u_{ies} reprezintă produsul între amplificarea în buclă deschisă A_o și diferența algebraică între tensiunile aplicate pe intrări. În modul de funcționare de tip buclă deschisă (open loop), ieșirea AO nu este conectată, de exemplu printr-un etaj rezistiv, împreună cu una din intrări. După cum vom observa, montajele pe care noi le vom proiecta funcționează în modul buclă închisă (closed loop). Revenind, în regim buclă deschisă, AO are amplificarea A_o foarte mare, teoretic infinită. Practic însă, valoarea tipică este $A_o = 500 \cdot 10^3$ (în tot cazul, $A_o \geq 50 \cdot 10^3$).

$$u_{ies} = A_o \cdot (u_n - u_i), \text{ în care } A_o \text{ este amplificarea AO în buclă deschisă.} \quad (1)$$

Aminteam de faptul că tensiunile de alimentare uzuale ale AO sunt la nivelul $\pm E = \pm 15 V$. Având în vedere relația (1) și tensiunile simetrice de alimentare, caracteristica de transfer a AO se prezintă ca în figura următoare.

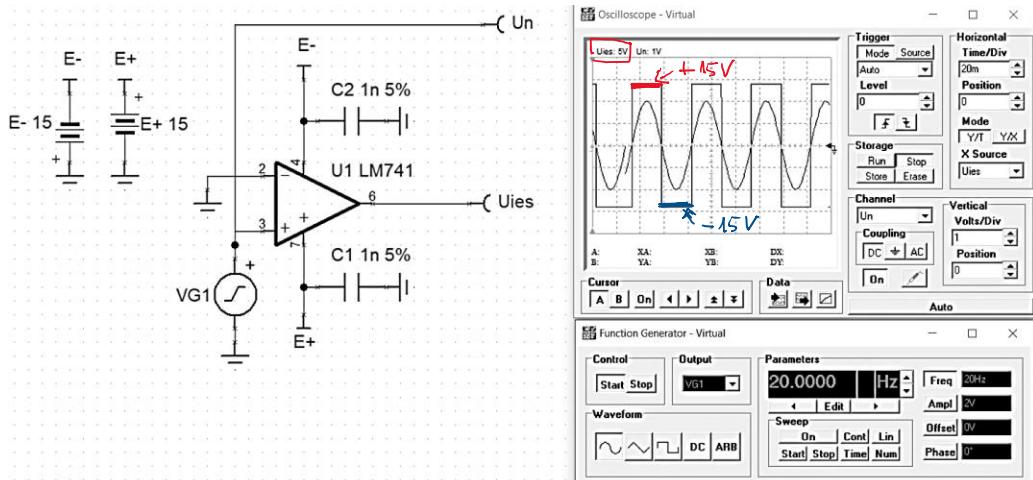


Caracteristica de transfer a AO.

Pentru claritate, să considerăm că AO este alimentat cu tensiunile $\pm E = \pm 15 V$ iar amplificarea în buclă deschisă are valoarea $A_o = 200 \cdot 10^3$. În aceste condiții, u_{ies} depinde linear de diferență $(u_n - u_i)$ doar pentru intervalul $(-\frac{E}{A_o}, +\frac{E}{A_o})$, adică pentru $(u_n - u_i) \in (-75, +75) \mu V$. Dacă $(u_n - u_i) > \frac{E}{A_o}$, tensiunea de ieșire se saturează pe nivelul $E = 15 V$ (în realitate, pe un nivel ușor mai mic). Dacă $(u_n - u_i) < -\frac{E}{A_o}$, ieșirea AO se saturează pe nivelul $E = -15 V$ (în realitate, pe un nivel ușor mai mare).

O aplicație imediată a acestei comportări, în regim buclă deschisă, a AO este detectorul de treceri prin zero, sugerat de montajul următor. În particular, dacă diferența este de formă sinusoidală (de exemplu, dacă se conectează intrarea inversoare la masă iar la intrarea neinversoare se aplică un semnal sinusoidal), detectorul de treceri prin zero realizează conversia semnal sinusoidal – semnal rectangular.

Generatorul de semnal este setat pe semnal sinusoidal de frecvență $f = 20 Hz$ și amplitudine $A = 2 V$ (conform setărilor dispozitivului VG1). Acest semnal este aplicat la intrarea neinversoare și este vizualizat pe ecranul osciloscopului prin intermediul sondei u_n . După cum se observă, setarea osciloscopului pentru acest canal este de $1 V/div$, astfel încât amplitudinea semnalului sinusoidal acoperă două diviziuni. Prin intermediul sondei u_{ies} vizualizăm semnalul având setarea de $5 V/div$. Observăm că amplitudinea semnalului de ieșire acoperă aproximativ trei diviziuni, limitarea fiind impusă prin intervalul tensiunilor de alimentare. Rezultatul este semnalul rectangular simetric, de amplitudine aproximativă $\pm E$.



Exemplificare a comportamentului în regim de buclă deschisă: convertorul sinus - rectangular.

În majoritatea aplicațiilor noastre, AO va avea o conexiune de tip buclă închisă prin care terminalul de ieșire va fi conectat la intrarea inversoare. Bucla (sau *feedback loop*) are ca efect apariția unei tensiuni de ieșire mult redusă în amplitudine și care este obținută prin intermediul amplificării $A \ll A_o$. Parametrul A se numește amplificarea în buclă închisă iar cât timp relația față de A_o se respectă, valoarea tensiunii de ieșire u_{ies} poate fi determinată prin intermediul unei analize simple și este puțin distorsionată. În plus, răspunsul în frecvență al AO este îmbunătățit. Observăm faptul că intervalul de dependență liniară al tensiunii de ieșire față de raportul între tensiunea de alimentare și amplificare, devine mult mai larg. Prin urmare o paletă mai largă de tensiuni pot fi aplicate la intrarea AO, fără ca acesta să intre în regim de saturare.

În momentul alegerii unui AO potrivit pentru aplicația noastră, trebuie să luăm în considerare doi parametri importanți. Primul este *factorul de rejetie a modului comun* (sau **Common Mode Rejection Ratio** – CMRR, pentru LM741 este tipic 95 dB). Al doilea parametru este *lățimea de bandă* (sau Bandwidth, pentru LM741 este tipic 1,5 MHz) a AO. Vom discuta suplimentar despre cei doi parametri însă pe scurt putem preciza următoarele. CMRR reprezintă proprietatea AO de reducere a interferențelor asupra semnalelor de măsurare conectate la pinii de intrare. Este vorba de acele perturbații de origine externă (datorate unor linii de înaltă tensiune, circuite de comutare de putere situate în proximitatea sistemului de măsură, câmpuri electrice sau magnetice, diferențe de conectare la masă a intrărilor etc.) care acționează simultan asupra ambelor intrări ale AO. Vom observa că AO dedicate aplicațiilor din zona militară sau medicală prezintă un factor CMRR de cel puțin 120 dB, ceea ce se reflectă și în prețul acestor componente. Lățimea de bandă este importantă în relație cu frecvența maximă prezentă în conținutul semnalelor de intrare. În practică este recomandat ca banda de frecvențe a AO să fie de cel puțin trei ori mai mare decât frecvența maximă din conținutul semnalelor de intrare.

Un alt parametru pe care îl întâlnim în aplicațiile cu AO este numit *current de polarizare* a intrărilor (sau I_B - Input Bias Current). Acest parametru reprezintă media curentilor absorbiți pe cele două intrări și pentru μA741 are o valoare tipică de aproximativ 80 nA. Un alt parametru important este currentul rezultat ca diferență între curentii absorbiți pe intrări. Iar acest parametru este *currentul de offset* (sau I_{os} - Input Offset Current) și are o valoare tipică de aproximativ 20 nA. Currentul I_B , dacă este semnificativ (de exemplu la nivel de sute de nA) va determina o cădere de tensiune pe rezistența de ieșire a sursei de semnal conectată la terminalul AO. Astfel apare o eroare între nivelul teoretic al tensiunii generate de sursă și ceea ce terminalul AO primește. Această diferență de nivel se regăsește pe rezistența de ieșire a sursei de semnal. Situația poate fi neplăcută pentru aplicații extrem de pretențioase din punct de vedere al cerințelor de acuratețe. Astfel, o eroare de nivelul mV poate ajunge ca la ieșirea AO, prin amplificarea A , să cauzeze efecte nedorite. Suplimentar, I_B poate circula și pe bucla de reacție negativă (dacă intrările AO sunt conectate la masă) determinând o cădere de tensiune pe rezistența aferentă buclei, ceea ce introduce o tensiune de decalaj la intrarea amplificatorului. O modalitate practică de îmbunătățire a efectelor currentului I_B este reprezentată de un circuit de condiționare de tip repotor (sau *Voltage Follower*) cu rezistență pe bucla de reacție negativă.

Pe lângă acești parametri care descriu curenții prezenți în montajele practice, trebuie să fim atenți și la specificația tensiunii de dezechilibru (sau *Offset Voltage*). Teoretic, tensiunea de ieșire a AO este nulă dacă intrările sunt conectate la același potențial (de exemplu dacă ambele intrări sunt conectate la masă). În practică nu este chiar așa, un voltaj pozitiv sau negativ, de nivelul mV , existând la ieșire. Desigur, acesta poate fi compensat prin aplicarea unei tensiuni de compensare între intrările AO.

În urma definirii conceptelor cu privire la amplificarea în bucla deschisă și cea în bucla închisă, revenim la discuția despre factorul CMRR. În mod ideal, AO este un diferențial pur și, conform relației (1), amplifică doar diferența semnalelor de intrare, $(u_n - u_i)$. Realitatea este că datorită asimetriei inherente din etajul de intrare al AO, acesta amplifică (e adevărat, mult mai puțin) și semnalul de mod comun, $(u_n + u_i)/2$, definit ca media semnalelor de intrare. Astfel, considerând semnalul diferențial nul $(u_n - u_i) = 0$, se definește amplificarea de mod comun, A_{mc} , prin relația (2). Ideal, $A_{mc} = 0$. În logica relației (2), amplificarea din relația (1) poate fi numită amplificarea diferențială $A_d = A_o$.

$$u_{ies} = A_{mc} \cdot \left(\frac{u_n + u_i}{2} \right) \quad (2)$$

Măsura în care AO reușește să elimine semnalele de mod comun este reflectată de raportul A_d/A_{mc} . Considerând valorile tipice $A_d = 200 \cdot 10^3$ și $A_{mc} = 20$, rezultă $A_d/A_{mc} = 10 \cdot 10^3$. Pentru a nu se lucra cu rapoarte de valori mari, s-a ales definirea CMRR cu ajutorul logaritmului zecimal, rezultatul fiind exprimat în decibeli astfel:

$$CMRR_{dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{A_d}{A_{mc}} \right|. \quad (3)$$

Astfel, pentru valorile tipice considerate mai sus, ar rezulta $CMRR = 80 dB$. Pentru AO de tipul μA741, valorile tipice sunt în jurul a $90 dB$.

Idealizarea AO permite analiza simplificată a schemelor electronice în care întâlnim acest dispozitiv. AO prezintă următoarele caracteristici ideale:

- *Amplificarea diferențială* A_d este teoretic infinită;
- *Amplificarea de mod comun* A_{mc} este teoretic nulă;
- *Intrările AO se află la același potențial*. Din relația (1) rezultă că u_{ies} are valoare finită doar dacă diferența $(u_n - u_i) = 0$;
- *Impedanța de intrare* este teoretic infinită, atât pentru modul comun cât și pentru cel diferențial, rezultând faptul că AO ideal nu permite circulația curenților pe cele două intrări;
- *Impedanța de ieșire*, în regim de funcționare cu buclă deschisă, este teoretic nulă;
- *Tensiunea de ieșire* este teoretic nulă dacă cele două intrări sunt conectate la același potențial;
- *Tensiunea de ieșire* se poate modifica instantaneu. Această caracteristică a AO ideal are o corespondență în realitate. *Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire* (sau SR - Slew Rate) este limitată. Parametrul SR limitează amplitudinea tensiunii de ieșire la o anumită frecvență.

[EEVblog #600 - OpAmps Tutorial - What is an Operational Amplifier?](#)

[EEVblog #479 - Opamp Input Bias Current](#)

[EEVblog #528 - Opamp Input Noise Voltage Tutorial](#)

2. APLICATII.

① Pentru un AO, stim că $A_d = 140 \cdot 10^3$ și $CMRR = 90 \text{ dB}$.

$$A_{MC} = ?$$

A_{MC} - amplificare mod comun

A_d - amplificare diferențială

A_o - amplificare în regim open-loop

$$CMRR = 20 \cdot \log \left| \frac{A_d}{A_{MC}} \right| = 90 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 90 = 20 \cdot \log \left| \frac{140 \cdot 10^3}{A_{MC}} \right| \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 4,5 = \log \left| \frac{140 \cdot 10^3}{A_{MC}} \right| \Rightarrow 10^{4,5} =$$

$$= \left| \frac{140 \cdot 10^3}{A_{MC}} \right| \Rightarrow 31623 \approx \left| \frac{140 \cdot 10^3}{A_{MC}} \right| \Rightarrow$$

$$\Rightarrow A_{MC} \approx 4,43 \text{ (factor amplificare zgomot)}$$

② Pentru un AO, $A_o = 50 \cdot 10^3$ și la intrări se aplică un semnal de mod comun de amplitudine $A_{in} = 3V$. La ieșirea AO se măsoară un semnal de aproximativ $U_{ies} = 100mV$. $A_{MC} = ?$

$$CMRR = ?$$

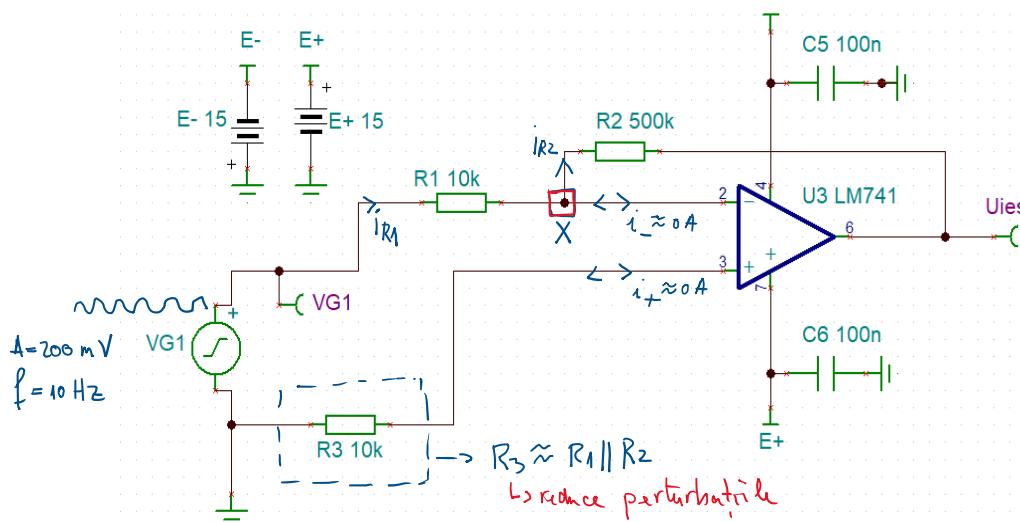
$$U_{ies} = A_{MC} \left| \left(\frac{U_n + U_i}{2} \right) \right| \Rightarrow 100mV = A_{MC} \cdot 3V \Rightarrow A_{MC} \approx 0,03 \text{ și } CMRR = 20 \log \left| \frac{50 \cdot 10^3}{0,03} \right|$$

$$\Rightarrow CMRR \approx 124 \text{ dB}$$

Semnalul de mod comun dă rezultat diferențial $(U_n - U_i) = 0$

$$U_{ies} = A_d (U_n - U_i) + A_{MC} \left(\frac{U_n + U_i}{2} \right), \text{ cu ideea că } A_{MC} \text{ este căt mai mic, deci CMRR căt mai mare.}$$

③ La intrare \rightarrow semnal sinusoidal, $A = 200mV$, $f = 10 \text{ Hz}$. Un multimetru setat pe modul de măsurare AC este conectat la ieșire. Prezentati valoarea măsurată de operant.



$$i_{R1} = \frac{VG1 - Vx}{R1} \rightarrow 0$$

$$i_{R2} = \frac{Vx - U_{ies}}{R2}$$

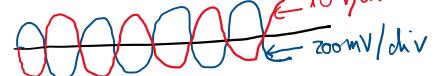
$$i_{R1} = i_{R2} \Rightarrow \frac{VG1 - Vx}{R1} = - \frac{U_{ies}}{R2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow U_{ies} = - \frac{R2}{R1} \cdot VG1$$

confiră \hookrightarrow amplificarea în inversare. \hookrightarrow amplificarea în closed-loop de intrare

$$\frac{R2}{R1} = \frac{500 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 50$$

$$A_{in} = 200 \text{ mV} \Rightarrow U_{ies} \approx 10 \text{ V}$$

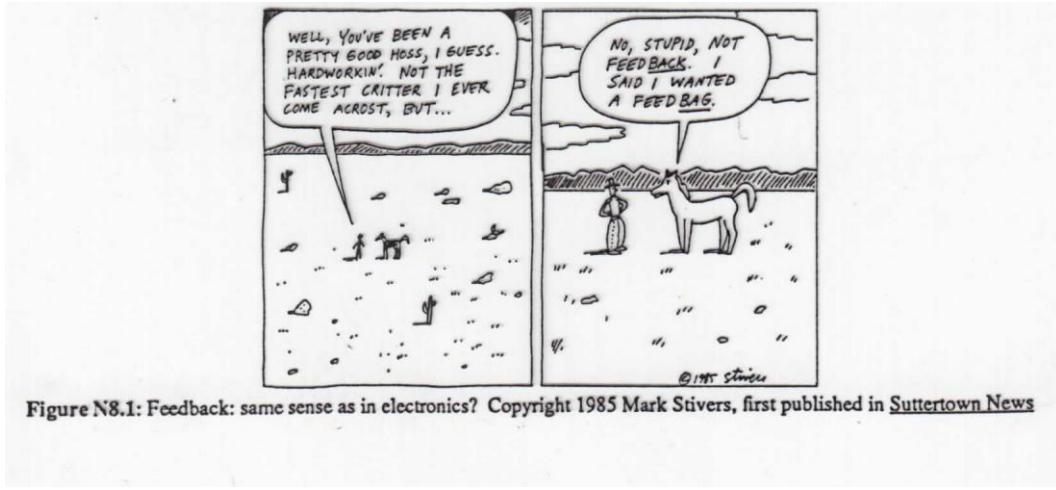


$$\text{DMM - prezintă } X_{\text{rms}} = \frac{A}{\sqrt{2}} \text{ (pt. sim) } \approx 7.09 \text{ V}$$

$$\delta = 1\% \cdot 7.09 \text{ V} + 3 \cdot 0.01 \text{ V} = \pm 0.1 \text{ V}, X_m = (7.1 \pm 0.1) \text{ V}$$

Electrical Specifications

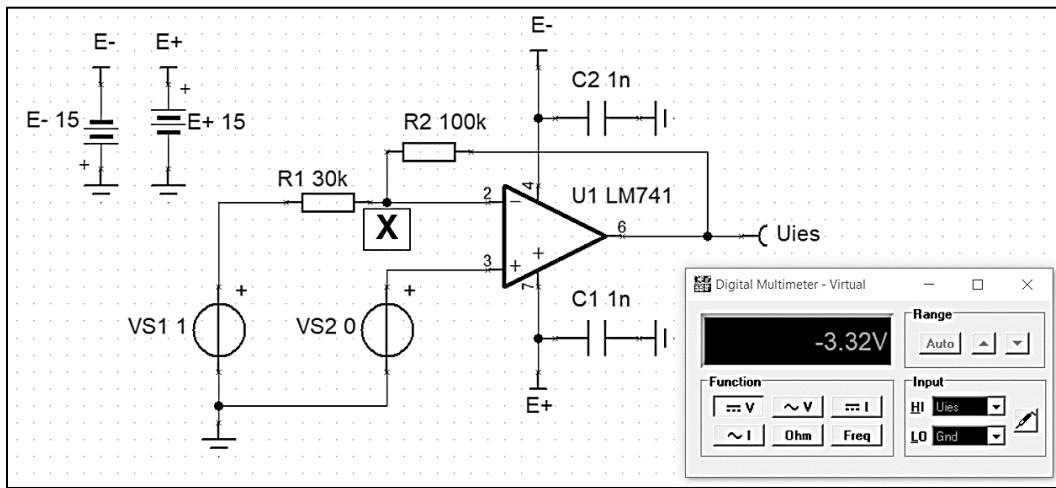
Function	Range ^[1]	Resolution	Accuracy \pm [% of Reading] + [Counts]		
			175	177	179
AC Volts ^{[2][3]}	600.0 mV	0.1 mV	1.0 % + 3 (45 Hz to 500 Hz)	1.0 % + 3 (45 Hz to 500 Hz)	1.0 % + 3 (45 Hz to 500 Hz)
	6.000 V	0.001 V			
	60.00 V	0.01 V			
	600.0 V	0.1 V			
	1000 V	1 V	2.0 % + 3 (500 Hz to 1 kHz)	2.0 % + 3 (500 Hz to 1 kHz)	2.0 % + 3 (500 Hz to 1 kHz)



(4)

În montajul de mai jos, AO este conectat în regim de funcționare în buclă închisă iar la intrările sale sunt conectate sursele de tensiune continuă VS1 și VS2.

a) Care este valoarea tensiunii de ieșire u_{ies} , dacă $VS1 = 1V$ și $VS2 = 0V$?



Aplicând regulile de analiză prezentate anterior, potențialul la ambele intrări ale AO este 0 V iar curenți absorbiți de către intrări sunt nuli. Cu alte cuvinte, curentul generat de sursa VS1 trece prin rezistență R_1 iar apoi mai departe prin bucla de reacție negativă, prin R_2 . Relativ la nodul notat cu X (numit și punct de masă virtuală) putem scrie relațiile curenților prin ramuri.

$$\frac{VS1 - VS2}{R_1} = \frac{VS2 - u_{ies}}{R_2} \xrightarrow{VS2=0V} u_{ies} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot VS1 \cong -3,3V \rightarrow \text{amplificator în regim inversor.}$$

Prin alegerea componentelor R_1 și R_2 putem regla amplificarea dorită. În practică, din motive care țin de limitarea efectelor negative ale curentilor de intrare, sursa $VS2$ se înlocuiește cu o rezistență de valoarea echivalentă $R_1 \parallel R_2$.

b) Care este valoarea tensiunii de ieșire u_{ies} , dacă $VS1 = 1V$ și $VS2 = 3V$?

Aplicând aceleasi relații vom obține $u_{ies} \cong 9,7V$.

c) Dacă $VS1 = 1V$, care este intervalul de tensiune pentru $VS2$, astfel încât AO să funcționeze în regim liniar (sau să nu intre în limitare)?

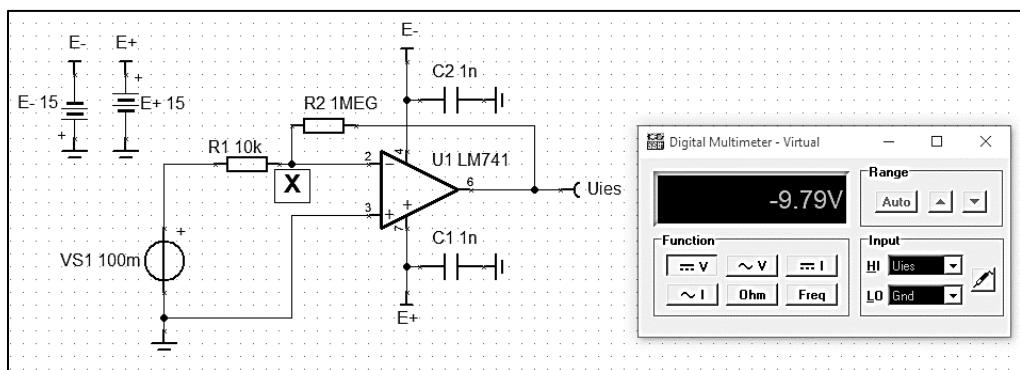
Stim că AO este alimentat cu tensiunile $\pm E = \pm 15V$ și că tensiunea u_{ies} nu poate să depășească acest interval. Putem presupune la limită că $u_{ies} = +15V$, iar apoi că $u_{ies} = -15V$. Pentru fiecare caz, cu ajutorul relațiilor anterioare, putem calcula valoarea $VS2$. Astfel, $VS2 \in (-2,7, +4,2)V$.

$$\begin{aligned} &\text{Fix } u_{ies} = +15V, \text{ la limită. } V_x = VS_2 \text{ conform regulilor de analiză. Astfel } \frac{VS1 - VS2}{R_1} = \frac{VS2 - u_{ies}}{R_2} \xrightarrow{u_{ies}=15V} \\ &\Rightarrow R_2 VS1 - R_2 VS2 = R_1 VS2 - R_1 u_{ies} \Rightarrow R_2 VS1 + R_1 u_{ies} = VS2(R_1 + R_2) \Rightarrow VS2 = \frac{R_2 VS1 + R_1 u_{ies}}{R_1 + R_2} \Rightarrow \\ &\Rightarrow VS2 = \frac{100k\Omega \cdot 1V + 30k\Omega \cdot 15V}{130k\Omega} \cong 4,2V. \end{aligned}$$

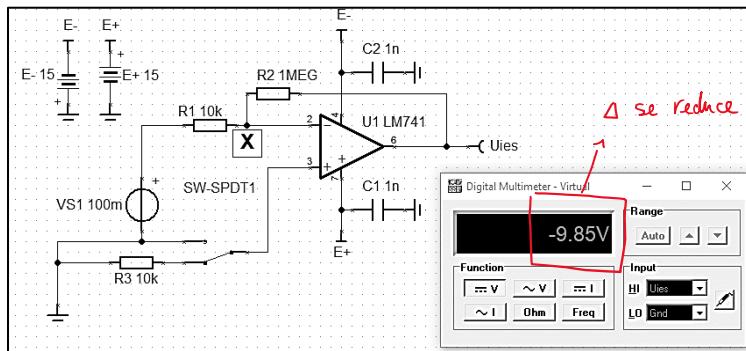
Similar pentru $u_{ies} = -15V$.

(5)

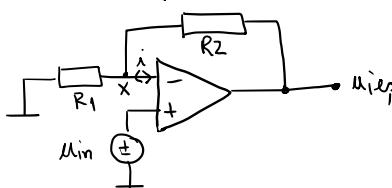
Amplificatorul din imaginea următoare prezintă un curent de polarizare a intrărilor cu valoarea teoretică de $80nA$ (la $25^\circ C$). Determinați amplificarea în buclă închisă și tensiunea de offset sau dezechilibru cauzată de prezența acestui curent. Propuneți o metodă viabilă pentru a reduce acest efect.



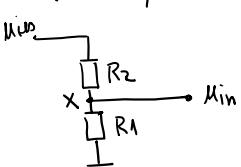
Amplificatorul este de tip inversor, fără rezistor conectat între pinul 3 și masa. Amplificarea $A = \frac{R_2}{R_1} = 100$. $VS1 = 100mV$ tensiune de intrare $\Rightarrow u_{ies} \cong -10V$ (rezultat aflat în zona de funcționare liniară, lucrăm cu tensiuni continue). Conform simulării $u_{ies} \cong -9,79V$, deci $\Delta = -9,79V + 10V = 210mV$. Părtăță faptului că apar un curent de $80nA$ (curent de polarizare, deosebă anterior). Pentru minimizarea efectelor acestui curent de polarizare vom conecta o rezistență pe intrarea noninversoare. Valoarea recomandată este $R_3 \cong R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cong 10k\Omega$.



⑥ AO în regim closed-loop, învățător.



$$u_{in} \approx u_x, i_- \approx 0A, i_+ \approx 0A.$$

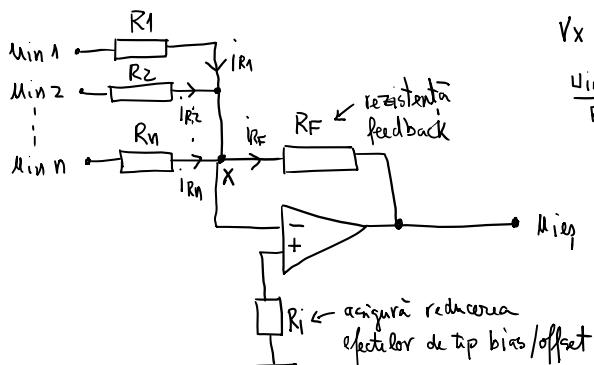


$$u_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{ies} \Rightarrow \frac{u_{in}(R_1 + R_2)}{R_1} = u_{ies} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow u_{ies} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_{in}.$$

amplificarea în buclă închisă $A = \frac{u_{ies}}{u_{in}}$, reglabilă din raportul R_2/R_1 .

AO în regim closed-loop, sumator



$$u_x \approx GND, i_- \approx 0A, i_+ \approx 0A$$

$$\frac{u_{in1}}{R_1} + \frac{u_{in2}}{R_2} + \dots + \frac{u_{inN}}{R_N} = \frac{u_x - u_{ies}}{R_F} = -\frac{u_{ies}}{R_F}$$

$$\text{Dacă } R_1 = R_2 = \dots = R_N = R \Rightarrow u_{ies} = -\frac{R_F}{R} (u_{in1} + \dots + u_{inN})$$

$$\text{Dacă } R_F = R \Rightarrow u_{ies} = -(u_{in1} + u_{in2} + \dots + u_{inN})$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel \dots \parallel R_N \parallel R_F$$

$$\text{Dacă avem rezistențe diferențiale} \Rightarrow u_{ies} = -\left(\frac{R_F}{R_1} \cdot u_{in1} + \frac{R_F}{R_2} \cdot u_{in2} + \dots\right)$$

ponderare în funcție de curenții dorini.

Ex. Dacă la ieșire nu obținem media intrărilor.

$$R_1 = R_2 = \dots = R_N = R \text{ și } \frac{R_F}{R} = \frac{1}{n}, \text{ unde } n \text{ este numărul de intrări.}$$

$$\text{Fie } n=3 \Rightarrow R \approx 10k\Omega \text{ (alegeră noastră)}$$

$$R_F \approx 3,3k\Omega$$

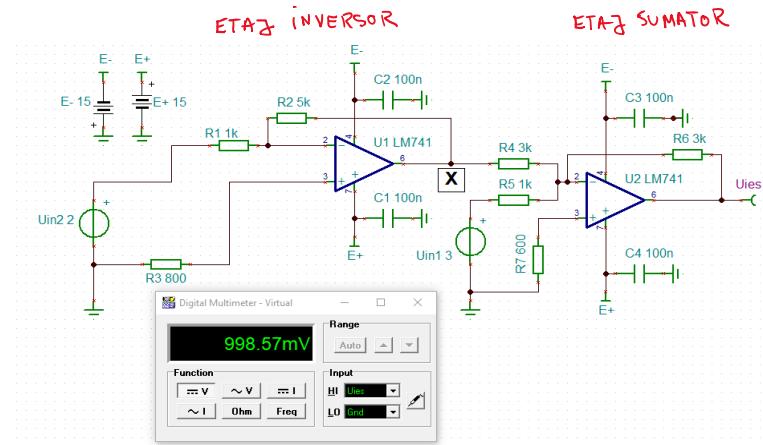
$$R_i \approx 1,6k\Omega$$

Vom utiliza un sumator și un învățător, pentru a implementa calculul $u_{ies} = 5 \cdot u_{in2} - 3 \cdot u_{in1}$, unde u_{in1} și u_{in2} sunt 2 surse de tensiune continuă de valori positive.

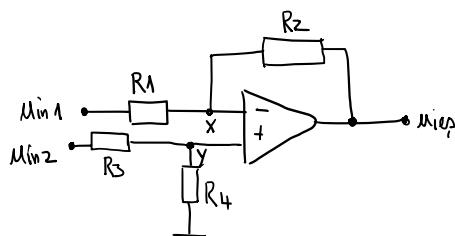
$$\text{Inversor: } u_x = -\frac{R_2}{R_1} (u_{in2}) = -5 \cdot u_{in2} = -10 \text{ pentru } u_{in2} = 2V.$$

$$\text{Sumator: } u_{ies} = -\left(\frac{R_6}{R_4} \cdot u_x + \frac{R_6}{R_5} \cdot u_{in1}\right) = -\left(u_x + 3 \cdot u_{in1}\right) = -\underbrace{u_x}_{u_x = -5u_{in2}} - 3 \cdot u_{in1} = 5u_{in2} - 3u_{in1}$$

$$u_{ies} = 10V - 9V \approx 1V, \text{ iar } R_3 \approx 900\Omega \left(R_2 \parallel R_1\right) \text{ și } R_7 \approx 600\Omega \left(R_6 \parallel R_4 \parallel R_5\right)$$



AO în regim diferențial



$$U_{Y_1} = M_{in1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad U_{Y_2} = M_{in2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Pe ramaura de sus aplicăm analiza clasică tipând cont de faptul că $U_{Y_1} = U_{Y_2}$.

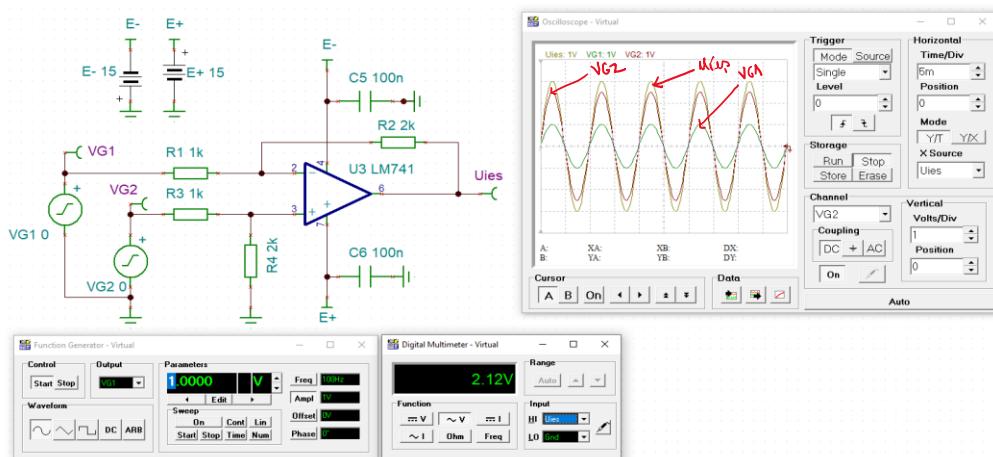
$$\frac{M_{in1} - U_{Y_1}}{R_1} = \frac{M_{in2} - U_{Y_2}}{R_2} \Rightarrow \frac{M_{in1} - M_{in2}}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{M_{in2} \cdot R_4}{R_3 + R_4} - M_{in1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Pentru simplificarea calculelor putem seta $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$, $R_4 = 2k\Omega$, $R_3 = 1k\Omega$, $R_2 = 2k\Omega$, $R_1 = 1k\Omega$

$$\text{Astfel } \frac{M_{in1} - M_{in2} \cdot 0,67}{1k\Omega} = \frac{M_{in2} \cdot 0,67 - U_{Y_1}}{2k\Omega} \Rightarrow \\ \Rightarrow M_{Y_1} = - \frac{2k\Omega}{1k\Omega} (M_{in1} - M_{in2} \cdot 0,67) + M_{in2} \cdot 0,67 \approx -2U_{in1} + 2U_{in2} \Rightarrow \\ \Rightarrow U_{Y_1} = 2(M_{in2} - M_{in1}) \text{ sau } \frac{R_2}{R_1} (M_{in2} - M_{in1})$$

În dacă $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R \Rightarrow M_{Y_1} = M_{in2} - M_{in1}$, deci exact diferența intrărilor.

Ex: 2 semnale sinusoidale la intrare, VG1 - amplitudine $A_1 = 1V$, VG2 - amplitudine $A_2 = 2.5V$.



$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = 2$$

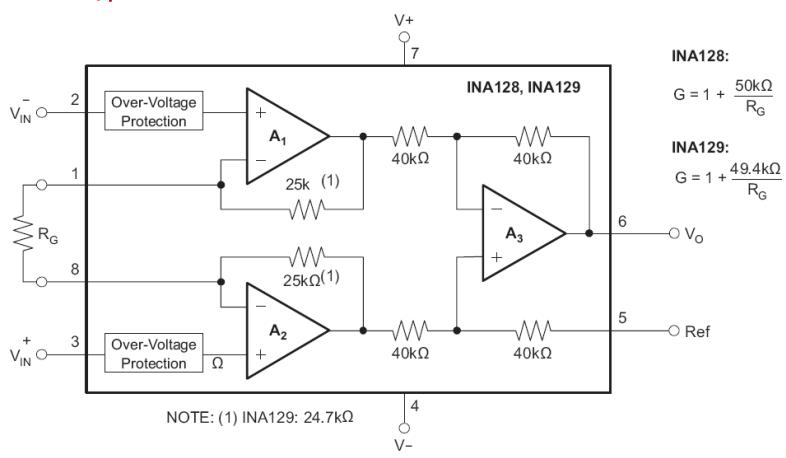
$$M_{Y_1} = 2(2.5V - 1V) \approx 3V.$$

$M_{Y_{rms}} \approx 2.13V$ < valoarea efectivă prezentată de DMM.

Dacă $A_2 < A_1$, ieșirea este un semnal sinusoidal, în oglindă față de semnalele de intrare.

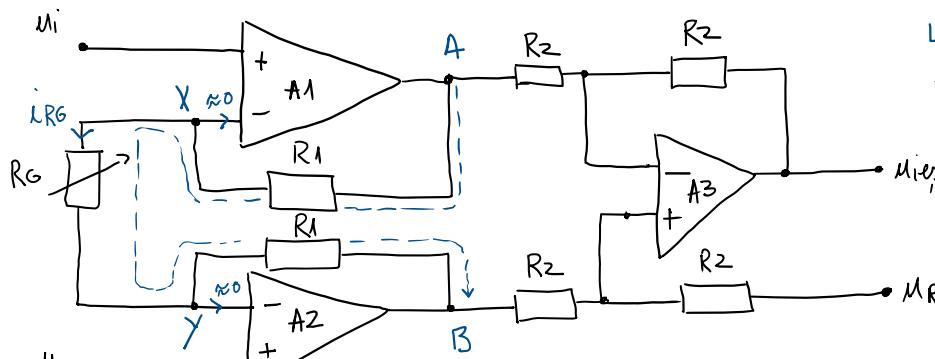
⑦ Amplificatorul de măsură (sau amplificatorul de instrumentație / amplificatorul instrumental)

EX. Modelul TI INA12X



De ce utilizăm amplificatorul de instrumentație în aplicații care necesită mare acuratețe?

- oferă amplificare liniară și stabilită, cu un factor de 1 - 1000;
- impedanță de intrare foarte mare (ex: LM741 ≈ 6MΩ vs. INA12X ≈ 10⁴MΩ // 2pF)
- CMRR ≈ 95dB vs. INA12X ≈ 125dB, dacă G=100;
- impedanță mică de ieșire astfel încât poate furniza curenti mari dacă este nevoie;
- R_G permite reglarea dinamică a amplificării.



La nodul A

$$u_A = u_i \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_G}\right) \quad \leftarrow \text{relația AO inversor}$$

La nodul B

$$u_B = u_n \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_G}\right)$$

$$i_{RG} = \frac{u_A - u_B}{R_G + 2 \cdot R_1}, \text{ deci}$$

intrările nu absorb curent, i_{RG} circulă pe segmentul A → RG și 2 · R₁ → B.

Dacă A și B sunt intrări ale A₃ conectate în regim diferențial.

$$\text{stîm că } u_X \approx u_i \text{ și că } u_Y \approx u_n \text{ însă } i_{RG} = \frac{u_X - u_Y}{R_G} = \frac{u_i - u_n}{R_G}, \text{ dar } i_{RG} = \frac{u_A - u_B}{R_G + 2 \cdot R_1} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{u_i - u_n}{R_G} = \frac{u_A - u_B}{R_G + 2 \cdot R_1} \Rightarrow u_i - u_n = \frac{R_G}{R_G + 2 \cdot R_1} \cdot (u_A - u_B) \quad \text{ sau } u_A - u_B = \frac{R_G + 2 \cdot R_1}{R_G} \cdot (u_i - u_n) = \\ = (u_i - u_n) \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_G}\right)$$

$u_{ies} = (u_B - u_A) \leftarrow$ rezistențele A₃ conectat în regim diferențial sunt egale conform foilei catalog.

$$u_{ies} = (u_n - u_i) \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_G}\right) = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \text{ pentru INA28 de exemplu.}$$

Ex: Fie $u_i = 2\text{mV}$ și $u_n = 5\text{mV}$, $R_G = 50 \Rightarrow A \approx 1000$. $u_{ies} \approx (5\text{mV} - 2\text{mV}) \cdot 1000 \approx 3\text{V}$. Observați problemele

dacă amplificare pentru semnale de mică amplitudine în cazul A₃ de uz general.

