

$$I = \frac{h_{22}V}{S_0(A_0 + 1)(h_{21} + 1)R + 1 + h_{22}R}$$

Valoarea aproximativă a impedanței de ieșire va fi:

$$Z_{ies} = \frac{S_0 h_{21} A_0 R}{h_{22}}$$

Din expresia aproximativă a curentului se deduce:

$$R = \frac{E_1 - V_{1min}}{I_{smax}} = 200 \Omega.$$

Apreciind că:  $I_{smax} > I_C$ , rezultă un curent de bază:  $I_B = \frac{I_C}{\beta_0} = 1 mA$ .

Este necesar ca  $I_B < I_{Bsat}$ , ceea ce se verifică.

Rezistența  $R_1$  se alege în așa fel încât să nu afecteze prea mult parametrii tranzistorului bipolar. Pentru aceasta, se alege curentul prin  $R_1$  de 10 ori mai mare decât curentul de bază maxim și rezultă:

$$R_1 = \frac{V_{BE}}{I_{R1}} = \frac{V_{BE}}{\frac{I_B}{10}} = 6,5 k\Omega.$$

În aceste condiții, apreciind că rezistența  $R_1$  este în mare comparație cu  $h_{11}$ , rezistența de ieșire va fi:

$$R_{ies} = \frac{10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^4 \cdot 200}{10^{-5}} = 10^{10} \Omega.$$

## 4. CIRCUITE NELINIARE CU AO

**Problema 98.** Pentru circuitul din fig.P.98 să se calculeze caracteristica de transfer  $v_o(v_i)$  și să se particularizeze pentru cazul:  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$ .

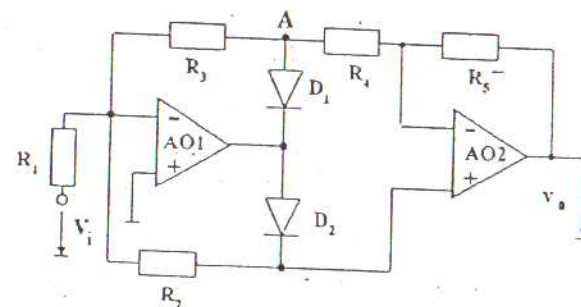


Fig. P.98.

**Soluție:**

Diodele  $D_1$  și  $D_2$  vor conduce pe rând, în funcție de polaritatea tensiunii de intrare, astfel:

a. Pentru tensiune de intrare pozitivă,  $v_i > 0$ , la ieșirea AO1 tensiunea va fi negativă, deoarece este comandat pe borna înversoare; dioda  $D_1$  va fi deschisă și dioda  $D_2$  blocată.

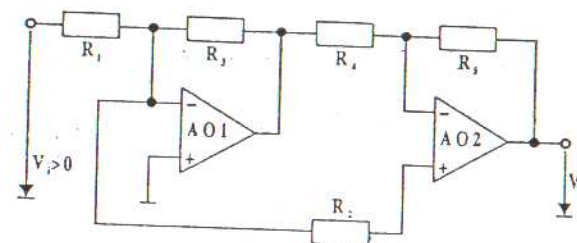


Fig. R.98.1.

Considerând tensiunea de ieșire din nodul A, parametrii diodei (tensiunea de deschidere și rezistența dinamică) nu mai contează (fiind incluși în bucla de reacție) că este valabilă schema din fig.R.98.1. AO2 are borna neînversoare legată la un punct virtual de masă prin rezistența  $R_2$ , astfel încât:

$$v_0 = \left( -\frac{R_5}{R_4} \right) \left( -\frac{R_3}{R_1} \right) v_i = \frac{R_5 R_3}{R_4 R_1} v_i;$$

b. Dacă  $v_i < 0$ , starea diodelor se schimbă și schema se transformă ca în fig. R.98.2.

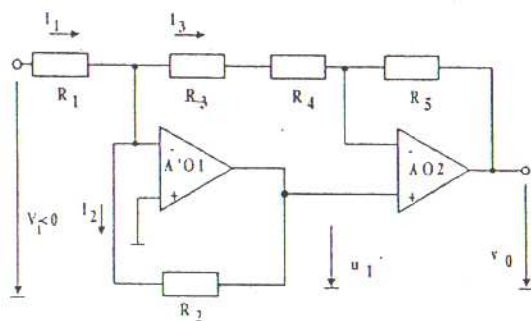


Fig. R.98.2.

Curentul debitat de sursa de tensiune de intrare,  $I_1$ , va circula atât prin  $R_2$ , cât și prin  $R_3$  și  $R_4$ .

Rezultă:

$$I_2 = -\frac{u_1}{R_2}; \quad I_3 = -\frac{u_1}{R_3 + R_4}; \quad I_1 = \frac{v_i}{R_1}.$$

$$I_1 = I_2 + I_3,$$

deci se obține:

$$u_1 = -\frac{R_2 \parallel (R_3 + R_4)}{R_1} v_i.$$

Această tensiune se aplică pe borna neinversoare a AO2, a cărei bornă inversoare este legată, prin rezistențele  $R_3$  și  $R_4$ , la un punct virtual de masă. Deci:

$$v_0 = \left( 1 + \frac{R_5}{R_3 + R_4} \right) u_1 = -\frac{R_2 \parallel (R_3 + R_4)}{R_1} \left( 1 + \frac{R_5}{R_3 + R_4} \right) v_i,$$

sau:

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_2 + R_3 + R_4} v_i.$$

Din cele două relații rezultă că circuitul îndeplinește funcția de redresare, cu caracteristica reprezentată în fig. R.98.3, pantele celor două drepte depinzând de valorile rezistențelor. Pentru cazul particular în care rezistențele sunt egale, adică  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5$ , rezultă  $v_0 = |v_i|$ .

Se remarcă faptul că circuitul realizează modulul mărimii de intrare și pentru cazul mai general în care  $R_5 = R_2$  și  $R_4 = R_3$ , când funcția de transfer are expresia:

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1} |v_i|.$$

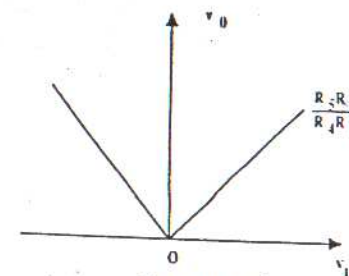


Fig. R.98.3.

**Problema 99.** La intrarea circuitului din fig. P.99 se aplică un semnal sinusoidal de forma  $e_i(t) = E \sin(\omega t)$ . Să se determine componenta continuă a tensiunii obținute la ieșirea celui de-al doilea AO și apoi să se determine valoarea rezistenței  $R_x$  pentru ca circuitul să furnizeze la ieșire o tensiune proporțională cu valoarea absolută a tensiunii de intrare.

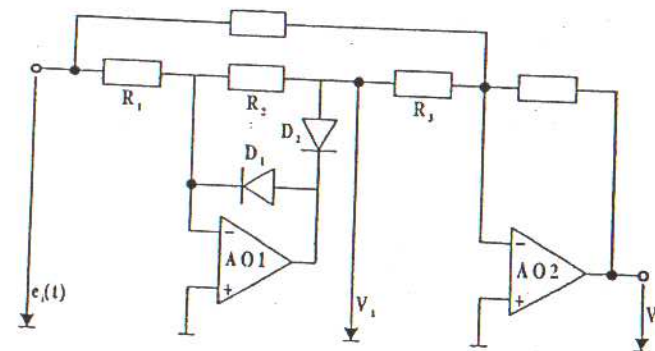


Fig. P.99.

**Soluție:**

În semialternanța pozitivă a semnalului de intrare, adică pentru  $e_i(t) > 0$ , AO1 va avea tensiune negativă la ieșire, ce va duce la blocarea diodei  $D_1$  și la deschiderea diodei  $D_2$ .

Tensiunea  $u_1$  va fi:

$$u_1(t) = -\frac{R_2}{R_1} e_i(t).$$



AO2 funcționează ca sumator, aplicându-i-se tensiunea de intrare prin  $R_x$  și tensiunea  $u_1$  prin rezistența  $R_3$ . Rezultă:

$$v_0(t) = -\frac{R_3}{R_4} u_1(t) - \frac{R_4}{R_x} e_i(t) = \left( \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} - \frac{R_4}{R_x} \right) e_i(t).$$

Pentru semialternanța negativă, dioda  $D_1$  va conduce, anulând reacția primului AO, iar dioda  $D_2$  va fi blocată. Întrucât bornele inversoare ale celor două AO sunt puncte virtuale de masă, prin rezistențele  $R_2$  și  $R_3$  nu va circula curent, astfel încât tensiunea de ieșire va fi:

$$v_0(t) = -\frac{R_4}{R_x} e_i(t).$$

Componenta continuă a tensiunii de ieșire,  $v_0(+)$ , produsă de semialternanța pozitivă, va fi:

$$v_0(+) = \frac{1}{\pi} \left( \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} - \frac{R_4}{R_x} \right) E,$$

iar componenta continuă produsă de semialternanța negativă va fi:

$$v_0(-) = -\frac{1}{\pi} \frac{R_4}{R_x} E,$$

și rezultă:

$$v_0 = v_0(+) + v_0(-) = \frac{1}{\pi} \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} E,$$

adică independentă de rezistența  $R_x$ .

Rezultatul este normal, întrucât prin rezistența  $R_x$  pătrund, la ieșire, ambele semialternanțe cu aceeași pondere și componentele lor continue se anulează, iar diodele  $D_1$  și  $D_2$  asigură selectarea unei semialternanțe (în cazul problemei, cea pozitivă) care va impune componenta continuă a tensiunii de ieșire, dependentă numai de rezistențele  $R_1, \dots, R_4$ .

Pentru a obține o tensiune proporțională cu valoarea absolută a tensiunii de intrare, ambele semialternanțe trebuie redată la fel, adică trebuie îndeplinită condiția:

$$R_x = \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} - \frac{R_4}{R_x} = \frac{R_4}{R_x} \quad \text{sau} \quad R_x = \frac{2 R_3 R_1}{R_2}.$$

**Problema 100** La ieșirea circuitului din fig. P.100 este conectat un instrument de curent continuu cu o rezistență internă  $R_i = 1 \text{ k}\Omega$ . Să se determine valoarea curentului prin instrument la aplicarea unei tensiuni sinusoidale de forma:  $v_i(t) = U \sin(\omega t)$ , cu  $U = 5 \text{ V}$ . Rezistența  $R_2$  are valoarea de  $1 \text{ k}\Omega$ .

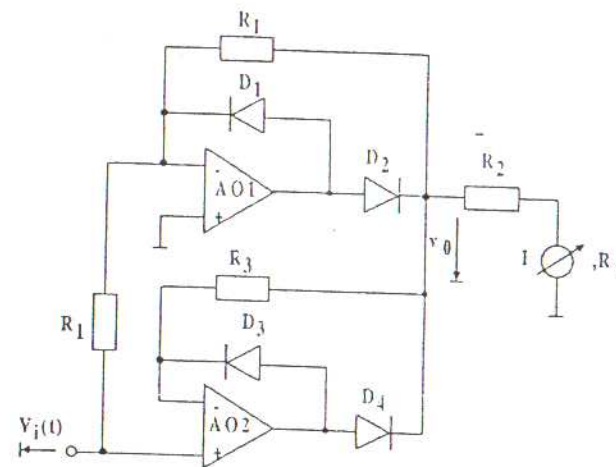


Fig. P.100.

**Soluție:**

Pentru tensiuni pozitive la intrarea circuitului, la ieșirea AO2 tensiunea devine pozitivă, blochează dioda  $D_3$  și deschide dioda  $D_4$ . AO2 funcționează ca repetor de tensiune, indiferent de valoarea rezistenței  $R_3$ , asigurând la ieșire tensiunea  $v_0 = v_i(t)$ , deoarece dioda  $D_2$  este blocată.

Pentru tensiuni negative, prin deschiderea diodei  $D_3$  se anulează efectul AO2, deoarece dioda  $D_4$  se blochează și prin sarcină va debita curent AO1, ce funcționează ca inversor (dioda  $D_1$  blocată și dioda  $D_2$  deschisă).

Însumând rezultatele, se obține:  $v_0 = |v_i|$ , adică circuitul realizează o redresare dublă alternanță.

Curentul continuu prin instrument va fi:

$$I = \frac{2}{\pi} \frac{U}{R_2 + R_i} = \frac{2}{\pi} \frac{5}{2} = 1,58 \text{ mA}.$$

**Problema 101.** Să se arate că schema din fig. P.101 realizează modulul tensiunii de intrare.

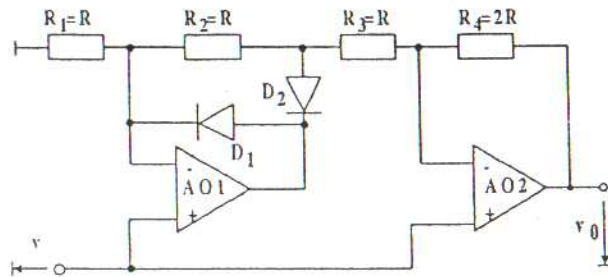


Fig. P.101.

**Soluție:**

Pentru tensiune pozitivă la intrare, tensiunea de la ieșirea primului AO va fi pozitivă, ceea ce duce la blocarea diodei  $D_2$  și la deschiderea diodei  $D_1$ , astfel că AO2 va fi acționat pe borna neînversoare direct cu tensiunea de intrare, iar pe borna înversoare cu tensiunea de la borna înversoare a primului AO, care este egală chiar cu tensiunea de intrare. În consecință, pentru  $v > 0$  se poate scrie:

$$v_0 = v \left( 1 + \frac{R_4}{R_3 + R_2} \right) - v \frac{R_4}{R_3 + R_2} = v.$$

Același rezultat se obține și dacă se observă că, datorită faptului că bornele neînversoare ale ambelor AO au același potențial,  $v$ , curentul prin rezistențele  $R_2$  și  $R_3$  înseriate ( $D_2$  este blocată) este nul și, ca urmare, și curentul prin rezistența  $R_4$  este nul, impunând  $v_0 = v$ .

Pentru tensiuni negative se blochează dioda  $D_1$  și se deschide dioda  $D_2$ , astfel încât:

$$v_0 = v \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + v \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( -\frac{R_4}{R_3} \right) = v \left( 1 - \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \right).$$

Pentru valorile particulare din schemă, rezultă:  $v_0 = -v$ .  
Deci, pentru ambele polarități,  $v_0 = |v|$ .

**Problema 102.** Circuitul din fig. P.102 are la intrare un generator de semnal sinusoidal de forma  $v_i = E \sin(\omega t + \varphi)$ . Comutatorul K este comandat de o formă de undă dreptunghiulară, așa cum se vede în fig. R.102, de frecvență  $f_r = f = 100$  Hz. Să se calculeze răspunsul circuitului dacă se dau:  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $C_4 = 1 \mu\text{F}$ .

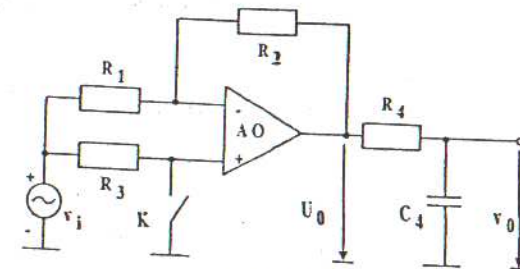


Fig. P.102.

**Soluție:**

Când comutatorul K este închis, tensiunea de intrare  $v_i$  se aplică numai pe borna înversoare și deci:

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} v_i.$$

Când comutatorul K este deschis, tensiunea de intrare se aplică simultan pe ambele borne ale AO și se obține:

$$v_0 = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_i - \frac{R_2}{R_1} v_i.$$

Rezultă că circuitul realizează produsul dintre semnalul de intrare  $v_i$  și un semnal dreptunghiular, de referință, care ia valorile  $+1$ , respectiv  $-1$ , ambele având aceeași perioadă, dar defazate.

Descompunerea în serie Fourier a semnalului dreptunghiular de frecvență  $f_r$  (pulsăția  $\omega_r$ ) este:

$$v_r = \frac{4}{\pi} \left[ \sin(\omega_r t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_r t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_r t) + \dots \right]$$

Se face produsul dintre  $v_i$  și  $v_r$ :

$$v_i v_r = \frac{4E}{\pi} \left[ \sin(\omega t + \varphi) \sin(\omega_r t) + \frac{1}{3} \sin(\omega t + \varphi) \sin(3\omega_r t) + \dots \right]$$

Dezvoltând produsele de sinusuri se obține:



$$v_i v_r = \frac{2E}{\pi} \left\{ \cos[(\omega - \omega_r)t + \varphi] - \cos[(\omega + \omega_r)t + \varphi] + \right. \\ \left. + \frac{1}{3} \cos[(\omega - 3\omega_r)t + \varphi] - \frac{1}{3} \cos[(\omega + 3\omega_r)t + \varphi] + \dots \right\}$$

Se observă că prin produsul celor două tensiuni se crează componente continue pentru frecvențe ale semnalului care iau valorile:  $f = f_r$ ;  $f = 3f_r$ ;  $f = 5f_r$ ; etc.

În condițiile problemei,  $f = f_r$  și componenta continuă care se obține este:

$$U_0 = \frac{2}{\pi} E \cos \varphi.$$

Rezultă că circuitul funcționează ca detector sensibil la fază, tensiunea de ieșire în curent continuu depinzând atât de amplitudinea semnalului de intrare, cât și de defazajul dintre tensiunea de intrare și semnalul de referință. În fig.R.102 sunt reprezentate formele de undă ale tensiunii de intrare și tensiunii de ieșire din circuit.

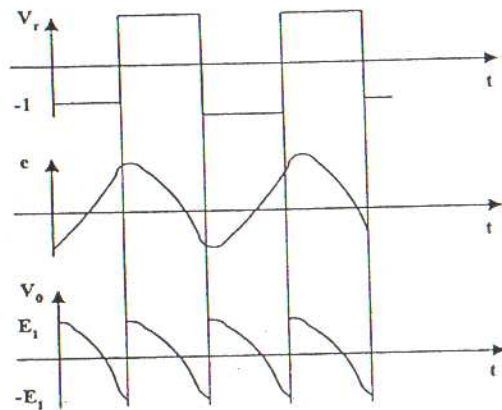


Fig. R.102.

Grupul  $R_4 C_4$  formează un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_4 C_4} = 15,9 \text{ Hz},$$

care asigură atenuarea corespunzătoare a tuturor componentelor alternative ale produsului.

Circuitul poate fi folosit ca demodulator sincron pentru amplificatoare cu modulare-demodulare, având și avantajul că sursa de semnal de intrare are un punct de masă.

**Problema 10.** Să se determine caracteristica de transfer a circuitului comparator de tensiune din fig.P.103.1. Caracteristica de transfer a AO este prezentată în fig.P.103.2.

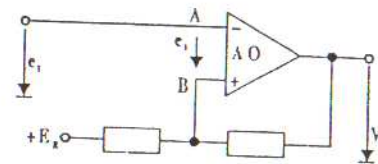


Fig. P.103.1.

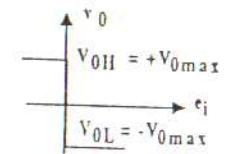


Fig. P.103.2.

**Soluție:**

Se constată că AO este folosit într-un circuit cu reacție pozitivă și, deoarece  $A_0 \rightarrow \infty$ , zona liniară de funcționare dispare, AO având două valori posibile pentru tensiunea de ieșire ( $V_{0H} = +V_{0max}$  și  $V_{0L} = -V_{0max}$ ), limitate de tensiunile de alimentare, în funcție de semnul tensiunii de intrare,  $e_i$ .

La tensiuni negative mari în valoare absolută, AO primește o tensiune negativă între bornele de intrare A și B, ceea ce face ca la ieșire să se obțină tensiunea  $V_{0H}$ , așa cum se vede din caracteristica de transfer a AO. Deci, pe borna neinversoare se stabilește tensiunea de prag:

$$V_{pH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_R + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{0max}.$$

Îndată ce tensiunea de intrare depășește această valoare de prag, se schimbă semnul tensiunii aplicate între bornele de intrare ale AO și aceasta trece în starea cu  $V_{0L}$  la ieșire. Pe borna neinversoare se va stabili o nouă tensiune de prag:

$$V_{pL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_R - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{0max} < V_{pH}.$$

Rezultă o caracteristică de transfer cu histerzis, reprezentată în fig.R.103. Valoarea histerzisului va fi:

$$\Delta V_H = V_{pH} - V_{pL} = 2V_{0max} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \\ = 2V_{0max} \frac{\frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_1}{R_2}}.$$

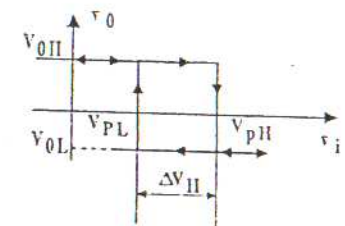


Fig. R.103.

Acest histerezis este axat pe tensiunea:

$$V_p = \frac{V_{pH} + V_{pL}}{2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_R = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} E_R.$$

Practic, cu ajutorul raportului rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  se determină mărirea histerezisului, iar cu tensiunea de referință  $E_R$  se fixează tensiunea pe care este axat; dacă se precizează  $\Delta V_H$  și  $V_p$ , se pot determina:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\Delta V_H}{2V_{0\max} - \Delta V_H}; \quad E_R = V_p \frac{2V_{0\max}}{2V_{0\max} - \Delta V_H}.$$

Valorile rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  sunt limitate superior de necesitatea micșorării influențelor curenților de intrare ai AO, iar inferior de disponibilitățile de curent ale AO și ale sursei de referință.

**Problema 104.** Considerând AO ideal, se cere să se determine caracteristica de transfer a circuitului comparator de tensiune din fig.P.104. Diodele Zener sunt caracterizate prin  $V_Z$  (tensiunea stabilizată) și prin  $V_D$  (tensiunea directă). Se va presupune că tensiunea de ieșire a AO,  $V_{0\max}$  este mai mare decât  $V_Z + V_D$ .

**Soluție:**

Caracteristica de transfer a AO fiind idealizată, circuitul format din AO (circuitul său de ieșire), rezistența  $R_3$  și diodele  $DZ_1$  și  $DZ_2$  formează un circuit de limitare ce fixează tensiunea de ieșire la valorile  $V_{0H} = V_Z + V_D$  (când la ieșirea AO este  $+V_{0\max}$ ), respectiv  $V_{0L} = -(V_Z + V_D)$  (când la ieșirea AO este  $-V_{0\max}$ ). Se poate considera că circuitul format din AO, rezistența  $R_3$  și diodele  $DZ_1$  și  $DZ_2$  se comportă ca un AO echivalent ce are caracteristica de transfer din fig.R.104.

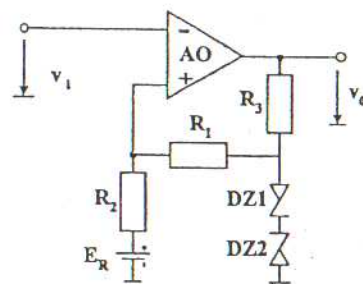


Fig. P.104.

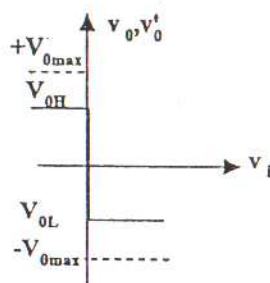


Fig. R.104.

Rezistența  $R_3$  trebuie să fie astfel dimensionată încât să asigure curentul necesar funcționării corecte a diodelor Zener.

Procedând ca în problema precedentă, se obține o caracteristică de transfer ca în fig.R.103, în care:

$$V_{pH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_Z + V_D) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_R;$$

$$V_{pL} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_Z + V_D) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_R;$$

$$V_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_R; \quad \Delta V_H = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} (V_D + V_Z).$$

Cu acest circuit se realizează un comparator ale cărui tensiuni de ieșire sunt simetrice față de zero și independente de tensiunea de alimentare a AO (dar cu condiția  $V_{CC} = V_{EE} > V_{0\max} > V_{0H} = |V_{0L}|$ ), ceea ce asigură și praguri stabile,  $V_{CC}$  și  $V_{EE}$  fiind tensiunile de alimentare ale AO, nefigurate în schemă.

**Problema 105.** În fig.P.105 este reprezentat un comparator cu histerezis în care rezistența  $R_3$  are rolul de limitare a curentului. Se cere să se determine pragurile de basculare și mărirea histerezisului. Tensiunea stabilizată de dioda Zener,  $V_Z$ , este mai mare decât tensiunea de referință.

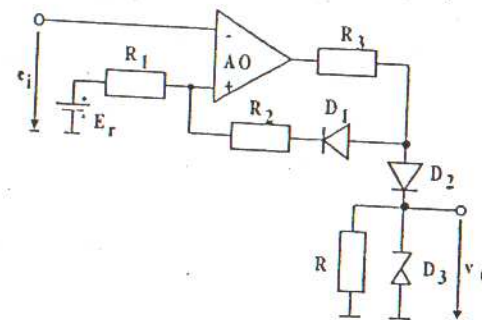


Fig. P.105.

**Soluție:**

Mărimile cerute rezultă din caracteristica de transfer a circuitului.

Dacă tensiunea de intrare,  $v_i$ , este negativă și suficient de mare în valoare absolută, astfel încât să fie mai mică decât tensiunea pe borna neînversoare a AO, oricât ar fi aceasta, tensiunea de la ieșirea AO este pozitivă, ceea ce provoacă deschiderea diodelor  $D_1$  și  $D_2$  în conducție directă și a diodei Zener  $D_3$  în regim de limitare a tensiunii; rezultă că tensiunea de ieșire este  $v_0 = V_Z$ . Se



presupune că tensiunea de ieșire a AO, limitată de tensiuni de alimentare, este suficientă pentru deschiderea diodei Zener.

Tensiunea echivalentă pe borna neinversoare a AO, care va fi și pragul de basculare superior, se poate scrie:

$$V_{pH} = \frac{R_1 V_Z}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 E_r}{R_1 + R_2}.$$

Dacă tensiunea de intrare  $v_i$ , în creșterea ei, depășește valoarea tensiunii de prag,  $V_{pH}$ , AO își schimbă starea, obținându-se la ieșire o tensiune negativă care blochează diodele  $D_1$  și  $D_2$ . Datorită rezistenței  $R$ , tensiunea de ieșire devine nulă, rămânând la această valoare pentru orice tensiune de intrare mai mare decât  $V_{pH}$ .

Tensiunea care se stabilește acum la borna neinversoare este chiar  $E_r$ , valoarea ce va constitui pragul de basculare inferior,  $V_{pL}$ , de revenire a circuitului în starea inițială la scăderea tensiunii de intrare. Rezultă că  $V_{pL} = E_r$  și, pentru  $v_i < V_{pL}$ , tensiunea de ieșire este  $v_0 = V_Z$ .

Între cele două praguri de basculare, valoarea tensiunii de ieșire depinde și de sensul de variație al tensiunii de intrare, așa cum se vede și din fig.R.105, în care este reprezentată caracteristica de transfer  $v_0(v_i)$ .

Mărirea histerezisului va fi:

$$\Delta V_H = V_{pH} - V_{pL} = \frac{R_1 V_Z}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 E_r}{R_1 + R_2} - E_r = \frac{R_1 (V_Z - E_r)}{R_1 + R_2}.$$

**Problema 106.** Să se calculeze caracteristica de transfer a circuitelor din fig.P.106.1 și fig.P.106.2, în care AO și dioda sunt considerate ideale.

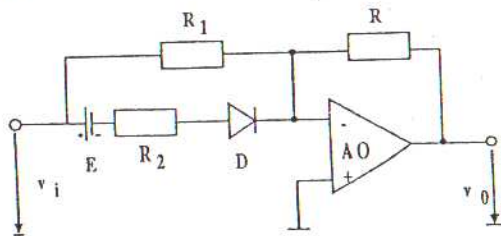


Fig. P.106.1.

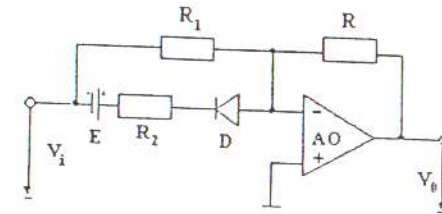


Fig. P.106.2.

**Soluție:**

Pentru circuitul din fig.P.106.1, dioda este deschisă numai dacă  $v_i > E$ : rezultă:

- pentru  $v_i < E$ , se scrie direct:

$$v_0 = -\frac{R}{R_1} v_i;$$

- pentru  $v_i > E$ , se scrie:

$$\frac{v_0}{R} + \frac{v_i}{R_1} + \frac{v_i - E}{R_2} = 0;$$

de unde se deduce:

$$v_0 = -\frac{R}{R_1 \parallel R_2} v_i + \frac{R}{R_2} E.$$

Caracteristica de transfer este dată în fig.R.106.1.

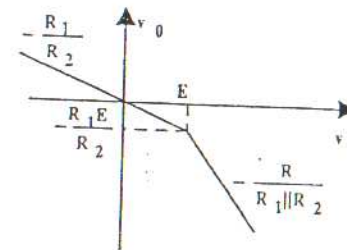


Fig. R.106.1.

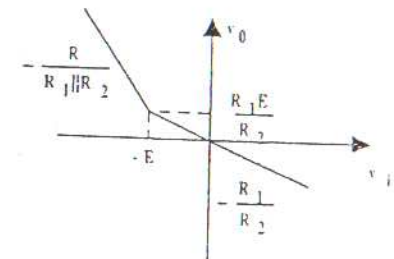


Fig. R.106.2.

Pentru circuitul din fig.P.106.2, dioda este deschisă numai dacă  $v_i < -E$ , când este valabilă relația:

$$v_0 = -\frac{R}{R_1 \parallel R_2} v_i - \frac{R}{R_2} E.$$

Pentru cazul  $v_i > -E$ , dioda este blocată și se obține direct:

$$v_0 = -\frac{R}{R_1} v_i.$$

Caracteristica de transfer este dată în fig.R.106.2.

**Problema 107.** Se cere caracteristica de transfer a circuitului cu diodă paralel din fig.P.107, dioda fiind considerată ideală.

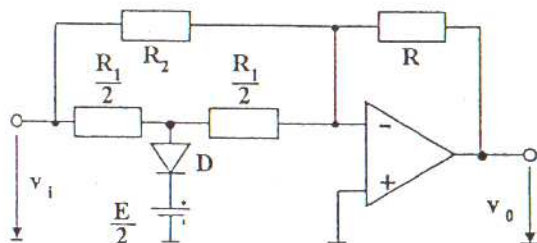


Fig. P.107.

**Soluție:**

Dioda D se deschide atunci când tensiunea pe diodă este pozitivă, deci când:

$$u_D = \frac{R_1}{R_1 + \frac{R_1}{2}} v_i - \frac{E}{2} \geq 0.$$

De aici rezultă că tensiunea la care se schimbă panta caracteristicii de transfer este  $E$ .

Pentru  $v_i < E$ , dioda este blocată și

$$v_0 = -\frac{R}{R_1 \parallel R_2} v_i,$$

iar pentru  $v_i > E$  se obține:

$$v_0 = -\frac{R_1}{R_2} E - \frac{R}{R_2} v_i.$$

Caracteristica de transfer este reprezentată în fig.R.107.

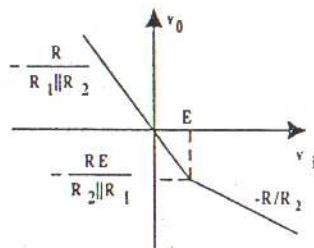


Fig. R.107.

**Problema 108.** Să se compare caracteristicile de transfer ale circuitelor din fig.P.108.1 și fig.P.108.2, în care AO și diodele sunt considerate ideale.

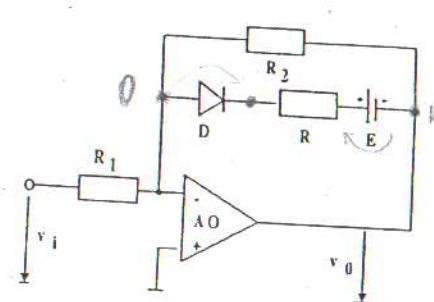


Fig. P.108.1.

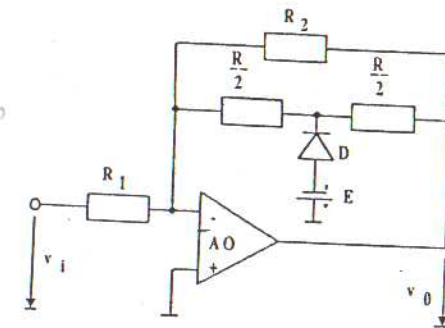


Fig. P.108.2.

**Soluție:**

Pentru circuitul din fig.P.108.1, dioda este deschisă numai dacă tensiunea la bornele ei este pozitivă, adică atunci când:

$$\frac{R_2}{R_1} v_i - E \geq 0.$$

Rezultă tensiunea la care se schimbă starea diodei:  $E \frac{R_1}{R_2}$ .

În consecință:

- pentru  $v_i < E \frac{R_1}{R_2}$  se obține:

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} v_i;$$

- pentru  $v_i > E \frac{R_1}{R_2}$  se obține:

$$v_0 = -\frac{R_2 \parallel R}{R_1} v_i - \frac{R_2 \parallel R}{R} E.$$

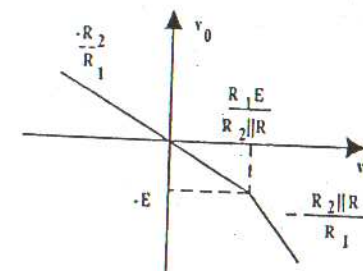


Fig. R.108.1.

Caracteristica este desenată în fig.R.108.1.

Pentru circuitul din fig.P.108.2, dioda se deschide numai dacă



$$v_i > \frac{ER_1}{R \parallel R_2},$$

pentru care:

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} v_i + \frac{R_2}{R} E.$$

Când dioda este blocată:

$$v_0 = -\frac{R_2 \parallel R}{R_1} v_i.$$

Caracteristica de transfer este prezentată în fig.R.108.2.

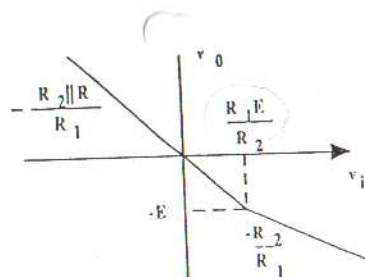


Fig. R.108.2.

**Problema 109.** Știind că, în circuitul din fig.P.109,  $R_1 = R_2 = R_3 = 60 \text{ k}\Omega$  și  $R = 30 \text{ k}\Omega$ , să se determine pantele caracteristicii de transfer. Se dă  $E_1 < E_2$ .

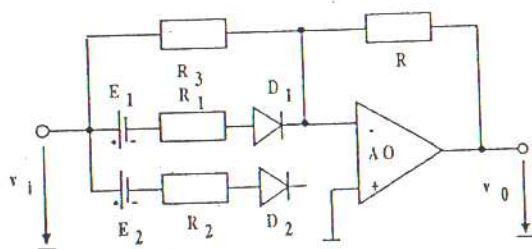


Fig. P.109.

**Soluție:**

Pentru  $v_i < E_1$ , ambele diode sunt blocate; panta caracteristicii este

$$-\frac{R}{R_3} \text{ și } v_0 = -\frac{R}{R_3} v_i.$$

Pentru  $E_1 < v_i < E_2$ , dioda  $D_2$  este blocată și dioda  $D_1$  este deschisă; panta caracteristicii este  $-\frac{R}{R_1 \parallel R_3}$  și rezultă:

$$v_0 = -\frac{R}{R_3 \parallel R_1} v_i + \frac{R}{R_1} E_1.$$

Pentru  $v_i > E_2$ , ambele diode sunt deschise; panta caracteristicii este:

$$-\frac{R}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3},$$

și:

$$v_0 = -\frac{R}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} v_i + \frac{R}{R_1} E_1 + \frac{R}{R_2} E_2.$$

Caracteristica de transfer este reprezentată în fig.R.109, pantele având valorile: -0,5, -1 și -1,5.

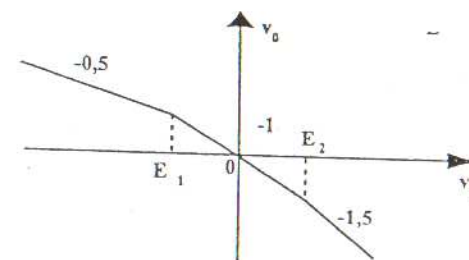


Fig. R.109.

**Problema 110.** Să se determine variația tensiunilor  $v_1$  și  $v_2$  în funcție de tensiunea de intrare  $v_i$  pentru circuitul din fig.P.110.1 și să se determine caracteristica de transfer a circuitului din fig.P.110.2.

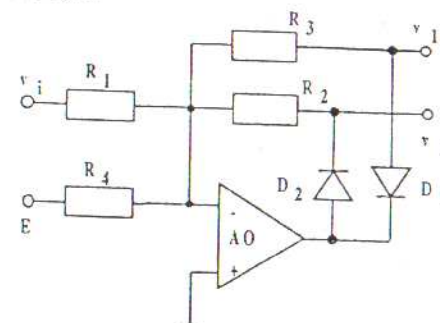


Fig. P.110.1.

**Soluție:**

Diodele  $D_1$  și  $D_2$  funcționează în contratimp, starea lor depinzând de sensul curentului pe care trebuie să-l debiteze AO în rețeaua de reacție. Deci:

- pentru  $\frac{E}{R_4} + \frac{v_i}{R_1} < 0$ , adică pentru  $v_i < -E \frac{R_1}{R_4}$ , dioda  $D_1$  este blocată și dioda  $D_2$  este deschisă; rezultă:

$$v_1 = 0; \quad v_2 = -\frac{R_2}{R_1} v_i - \frac{R_2}{R_4} E;$$

- pentru  $\frac{E}{R_4} + \frac{v_i}{R_1} > 0$ , adică pentru  $v_i > -E \frac{R_1}{R_4}$ , dioda  $D_2$  este blocată și dioda  $D_1$  este deschisă; rezultă:

$$v_2 = 0; \quad v_1 = -\frac{R_3}{R_1} v_i - \frac{R_3}{R_4} E.$$

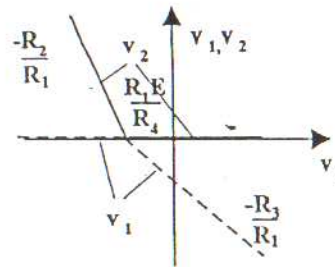


Fig. R.110.1.

Cele două tensiuni de ieșire sunt reprezentate grafic în fig.R.110.1. Pantele celor două caracteristici sunt diferite în măsura în care  $R_2 \rightarrow R_3$ .

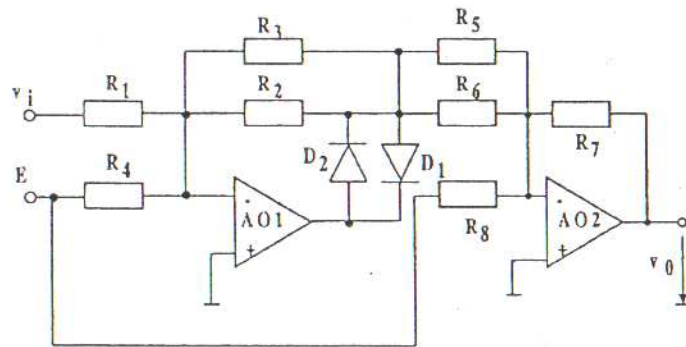


Fig. P.110.2.

Pentru circuitul din fig.P.110.2 se constată că atunci când dioda  $D_1$  este blocată, rezistențele  $R_3$  și  $R_5$  nu mai au importanță, fiind cuplate între două puncte virtuale de masă; similar, când dioda  $D_2$  este blocată, rezistențele  $R_2$  și  $R_6$  nu au importanță.

Cel de-al doilea AO este folosit ca sumator. Astfel,

- pentru  $v_i < -E \frac{R_1}{R_4}$ , dioda  $D_1$  este blocată și se obține:

$$v_0 = \left( -\frac{R_2}{R_1} v_i - \frac{R_2}{R_4} E \right) \left( -\frac{R_7}{R_6} \right) - \frac{R_7}{R_8} E = \frac{R_2 R_7}{R_1 R_6} v_i + \left( \frac{R_2 R_7}{R_6 R_4} - \frac{R_7}{R_8} \right) E;$$

- pentru  $v_i > -E \frac{R_1}{R_4}$ , dioda  $D_2$  este blocată și:

$$v_0 = \left( -\frac{R_3}{R_1} v_i - \frac{R_3}{R_4} E \right) \left( -\frac{R_7}{R_5} \right) - \frac{R_7}{R_8} E = \frac{R_3 R_7}{R_1 R_5} v_i + \left( \frac{R_3 R_7}{R_5 R_4} - \frac{R_7}{R_8} \right) E.$$

Caracteristica este desenată în fig.R.110.2.

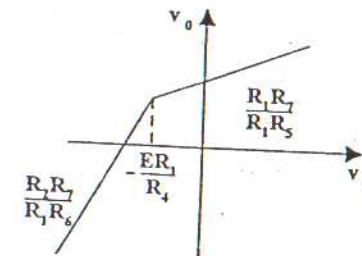


Fig. R.110.2.

Problema 111. Să se calculeze caracteristica de transfer a circuitului din fig.P.111.

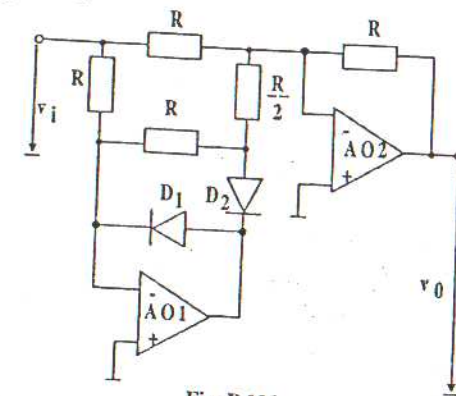


Fig. P.111.

Soluție:

Circuitul echivalent pentru tensiune de intrare pozitivă este desenat în fig.R.111.1; se observă că primul AO funcționează ca inversor cu amplificare -1, iar cel de al doilea ca sumator și se obține imediat  $v_0 = v_i$ . Pentru tensiune de intrare negativă se obține circuitul echivalent din fig.R.111.2, în care cel de-al



doilea AO lucrează ca inversor cu amplificarea  $-1$ , efectele orlalte elemente fiind anulat de primul AO, cu tensiune nulă pe intrări și pe ieșire.

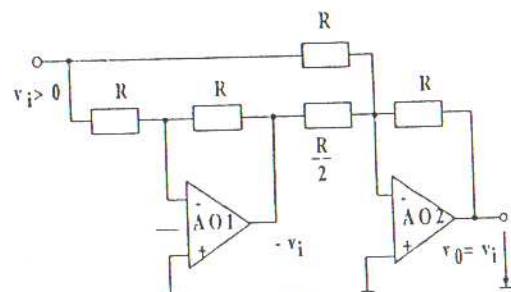


Fig. R.111.1.

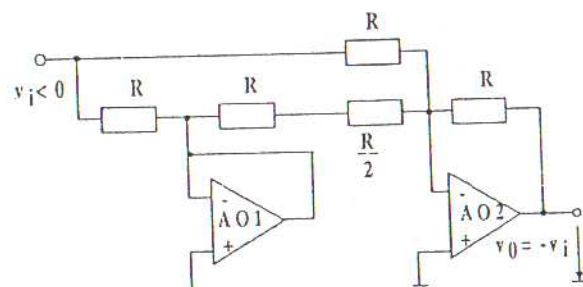


Fig. R.111.2.

Deci circuitul realizează valoarea absolută a tensiunii de intrare, așa cum se vede și în fig. R.111.3.

**Problema 112.** Să se calculeze caracteristica de transfer a circuitului din fig. P.112.

**Soluție:**

Pentru  $v_i < 0$ , dioda D este blocată, circuitul format cu AO2 nu contează și se obține:

$$v_0 = -v_i + (1 + 1)v_i = v_i$$

(dacă rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  sunt strict egale).

Pentru  $v_i > 0$ , dioda D se deschide, borna neinvertoare a AO1 fiind conectată la un punct de masă și tensiunea de ieșire va fi:  $v = -v_i$  (în aceleași condiții).

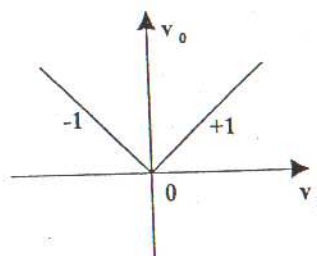


Fig. R.111.3.

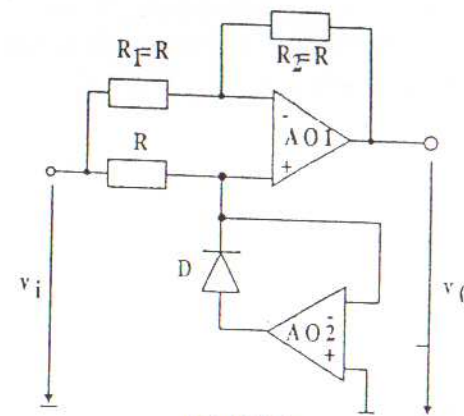


Fig. P.112.

Circuitul realizează funcția de modul. Trebuie remarcat și faptul că al doilea AO poate fi alimentat numai de la o sursă de alimentare pozitivă pentru a diminua efectul valorii finite a vitezei de variație a tensiunii de ieșire (SR) în cazul unor scheme cu semnale rapid variabile.

**Problema 113.** Să se determine caracteristica de transfer pentru circuitul din fig. P.113, în care AO și diodele sunt ideale, iar  $\frac{R_3}{R_4} < \frac{R_5}{R_6}$ .

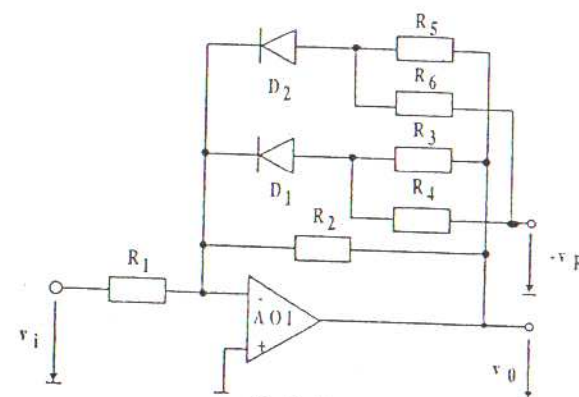


Fig. P.113.

**Soluție:**

Circuitul are o reacție negativă permanentă, ceea ce face ca borna neinvertoare să fie punct virtual de masă.

Pentru tensiune negativă suficient de mare (valoare absolută, ambele diode sunt deschise, deoarece tensiunea de la ieșirea AO este pozitivă. Deci panta caracteristicii de transfer va fi:  $\frac{R_2 \parallel R_3 \parallel R_5}{R_1}$ .

Deoarece  $\frac{R_3}{R_4} < \frac{R_5}{R_6}$ , la creșterea tensiunii de intrare se va bloca întâi dioda  $D_2$  și panta caracteristicii de transfer va fi:  $-\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1}$ ; schimbarea pantei se face pentru tensiunea de intrare:

$$V_{i1} = -V_R \left( \frac{R_1 R_5}{R_6 R_2 \parallel R_3} - \frac{R_1}{R_4} \right)$$

În continuare, la creșterea tensiunii de intrare, se va bloca și  $D_1$ , astfel încât, pentru tensiuni de intrare superioare valorii:  $V_{i2} = -V_R$ , panta caracteristicii de transfer va fi:  $-\frac{R_2}{R_1}$ .

Caracteristica de transfer este reprezentată în fig. R.113.

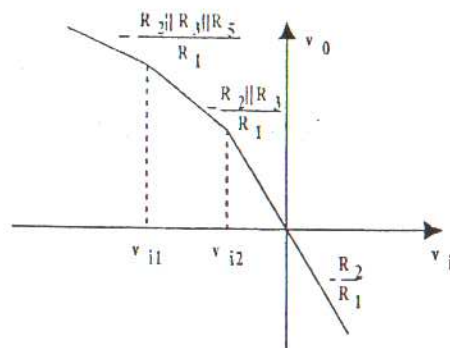


Fig. R.113.

#### Observație:

Dacă este necesară o caracteristică de transfer cu mai multe segmente, se pot introduce și alte grupuri de diode cu rezistențe în mod corespunzător.

**Problema 114.** Să se calculeze caracteristica de transfer pentru circuitul din fig. P.114, presupunând AO și diodele ideale.

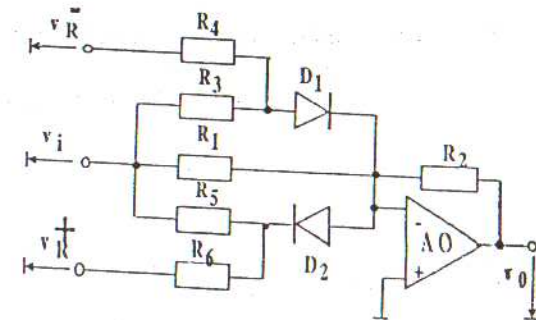


Fig. P.114.

#### Soluție:

Pentru tensiuni de intrare negative (dar mari în valoare absolută), dioda  $D_1$  este blocată, iar dioda  $D_2$  este deschisă; panta caracteristicii de transfer este:

$$-\frac{R_2}{R_1 \parallel R_5}$$

La creșterea tensiunii de intrare, dioda  $D_2$  se blochează pentru tensiune superioară valorii:

$$V_{i1} = -V_R^+ \frac{R_5}{R_6}$$

Din acest moment, panta caracteristicii devine  $-\frac{R_2}{R_1}$ .

În continuare, crescând tensiunea de intrare, se va deschide dioda  $D_1$  (cu  $D_2$  blocată). Pentru tensiune de intrare superioară valorii  $V_{i2} = -V_R^- \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}$  panta caracteristicii de transfer devine

$$-\frac{R_2}{R_1 \parallel R_3}$$

Se pot introduce mai multe grupuri de diode de tipul  $D_1$  sau de tipul  $D_2$  pentru a obține o caracteristică de transfer cu mai multe segmente.

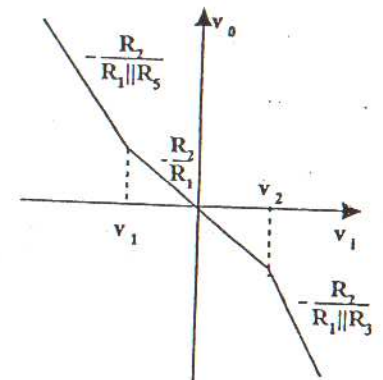


Fig. R.114.

**Problema 115.** Să se calculeze caracteristica de transfer a circuitului din fig. P.115. Diodele sunt identice și sunt caracterizate prin



tensiunea de deschidere  $V_D$ , ceilalți parametri fiind neglijabili.

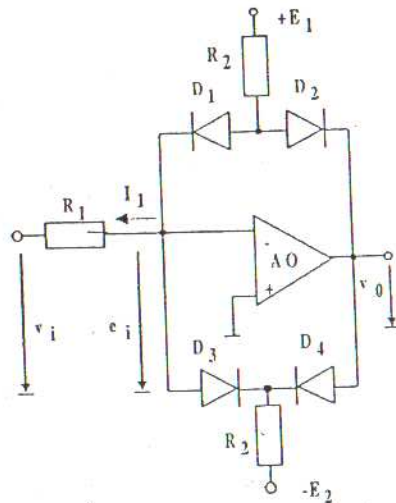


Fig. P.115.

#### Soluție:

Când tensiunea de intrare este puternic negativă, potențialul bornei inversoare față de masă va fi negativ, ceea ce face ca tensiunea de ieșire să fie pozitivă,  $U_1$ , determinată de tensiunea pozitivă de alimentare a AO. Această tensiune va bloca dioda  $D_2$ , impunând deschiderea diodei  $D_1$  și va deschide dioda  $D_4$ , care va determina blocarea diodei  $D_3$ , ceea ce înseamnă că AO rămâne fără reacție negativă externă.

Curentul debitat de bateria  $E_1$  va fi:

$$I_1 = \frac{E_1 - V_D - v_i}{R_1 + R_2},$$

și tensiunea pe borna inversoare se va scrie:

$$e_i = R_1 I_1 + v_i = \frac{R_1(E_1 - V_D)}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 v_i}{R_1 + R_2}.$$

Această situație poate exista până când tensiunea de pe borna inversoare se anulează, adică până când tensiunea de intrare atinge valoarea de prag  $V_{p1}$ , calculabilă cu relația:

$$V_{p1} = -(E_1 - V_D) \frac{R_1}{R_2}.$$

Când tensiunea de intrare depășește această valoare, tensiunea de ieșire tinde să-și schimbe sensul, curentul debitat de bateria  $E_1$  nu se mai închide în totalitate spre sursa de semnal, diferența trecând prin dioda  $D_3$ , care se deschide; dioda  $D_1$  rămâne deschisă pentru a se asigura o cale de scurgere pentru curentul debitat de sursa  $E_2$ . Rezultă:

$$v_o = V_{D4} - V_{D3} = 0.$$

Pentru  $v_i = V_{p2}$ , tot curentul debitat de sursa  $E_2$  va circula prin sursa de semnal, dioda  $D_4$  blocându-se; dioda  $D_1$  se blochează și se deschide dioda  $D_2$ . Deci:

$$\frac{V_{p2}}{R_1} = \frac{E_2 + V_D}{R_2},$$

de unde:

$$V_{p2} = \frac{R_1}{R_2} (V_D + E_2).$$

Dacă tensiunea de intrare este mai mare decât  $V_{p2}$ , tensiunea de ieșire va fi negativă, la o valoare determinată de tensiunea de alimentare negativă a circuitului,  $-U_2$ .

Caracteristica este desenată în fig.R.115 și reprezintă funcția de transfer a unui comparator cu fereastră, cu semnale de valori diferite când tensiunea este în afara ferestrei.

Prin adăugarea unei tensiuni de referință pe borna neinvertor a AO (sau pe borna inversoare, printr-o rezistență  $R_0$ ), fereastra comparatorului poate fi mutată oriunde pe caracteristica de transfer.

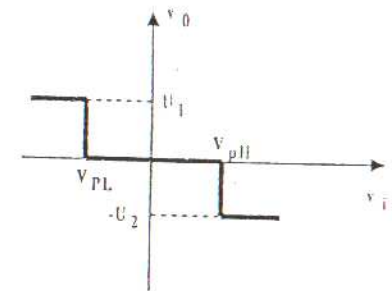


Fig. R.115.

**Problema 116.** În circuitul din fig.P.116, tranzistorul este caracterizat, în conducție, prin  $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$  (independent de curent) și  $\beta_0 \rightarrow \infty$ .

Se cere:

- să se calculeze și să reprezinte grafic caracteristica de transfer,  $v_o(e)$ ;
- să se precizeze cum se modifică această caracteristică dacă rezistența  $R_2$  este scoasă din circuit.

Se dau tensiunile de ieșire ale AO ( $\pm V_{0max}$ ), valorile rezistențelor:  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ;  $R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$  și  $E = 1 \text{ V}$ .

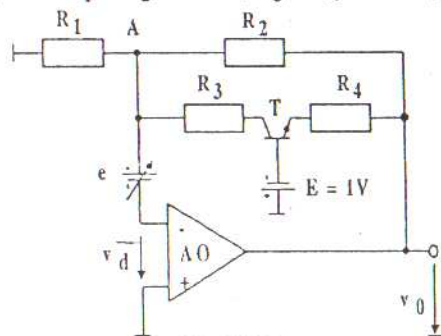


Fig. P.116.

**Soluție:**

a. Tensiunea pe baza tranzistorului fiind  $-1 \text{ V}$ , pentru ca acesta să fie deschis este necesar ca tensiunea de ieșire a AO să fie mai mică decât valoarea:  $-(E + V_{BE}) = -1,6 \text{ V}$ .

a1. Când tranzistorul este blocat, curentul său de colector este zero, iar prin rezistența  $R_2$  se închide o buclă de reacție negativă; se poate scrie ecuația Kirchhoff I în nodul A:

$$\frac{e}{R_1} = \frac{v_0 - e}{R_2},$$

de unde

$$v_0 = e \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 2e;$$

(această ultimă relație se putea scrie și direct, observând că sursa de tensiune acționează ca și cum ar fi pe borma neînversoare a AO, deci ca amplificator pentru un amplificator neînversor cu AO).

Punând condiția:

$$v_0 > -(E + V_{BE}),$$

rezultă:

$$e > V_1 = -\frac{E + V_{BE}}{2} = -0,8 \text{ V};$$

a2. Când tranzistorul este în conducție în regiunea activă normală, există egalitatea:  $i_C \cong i_E$  ( $\beta \rightarrow \infty$ ).  
Curentul de emitor rezultă direct din ecuația Kirchhoff II, scrisă pe ochiul ce conține joncțiunea emitor-bază a tranzistorului:

$$E + V_{BE} + R_4 i_E + v_0 = 0,$$

de unde:

$$i_E = -\frac{E + V_{BE} + v_0}{R_4}.$$

Ecuația Kirchhoff I în nodul A permite determinarea tensiunii  $v_0$ :

$$\frac{e}{R_1} + i_C = \frac{v_0 - e}{R_2},$$

de unde, pentru  $i_C \cong i_E$ , rezultă:

$$v_0 = R_2 \parallel R_4 \left( \frac{e}{R_1 \parallel R_2} - \frac{E + V_{BE}}{R_4} \right) = 0,181e - 1,45;$$

(relația asigură continuitatea pentru  $e = V_1 = -0,8 \text{ V}$ ).  
Potențialul colectorului tranzistorului va fi:

$$V_C = e - R_3 i_C = e + R_3 \frac{E + V_{BE} + v_0}{R_4}$$

sau

$$V_C = e \left( 1 + \frac{R_1 + R_2 R_3}{R_2 + R_4 R_1} \right) + (E + V_{BE}) \frac{R_3}{R_2 + R_4}.$$

Potențialul emitorului este fix, la valoarea:

$$V_e = -(E + V_{BE}) = -1,6 \text{ V}.$$

Când  $e$  scade,  $V_C$  se modifică și tranzistorul se saturează. Condiția de saturare va fi:

$$e \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_2 + R_4} \right) = -(E + V_{BE}) \left( 1 + \frac{R_3}{R_2 + R_4} \right)$$

De aici se obține:

$$e = V_2 = -1,76 \text{ V}.$$



a3. Pentru tranzistor saturat, se scrie ecuația Kirchhoff în nodul A:

$$\frac{e}{R_1} + \frac{e + (E + V_{BE})}{R_3} + \frac{e - v_0}{R_2} = 0,$$

de unde:

$$v_0 = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 \parallel R_3} \right) e + \frac{R_2}{R_3} (E + V_{BE}) = 12e + 16;$$

(funcția este continuă și în punctul  $e = V_2 = -1,476 \text{ V}$ ).

**Observație:**

Relația anterioară dedusă pentru  $v_0$  se putea obține și direct, observând, prin superpoziție, că AO este excitat în montaj neinversor, având reacția prin  $R_2$  și  $R_1 \parallel R_3$  spre masă, de către sursa  $e$  și în montaj inversor de către sursa  $-(E + V_{BE})$  prin  $R_3$ , rezistența de intrare și  $R_2$  în reacție.

Caracteristica este reprezentată în fig.R.116.1.

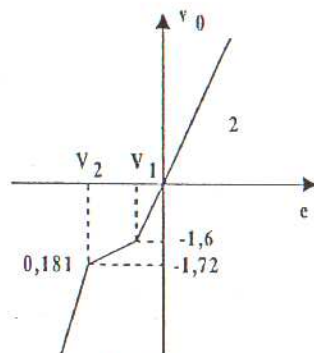


Fig. R.116.1.

b. Dacă rezistența  $R_2$  lipsește, când tranzistorul este blocat, AO lucrează în buclă deschisă, adică  $v_0 = -A_0 V_d$ .

Dar  $-V_d - e + R_1 i_{R1} = 0$  și rezultă, pentru  $i_{R1} = 0$ ,  $V_d = -e$ . Aceasta înseamnă că, pentru  $e > 0$ , la ieșire va fi tensiunea  $v_0 = +V_{0max}$ , iar dacă  $e < 0$ , tensiunea de ieșire tinde să ia valori negative mari, și, deci, provoacă deschiderea tranzistorului. Deschiderea acestuia are loc pentru o tensiune de ieșire  $v_0 = V_0 = -1,6 \text{ V}$ .

Când tranzistorul este în regiunea activă normală, se închide o buclă de reacție negativă și, folosind relația determinată pentru acest caz la punctul precedent, se obține, pentru  $R_2 \rightarrow \infty$ ,

$$v_0 = R_4 \left( \frac{e}{R_1} - \frac{E + V_{BE}}{R_4} \right) = 0,1e - 1,6.$$

Condiția de saturație a tranzistorului este aceeași, dar cu  $R_2 \rightarrow \infty$ , adică:

$$v_0 = V_3 = -\frac{E + V_{BE}}{1 + \frac{R_3}{R_1}} = -1,45 \text{ V}.$$

Când tranzistorul este în saturație, pentru  $e < V_3$ , potențialul fix dintre rezistențele  $R_3$  și  $R_4$  ( $-E - V_{BE}$ ) întrerupe bucla de reacție negativă și tensiunea de ieșire se va duce spre valoarea  $-V_{0max}$ .

Caracteristica de transfer este desenată în fig.R.116.2.

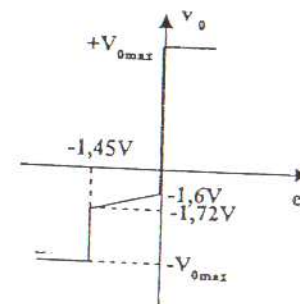


Fig. R.116.2.

**Problema 117.** Să se determine caracteristica de transfer a circuitului din fig.P.117, în care tranzistorul este caracterizat prin parametrul  $V_{BE}$ .

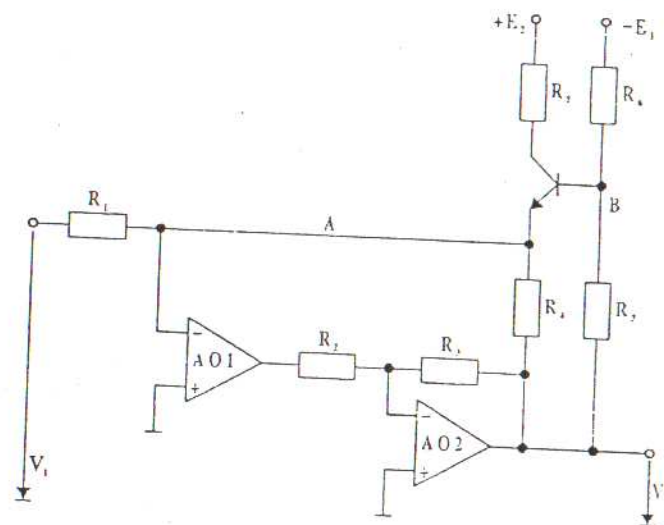


Fig. P.117.

Se dau:  $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R$  și  $R_1 = 0,5 R$ .

**Soluție:**

Cele două AO sunt cuplate într-o buclă de reacție negativă, deci punctul A este un punct virtual de masă (cel de-al doilea AO este conectat ca un inversor de tensiune).

Starea de blocare sau de conducție a tranzistorului T depinde de tensiunea de ieșire  $v_0$ , de tensiunea  $-E_1$  și de divizorul format cu rezistențele  $R_5$  și  $R_6$ .

Când tranzistorul T va fi blocat, tensiunea  $v_0$  va fi:

$$v_0 = -\frac{R_4}{R_1} v_i = -2v_i.$$

Dacă  $v_i > 0$ , atunci  $v_0 < 0$  și tranzistorul este blocat.

Dacă  $v_i < 0$  și dacă tranzistorul este încă blocat:

$$v_0 = -2v_i > 0.$$

Tranzistorul se deschide pentru o tensiune de intrare  $V_{i1}$ , dedusă din condiția:

$$v_B - v_A = V_{BE},$$

unde:

$$v_B = \frac{R_6}{R_5 + R_6} v_0 + \frac{R_5}{R_5 + R_6} (-E_1) = \frac{v_0 - E_1}{2} \quad \text{și} \quad v_A = 0.$$

Deci:

$$v_0 = 2V_{BE} + E_1 \quad \text{și} \quad V_{i1} = -\frac{v_0}{2} = -\frac{E_1}{2} - V_{BE}.$$

Pentru  $v_i < V_{i1}$ , tranzistorul este în regiunea activă normală și tensiunea pe baza lui (deci și la ieșire) se menține constantă.

La scăderea în continuare a tensiunii, tranzistorul intră în saturație pentru

$$v_i = V_{i2}.$$

Apreciind că, la saturație incipientă, prin tranzistor circulează curenții:

$$i_{Csat} = i_{Esat} = \frac{E_2}{R_7},$$

ecuația Kirchhoff în nodul A se poate scrie în forma:

$$\frac{E_2}{R_7} + \frac{v_0}{R_4} + \frac{V_{i2}}{R_1} = 0,$$

de unde:

$$V_{i2} = -R_1 \left( \frac{E_2}{R_7} + \frac{v_0}{R_4} \right) = -\frac{E_2 + 2V_{BE} + E_1}{2}.$$

Pentru domeniul în care tranzistorul este saturat, adică pentru  $v_i < V_{i2}$ , se scrie ecuația Kirchhoff I pentru nodul A:

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{E_2}{R_7} + \frac{v_0 - V_{BE}}{R_2} + \frac{-E_1 - V_{BE}}{R_6} + \frac{v_0}{R_4} = 0;$$

de unde:

$$v_0 = -v_i - \frac{E_2 - E_1 - 2V_{BE}}{2}.$$

Caracteristica este desenată în fig. R.117. Se constată că se poate regla lungimea palierului cu tensiunea  $E_2$ .

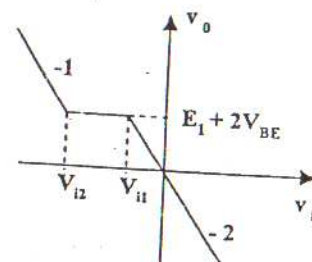


Fig. R.117.

**Problema 118.** Se dă circuitul din fig. P.118. Să se determine tensiunea de ieșire.

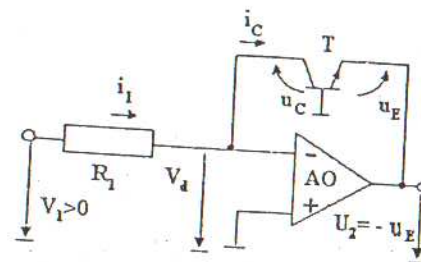


Fig. P.118.

**Soluție:**

Conform ecuațiilor Ebers-Moll, curentul de colector al tranzistorului are expresia:

$$i_C = \frac{i_{e0}}{1 - \alpha_0 \alpha_i} \left( e^{\frac{q u_E}{kT}} - 1 \right) - \frac{\alpha_i i_{c0}}{1 - \alpha_0 \alpha_i} \left( e^{\frac{q u_C}{kT}} - 1 \right).$$

Deoarece AO este considerat ideal, tensiunea diferențială de excitație tinde către zero (amplificarea de tensiune este infinită și tensiunea de ieșire este finită). Pentru  $V_d = 0$ , tensiunea de polarizare a joncțiunii colector-bază este



nulă, astfel încât al doilea termen din expresia curentului de colector se anulează.

Pentru polarizarea în sens direct a joncțiunii emitor-bază a tranzistorului, rezultă:

$$i_C = I_S \left( e^{\frac{q u_E}{kT}} - 1 \right) \cong I_S e^{\frac{q u_E}{kT}} \quad \text{unde: } I_S = \frac{\alpha_0 i_{e0}}{1 - \alpha_0 \alpha_i}.$$

Curentul de intrare,  $i_i$ , are expresia:

$$i_i = \frac{V_1 - V_d}{R_1} = \frac{V_1}{R_1}.$$

Prin logaritmare se deduce:

$$\frac{q}{kT} u_E = \ln \frac{V_1}{R_1 I_S}; \quad u_E = \frac{kT}{q} \ln \frac{V_1}{R_1 I_S}; \quad u_2 = -\frac{kT}{q} \ln \frac{V_1}{R_1 I_S}.$$

Tensiunea de ieșire în valoare absolută este proporțională cu logaritmul (natural) al tensiunii de intrare.

**Problema 119.** Se dă circuitul din fig.P.119. Să se determine tensiunea de ieșire.

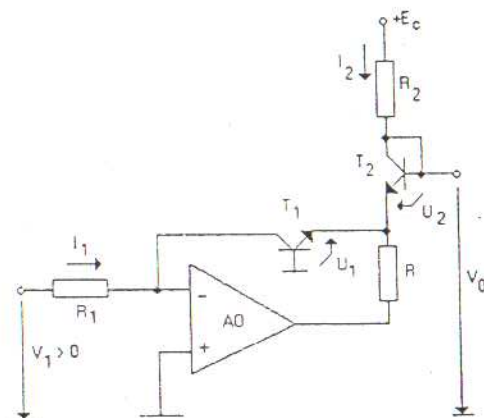


Fig. P.119.

**Soluție:**

După cum rezultă din figură,  $v_0 = u_2 - u_1$ . Fiind egală cu diferența tensiunilor de polarizare ale celor două joncțiuni emitor-bază, această tensiune este neglijabilă în comparație cu bateria de polarizare  $E_C$ .

Rezultă atunci:

$$E_C = R_2 i_2 + u_2 = R_2 i_2; \quad i_2 = \frac{E_C}{R_2}$$

Pe baza raționamentelor din problema precedentă se deduce:

$$i_1 = I_S e^{\frac{q u_1}{kT}} = \frac{v_1}{R_1}; \quad i_2 = I_S e^{\frac{q u_2}{kT}} = \frac{E_C}{R_2}$$

și:

$$\frac{i_2}{i_1} = e^{\frac{q(u_2 - u_1)}{kT}} = \frac{E_C}{R_2} \frac{R_1}{v_1},$$

de unde:

$$v_0 = u_2 - u_1 = -\frac{kT}{q} \ln \frac{R_2}{R_1} \frac{v_1}{E_C}.$$

Tensiunea de ieșire este de valoare absolută proporțională cu logaritmul tensiunii de intrare. Circuitul îndeplinește funcția de logaritmare. Spre deosebire de circuitul din problema precedentă, tensiunea de ieșire din acest circuit este independentă de curentul de saturație,  $I_S$ . Prin urmare, rolul tranzistorului  $T_2$  este acela de a compensa variațiile tensiunii de ieșire provocate de variația curentului de saturație,  $I_S$ , cu temperatura. Cele două tranzistoare trebuie să fie identice.

**Problema 120.** Să se determine tensiunea de ieșire din circuitul din fig.P.120.

**Soluție:**

Din circuit rezultă imediat:

$$i = i_C = I_S e^{\frac{q v_1}{kT}};$$

$$v_0 = -R i = -R I_S e^{\frac{q v_1}{kT}}.$$

Circuitul reprezintă un convertor antilogaritmic pentru tensiuni pozitive de intrare. Semnalele negative pot fi prelucrate cu ajutorul unui tranzistor npn.

**Problema 121.** Se consideră circuitul din fig.P.121, în care tranzistoarele sunt caracterizate prin parametrii: factorul de curent în conexiune normală,  $\alpha_0$ ; factorul de curent în conexiune inversă,  $\alpha_i$ ;

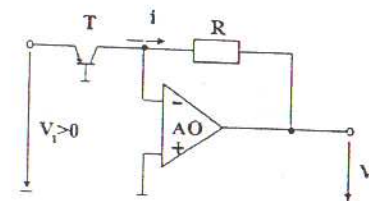


Fig. P.120.