STABILIZATOARE LINIARE

P] Pentru circuitul din Fig.1 (+15!)

Se cunosc:

$D_{1,2,3}$: $\begin{cases} V_{D,ON} \cong 0.75V \\ \eta = 1; \quad V_{th} \cong 25 mV \end{cases}$

D_Z: $\begin{cases} V_Z = 10V \\ I_{Z,min} = 2mA; \quad R_Z \cong 0 \end{cases}$

$Q_{1,2}$: $\begin{cases} V_{BE} = 0.75V \\ \beta_F = \beta_0 = 100 \\ V_{AQ_2} = 100V \end{cases}$; $Q_3 \begin{cases} V_{EB} \cong 0.6V \\ \beta_F = \beta_0 = \beta_5 = 200 \end{cases}$
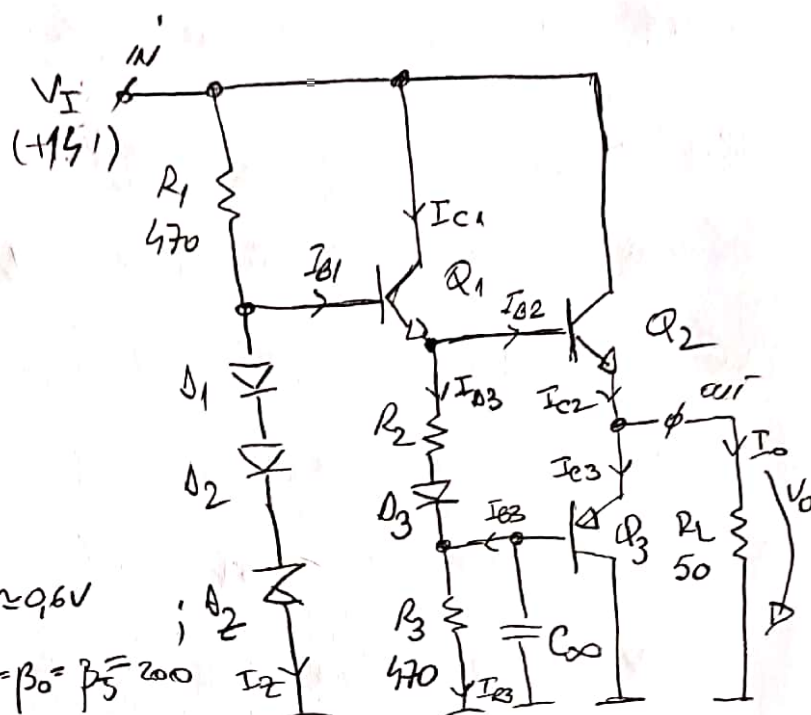

Fig. 1.

Cerinte:

1. Să se identifice tipul de stabilizator;

2. Să se calculeze V_o si curentii prin circuit dacă $I_{C3} = 10 mA$;

3. Să se calculeze valoarea rezistentei R_2;

3. Să se determine valoarea minimă a tensiunii de intrare, $V_{IN,min}$

4. Să se calculeze S_T dacă $\frac{\Delta V_Z}{\Delta T} \cong 0 mV/°C$ iar jonctiunile pn in conductie au deriva termica de aproximativ $-2mV/°C$.

5. Să se explice functionarea circuitului si rolul comp.

6. Să se determine factorul de stabilizare (S).

---

1. Pe schema din Fig.1 se observă că intre intrare si rezistenta de sarcină R_L este inseriat transistorul Q_2 ⟹ Q_2 este ERS. Q_3 este dispus in paralel cu R_L

$\Rightarrow$ Q_3 ERP.

Ca urmare stabilizatorul din fig. 1 este un stab. liniar cu element de reglaj mixt, serie-paralel.

2.) Tranzistoarele bipolare vor fi considerate în RAN iar dioda zener în stabilizare. J_1 și D_2 în conducție.

La stab. V_0 este în funcție de V_R. Ca urmare, se caută o exprimare a funcției de ieșire V_0 în funcție de V_R

$$V_R = V_Z + 2V_{\Delta} = 11,5V$$

$$V_0 = V_R - V_{BE1} - V_{BE2} = V_Z + 2V_{\Delta} - 2V_{BE} = V_Z = 10V$$

$$\bar{I}_0 = \frac{V_0}{R_L} = \frac{10}{0,05} = 200\, mA$$

$$I_{C2} = I_0 + I_{C3} = 200\, mA + 10\, mA = 210\, mA$$

$$I_{R3} = \frac{V_0 - V_{EB3}}{R_3} = \frac{10V - 0,6V}{0,47K} = 20\, mA$$

$$I_{03} \simeq I_{R3} \quad (a\ fost\ neglijat\ I_{B3})$$

$$I_{C1} = I_{03} + I_{B1} = I_{03} + \frac{I_{C2}}{\beta_2} = 20\, mA + 2,1\, mA = 22,1\, mA$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{22\, mA}{100} \simeq 0,22\, mA$$

$$I_{R1} = \frac{V_i - V_R}{R_1} = \frac{14V - 11,5V}{0,47\, K\Omega} \simeq 5,3\, mA$$

$$I_Z = I_{R1} - I_{B1} \simeq 5\, mA$$

$$V_{03} + I_{03} \cdot R_2 = V_{BE2} + V_{EB3}$$

$$R_2 = \frac{V_{BE2} + V_{EB3} - V_{03}}{I_{03}} = \frac{V_{EB3}}{I_{03}} = 30\, \Omega$$

3. $V_{I,min} = ?$

Scăderea V_I afectează ramurile conectate în V_I.
La limită ($V_I = V_{I,min}$) $V_0 = 10V = ct$ și $V_Z = ct$.
Ca urmare:

$$V_{I,min\,1} = V_0 + V_{CE2,lim} = V_0 + V_{BE2} = 10,75V$$

$$V_{I,min\,2} = V_0 + V_{BE2} + V_{CE,lim\,1} = V_0 + V_{BE2} + V_{BE1} = 11,5V$$

$$V_{I,min\,3} = V_0 + V_{BE2} + V_{BE1} + R_1\left(I_{Z,min} + I_{B1}\right) \cong 12,54V$$

$$V_{I,min} = max\left\{V_{I,min\,1}, V_{I,min\,2}, V_{I,min\,3}\right\} = 12,54V$$

Fig.2
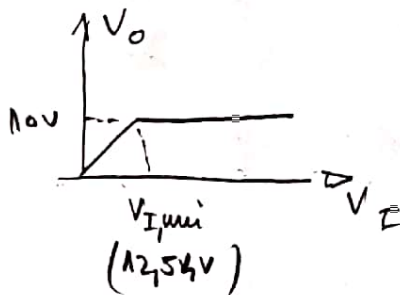
Valoarea minimă a tensiunii aplicate la intrare ph. care tensiunea de ieșire est 10V est de 12,54V. (vezi fig. 2)

4.

$$S_T = \frac{\Delta V_0}{\Delta T} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta T} \cong 0\,\mu V/°C \quad (stab.\ termocompensat)$$

5. Funcționarea circuitului

$$dacă\ V_I \nearrow \Rightarrow V_0 \nearrow \Rightarrow \begin{cases} V_{BE2} + V_{BE1} = V_R - V_0 \searrow \\ V_{EB3} \nearrow \\ I_C = I_S \cdot exp\left(\frac{V_{BE}}{V_{th}}\right) \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_0 = I_{C2} - I_{C3} \searrow \Rightarrow V_0 = R_L \cdot I_0 \searrow$$

$\Rightarrow$ stabilizatorul anulează tendința de variație a lui V_0

Rol comp.:

D_2, Q_1, Q_2 — referință de tensiune

Q_2 = ERS

Q_1 = demultiplică, curentul de bază al lui Q_2
pentru a nu încărca ref.

Q_3 = ERP

D_1, D_2 = asigură compensarea termică a st.b.

Fără D_1, D_2 =>
$$\begin{cases} V_0 = V_Z - 2V_{BE} \\ S_T = \dfrac{\Delta V_Z}{\Delta T} - 2\dfrac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = 4m\,V/°C \end{cases}$$

cu D_1, D_2 =>
$$\begin{cases} V_0 = V_Z + 2V_D - 2V_{BE} = V_Z \\ S_T = \dfrac{\Delta V_Z}{\Delta T} \cong 0\,mV/°C \end{cases}$$

6. Pentru calculul lui $S = \dfrac{U_i}{U_0}$ se va desena schema
de c.a.
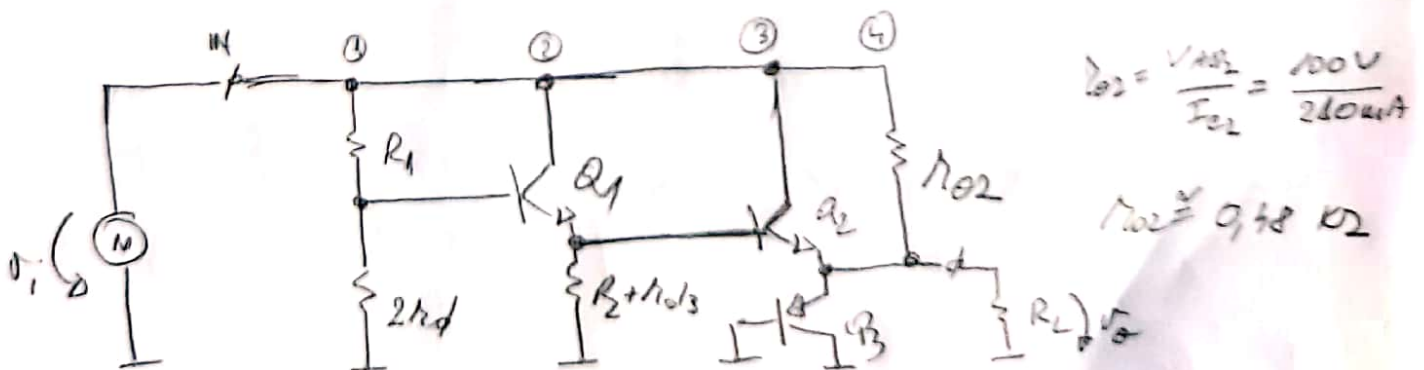
Fig 3

$r_{03} = \dfrac{V_{AB}}{I_{02}} = \dfrac{100V}{240uA}$

$r_{02} \cong 0,48\ k\Omega$

$r_d = \dfrac{u\,V/4}{I_A} = \dfrac{0,025}{5}k\Omega = 5\,\Omega$

$r_{d3} = \dfrac{u\,V/4}{I_{03}} = \dfrac{0,025}{20}k\Omega = 1,25\,\Omega$

Calculul lui S il vom realiza prin teorema superpoziției

Ca urmare, dacă se analizează fig. 3., se observă că

trecerea alternativă v_i atacă patru ramuri ale schemei

stab. notate cu ①, ②, ③ și ④ pe fig. 3.

Prin T. superpoziției se poate scrie:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}}\bigg|_{\substack{v_{i2}=0 \\ v_{i3}=0 \\ v_{i4}=0}} + \frac{v_{o2}}{v_{i2}}\bigg|_{\substack{v_{i1}=0 \\ v_{i3}=0 \\ v_{i4}=0}} + \frac{v_{o3}}{v_{i3}}\bigg|_{\substack{v_{i1}=0 \\ v_{i2}=0 \\ v_{i4}=0}} + \frac{v_{o4}}{v_{i4}}\bigg|_{\substack{v_{i1}=0 \\ v_{i2}=0 \\ v_{i3}=0}} \quad (*)$$

unde, v_{o1}, v_{o2}, v_{o3} și v_{o4} sunt terminale de ieșire corespunzătoare

atacului cu v_{i1}, v_{i2}, v_{i3} și v_{i4}. (vezi fig. 4).
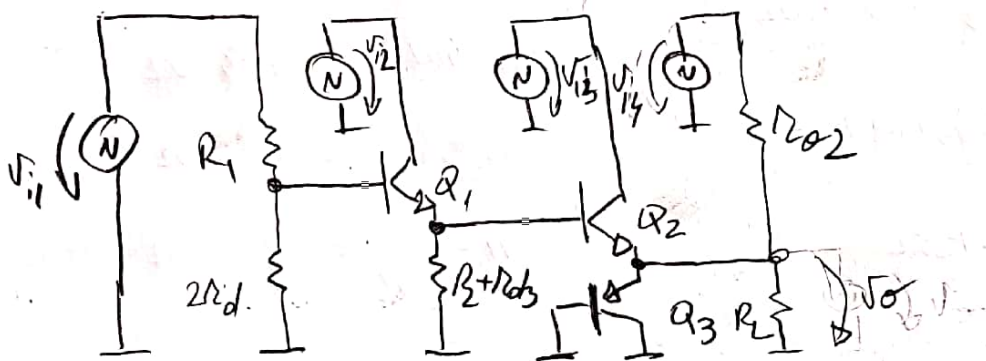

Fig. 4

Se vor calcula, pe rând, efectele parțiale. Se redesenează

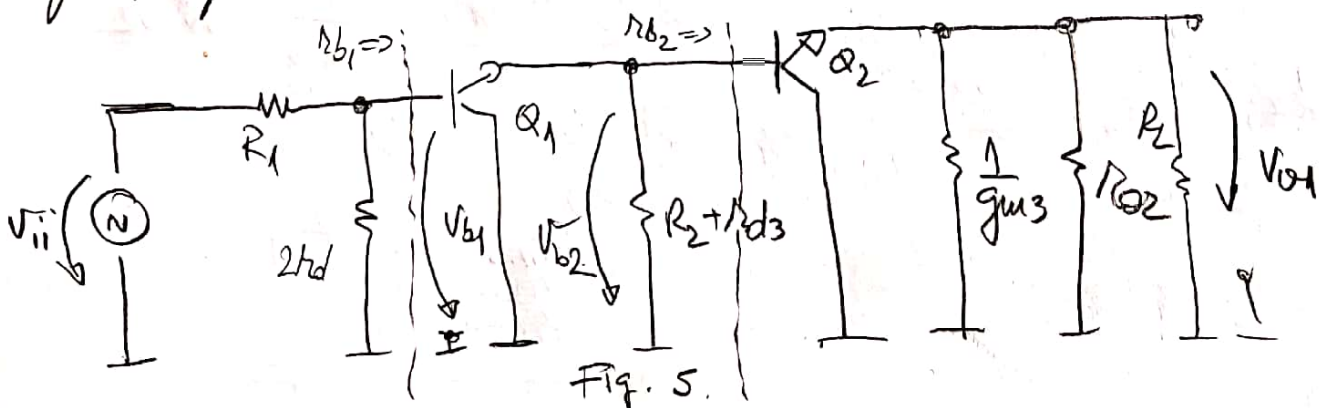Fig. 4. pentru $v_{i2} = v_{i3} = v_{i4} = 0$. Rezultă circuitul din fig. 5.

Fig. 5.

Din punctul de vedre al semnolelui alternativ circuitul din fig. 5. poate fi privit ca un amplificator atacat cu semnalul v_{i1}.

Etajele realizate cu tranzistoarele Q_1 și Q_2 sunt de tip. colector comun (C.C.) și au $A_v \simeq 1$.

Ca urmare $v_{01} \simeq v_{b2} \simeq v_{b1}$

Evaluarea raportului $\dfrac{v_{01}}{v_{i1}}$ se va reduce la analiza pe circuitul echivalent din fig. 6.

Fig. 6

$$r_{b1} = r_{\pi1} + (\beta_1+1)\left[(r_{d3}+R_2) \| r_{b2}\right]$$

unde,

$$r_{b2} = r_{\pi2} + (\beta_2+1)\left(\frac{1}{g_{u3}} \| R_2 \| r_{d2}\right) \simeq$$

$$r_{b2} \simeq r_{\pi2} + \beta_2 \cdot \frac{1}{g_{u3}} \simeq 0,25 k\Omega$$

$$r_{b1} \simeq r_{\pi1} + \beta_1 \cdot (r_{d3}+R_2) \simeq$$

$$\simeq \beta_1 \cdot R_2 = 3 k\Omega$$

Ca urmare $2r_d \| r_{b1} \simeq 2r_d$
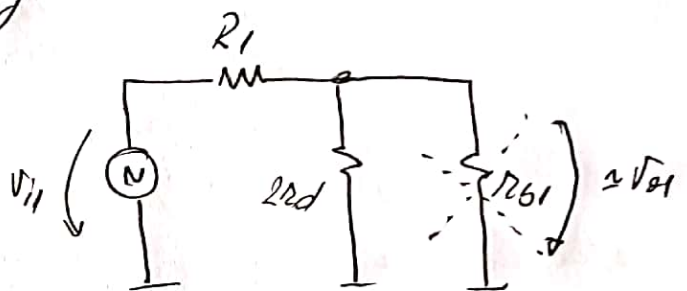
$\underbrace{\qquad}_{0,01 k\Omega}$ $\underbrace{\qquad}_{3 k\Omega}$

$g_{u1} = 40 I_{C1} = 885 \, k\Omega^{-1}$

$g_{u2} = 40 I_{C2} = 8400 \cdot 10^{2} \, k$

$r_{\pi1} = \dfrac{\beta_1}{g_{u1}} = 0,113 \, k\Omega = 113 \, \Omega$

$r_{\pi2} = \dfrac{\beta_2}{g_{u2}} \simeq 0,012 \, k\Omega = 12 \, \Omega$

$g_{u3} = 40 I_{C3} = 400 \, k\Omega^{-1}$

$r_{\pi3} = \dfrac{\beta_3}{g_{u3}} = 0,5 \, k\Omega$

Deci; $v_{01} = \dfrac{2r_d}{2r_d + R_1} \cdot v_{i1}$ $\Rightarrow$ $\boxed{\dfrac{v_{01}}{v_{i1}} = \dfrac{2r_d}{2r_d + R_1}\Bigg|_{\substack{v_{i2}=0 \\ v_{i3}=0 \\ v_{i4}=0}}}$

Pentru evaluarea raportului $\dfrac{V_{02}}{V_{i2}}$ se desenează circuitul echivalent din Fig. 7 obținut prin realizarea condiției de calcul a V_{02}, adică, $V_{i1} = V_{i3} = V_{i4} = 0.$ /parazitate/.
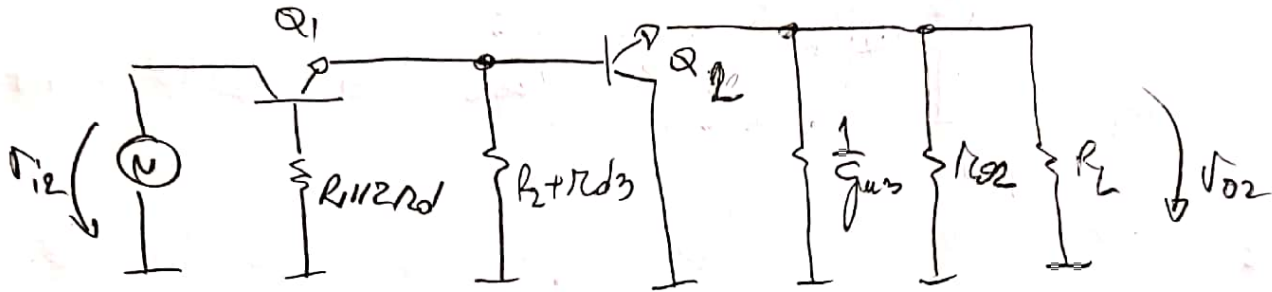

Fig. 7.

Pe circuitul din Fig. 7 terminam V_{i2} atacă tranzistorul Q_1 în colector în condițiile în care $R_{01} = \infty$ iar baza este legată la masă printr-o rez. echiv. f. mică. Tranzistorul "nu răspunde" /nu amplifică/. Ca urmare V_{i2} nu se propagă la out, deci, $V_{02} = 0.$

$$\left.\dfrac{V_{02}}{V_{i2}}\right|_{\substack{V_{i1}=0 \\ V_{i3}=0 \\ V_{i4}=0}} = 0.$$

Raportul $\dfrac{V_{03}}{V_{i3}}$ se obține în condiții similare cu raportul $\dfrac{V_{02}}{V_{i2}}$. Circuitul echivalent de calcul este desenat în Fig. 8
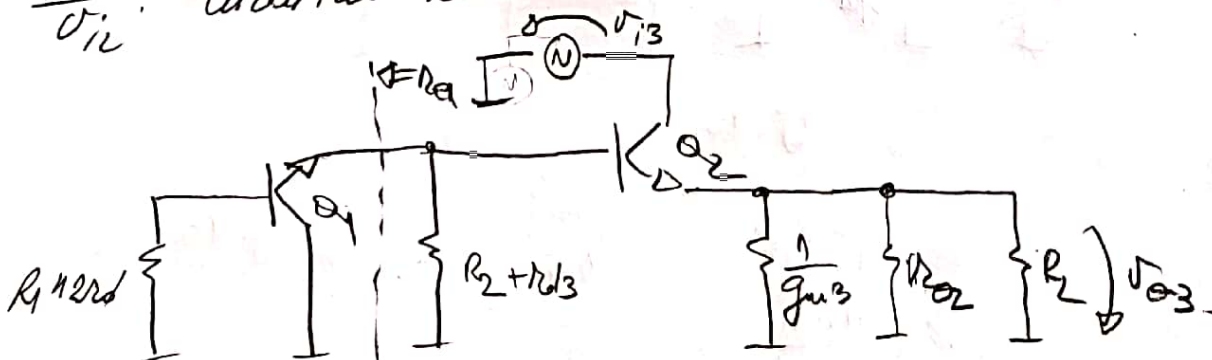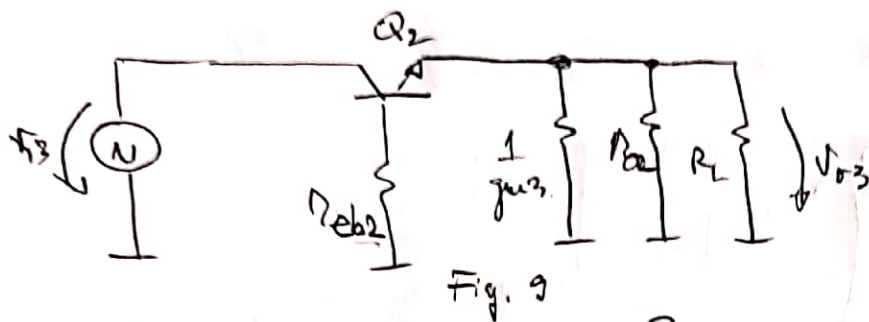

Fig. 8

Practic, circuitul olui fig. 8, se reduce la circuitul echivalent olui fig. 9.

Fig. 9

$$r_{e1} = \frac{r_{d1} + R_1 \parallel 2r_d)}{\beta_1 + 1} \simeq 1,2\,\Omega$$

$$r_{eb2} \simeq r_{e1} \parallel (R_2 + r_{d3}) \Downarrow\Downarrow$$

Cu r_{o2} a fost scoasă în afară simbolului (sub simbolul lui Q_2 este doar r_A și generatorul comandat que v_{ie2})

=> transistorul are transfer nul la ieșire comol este atacat de v_{i3} în colector.

Deci;

$$\left.\left|\frac{v_{o3}}{v_{i3}}\right|\right|_{\substack{v_{i1}=0 \\ i_{i2}=0 \\ v_{i4}=0}} = 0$$

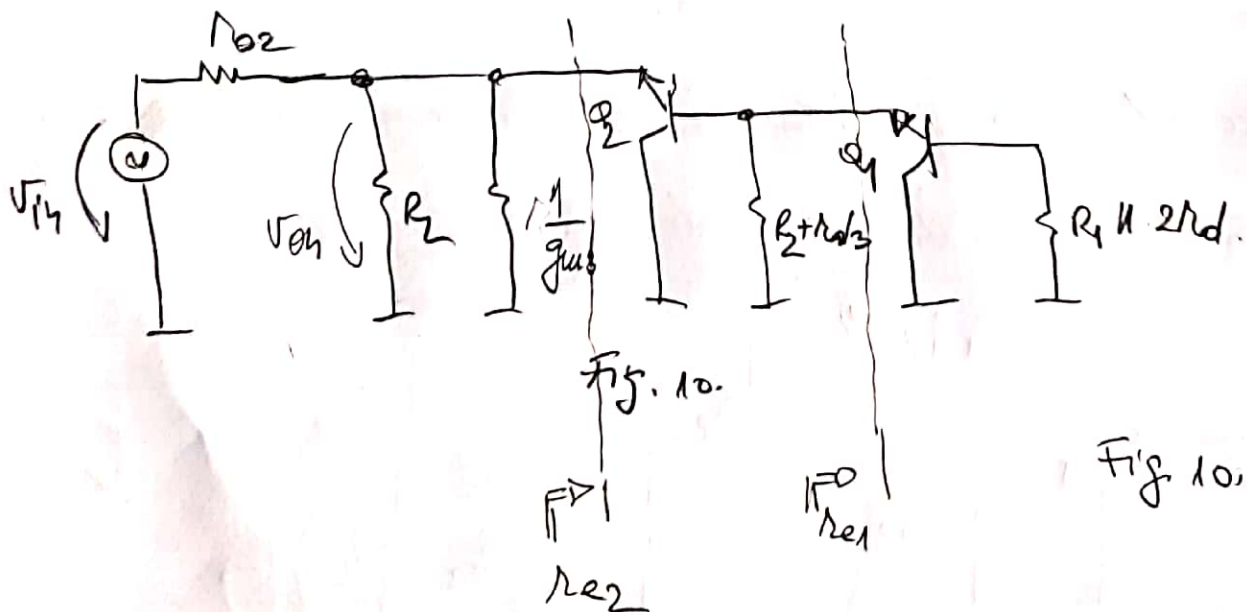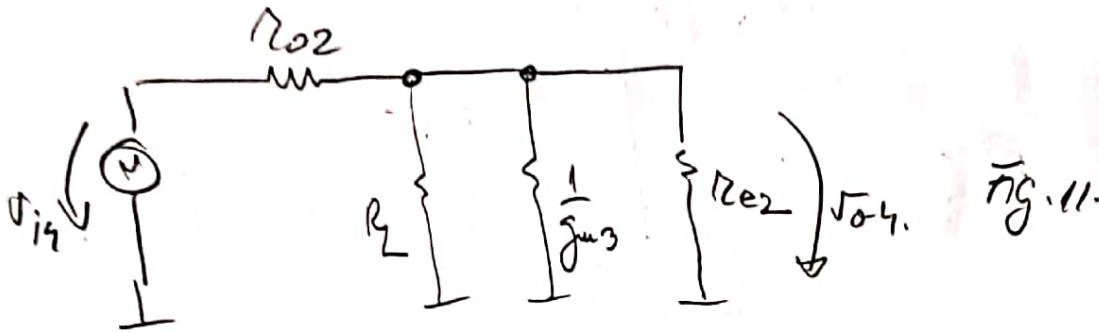Circuitul pentru calculul $\frac{v_{o4}}{v_{i4}}$ este al olui Fig. 10.

Fig. 10.

Fig 10.

$$R_{e2} = \frac{R_{a2} + (R_2 + R_{d3}) \parallel R_{e1}}{\beta_2 + 1} \approx 0,13 \, \Omega$$

Aci; Fig. 10. poate fi echivalată cu fig. 11.

fig. 11.

Raportul $\frac{U_{04}}{U_{i4}}$ se va calcula cu regula div. de tensiune

$$\frac{U_{04}}{U_{i4}} \bigg|_{\substack{U_{i1}=0 \\ U_{i2}=0 \\ U_{i3}=0}} = \frac{R_{e2} \parallel \frac{1}{g_{u3}} \parallel R_2}{R_{e2} \parallel \frac{1}{g_{u3}} \parallel R_2 + R_{02}} = $$

$$\approx \frac{R_{e2}}{R_{e2} + R_{02}}.$$

unde
$$R_{e2} = 0,13 \, \Omega$$
$$R_2 = 50 \, \Omega$$
$$\frac{1}{g_{u3}} = 2,5 \, \Omega$$

$$R_{02} \parallel \frac{1}{g_{u3}} \parallel R_2 \approx R_{e2}$$

Conform relației (*):

$$\frac{1}{\delta} = \frac{1}{\delta_1} + \underbrace{\frac{1}{\delta_2}}_{0} + \underbrace{\frac{1}{\delta_3}}_{0} + \frac{1}{\delta_4} \approx \frac{1}{\delta_1} + \frac{1}{\delta_4}$$

$$\boxed{\frac{1}{\delta} = \frac{1}{\delta_1} + \frac{1}{\delta_4}}$$

Practic, doar două din cele patru porți produc.

efecte la ieșire. ($\frac{v_{o1}}{v_{i1}}$ și $\frac{v_{o4}}{v_{i4}}$).

$$S_1 = \frac{v_{i1}}{v_{o1}} \Bigg|_{\substack{v_{i2}=0 \\ v_{i3}=0 \\ v_{i4}=0}} = 1 + \frac{R_1}{2r_d}$$

$$S_4 = \frac{v_{i4}}{v_{o4}} \Bigg|_{\substack{v_{i1}=0 \\ v_{i2}=0 \\ v_{i3}=0}} = 1 + \frac{R_{o2}}{r_{e2}}$$

Ca acesti S-uri să fie cât mai mari (ideal ∞).
trebui ca.

S_1 $\Big\{$ $R_1 \rightarrow \infty$ (rade curentul prin Zener $\Rightarrow$ iese din
$\qquad$ Stab. $\rightarrow$ nu poate fi crescut)

$\qquad$ $r_d \rightarrow 0$ (diodele să funct la curent cât.
$\qquad$ mai mare $\Rightarrow$ nu se justifica)

S_2 $\Big\{$ $R_{o2} \rightarrow \infty$ (V_{A2} cât mai mare $\Rightarrow$ se alege
$\qquad$ un tranzistor cu V_A cât mai bun)

$\qquad$ $r_{e2} \rightarrow 0.$ ($g_{m3} \uparrow \Rightarrow$ curent mare prin
$\qquad$ $Q_3 \Rightarrow$ randament $\downarrow$

Pentru creșterea celor două s-uri soluțiile optime
sunt.

1) înlocuirea R_1 cu generator de curent constant
$\Rightarrow$ r_{o2} în c.a a acestuia $\uparrow\uparrow \Rightarrow$ crește putemic S.

2) tranzistor cu V_{A2} cât mai mare