

## CURS 11

### Amplificatoare logaritmice – Amplificatoare antilogaritmice

Pentru o serie de transformari analogice ale semnalelor ( $x^2$ ,  $\sqrt{x}$ ,  $\frac{1}{x}$ ,  $xy$ ,  $\frac{x}{y}$ , etc) se pot utiliza amplificatoare cu o caracteristica de transfer logaritmica si antilogaritmica.

#### Principiul:

Cea mai simpla schema a unui amplificator logaritmice este descrisa in figura 11.1

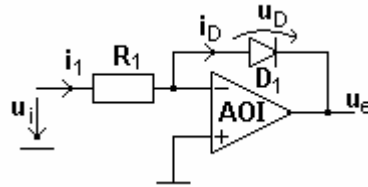


Figura 11.1

Elementul determinant al functiei de transfer este cracteristica exponentiala a jonctiunii pn a diodei:

$$I_D = I_s \left[ \exp\left(\frac{U_D}{\eta U_T}\right) - 1 \right] \quad (11.1)$$

$$\text{unde: } U_T = \frac{kT}{q} \approx 0.026V / 24^\circ C$$

$\eta \approx 1.5 \div 2$  coeficientul determinat de tehnologia particulara de realizare a jonctiunii ( $\eta \cong 2$  in dispozitivele de siliciu)

$T$  – temperatura absoluta a jonctiunii

$q$  – sarcina electronului

$k$  – constanta Boltzmann

Pe baza notatiilor din figura 11.1, cu ipoteza ca se neglijeaza unitatea din paranteza relatiei (11.1) ( $U_D > \frac{kT}{q} \approx 0.026V$  si  $T=(273+24)^\circ C$ ), se pot scrie succesiv urmatoarele relatii:

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1}; i_D = i_1$$

$$U_e = -U_D = -\eta U_T \left( \ln \frac{u_i}{R_1} - \ln I_s \right) \quad (11.2)$$

Tensiunea de iesire contine un factor de scala ( $\eta U_T$ ) si un termen de decalaj ( $\eta U_T \ln I_s$ ) dependenti cu temperatura. Tensiunea de decalaj, influentata de temperatura, atat prin tensiunea termica ( $U_T$ ), cat si prin valoarea curentului invers prin dioda ( $I_s$  – curent invers de saturatie) poate fi compensata cu ajutorul unei alte diode ( $D_2$ ), cu o caracteristica apropiata de cea a diodei  $D_1$  ca in figura 11.2 (compensarea lui  $U_T$  si  $I_s$ ) sau ca in figura 11.3 (compensarea lui  $I_s$ ).

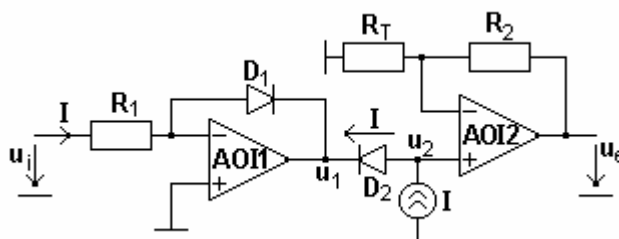


Figura 11.2

Tinand de relatiile (11.2) si de faptul ca prin dioda  $D_2$  circula curentul  $I$ , putem scrie potentialul  $u_2$ :

$$\begin{aligned} U_1 &= -\eta U_T \left( \ln \frac{u_i}{R_1} - \ln I_S \right) \\ U_{D_2} &= \eta U_T (\ln I - \ln I_S) \\ U_2 &= U_1 + U_{D_2} = -\eta U_T \left( \ln \frac{u_i}{RI} \right) \end{aligned} \quad (11.3)$$

In aceste conditii tensiunea de iesire se exprima prin relatia:

$$U_e = -\eta U_T \left( 1 + \frac{R_2}{R_T} \right) \ln \frac{u_i}{RI} \quad (11.4)$$

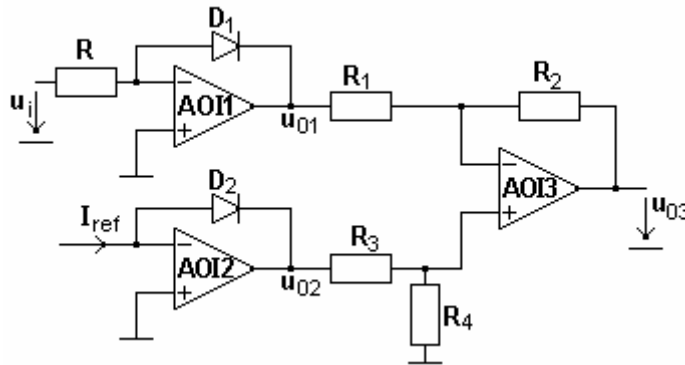


Figura 11.3

Conditie:  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$  (AOI3 este amplificator diferential)

$$\begin{aligned} u_{01} &= -\eta U_T \left( \ln \frac{u_i}{R_1 I_S} \right) \\ u_{02} &= -\eta U_T \left( \ln \frac{I_{ref}}{I_S} \right) \end{aligned}$$

$$u_{03} = \frac{R_2}{R_1} (u_{02} - u_{01}) = -\frac{R_2}{R_1} \eta U_T \left( \ln \frac{I_{ref}}{\frac{u_i}{R}} \right) \quad (11.5)$$

Compensarea cu temperatura a factorului de scala se realizeaza prin modificarea castigului in tensiune pentru AOI<sub>2</sub> in functie de temperatura. Acest lucru se realizeaza in schema din figura 11.2, prin introducerea in bucla de reactie negativa a unui termistor ( $R_T$ ). Factorul de scala devine aproximativ independent de temperatura daca termistorul are un coeficient pozitiv de temperatura. De aici rezulta  $U_T \left( 1 + \frac{R_2}{R_T} \right) \approx \text{constant}$ .

### Amplificatorul cu caracteristica de transfer antilogaritmica

Este prezentat in figura 11.4 si se poate obtine modificand putin schema unui amplificator logaritmic, pastrand ipotezele si observatiile anterioare.

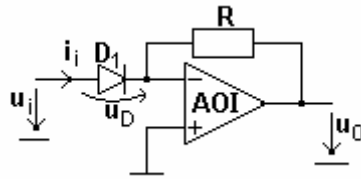


Figura 11.4

$$u_i = u_D$$

$$i_i = -\frac{u_o}{R} \cong I_s \exp\left(\frac{U_D}{\eta U_T}\right) \Rightarrow u_o \cong -RI_s \exp\frac{u_i}{\eta U_T} \quad (11.6)$$

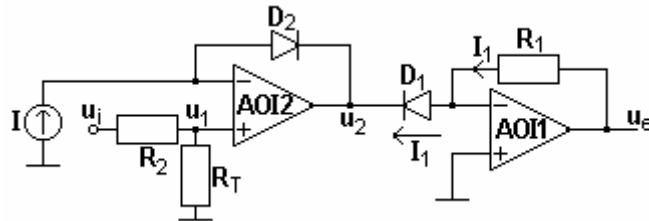


Figura 11.5

Se pot scrie urmatoarele relatii:

– pentru AOI<sub>2</sub>:

$$U_1 = u_i \frac{R_T}{R_T + R_2}$$

$$U_2 = U_1 - \eta U_T (\ln I - \ln I_s) = u_i \frac{R_T}{R_2 + R_T} - \eta U_T (\ln I - \ln I_s) \quad (11.7)$$

– pentru AOI<sub>1</sub>:

$$I_1 = \frac{U_o}{R_1}$$

$$U_2 = -\eta U_T (\ln I_1 - \ln I_s)$$

$$\left( \text{adica } I_1 = I_s \exp\left(-\frac{U_2}{\eta U_T}\right) \right) \quad (11.8)$$

Coreland rezultatele din relatiile prezentate obtinem:

$$u_i \frac{R_T}{R_2 + R_T} - \eta U_T (\ln I - \ln I_s) = -\eta U_T \left( \ln \frac{U_o}{R_1} - \ln I_s \right)$$

$$-u_i \frac{R_T}{R_T + R_2} \frac{1}{\eta U_T} = \ln \frac{U_o}{R_1 I} \quad (11.9)$$

de unde rezulta:

$$U_o = R_1 I \text{ antilog} \left( -u_i \frac{R_T}{R_T + R_2} \frac{1}{\eta U_T} \right)$$

### Principalii factori care genereaza erori si modul de compensare

➤ relatia (11.1) este valabila pentru diode, pentru cel mult 6 decade de curent (se poate utiliza jonctiunea BE a unui tranzistor planar cu siliciu la care relatia exponentiala se mentine pe mai mult de 9 decade de curent,  $\eta \approx 1$ )

➤ influentele tensiunilor de decalaj si de zgomot ale amplificatoarelor operationale (in locul generatorului de semnal  $u_i$  se utilizeaza un generator de curent cu impedanta mare de iesire)

➤ curentul de polarizare al amplificatoarelor ( se pot utiliza amplificatoare operationale cu etajul de intrare realizat cu tranzistoare cu efect de camp sau cu tranzistoare "super –  $\beta$ ")

### Amplificatoare logaritmice si antilogaritmice hibride

Folosirea tranzistoarelor ca elemente neliniare in bucla de reactie a amplificatoarelor pentru realizarea functiilor de transfer logaritmica si antilogaritmica aduce avantaje in ceea ce priveste calitatea compensarii cu temperatura si a dinamicii semnalului de intrare. Desi diodele pot fi utilizate in scheme de tipul celor prezentate, datorita posibilitatilor sporite de comanda a altor elemente neliniare (tranzistoare), se prefera alte scheme, principiul de functionare ramanand acelasi. In general schemele hibride utilizeaza AO si arii de tranzistoare integrate. Schemele care vor fi prezentate utilizeaza circuitul integrat  $\beta A726$  (arie de doua tranzistoare npn si o oglinda de curent, termostata). De remarcat ca oglinda de curent din integrat este de foarte multe ori utilizata reversarea curentului de intrare la amplificatoarele antilogaritmice (figura 11.6, 11.7).

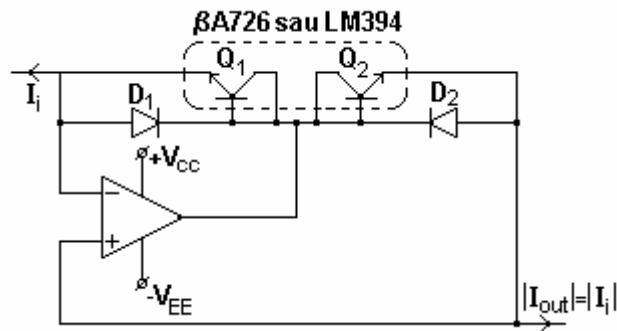


Figura 11.6

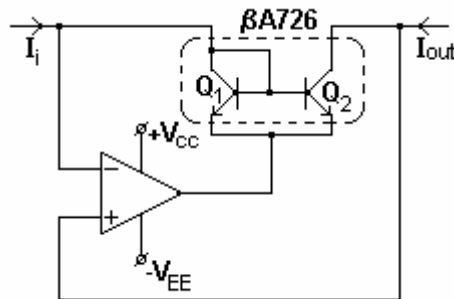


Figura 11.7

Pentru amplificatoarele logaritmice se poate utiliza cu mult succes convertorul prezentat in figura 11.8. Schema prezentata permite realizarea unei functii de transfer descrisa de relatia 11.10

$$u_e \approx \ln\left(\frac{u_i}{U_{REF}}\right) \quad (11.10)$$

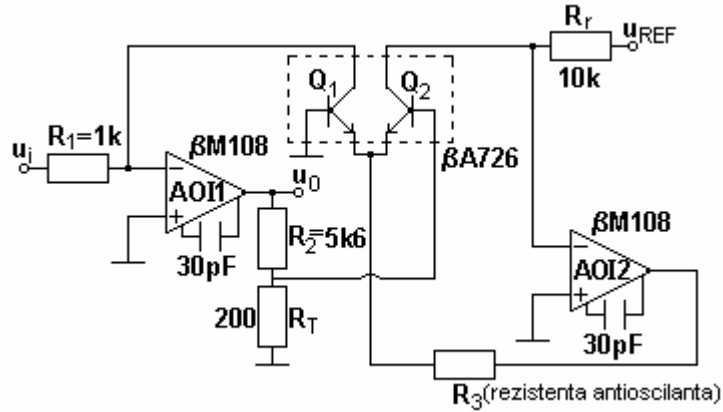


Figura 11.8

În această schemă tranzistorul  $Q_1$  este elementul neliniar al amplificatorului logaritm, iar tranzistorul  $Q_2$  îndeplinește funcția de compensare. Amplificatorul operațional AOI<sub>2</sub> este utilizat ca sursă de curent constant pentru tranzistorul  $Q_2$ , compensarea tensiunii termice ( $U_T$ ) făcându-se prin divizorul  $R_2 R_T$  și nu prin variația câștigului amplificatorului AOI<sub>2</sub>, ca în cazul schemei implementate cu diode.

Urmarind schema din figura 11.8 se găsește ca :

$$I_C = \alpha_0 I_e ; I_e = I_{eS} \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T} - 1\right)$$

$$u_o = \frac{R_T + R_2}{R_T} (U_{BE_2} - U_{BE_1}) = \frac{R_T + R_1}{R_T} \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{C_2}}{I_{C_1}} \frac{\alpha_{01} I_{eS1}}{\alpha_{02} I_{eS2}}\right)$$

Deoarece  $I_{C_2} = \frac{U_{REF}}{R_r}$  și  $I_{C_1} = \frac{u_i}{R_1}$ ,  $\alpha_{01} \approx \alpha_{02}$ ,  $I_{eS1} \approx I_{eS2}$  rezulta

$$u_o = -\frac{R_T + R_1}{R_T} \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{u_i}{U_{REF}} \frac{R_r}{R_1} \frac{I_{eS1}}{I_{eS2}}\right)$$

Raportul  $\frac{I_{eS1}}{I_{eS2}}$  este cuprins în gama 0.8÷1.2 și este independent de temperatură.

Principala eroare care apare în caracteristica de transfer este datorată termenului  $U_{REF} \frac{R_1}{R_r}$  care

poate fi compensat prin ajustarea corespunzătoare a tensiunii  $U_{REF}$ . Se observă că datorită utilizării circuitului βA726 tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  lucrează la o temperatură constantă

$$\left(T = T_{TERMO} \approx 77^\circ C = 350K ; \frac{kT_{TERMO}}{q} = 26mV \left(\frac{350}{300}\right) \approx 30mV\right). \quad \text{În aceste condiții}$$

caracteristica de transfer are expresia

$$u_o \approx -2 \ln u_i - 2 \quad [V]$$

Cu o schemă hibridă de genul celei precizate se poate asigura o funcționare corectă în domeniul a 2-3 decade a comenzii de intrare (În cazul în care comanda se realizează în curent acest domeniu poate fi extins la 3-4 decade). În cazul în care mărimea de referință este o mărime de intrare, schema permite obținerea unei caracteristici logaritmice a raportului a două tensiuni.

Amplificatorul de calcul antilogaritm în versiune hibridă este prezentat în figura 11.9

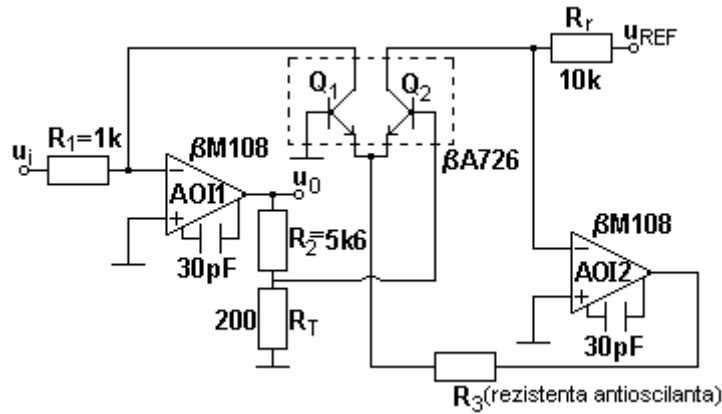


Figura 11.9

Aplicand aceeași metoda de calcul se pot deduce relațiile:

$$u_i \frac{R_T}{R_T + R_1} = U_{BE1} - U_{BE2}$$

$$u_i = \frac{R_1 + R_T}{R_T} \frac{kT}{q} \ln \frac{U_{REF}}{R_r} \frac{R_2}{U_e} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}$$

$$u_e = U_{REF} \frac{R_2}{U_e} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \operatorname{antilog} \left( -u_i \frac{q}{kT} \frac{R_T}{R_T + R_1} \right)$$

### Amplificatorul logaritmic și antilogaritmic integrate

În figura 11.10 este prezentată structura integratului Burr – Brown 4127. Acest integrat asigură o funcționare corectă pentru 6 decade dacă este comandat în curent și 4 decade dacă este comandat în tensiune.

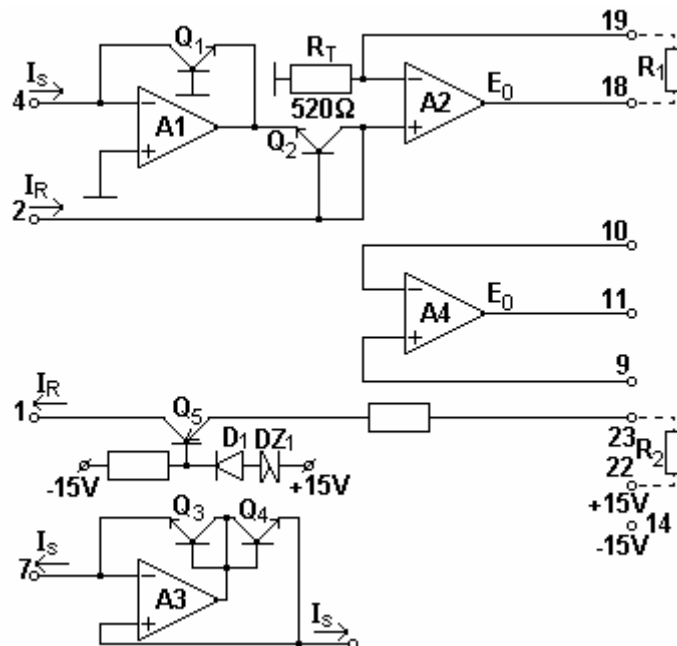


Figura 11.10 (Catalog Burr Brown)

Circuitul are în structură sa un generator de curent ( $Q_5$ ,  $D_1$ ,  $DZ_1$ ), un invertor de curent ( $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $A_3$ ), un amplificator general ( $A_4$ ) și un amplificator logaritmic compensat ( $A_1$ ,

$A_2, Q_1, Q_2$ ). Tehnica de compensare este identica cu cea prezentata in schema din figura 11.2 (Compensarea se realizeaza prin modificarea castigului amplificatorului  $A_2$ ).

Tensiunea de iesire are expresia:

$$E_o = -A \log \frac{I_s}{I_R}$$

unde  $A = \frac{R_T + R_1}{R_T} (0.26mV) \frac{1}{0.434}$ ,  $R_T \approx 520\Omega$ .

In Figura 11.11 este prezentata schema interna a circuitului integrat LOG100 produs tot de firma Burr Brown.

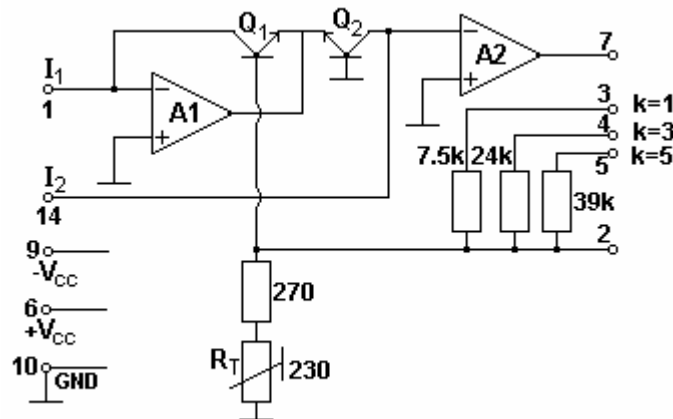
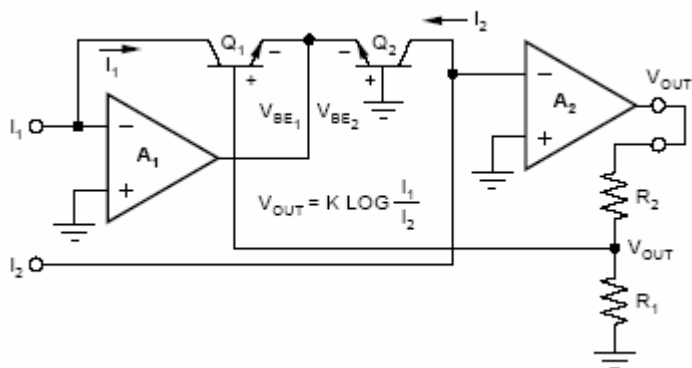


Figura 11.11 (Catalog Burr Brown)

Principiul de functionare a fost prezentat la amplificatorul hibrid (figura 11.8, 11.9), Circuitul permite realizare atat a functiei logaritm cat si antilogaritm.

### Extrase din catalogul Burr Brown



Factorul de scala  $k$  se poate obtine usor ( $k=1,3,5$ ) prin conectare la iesirea amplificatorului  $A_2$  a rezistentelor prevazute in integrat.

## THEORY OF OPERATION

The base-emitter voltage of a bipolar transistor is

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad \text{where: } V_T = \frac{KT}{q} \quad (1)$$

$K$  = Boltzman's constant =  $1.381 \times 10^{-23}$

$T$  = Absolute temperature in degrees Kelvin

$q$  = Electron charge =  $1.602 \times 10^{-19}$  Coulombs

$I_C$  = Collector current

$I_S$  = Reverse saturation current

From the circuit in Figure 1, we see that

$$V_{OUT}' = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (2)$$

Substituting (1) into (2) yields

$$V_{OUT}' = V_{T1} \ln \frac{I_1}{I_{S1}} - V_{T2} \ln \frac{I_1}{I_{S2}} \quad (3)$$

If the transistors are matched and isothermal and  $V_{T1} = V_{T2}$ , then (3) becomes:

$$V_{OUT}' = V_T \left[ \ln \frac{I_1}{I_S} - \ln \frac{I_2}{I_S} \right] \quad (4)$$

$$V_{OUT}' = V_T \ln \frac{I_1}{I_2} \quad \text{and since} \quad (5)$$

$$\ln x = 2.3 \log_{10} x \quad (6)$$

$$V_{OUT}' = n V_T \log \frac{I_1}{I_2} \quad (7)$$

$$\text{where } n = 2.3 \quad (8)$$

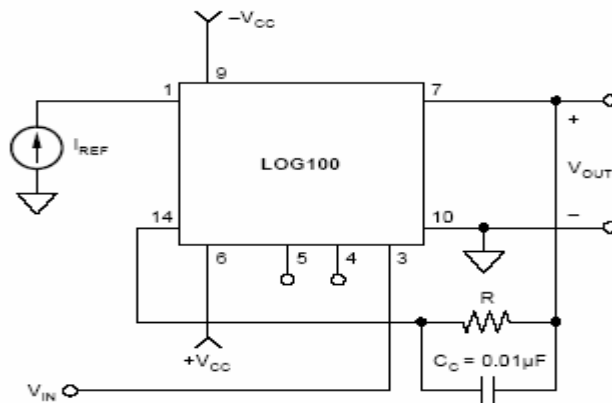
also

$$V_{OUT} = V_{OUT}' \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (9)$$

$$= \frac{R_1 + R_2}{R_1} n V_T \log \frac{I_1}{I_2} \quad (10)$$

or

$$V_{OUT} = K \log \frac{I_1}{I_2} \quad (11)$$



$$V_{OUT} = I_{REF} R \text{ Antilog} \left[ -\frac{V_{IN}}{K} \right]$$

$K = 1$  when  $V_{IN}$  connected to pin 3.  
 $K = 3$  when  $V_{IN}$  connected to pin 4.  
 $K = 5$  when  $V_{IN}$  connected to pin 5.



**Aplicatie: Realizarea functiei  $\frac{XY}{Z}$  cu amplificatoare logaritmice si antilogaritmice**

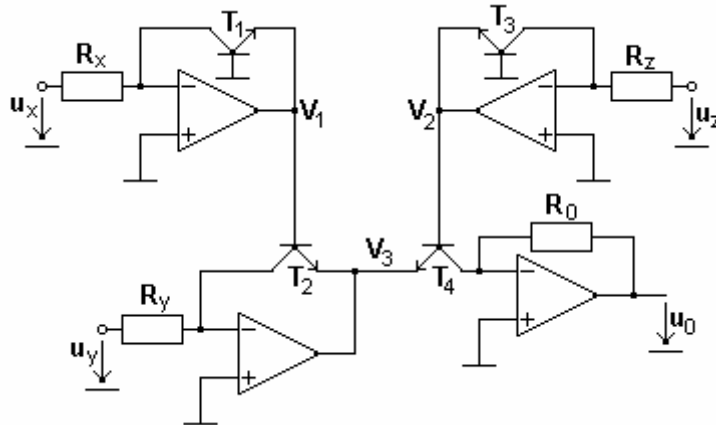


Figura 11.12

Ipoteza: toate tranzistoarele sunt identice ( $\alpha_0=1$ )

$$V_1 = -U_T \ln \frac{V_X}{R_X I_S}$$

$$V_2 = -U_T \ln \frac{V_Z}{R_Z I_S}$$

$$V_3 = V_1 - U_{BE2}$$

$$V_3 = V_2 - U_{BE4}$$

$$\Rightarrow -U_T \ln \frac{V_X}{R_X I_S} - U_T \ln \frac{V_Y}{R_Y I_S} = -U_T \ln \frac{V_Z}{R_Z I_S} - U_T \ln \frac{U_o}{R_o I_S}$$

$$\Rightarrow U_o = \frac{U_X U_Y R_o R_Z}{U_Y R_X R_Y}$$

**Observatie:**

Calculul poate fi facut si exact considerand  $U_{CB} \neq 0$  pentru T<sub>2</sub> si T<sub>4</sub>.

Conform ecuatiilor Ebers – Moll :

$$I_C = \frac{\alpha_0 I_{e0}}{1 - \alpha_0 \alpha_i} \left( \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - \frac{I_{C0}}{1 - \alpha_0 \alpha_i} \left( \exp\left(\frac{U_C}{U_T}\right) - 1 \right)$$

$$I_E = \frac{I_{e0}}{1 - \alpha_0 \alpha_i} \left( \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) - 1 \right) - \frac{\alpha_i I_{C0}}{1 - \alpha_0 \alpha_i} \left( \exp\left(\frac{U_C}{U_T}\right) - 1 \right)$$

$$\alpha_i I_{C0} = \alpha_0 I_{e0}$$