

## CIRCUITE LINIARE

### Noțiunea de amplificator operațional

Proprietățile

$$u_o = A(u^+ - u^-). \quad (1.1)$$

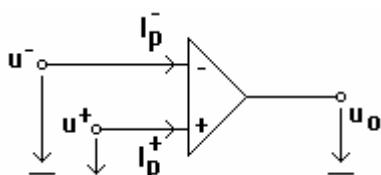


Figura 1.1: Simbolul AO

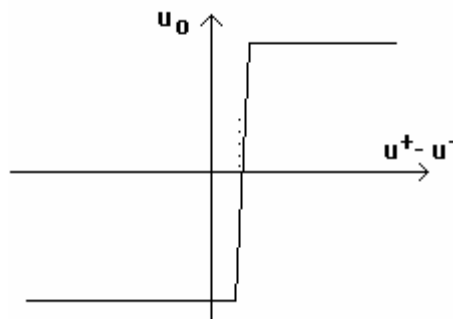


Figura 1.2: Caracteristica statică a AO

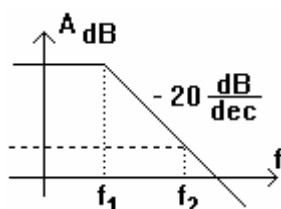


Figura 1.3: Caracteristica de frecvență a AO compensat intern

Abaterile de la modelul ideal

- curenții de polarizare sînt nenuli, cu valori între 0,1 pA și 500 nA, și variază cu temperatura;
- valorile uzuale pentru amplificarea: 10.000 - 200.000;
- intrarea este afectată de o tensiune de decalaj (offset), de 1-10 mV, variabilă cu temperatura;
- rejecția modului comun (-60 -100 dB);
- impedanța de ieșire este de ordinul zecilor de ohmi;
- impedanța de intrare diferențială este de ordinul Mohmi sau mai mare;
- banda de frecvențe, AO compensate intern, pol dominant ( $f_l = 5-10$  Hz), stabilitate;
- slew-rate = 0,5 - 20V/ $\mu$ s;
- excursia tensiunii de ieșire;
- curentul de ieșire mărginit;
- rejecția tensiunii de alimentare (sensibilitate tipică 10  $\mu$ V/V).

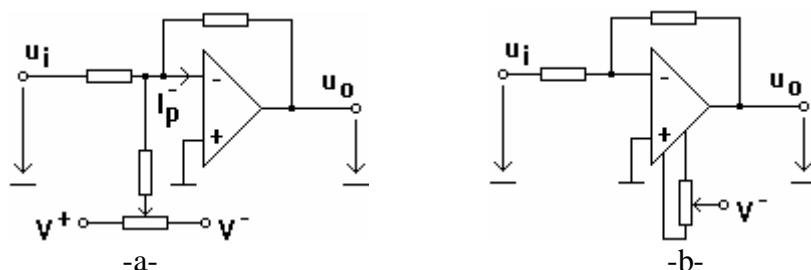


Figura 1.4: Circuite de compensare reglabilă a tensiunii de decalaj și a curenților de polarizare

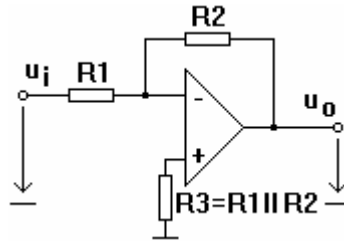


Figura 1.5: Circuit cu rezistențe fixe, alese pentru ipoteza curenților de polarizare egali

Reglaj de nul;

Reglaj de amplificare;

Caracteristica de frecvență (componente externe, deplasarea polului).

$$f_2 = f_1 \cdot \frac{A}{A_u}, \quad (1.2)$$

### Amplificatorul inversor

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.3)$$

Impedanța de intrare, impedanța de ieșire, banda, caracteristica intrare – ieșire, potențialele intrărilor.

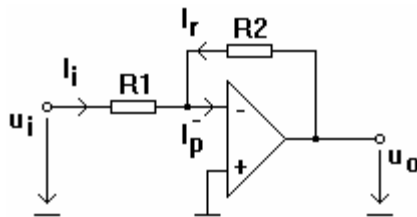


Figura 1.6: Amplificator inversor

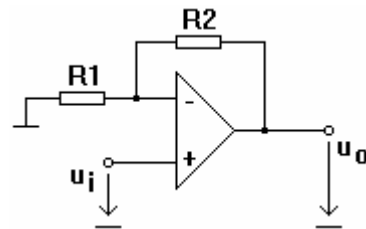


Figura 1.7: Amplificator neinversor

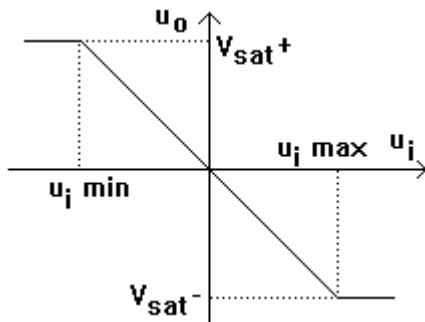


Figura 1.8: Caracteristica inversorului

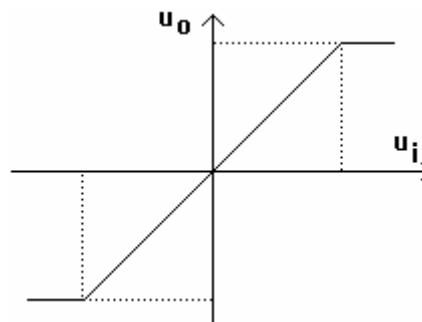


Figura 1.9: Caracteristica neinversorului

**Proiectarea circuitului:** numărul ecuațiilor, alte restricții.

- curentul generat de ieșirea AO (sau absorbit în ieșire), valoarea maximă;
- curentul care circulă prin  $R_1$  și  $R_2$ , valoare minimă;
- impedanța echivalentă care se vede în nodul intrării inversoare (perturbații);
- impedanța de intrare poate avea o valoare impusă sau numai să fie limitată inferior;
- puterea disipată pe rezistoare.

Datele de intrare uzuale:

- amplificarea, gama tensiunilor de intrare și excursia maximă a tensiunii de ieșire (2 din 3);
- impedanța de intrare;
- banda (de amplificare constantă);
- curentul maxim cerut la ieșirea amplificatorului;
- viteza maximă de variație a ieșirii;
- eroarea maximă admisibilă.

**Amplificatorul neinvertor**

impedanță de intrare mare:  $Z_i = Z_d(1 + T)$

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \tag{1.4}$$

**Sumator inversor**

$$u_o = -R(u_1 / R_1 + u_2 / R_2 + u_3 / R_3). \tag{1.5}$$

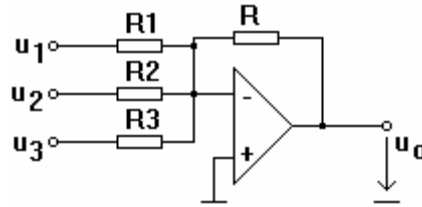


Figura 1.10: Sumator inversor

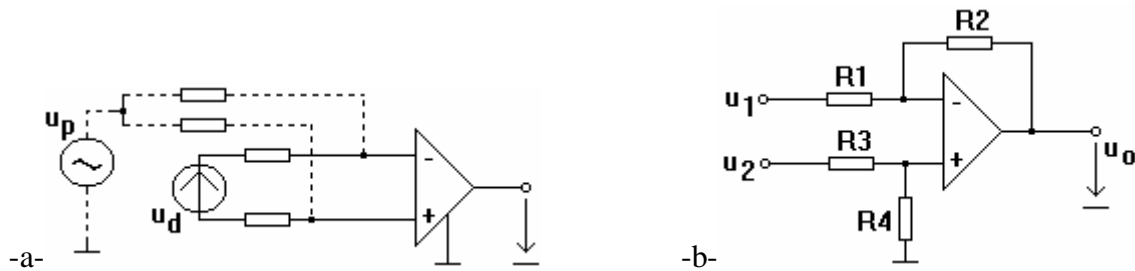


Figura 1.11: Amplificator scăzător, pentru eliminarea componentei medii

**Amplificatorul scăzător** semnalul util este cules diferențial, semnalul perturbator (mod comun)

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot u_2. \tag{1.6}$$

Cu schimbarea de variabile:

$$u_m = \frac{u_1 + u_2}{2} \tag{1.7a}$$

$$u_d = u_2 - u_1 \tag{1.7b}$$

$$u_o = u_m \left( -\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) + \frac{u_d}{2} \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right). \tag{1.8}$$

Condiția  $u_m$  coeficientul în (1.8):

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3 \tag{1.9}$$

Amplificarea diferențială: 
$$u_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot (u_2 - u_1). \tag{1.10}$$

Domeniul valorilor admisibile la intrare:

- ieșirea nu trebuie să depășească tensiunea de saturație (presupunem saturații simetrice)

$$|A(u_2 - u_1)| < V_{sat}$$

- nici una din intrările amplificatorului operațional nu trebuie să depășească tensiunea de alimentare (pe care o aproximăm tot cu tensiunea de saturație a ieșirii)

$$\left| \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_2 \right| < V_{sat}.$$

Utilizarea principală: amplificator al semnalului de la traductoare diferențiale.

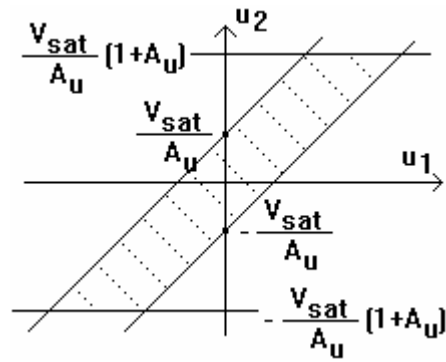


Figura 1.12: Domeniul tensiunilor de intrare admisibile pentru amplificatorul scăzător

Evaluarea erorii produse la ieșire de către semnalul de mod comun: rejecția modestă a modului comun de către AO de bază și nerespectarea relației de proiectare (1.9).

Dispersia relativă a rezistențelor:  $d$  față de valoarea nominală.

Coefficientul lui  $u_m$  din ecuația (1.8) (situația cea mai defavorabilă):

$$u_o = A_u \cdot u_d + 4d \cdot \frac{A_u}{1 + A_u} \cdot u_m. \quad (1.11)$$

Exemplu:  $A_u = 10$ ,  $u_d = 10\text{mV}$ ,  $u_m = 1\text{V}$  și  $d = 1\%$ .

Componentă utilă de  $100\text{mV}$  și componentă parazită de  $37\text{mV}$ .

Reglarea, amplificarea în două trepte.

### Amplificatorul de instrumentație

Intrările simetrice, impedanță mare.

Rejecția totală a modului comun: condiția (1.9) și

$$R_5 = R_6. \quad (1.12)$$

Tensiunile produse de cele două amplificatoare de la intrare:

$$u_3 = u_1 \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_7}\right) - u_2 \cdot \frac{R_5}{R_7}, \quad (1.13)$$

$$u_4 = u_2 \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_7}\right) - u_1 \cdot \frac{R_5}{R_7}. \quad (1.14)$$

Tensiunea de ieșire:

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_5}{R_7}\right) (u_2 - u_1). \quad (1.15)$$

Ortogonalitatea reglajelor.

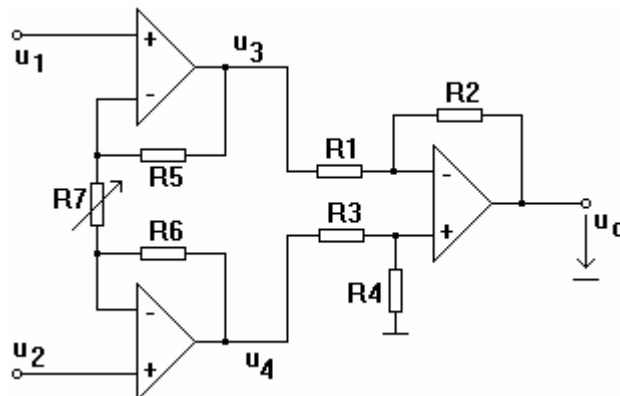


Figura 1.13: Amplificatorul de instrumentație

### Integratorul inversor

Funcția de transfer:

$$H(s) = -\frac{1}{sRC}. \quad (1.16)$$

Defazaj constant ( $-90$  grade), caracteristica amplificare-frecvență, frecvența de tăiere:

$$f_t = \frac{1}{2pRC} \tag{1.17}$$

Ecuția de definiție: 
$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_i(t) dt + u_o(0) \tag{1.18}$$

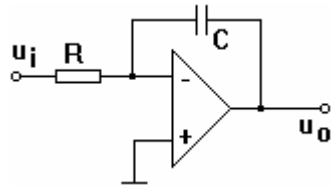


Figura 1.14: Integrator

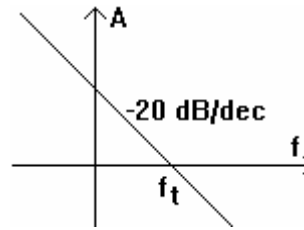


Figura 1.15: Caracteristica de frecvență

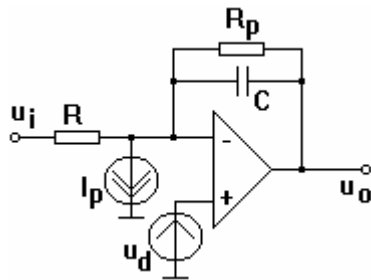


Figura 1.16: Schema echivalentă

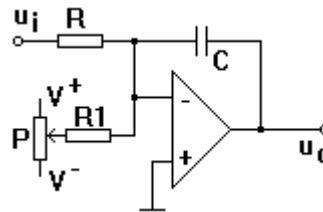


Figura 1.17: Circuit de compensare

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_i(t) dt + \frac{1}{RC} \cdot \int_0^t U_d dt + u_d + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_p dt + u_o(0), \tag{1.19}$$

Situație tipică:  $I_p=200\text{nA}$ ,  $U_d=5\text{mV}$ ,  $R=50\text{k}\Omega$ ,  $C=10\mu\text{F}$ ,  $R_p =20\text{M}\Omega$ .

Pentru intrare nulă, 1V în 100 secunde (tensiunea de decalaj), 1V în 50 secunde (curentul de polarizare).

Soluții:

amplificator integrat, cu TEC-J pe intrări și cu compensare de offset;

compensare externă a surselor de erori (fig 1.17) sau prin intrările special prevăzute de fabricant;

amplificator hibrid, la care etajul diferențial este realizat cu TEC-MOS (fig 1.18).

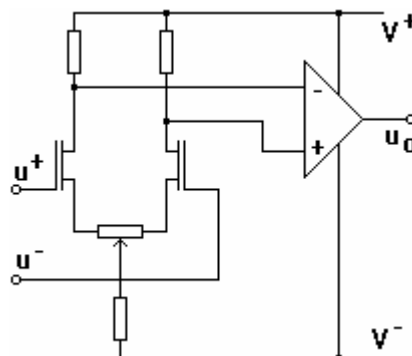


Figura 1.18: Circuit hibrid cu curenți foarte mici de polarizare

**Transmiterea semnalelor.** Semnale unificate

[-10V, +10V], [0V, 10V], [2mA, 10mA], [4mA, 20mA], [-20V, +20V].

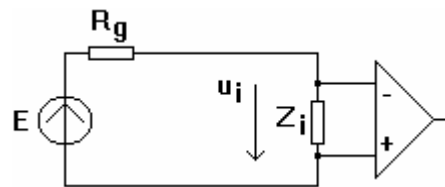


Figura 1.19: Transmiterea semnalului în tensiune, în mediu neperturbat

$$u_i = E \frac{Z_i}{Z_i + R_g}, \quad (1.20)$$

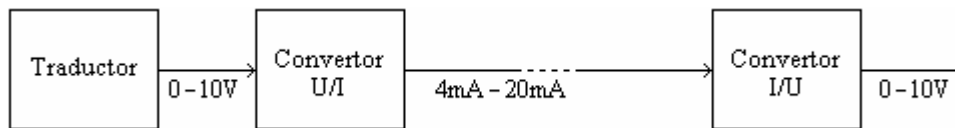
Figura 1.11, efectul impedanțelor asupra transmiterii zgomotului

Transmiterea în curent

Modulare: modularea în frecvență, modularea în factor de umplere, modularea impulsurilor în cod (conversia în semnal numeric).

### Convertoare curent-tensiune și tensiune-curent

Scopul: Transmiterea semnalelor în curent (imunitate mai bună la perturbații, decât transmiterea în tensiune). Se folosește la aparatura de câmp, între traductoare și regulator sau între regulator și elementele de execuție (actuator). Prin opoziție, transmiterea în tensiune folosită în aparatele de panou, pe distanțe mici, în zone neperturbate.

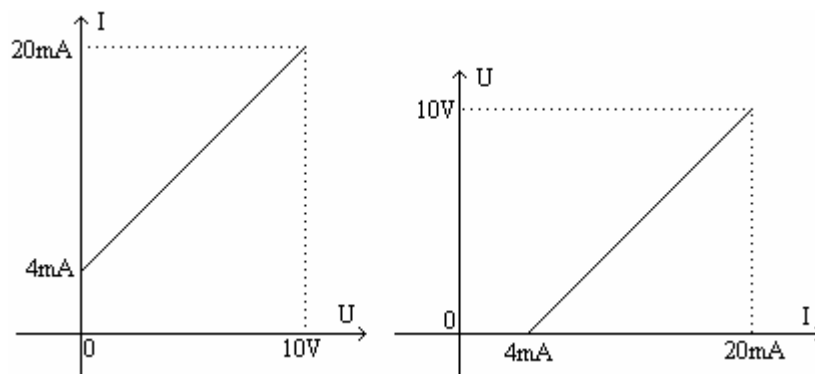


Semnale unificate uzuale (curent): 4-20mA, 2-10mA. Se preferă valoarea de început diferită de 0, pentru a detecta întreruperea conductoarelor (defect plauzibil în industrie).

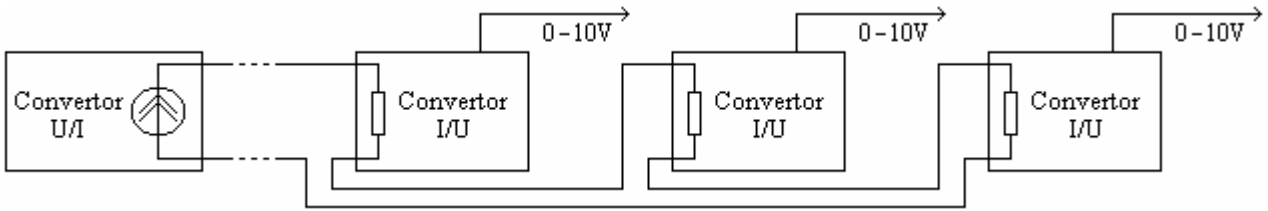
Semnale unificate uzuale (tensiune): -10V - 10V (bipolar), 0 - 10V, 0 - 5V (unipolar). Caracterul bipolar sau unipolar ales în funcție de domeniul de variație al mărimii măsurate sau comandate.

Convertorul U/I este un generator de curent, comandat în tensiune, iar convertorul I/U este un generator de tensiune, comandat în curent.

Caracteristicile intrare-ieșire uzuale, pentru convertoarele U/I și I/U (regim static):



Înscrierea receptoarelor de semnal în curent:



Probleme de proiectare, pentru convertorul U/I:

- reglajul (ajustarea) valorilor la extreme (4mA și 20mA)
- liniaritatea
- intervalul admisibil al tensiunii pe sarcină
- independența curentului de rezistența sarcinii (caracterul de generator de curent).

Pentru a se respecta intervalul admisibil al tensiunii pe sarcină, se impune ca rezistența sarcinii să fie mai mică decât limita dată de raportul dintre intervalul admisibil de tensiune și curentul maxim (20mA). Rezistența de sarcină este compusă din suma rezistențelor de intrare ale circuitelor receptoare înseriate (figura) și din rezistența conductoarelor de legătură.

Unele circuite mai rezolvă o problemă suplimentară: alimentarea traductorului și a convertorului U/I direct din curentul absorbit de la convertorul I/U (cînd nu există sursă de alimentare separată pentru convertorul U/I, vezi XTR106).

Probleme de proiectare, pentru convertorul I/U:

- reglajul valorilor la extreme (0V și 10V)
- liniaritatea
- intervalul admisibil al tensiunii de intrare
- independența tensiunii de ieșire de tensiunea de intrare (caracterul flotant al circuitului de intrare).

Problema caracterului flotant al intrării în convertorul I/U este generată atît de valoarea nenulă a tensiunii pe linia de masă, cît și de necesitatea înserierii mai multor receptoare (ca în figură).

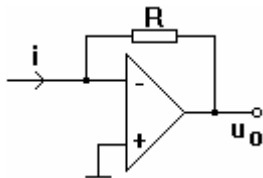


Figura 1.20: Convertor  $i/u$

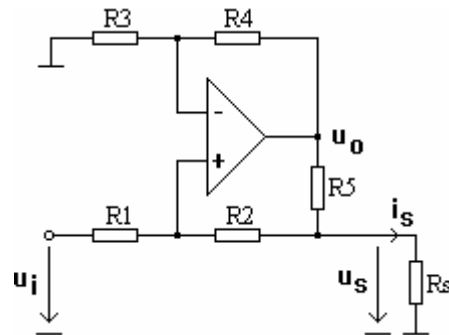


Figura 1.21: Convertor  $u/i$

Relația intrare-ieșire, convertor  $i/u$

$$u_o = -Ri \tag{1.22}$$

Relația intrare-ieșire, convertor  $u/i$

$$i_s = \frac{u_o - u_s}{R_5} + \frac{u_i - u_s}{R_1 + R_2} \tag{1.23}$$

$$u_o \frac{R_3}{R_3 + R_4} = u_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{1.24}$$

$$i_s + u_s \cdot \left( \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_1 + R_2} - \frac{R_1(R_3 + R_4)}{R_3 R_5 (R_1 + R_2)} \right) = \frac{u_i}{R_1 + R_2} \cdot \left( 1 + \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_3 \cdot R_5} \right) \tag{1.25}$$

Condiția: coeficientul lui  $u_s$  să fie nul

$$\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_1 + R_2} - \frac{R_1(R_3 + R_4)}{R_3 R_5 (R_1 + R_2)} = 0$$

sau

$$R_1 R_4 = R_3 (R_2 + R_5), \tag{1.26}$$

$$i_s = u_i \frac{R_4}{R_3 R_5}. \tag{1.27}$$

Performanțe convertor u/i: curentul maxim, excursia maximă de tensiune pe sarcină, sensibilitatea schemei la dispersia parametrilor.

Exemplu tensiunea pe sarcină: amplificator cu tensiunea de saturație de 13V, cu un curent de ieșire de 10mA și un rezistor de 0,3kΩ, care oferă o tensiune maximă de ±10V.

Sensibilitatea la dispersia parametrilor: din condiția (1.26),

$$u_s \cdot \frac{R_3(R_2 + R_5) - R_1R_4}{R_3R_5(R_1 + R_2)} = u_s \cdot \frac{4d \cdot R_1R_4}{R_3R_5(R_1 + R_2)}. \tag{1.28}$$

Termenul  $\frac{R_4}{R_3R_5}$  se înlocuiește cu  $\frac{i_s}{u_i} : i_s \cdot \frac{u_s}{u_i} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 4d$ .

Din ecuația (1.25), eroarea relativă maximă a curentului comandat:

$$\Delta = \frac{u_s}{u_i} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 4d. \tag{1.29}$$

Rezistoare de 1% duc la o eroare acceptabilă de 2%.

Proiectarea. Mărimi impuse de beneficiar: domeniul maxim al tensiunii de intrare, domeniul maxim al curentului de ieșire (din care se determină transconductanța cerută), domeniul maxim al tensiunii pe sarcină, curentul maxim absorbit la intrare (sau impedanța maximă de intrare), slew-rate, banda și eroarea maximă admisibilă. Ecuațiile folosite: (1.26) și (1.27).

Figura 1.22a  $i_s = \frac{u_i}{R_1}$ .

Sarcina trebuie să fie flotantă (convine la aparatura de câmp).

Figura 1.22b sarcina legată la comun sau la sursa de alimentare negativă.

Eroare acceptabilă 1/b.

$$i_s = \frac{E - u_e}{R_4} + \frac{E - u_e}{R_2 + R_3} \tag{1.30}$$

$$\frac{ER_3 + u_e R_2}{R_2 + R_3} = u_i \tag{1.31}$$

$$i_s = (E - u_i) \cdot \frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_2R_4}. \tag{1.32}$$

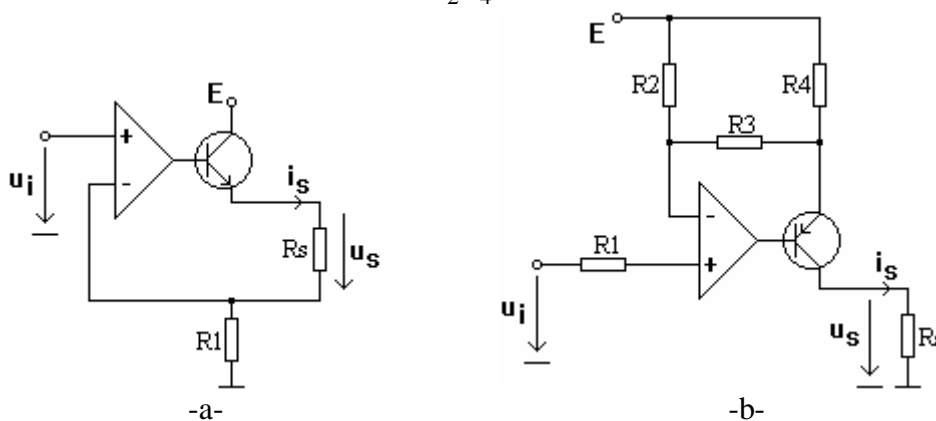


Figura 1.22: Convertoare u/i cu amplificare a curentului de ieșire

Gama curenților de ieșire, gama tensiunilor admisibile pe sarcină, sensibilitatea la perturbații.

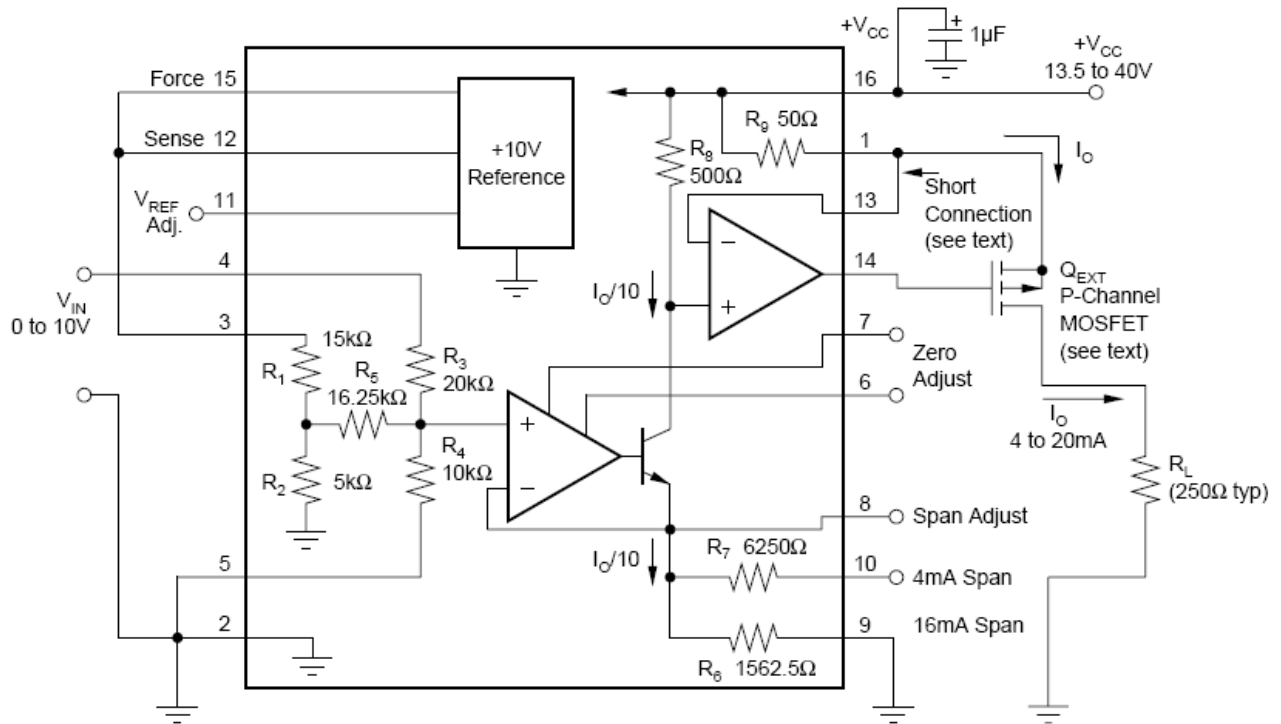
Valoarea minimă a lui  $u_e$ , corespunde valorii maxime a curentului comandat. Din ecuația (1.31):

$$u_{e-\min} = u_{i-\min} \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right) - E \cdot \frac{R_3}{R_2}. \tag{1.33}$$

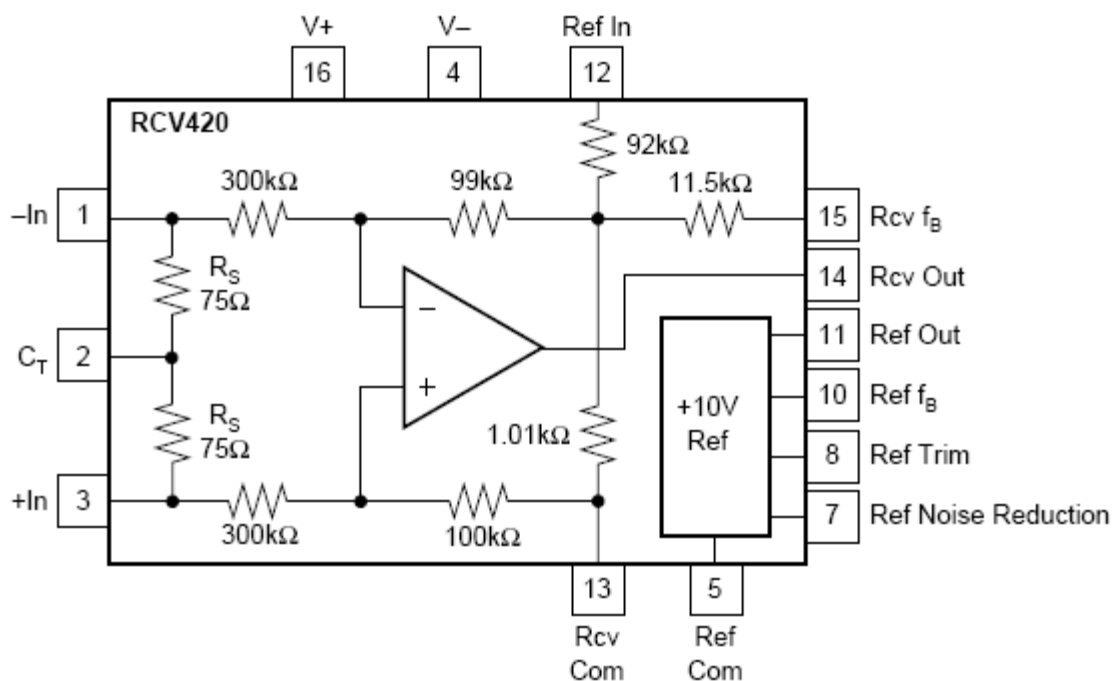
Ponderea tensiunii de referință  $E$  (bine stabilizată)

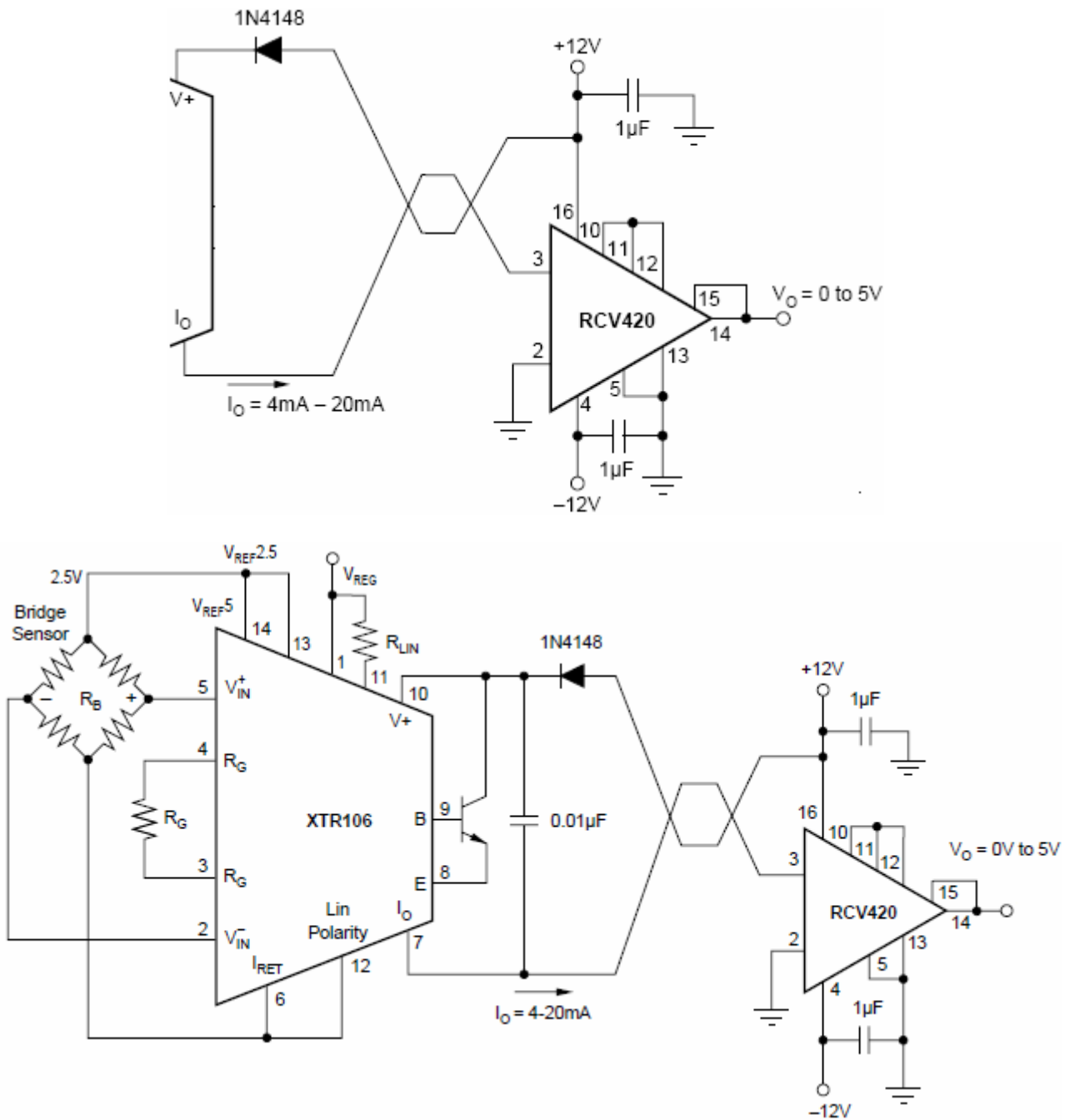


Soluții integrate: **XTR110**, **RCV420**, **XTR106** (alimentare din curentul transmis + alimentare punte + corecție liniaritate).



INPUT RANGE (V)	OUTPUT RANGE (mA)	PIN 3	PIN 4	PIN 5	PIN 9	PIN 10
0-10	0-20	Com	Input	Com	Com	Com
2-10	4-20	Com	Input	Com	Com	Com
0-10	4-20	+10V Ref	Input	Com	Com	Open
0-10	5-25	+10V Ref	Input	Com	Com	Com
0-5	0-20	Com	Com	Input	Com	Com
1-5	4-20	Com	Com	Input	Com	Com
0-5	4-20	+10V Ref	Com	Input	Com	Open
0-5	5-25	+10V Ref	Com	Input	Com	Com





#### 1.4. Exemplu de circuit liniar din sistemul unificat SRA pentru procese lente (FEA): integratorul

Sistemul unificat SRA cuprinde o serie de module specializate pentru reglarea proceselor lente. Integratorul SRA 3601 (figura 1.23) este tipic pentru procesele lente, pentru că permite reglarea constantei de timp de integrare pînă la valoarea 300 secunde ([20]). În schema plăcii se disting părțile comune, valabile pentru orice altă funcțiune. Alimentările sînt separate prin filtru  $RC$ , împotriva posibilității de oscilație, avînd în vedere că mai multe plăci se alimentează de la aceeași sursă, prin fire destul de lungi. Pentru a împiedica oscilațiile la frecvențe înalte, pe fiecare tensiune de alimentare se mai plasează cîte un condensator neînfășurat. Circuitul permite ca intrările de reacție și referință să fie scăzute sau adunate, în funcție de semnul lor, pentru a calcula semnalul de eroare, care se va integra. Ieșirea integratorului poate fi limitată, cu două circuite AO, a căror funcționare va fi descrisă în capitolul următor. Valorile limitelor sînt fixate cu două divizoare ale tensiunilor de alimentare. În faza de pornire a sistemului de automatizare, este posibil să fie necesară aducerea la o valoare prescrisă a tensiunii de ieșire. Pentru aceasta este prevăzut un circuit de scurtcircuitare a rezistenței de intrare în integrator, ceea ce reduce la zeci de milisecunde timpul de integrare. Circuitul cuprinde tranzistorul MOS  $T_1$  și circuitul

logic cu  $T_2$ .  $T_1$  joacă rolul de întrerupător, comandat de tensiunea pe grilă. Această comandă este furnizată de  $T_2$ , care se saturează când tensiunea de la pinii 30, 31 este pozitivă și se blochează pentru tensiune de intrare negativă.

Elementele specifice sînt legate de valoarea mare a constantei de timp de integrare. Pentru a obține valori mari, există trei soluții: mărirea capacității  $C_1$ , mărirea rezistenței de intrare ( $R_{28}-R_{37}$ ) și micșorarea curentului de intrare, care se integrează. Fiecare din ele este supusă la limitări. Capacitatea  $C_1$  nu poate crește prea mult, din cauza gabaritului și a creșterii curentului de scăpări. Valoarea maximă a rezistenței de intrare nu poate crește prea mult, pentru că impedanța de la intrarea integratorului devine prea mare, făcîndu-l sensibil la perturbații și crescînd influența curentului de polarizare. A fost aleasă o serie de valori, în care valoarea maximă a lui  $R$  este  $6M\Omega$ , deci AO integrat trebuie să aibă curent de polarizare foarte mic, lucru valabil pentru circuitul LF 356. Pentru a micșora valoarea curentului integrat, amplificatorul de la intrare este de fapt un divizor prin 10. În fine, datorită curentului integrat foarte mic (echivalent cu impedanță foarte mare la intrare), orice curent de scurgere pe suprafața plăcii poate modifica radical valoarea ieșirii. Ca urmare, este prevăzut un inel de gardă (figurată în schemă cu linie întreruptă), care înconjoară nodurile în care se adună curenții foarte mici. Inelul este legat la comun, pentru devierea curenților paraziți.

În prezent, sistemele de reglare a proceselor lente nu mai folosesc circuite analogice pentru integrare sau pentru alte funcții care implică constante de timp mari. Sistemul numeric este mai comod și mai ferit de acțiunea perturbațiilor. În schimb, circuitele asociate (pentru traductoare, izolare galvanică etc.) folosesc încă tehnologia descrisă mai sus.

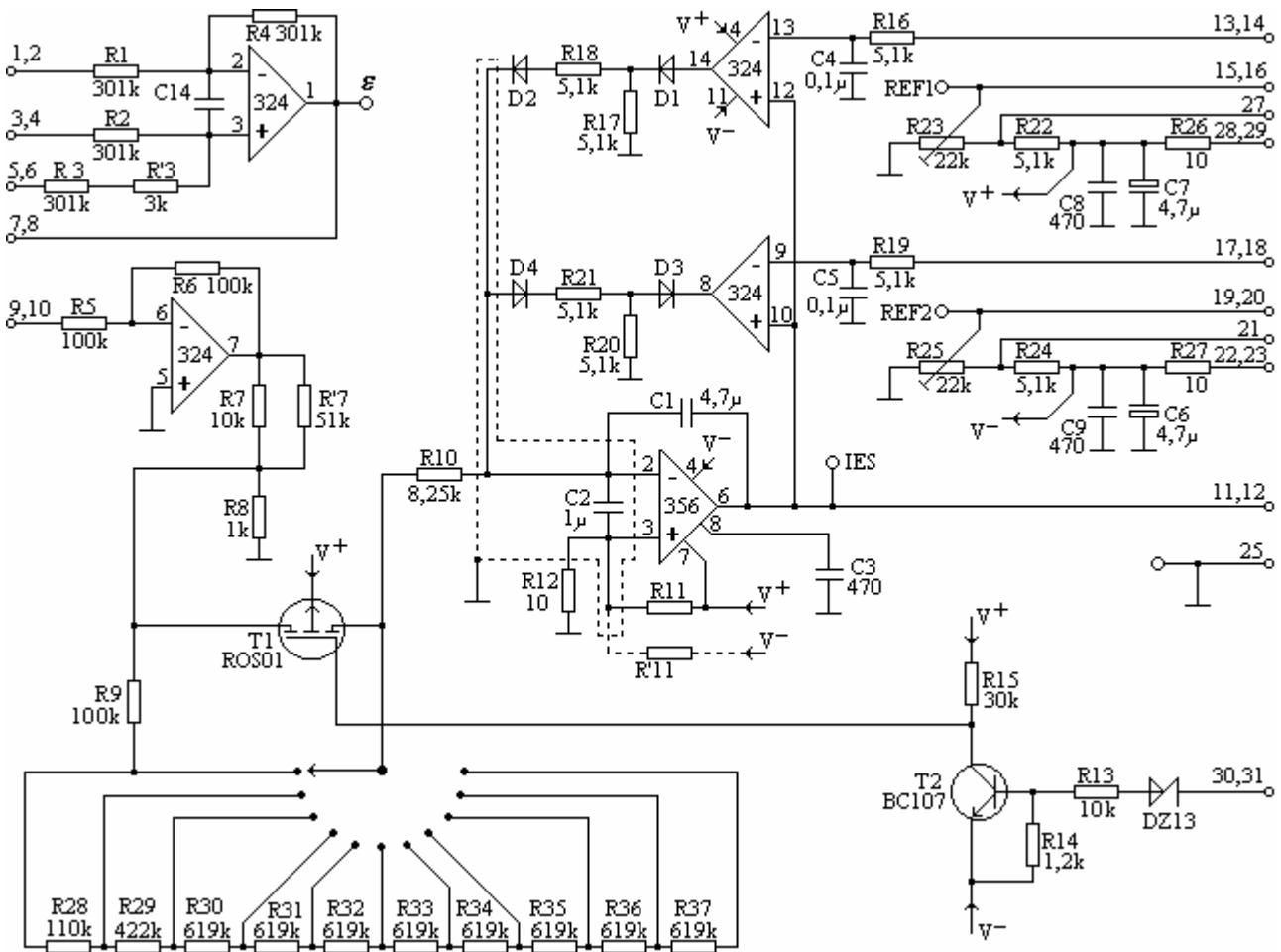
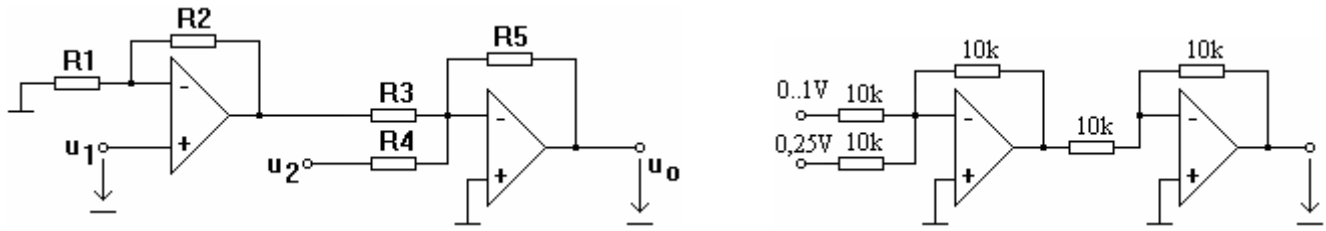
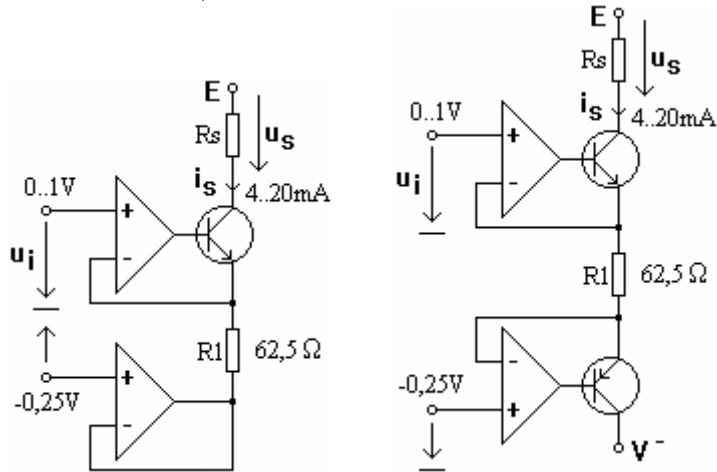


Figura 1.23: Integratorul SRA 3601, pentru procese lente

Recapitulare: exemple de circuite liniare



Convertoare U/I, I/U

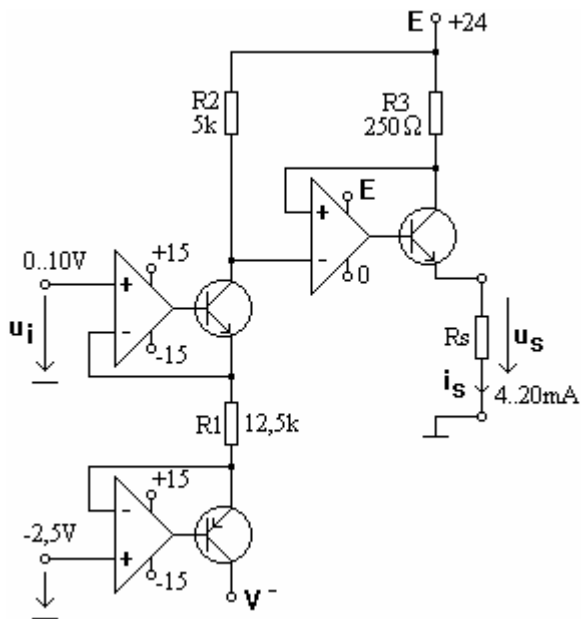


Exemplu de convertor U/I (SRA1101)

Intrare 0 ...10V

Ieșire 4 ...20mA

Rezistență de sarcină maximă 600 Ω



Proiectare:

Alegerea schemei

Valorile componentelor

Tensiunile de alimentare

Banda

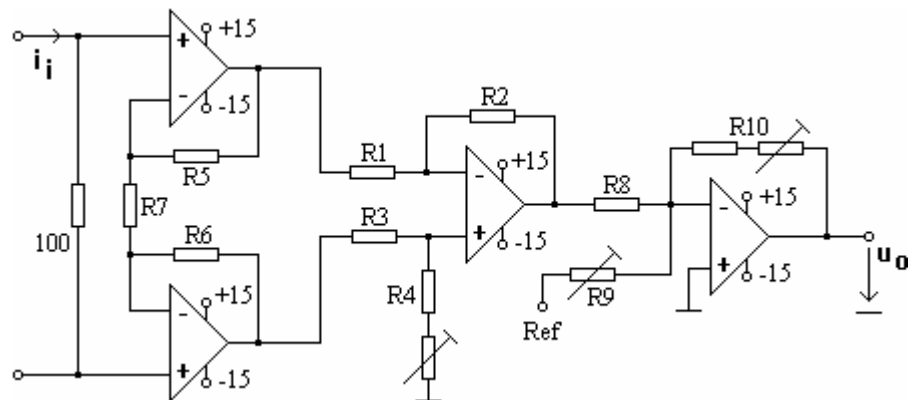
Exemplu de convertor I/U

Intrare 4 ...20mA

Ieșire 0 ...10V

Tensiune diferențială maximă la intrare 2V

Tensiune de mod comun maximă la intrare 12V



Proiectare:

Alegerea schemei

Valorile componentelor

Tensiunile de alimentare

Banda

Reglaje: rejectia modului comun, zero, scara

*Recapitulare: exemplu de proiectare a unui amplificator inversor*

Performanțe cerute de beneficiar (devin date de proiectare):

Amplificator de tensiune, amplificarea = - 50

Eroarea maximă de amplificare: ±1%

Domeniul tensiunii de ieșire: [- 10 V .. + 10 V]

Curent maxim de sarcină: [- 10 mA .. + 10 mA]

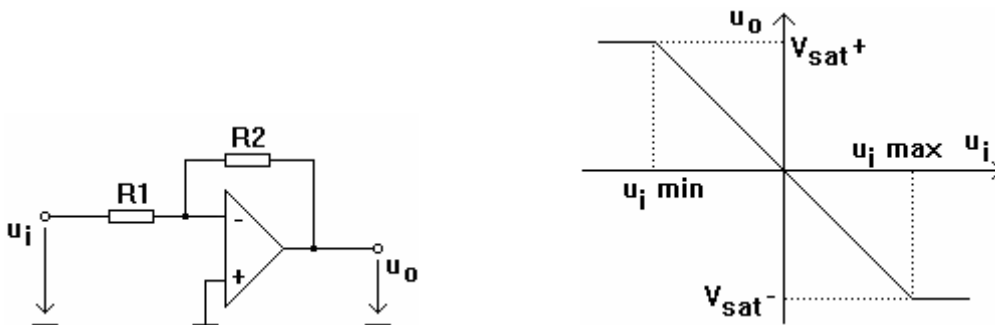
Impedanța de intrare > 2 kΩ, Impedanța de ieșire: < 1Ω

Banda: 0 .. 10 kHz

Viteza de variație a ieșirii: 0 .. 0,5 V/μs

Zgomot maxim: -

Presupunem că se pot obține performanțele cu un singur etaj. Schema și caracteristica intrare-ieșire în figura de mai jos.



Relațiile care se deduc imediat din funcționarea amplificatorului (teoria reacției):

$$\text{valoarea aproximativă a amplificării: } A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{impedanța de intrare: } Z_i = R_1$$

$$\text{impedanța de ieșire: } Z_o = \frac{Z_{oa}}{1 + a_u / |A_u|}$$

$$\text{banda: } f_{\max} = f_0 \cdot \left(1 + \frac{a_u}{|A_u|}\right)$$

$$\text{curentul maxim de sarcină (valori în modul): } I_{s-\max} = I_{AO-\max} - I_{R2-\max}$$

În relațiile de mai sus, semnificațiile parametrilor sînt:

$a_u$  = amplificarea de tensiune a AO, în buclă deschisă

$f_0$  = frecvența polului dominant al AO

$Z_{oa}$  = impedanța de ieșire a AO.

$I_{AO-\max}$  = curentul maxim de ieșire al AO

Valorile acestor parametri se iau din foaia de catalog a AO.

(Ne reamintim și faptul că mărimea  $\frac{a_u}{|A_u|}$  este transmisia pe buclă a circuitului cu reacție, care evidențiază

reducerea impedanței de ieșire și a influenței dispersiei parametrice.)

Tensiunea de saturație a ieșirii depinde de tensiunea de alimentare, conform cu foaia de catalog.

Viteza maximă de variație a ieșirii se citește tot din foaia de catalog.

În acest moment, se pune problema alegerii unui AO și verificarea îndeplinirii cerințelor. Presupunem că este satisfăcător circuitul μA741, din a cărui foaie de catalog extragem valorile tipice:

$$a_u = 200.000, f_0 = 5 \text{ Hz}, Z_{oa} = 50 \Omega, I_{AO-\max} = 20 \text{ mA}, \text{ slew-rate} = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}.$$

Rezultă următoarele valori ale mărimilor căutate:

$$\frac{a_u}{|A_u|} = 4000$$

$$Z_o = 12,5\text{m}\Omega$$

$$f_{max} = 20\text{kHz}.$$

Impedanța de ieșire și banda satisfac acoperitor cerințele, iar viteza de variație a ieșirii (slew-rate) este la limita impusă.

Pentru alegerea rezistențelor trebuie respectate relațiile:

$$R_2 = 50 \cdot R_1$$

$$R_1 > 2\text{k}\Omega \text{ și}$$

$$I_{R2-max} < I_{AO-max} - I_{s-max} \text{ sau } \frac{10\text{V}}{R_2} < 10\text{mA} \text{ sau } R_2 > 1\text{k}\Omega.$$

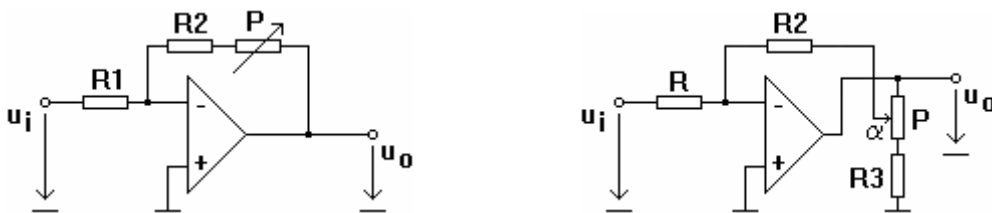
Perechea  $R_1 = 2,2\text{k}\Omega$  și  $R_2 = 110\text{k}\Omega$  respectă limitele impuse. Aparent, orice pereche cu valori mai mari și aflate în relația  $R_2 = 50 \cdot R_1$ , satisface cerințele (spre exemplu,  $R_1 = 20\text{k}\Omega$  și  $R_2 = 1\text{M}\Omega$ ), dar vom reveni asupra acestei chestiuni.

Penultima cerință de rezolvat este referitoare la domeniul tensiunii de ieșire. Ea rezultă simplu, din valorile extrase din foaia de catalog. Valorile tensiunii de saturație a ieșirii (în modul) sînt:  $V_{sat+} = V^+ - 2,5\text{V}$ ,  $|V_{sat-}| = |V^-| - 1,5\text{V}$ . De aici se aleg tensiunile de alimentare:  $V^+ > 12,5\text{V}$ ,  $|V^-| > 13,5\text{V}$ . Se pot alege valorile de  $+15\text{V}$  și  $-15\text{V}$ , care sînt uzuale pentru domeniul acționărilor electrice. Se verifică în foaia de catalog că AO suportă aceste tensiuni de alimentare (valorile maxime admise sînt  $\pm 22\text{V}$ ).

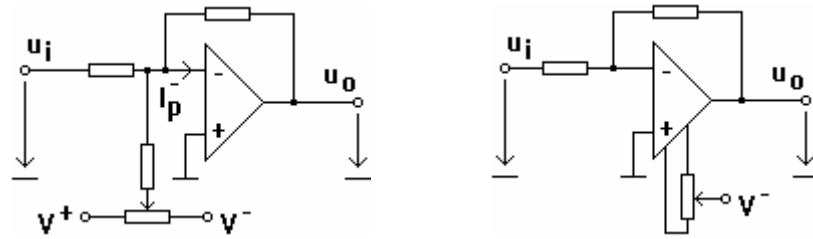
Mai trebuie rezolvată problema erorii (abaterea rezistențelor, neliniaritatea, decalajul față de 0, eroarea de amplificarea, precum și derivatele mărimilor, cauzate de temperatură). În general, efectele amintite vor fi evaluate pe baza erorii maxime a mărimii de ieșire. Dintre ele, neliniaritatea este neglijabilă, ca efect al reacției negative cu transmisie foarte mare (4000). Ca urmare, caracteristica intrare-ieșire este liniară și trebuie să corectăm doar doi parametri: decalajul față de 0 (caracteristica trebuie să treacă prin origine) și valoarea amplificării. Pentru început, putem presupune că temperatura este constantă, iar componentele nu suferă variații în timp ale parametrilor.

Valoarea amplificării este determinată de cele două rezistențe, care prezintă întotdeauna abateri parametrice. Eroarea relativă maximă a amplificării este suma abaterilor relative ale rezistențelor. Prima soluție este să alegem două rezistențe cu abateri suficient de mici, încît să fie respectată limita de eroare impusă. În cazul de față, se pot alege  $R_1 = 2,2\text{k}\Omega \pm 0,5\%$  și  $R_2 = 110\text{k}\Omega \pm 0,5\%$ .

Rezistoarele cu toleranță 0,5% sînt scumpe, așa că un proiectant ar fi tentat să aleagă altă soluție: reglajul amplificării la punerea în funcțiune. În acest caz, se pot folosi rezistoare cu toleranță mai mare, deci mai ieftine. În figura de mai jos apar două scheme posibile care implementează soluția. În schema din stînga se pot alege:  $R_1 = 2,2\text{k}\Omega \pm 5\%$ ,  $R_2 = 100\text{k}\Omega \pm 5\%$  și  $P = 15\text{k}\Omega \pm 10\%$ . Rezistorul R3 este introdus pentru a împiedica anularea din neatenție a reacției negative (cursorul potențiometrului la masă), caz în care ieșirea ar fi mereu în saturație. Totuși, soluția cu reglaj al amplificării nu este mai ieftină (din cauza costului operației de reglaj). De aceea o întîlnim în special la prototipuri sau în schemele în care proiectantul știe că vor fi necesare uneori modificări ale amplificării, din alte motive decît abaterea rezistențelor. Dacă circuitul nu trebuie să sufere modificări ulterioare ale parametrilor, proiectantul va alege soluția cu rezistoare de precizie mare, fixe.



În privința decalajului față de 0, este suficient un element de reglaj, care compensează efectele tensiunii de decalaj a AO (offset) și curenților de polarizare. Scheme posibile sînt cele din figurile de mai jos. Evident, schema din dreapta este posibilă doar pentru acele AO la care producătorul a prevăzut intrări de compensare.



Procedura de reglaj se derulează astfel:

1. se anulează decalajul față de 0 (mai este numit “reglajul de 0”). Pentru aceasta, se leagă intrarea la 0, se măsoară tensiunea de ieșire și se ajustează elementul de reglaj pînă cînd tensiunea de ieșire este nulă;
2. se ajustează amplificarea la valoarea cerută (se mai este numește “reglajul de scară”). Se aplică semnal alternativ la intrare (amplitudine apropiată de valoarea maximă admisă, în cazul de față  $10V/50 = 200mV$ ), se măsoară amplitudinea de ieșire și se ajustează elementul de reglaj pînă cînd amplificarea este cea dorită. Frecvența semnalului se alege cu mult sub limita de sus a benzii. Reglajul se poate face și în c.c., presupunînd că a fost deja efectuat pasul anterior.

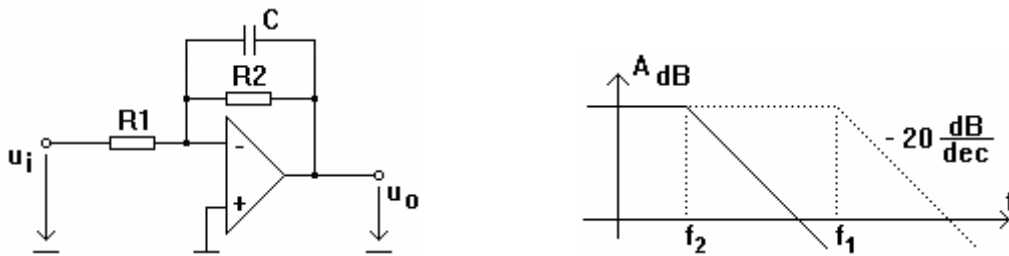
Și în cazul decalajului față de 0 există posibilitatea de a evita reglajele, dacă avem AO cu curenți de polarizare foarte mici (TEC-J sau TEC-MOS pe intrări) și tensiune de decalaj foarte mică. Această variantă este însă costisitoare, din cauză că AO cu tensiune de decalaj mică (sub  $100\mu V$ ) sînt relativ scumpe.

Soluțiile de corectare a erorii ar părea satisfăcătoare, dar există un fenomen care nu a fost încă considerat: deriva cu temperatura. Pentru rezistoarele de calitate bună, fenomenul se poate neglija, dar nu și pentru semiconductoare. Din catalog rezultă care este deriva tensiunii de decalaj (offset) și a curenților de polarizare, pe baza cărora se poate evalua eroarea:  $15\mu V/grad$ , respectiv  $0,5nA/grad$ . Contribuția derivei tensiunii de decalaj este:

$DU_o = (A_u + 1) \cdot DU_{off}$  iar cea a curențului de polarizare:  $DU_o = R_2 \cdot DI_p$ . Pentru o variație de 30 grade, aceasta înseamnă  $DU_o \approx 23mV$ , respectiv  $DU_o \approx 1,6mV$ , ceea ce e destul de mult, dar nu depășește limitele.

Revenind acum alegerea rezistențelor, se constată că nu dorim valori prea mari ale lui  $R_2$ , întrucît cresc influența curențului de polarizare asupra erorii. Pe de altă parte, nu putem alege nici valori prea mici ale rezistențelor, întrucît ele vor atrage curent mare din ieșirea proprie AO și din amplificatorul precedent. Chiar dacă cerința de proiectare nu prevedea o valoare minimă a impedanței de intrare, nu am fi ales  $R_1$  sub  $1k\Omega$ , pentru a limita acest curent.

O mențiune în privința benzii amplificatorului: dacă cerința privitoare la bandă trebuie îndeplinită exact, este necesară adăugarea unei componente reactive, ca în figura de mai jos.



Funcția de transfer este:  $H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sCR_2}$ , ceea ce duce la  $C = \frac{1}{2p f_{max} R_2} = 140pF$ . Prin adăugarea

condensatorului, în caracteristica amplificare-frecvență, polul dominant s-a deplasat spre o frecvență mai joasă.

Valori diferite ale cerințelor pot impune alte variante ale schemei. Ca exemple: pentru un produs amplificare-bandă mai mare, va fi nevoie de două etaje de amplificare. Pentru considerente de stabilitate, fiecare etaj va avea reacție proprie, fără reacție peste ambele AO. Pentru impedanță de intrare mai mare, se alege un amplificator la care intrarea se aplică la intrarea neînversoare a AO. Pentru slew-rate mai mare, offset și curenți de polarizare mai mici, se alege alt AO. Pentru tensiune de ieșire mai mare este posibil să nu existe un AO convenabil, așa că se alege o schemă hibridă, cu AO și ieșirea prin două tranzistoare de tensiune mare.

Cerințele proiectului nu specifică limite ale zgomotului propriu (circuitele din mediul industrial nu sînt exigente din acest punct de vedere, cu excepția circuitelor din traductoarele care măsoară curenți sau tensiuni foarte mici). Ca urmare, faptul că foaia de catalog a circuitului  $\mu A741$  nu conține informații despre zgomot nu deranjează, în această situație.



În concluzie, rezultatul proiectării constă în:

- alegerea schemei potrivite
- alegerea circuitului de reglaj de 0 și specificarea metodei
- alegerea circuitului de reglaj de scară și specificarea metodei
- circuitul integrat AO
- valorile tensiunilor de alimentare
- valorile rezistențelor + toleranțele
- valoarea capacității (dacă este necesară)

**Bibliografie:**

- L. Frangu, S. Caraman – Electronică industrială, Ed. Academica, Galați, 2001  
\*\*\*\* Sistemul de reglare automată pentru procese lente, SRA, FEA București.  
\*\*\*\* Foi de catalog XTR106, XTR110, RCV420, Texas Instruments