CURS4

Aplicatii liniare ale amplificatoarelor operationale
Convertor curent – tensiune

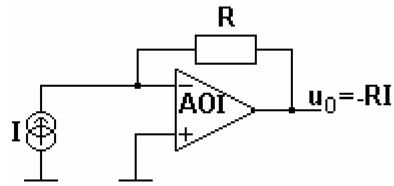

FIG 4.1

Influența Z_i , A_0 şi R_g la convertorul curent – tensiune

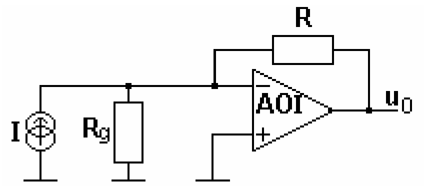

FIG 4.19

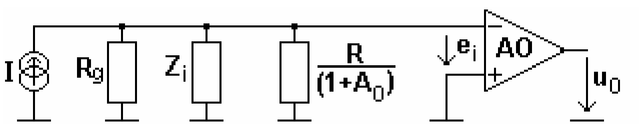

FIG 4.20

$$e_i = \left(R_g \middle\| Z_i \middle\| \frac{R}{1+A_0} \right) \cdot I = -\frac{u_0}{A_0}$$

$$\Rightarrow \qquad u_0 = -A_0 I \frac{1}{\dfrac{1}{R_g} + \dfrac{1}{Z_i} + \dfrac{1+A_0}{R}} = -IR \cdot \frac{1}{\dfrac{R}{R_g A_0} + \dfrac{R}{Z_i A_0} + \dfrac{1}{A_0} + 1} = -IR \frac{1}{1+\varepsilon};$$

Aici $\varepsilon = \dfrac{R}{R_g A_0} + \dfrac{R}{Z_i A_0} + \dfrac{1}{A_0}$ reprezintă termenul de eroare ; $u_0 = -IR$ este valoarea ideală convertorului.

Convertoare tensiune – curent

Convertoarele tensiune – curent sunt dispozitive electronice la care curentul de sarcina nu depinde de valoarea sarcinii. Din punct de vedere electronic convertoarele tensiune-curent sunt dispozitive avand $Z_{ies} \rightarrow \infty$.

Convertor tensiune – curent bidirecțional

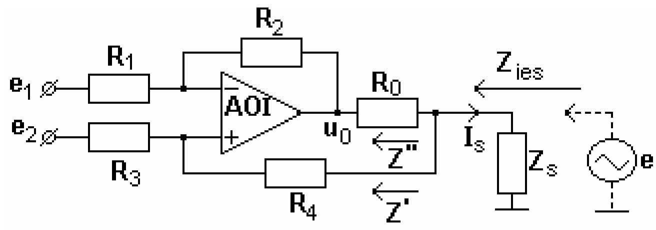

FIG 4.2

Pentru ca schema din fig. 1 sa funcționeze ca un generator de curent, trebuie ca $Z_{ies} = Z' \| Z''$ să tindă către ∞, sau $\dfrac{1}{Z'} + \dfrac{1}{Z''} = 0$ **(1).** Impedanța de ieşire se calculează pasivizând generatoarele de la intrare ($e_1 = e_2 = 0$) şi punând un generator de semnal la ieşire in locul lui Z_s. In aceste condiții avem : $Z' = R_3 + R_4$; $(Z_{\text{int}\,AO} \to \infty)$;

$$Z'' = \frac{e}{\dfrac{e - u_0}{R_0}}; \qquad u_0 = e \cdot \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right);$$

AO1 este in configurație de amplificator neinversor.

$$\Rightarrow \quad Z'' = \frac{R_0}{1 - \left(\dfrac{R_3}{R_3 + R_4}\right) \cdot \left(\dfrac{R_1 + R_2}{R_1}\right)} = \frac{R_0 R_1 (R_3 + R_4)}{R_1 R_4 - R_2 R_3}$$

$\Rightarrow$ Relația (1) devine :

$$\frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_0 R_1 (R_3 + R_4)} + \frac{1}{R_3 + R_4} = 0 \quad \Rightarrow \quad R_1 R_4 - R_2 R_3 + R_0 R_1 = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_0 + R_4},$$

adică , cele cinci rezistențe formează o punte echilibrată.
Curentul generat (care nu depinde de Z_s) este chiar curentul de scurtcircuit (Z_s=0).

$$I_{sc} = \frac{e_2}{R_3 + R_4} + \frac{-\dfrac{R_2}{R_1} e_1 + \left(\dfrac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) \cdot e_2}{R_0}.$$

Altă metodă pentru calculul Z_{ies} la generatorul de curent bidirecțional.

$Z_{ies} = \dfrac{Z_{ies_{2a}} \| h_{11\beta}}{1 - A_\beta (h_{11\beta})}$, pasivizand intrarea rezulta schema din figura 4.21

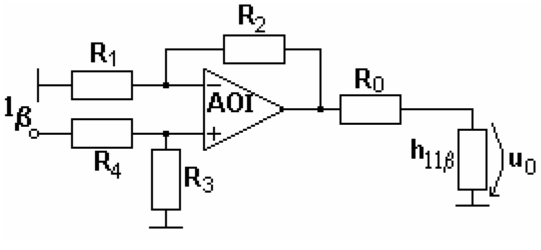

FIG 4.21

$$Z_{ies} = \infty \quad \Rightarrow \quad A_\beta\left(h_{11\beta}\right) = 1; \qquad h_{11\beta} = R_3 + R_4;$$

$$A_\beta\left(h_{11\beta}\right) = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{h_{11\beta}}{R_0 + h_{11\beta}} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_0 + R_3 + R_4} = 1$$

$$\Rightarrow \quad R_3 R_2 = R_1\left(R_0 + R_4\right) \quad \Rightarrow \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_0 + R_4}.$$

APLICAȚIE : $R_1 = R_2 = R_0 = R_4 = R$; $R_3 = 2R$;

$$\Rightarrow \quad I_{sc} = \frac{e_2}{3R} - \frac{e_1}{R} + \frac{1}{3R} \cdot 2e_2 = \frac{e_2 - e_1}{R}.$$

Convertor tensiune – curent bidirecțional Howland

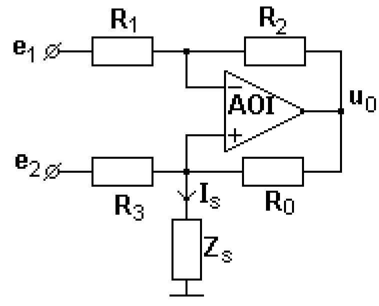

FIG 4.3

Se constată că această schemă este un caz particular al schemei din fig. 4.2 (R_4=0) In aceste condiții , condiția devine : $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_0}$, iar $I_{sc} = -\frac{R_2}{R_1 R_0} e_1 + e_2 \cdot \frac{1}{R_3} = \left(e_2 - e_1\right)\frac{R_2}{R_1 R_0}$.

(Calculul curentului de iesire se face cu Zs=0).

Convertor tensiune – curent cu performanțe imbunătățite

Referirea se face pentru schema din fig. 4.2.

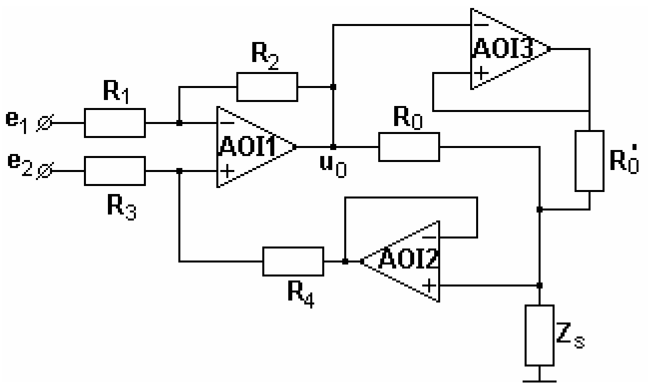

FIG 4.4

Eliminarea efectului rezistenței R_0 din fig. 4.2 asupra condiției ca schema să fie un generator de curent se realizează prin introducerea unui repetor de tensiune pe bucla de reacție pozitivă (AOI 2). In aceste condiții :

Notite

$$Z_{ies}=\frac{e}{\frac{e-u_0}{R_0}}=\frac{R_0R_1(R_3+R_4)}{R_1R_4-R_3R_2}=Z''; \qquad Z_{ies}\to\infty \qquad \Rightarrow \qquad \frac{R_1}{R_2}=\frac{R_3}{R_4}.$$

In aceste condiții curentul de scurtcircuit generat de AOI 1 devine : $I_{sc}=-\frac{R_1}{R_2}\cdot\frac{(e_1-e_2)}{R_0}$.

AOI 3 este folosit in schemă pentru a mări curentul pe care il poate genera convertorul.In cazul in care $R_0=R_0^I$, curentul de scurtcircuit se dublează.

Convertor tensiune – curent cu sursă de semnal flotantă

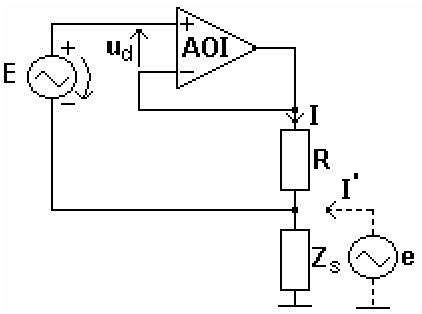

FIG 4.5

$$I=\frac{E+u_d}{R}\approx\frac{E}{R}; \qquad I_S\approx I=\frac{E}{R};$$

Impedanța de ieşire se determină observând că prin pasivizarea generatorului E tensiunea pe rezistența R devine: $U_R=u_d$. In aceste condiții : $Z_{ies}=\frac{e}{I'}=\frac{e}{-I}=\frac{-u_d-A_0u_d}{-\frac{u_d}{R}}=R(1+A_0)$.

Convertor tensiune – curent cu sarcină flotantă

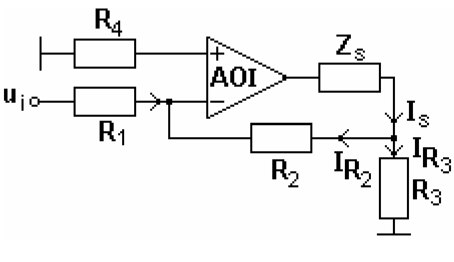

FIG 4.6

$I_S=I_{R2}+I_{R3}$.

Dar deoarece R_2 are un capăt la un punct de masă virtual , rezultă : $R_2I_{R2}=R_3I_{R3} \quad \Rightarrow \quad I_{R2}=\frac{R_3}{R_2+R_3}I_S$, adică $I_S=\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)\cdot I_{R2}$. Pe de altă parte $I_{R1}=-I_{R2}=\frac{u_i-u_d}{R_1}\approx\frac{u_i}{R_1} \quad \Rightarrow \quad I_S=-\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)\cdot\frac{u_i}{R_1}$.

Calculul impedanței de ieşire foloseşte schema echivalentă :

Notite

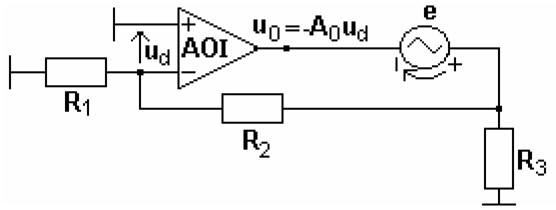

FIG 4.7

adică

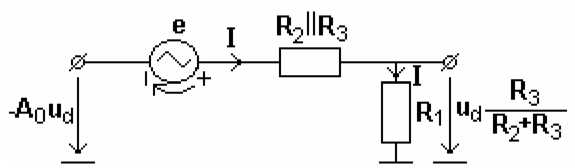

FIG 4.8

Prin R_1 circulă I.

$$\begin{cases} -A_0u_d + e - I(R_2\|R_3) = u_d\dfrac{R_3}{R_2+R_3} \\ I = u_d\dfrac{R_3}{R_2+R_3}\cdot\dfrac{1}{R_1} \end{cases};$$

$$Z_{ies} = \frac{e}{I} = \frac{A_0 + \dfrac{R_3}{R_3+R_2} + (R_2\|R_3)\cdot\dfrac{R_3}{R_2+R_3}\cdot\dfrac{1}{R_1}}{\dfrac{R_3}{R_2+R_3}\cdot\dfrac{1}{R_1}} = R_2\|R_3 + R_1 + A_0R_1\left(\frac{R_2+R_3}{R_3}\right).$$

Convertor tensiune – curent cu sursa de semnal şi sarcina flotantă

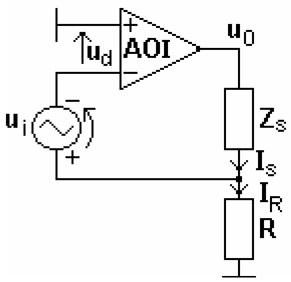

FIG 4.9

$$I_S = I_R = \frac{u_i + u_d}{R} \approx \frac{u_i}{R}.$$

Tensiunea de ieşire u_0 nu se poate calcula decât in prezenta sarcinii Z_S :

$$\Rightarrow \qquad u_0 = (Z_S + R)I_S = (Z_S + R)\frac{u_i + u_d}{R},$$

Notite

dar $u_0 = -A_0 u_d \quad \Rightarrow \quad A_u = \frac{u_0}{u_i} = \frac{1+\frac{Z_S}{R}}{1+\frac{1+\frac{Z_S}{R}}{A_0}}$.

În cazul în care $A_0 \to \infty$, $A_u = 1+\frac{Z_S}{R}$.

Calculul impedanței de ieșire :

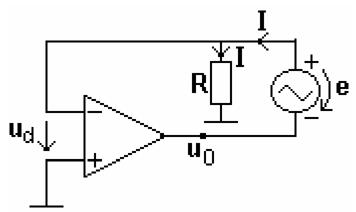

FIG 4.10

Se pot scrie urmatoarele relații:

$$\begin{cases} u_0 = -A_0 u_d \\ I = \frac{u_d}{R} \\ u_d = e + u_0 \end{cases} \quad \Rightarrow \quad e = u_d + A_0 u_d = u_d(1+A_0) \quad \Rightarrow \quad Z_{ies} = \frac{e}{I} = R(1+A_0).$$

Scheme de convertoare unidirecționale care debitează curent mare

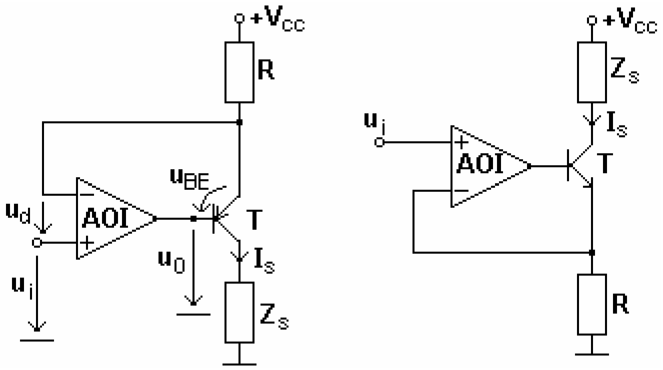

FIG 4.11

$$I_S = I_C = \frac{\beta_0}{1+\beta_0} I_e \approx \frac{u_i}{R} \cdot \frac{\beta_0}{1+\beta_0} = \alpha_0 \frac{u_i}{R}.$$

Reducerea influenței curentului de bază al tranzistorului se poate realiza prin folosirea unui tranzistor compus Darlington sau a unui tranzistor TEC.

Calculul exact al schemei de mai sus :

$$\begin{cases} u_0 = -A_0 u_d \\ u_i + u_d = U_{BE} + u_0 \end{cases} \quad \Rightarrow \quad u_d = -\frac{1}{1+A_0} u_i + \frac{1}{1+A_0} U_{BE}.$$

Notite

Tensiunea U (tensiunea din emitorul tranzistorului) are expresia :

$$U = u_d + u_i = \frac{A_0}{1+A_0}u_i + \frac{1}{1+A_0}U_{BE}.$$

Se poate remarca influența foarte mică a tensiunii U_{BE}.

Dacă $Z_{\text{int}\,AO} \to \infty$, $I_R = I_C = \dfrac{Vcc - U}{R} = \dfrac{Vcc - \dfrac{U_{BE}}{1+A_0}}{R} - \dfrac{A_0}{1+A_0}\cdot\dfrac{u_i}{R}$.

Pe de altă parte $I_S = I_C = \alpha_0 I_E + I_{Cb_0} = \alpha_0 I_R + I_{Cb_0}$.

Rezultă pentru I_S o relație liniară : $I_S = \dfrac{\alpha_0\left(Vcc - \dfrac{U_{BE}}{1+A_0}\right)}{R} + I_{Cb_0} - \dfrac{\alpha_0 A_0}{1+A_0}\cdot\dfrac{u_i}{R} = \alpha - \beta\cdot u_i$,

unde $\alpha = \dfrac{\alpha_0\left(Vcc - \dfrac{U_{BE}}{1+A_0}\right)}{R} + I_{Cb_0}$ şi $\beta = \dfrac{\alpha_0 A_0}{1+A_0}\cdot\dfrac{1}{R}$.

Schemele prezentate se bazează pe configurația de repetor a tranzistorului.

Altă schemă (curentul de sarcina este furnizat de sursa de semnal)

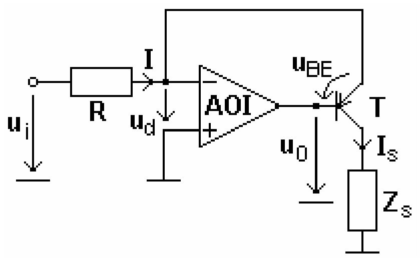

FIG 4.12

$$\begin{cases} I = \dfrac{u_i - u_d}{R} \\ u_0 = -A_0 u_d = u_d - U_{BE} \end{cases} \Rightarrow \quad u_d = \frac{U_{BE}}{1+A_0} \quad \Rightarrow \quad I = \frac{u_i - \dfrac{U_{BE}}{1+A_0}}{R}; \qquad I = I_E;$$

$$I_S = I_C = \alpha_0 I_E + I_{Cb_0} = \alpha_0\frac{u_i}{R} - \alpha_0\frac{U_{BE}}{R(1+A_0)} + I_{Cb_0}.$$

Ultima relație reprezintă o dependență liniară : $I_S = \alpha + \beta\cdot u_i$

PROBLEME PROPUSE

<u>P1:</u> Să se deducă condiția ca schema din figură să funcționeze ca un convertor tensiune – curent şi să se calculeze I_{SC}.

Notite

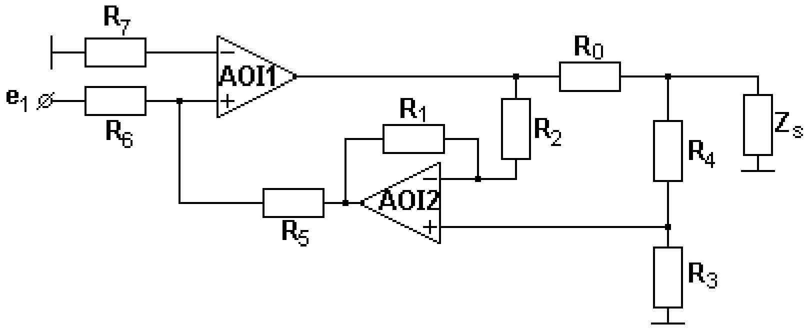

Figura 4.13

P2: Să se calculeze I_S şi Z_{ies} a circuitului următor :

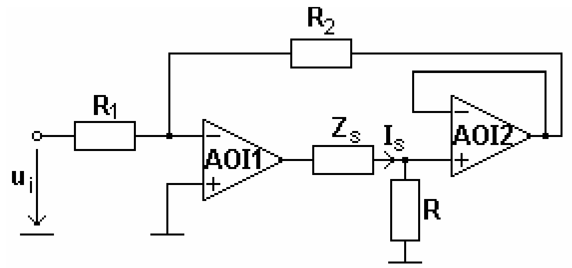

Figura 4.15

APLICAȚII: Măsurarea la distanță a unui potențial determinat de un sensor de temperatura (eliminarea influenței cablurilor asupra măsurătorilor). Senzorul utilizat: LM335

Varianta I :

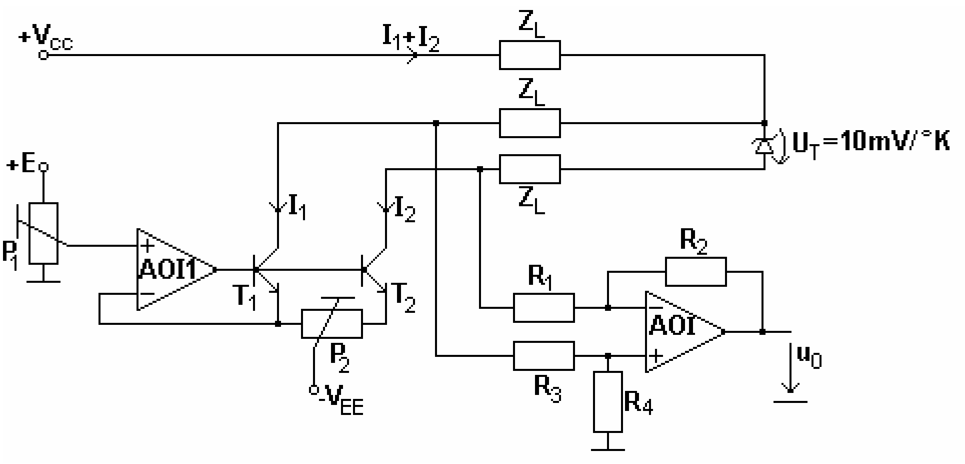

Figura 4.16

Reglare $\begin{cases} P_1 & \rightarrow & I_1 \in (1 \ldots 5)mA \\ P_2 & \rightarrow & I_1 = I_2 \end{cases}$; $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 \quad \Rightarrow \quad u_0 = U_X$.

Varianta II :

Elementul de măsură este plasat pe reacția amplificatorului. Se utilizează o oglindă de curent realizata in structura integrată ($\beta A726$ - circuitul are in structura sa un bloc electronic care regleaza temperature capsulei integratului).

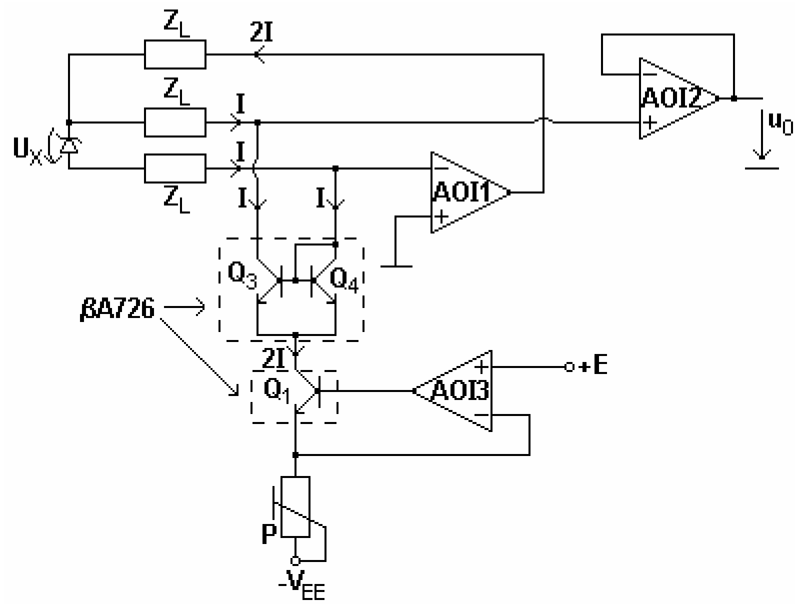

FIG 4.17

Reglarea turației unui motor de curent continuu

Motorul de c.c. este descris de sistemul de ecuații : $\begin{cases} U_M = E + \gamma_M I_M & (1) \\ E = K_e \Phi \Omega \\ M = K_M \Phi I_M \end{cases}$,

Unde : Φ -fluxul magnetic indus de magnetul rotorului

E - t.c.e.m

U_M - tensiunea pe motor (la borne)

I_M - curentul prin motor

γ_M - rezistența electrică a indusului

K_e, K_M - constante electrică şi mecanică

Ω - turația

M – cuplul motor

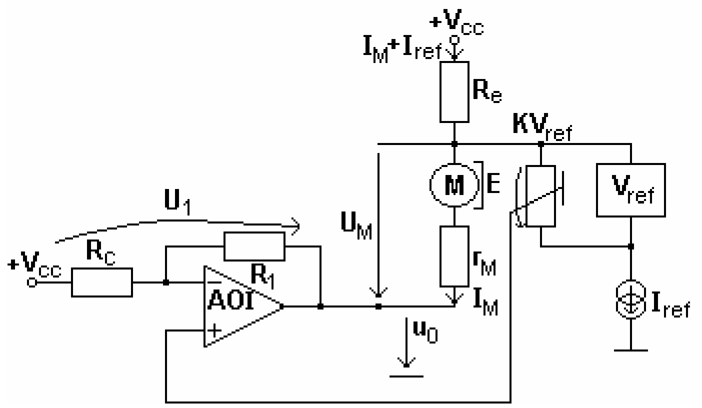

FIG 4.18

Notite

Schema incearcă să menţină constantă tensiunea c.e.m.

$E = U_M - \gamma_M I_M$;   calculăm $U_M = f(I_M)$;

Avem : $Vcc = R_e (I_M + I_{ref}) + U_M + u_0$; dar

$$u_0 = -\frac{R_2}{R_1} Vcc + (U_M + u_0 - KV_{ref}) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad -\frac{R_2}{R_1} u_0 = -\frac{R_2}{R_1} Vcc + U_M \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - V_{ref} K \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right);$$

$$u_0 = Vcc - U_M \frac{R_1 + R_2}{\cancel{R_1}} \cdot \frac{\cancel{R_1}}{R_2} + KV_{ref} \frac{R_1 + R_2}{\cancel{R_1}} \cdot \frac{\cancel{R_1}}{R_2} \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad \cancel{V}cc = R_e (I_{ref} + I_M) + U_M + \cancel{V}cc - U_M \frac{R_1 + R_2}{R_2} + KV_{ref} \frac{R_1 + R_2}{R_2};$$

$$\Rightarrow \quad U_M \left(-\frac{R_1}{R_2}\right) + R_e (I_{ref} + I_M) + KV_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 0;$$

$$U_M = \frac{R_2}{R_1} \left[(I_{ref} + I_M) R_e + KV_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \right] \quad \Rightarrow \quad E = U_M - \gamma_M I_M .$$

Scot coeficientul lui I_M şi il fac egal cu zero. Adică : $-\gamma_M + \frac{R_2}{R_1} R_e = 0$; $\Omega_{ct} \rightarrow E_{ct} \leftarrow$ nu depinde de I_M.