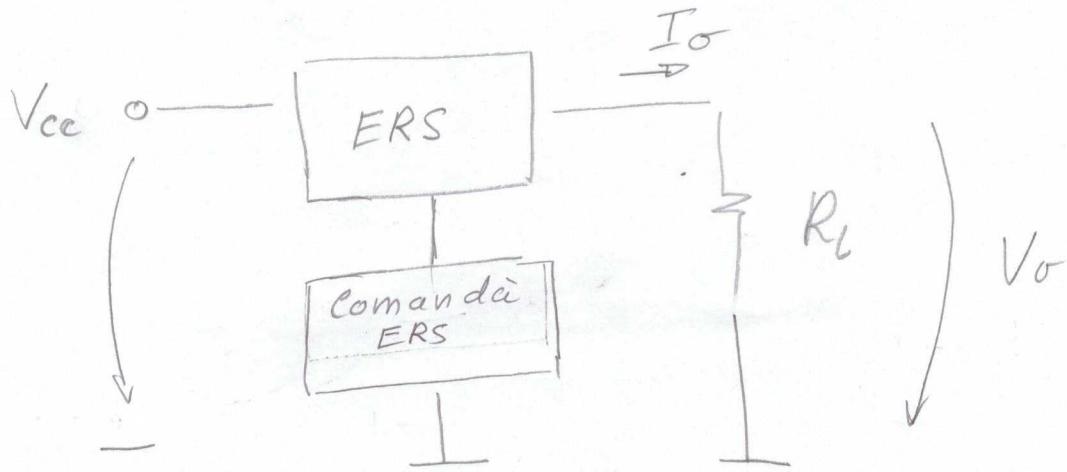


Stabilizator linear cu elemente de control SERIE LN-ERS

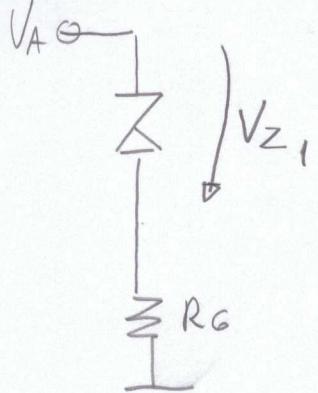


In acest material :

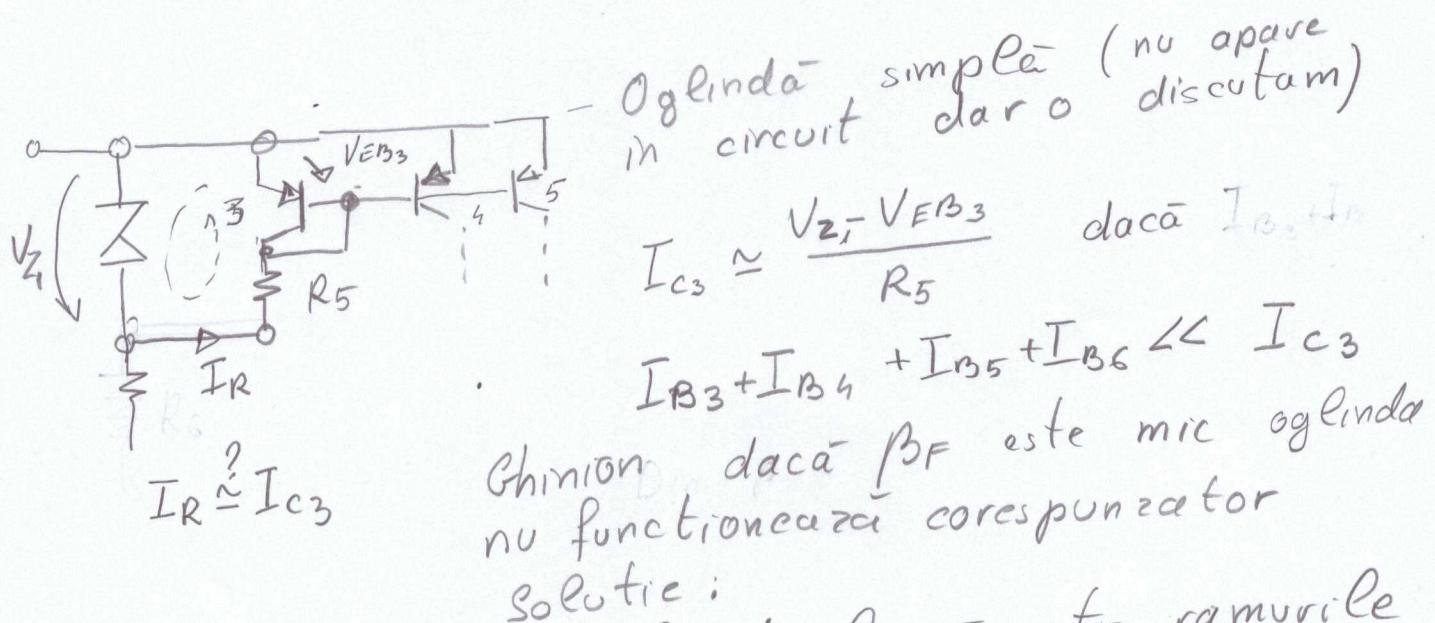
- Partea introductivă - Blocuri tipice
- Schema bloc tipică
- Probleme LN-ERS
- Materialul cuprinde mult mai multă informație decât se poate "digera" într-un seminar.
- Cuprinde probleme de proiectare ale unui LN-ERS foarte utilă.
Anul viitor, dacă supraviețuim (sper toti și fă bine) informațiile vor fi utile la tema de proiect.

BAFTA, SANATATE și ROMANA

Blocuri stabilizator lipite pe un stabilizator



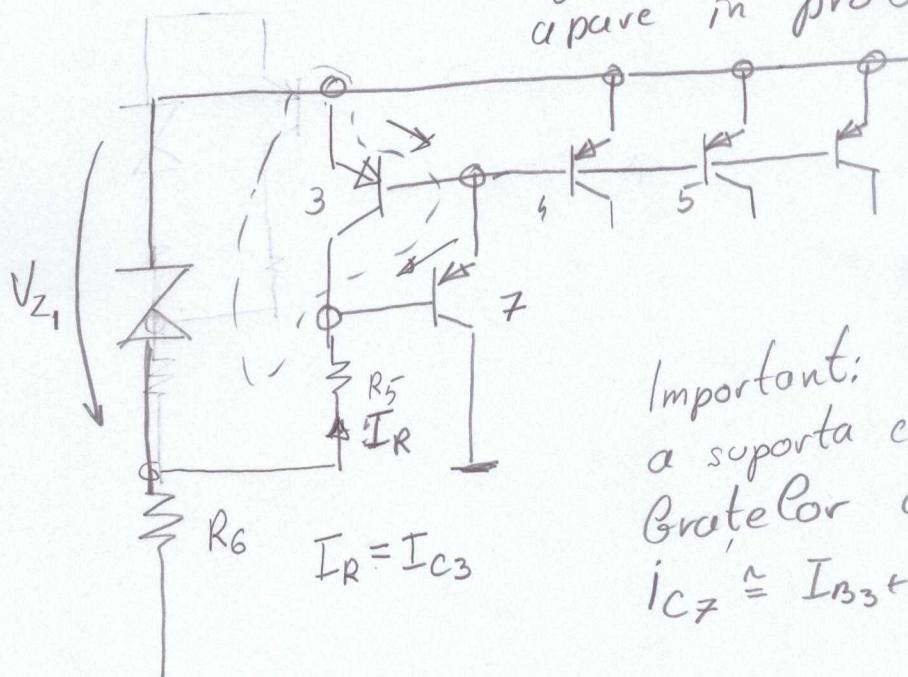
Stabilizator parametric este utilizat pt a genera un curent de referinta. Fixeaza o tensiune fata de V_A



$\text{LB}_3 + \text{LB}_4$ și
 Chiar dacă β_F este mic și lindă
 nu funcționează corespunzător
 Soluție:

Soluție:
Curentul de bază p_{tr} ramurile
oglinzii este suportat de un
alt tranzistor. \Rightarrow

a) Et transistor. \Rightarrow
- Oglinda de curent în bunătățită,
apare în problemă

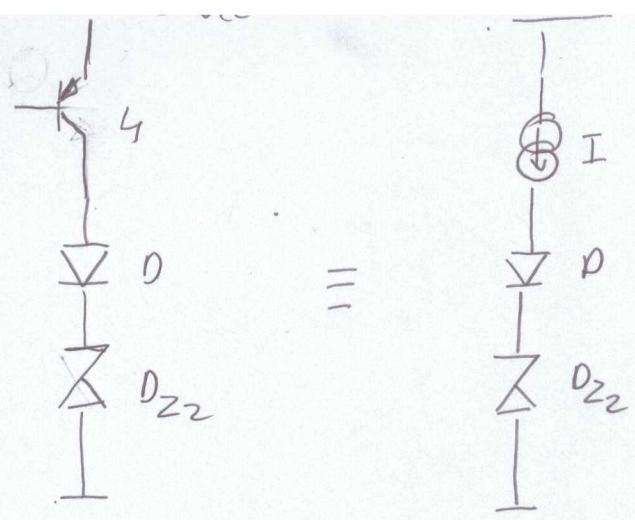


$$I_{C3} = \frac{V_2 - 2V_{EB}}{R_5} \text{ dacā}$$

$$(I_B + I_{B4} + I_{B5} + I_{B6}) / \beta_7 \ll I_{C3}$$

Important: Să adaugă Q₇ pentru
a suporta curentii de bază ai
bratelor oglezii.

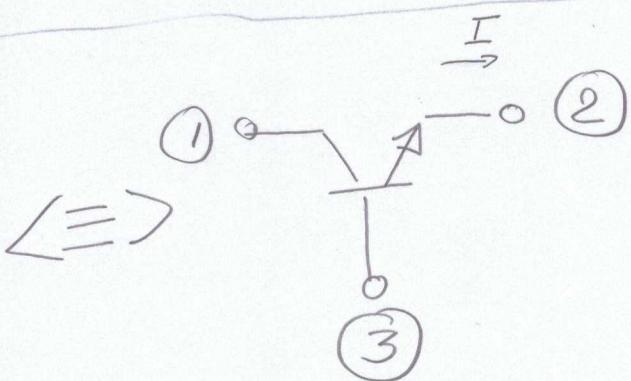
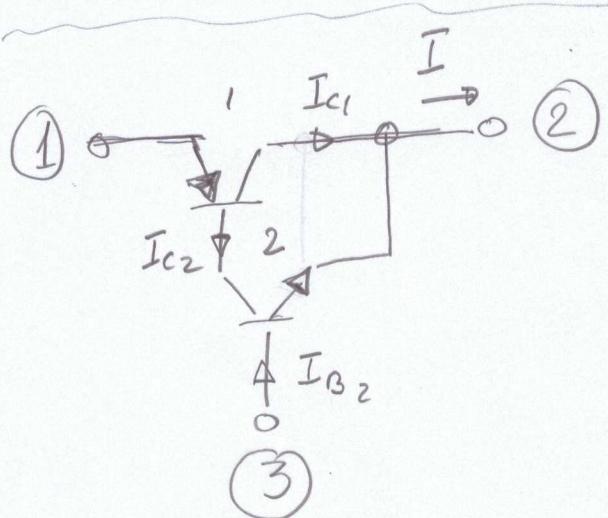
$$I_{C_7} = I_{B_3} + I_{B_4} + I_{B_5} + I_{B_6}$$



Referință de tensiune
(stabilizator parametric cu diodă Zener alimentată în curent constant.)

De ce? (Sezi prob de stabilizator paralel)

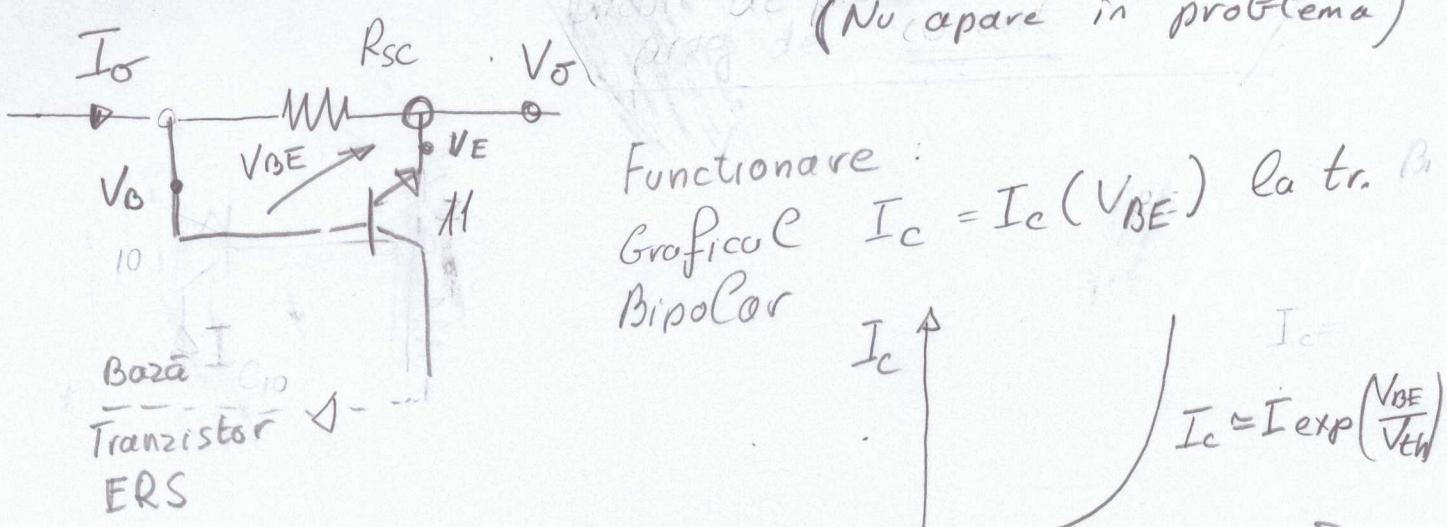
Diода D se adaugă pentru a se obține o anumită comportare termică a referinței



Transistor echivalent
Sicilay. Nu o să
utilizez echivalentul direct
în rezolvare.

$$\begin{aligned} I &\stackrel{\approx}{=} I_{C2} + I_{C1} = I_{C2} + \beta_{F1} I_{C2} = \\ &\stackrel{\approx}{=} \beta_{F2} I_{B2} (1 + \beta_{F1}) = \\ &\stackrel{\approx}{=} \beta_{F2} \cdot \beta_{F1} \cdot I_{B2} \end{aligned}$$

Transistorul echivalent are $\beta_{F\text{echivalent}} = \beta_{F1} \cdot \beta_{F2}$.



$$V_E = V_O$$

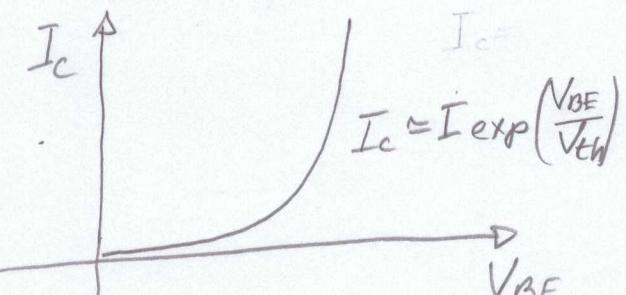
$$V_B = V_O + R_{SC} \cdot I_O$$

$$V_{BE} = V_B - V_O$$

$$= R_{SC} \cdot I_O$$

Nu depinde de V_O
Extrem de important

Funcționare
Graficul Bipolar



Grafic aproximativ ptr inginer
PVOS



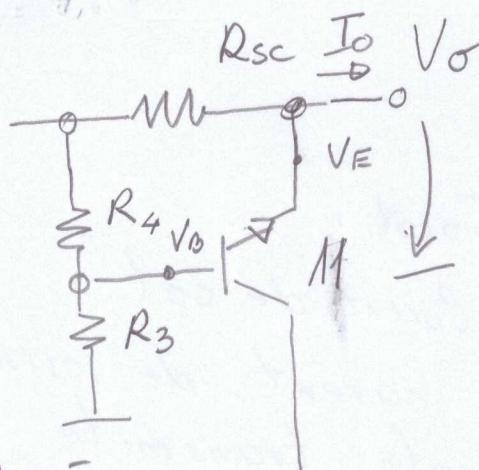
Comandând tranzistorul în tensiune la valoarea V_{BEON} curentul I_c este limitat de circuitul exterior. Dn p.v. al Q curentul este nedeterminat.

Dacă $I_O \cdot R_{SC} < V_{BEON}$ $\Rightarrow I_c \neq 0$ și tr este blocat

Cand $I_O \cdot R_{SC} = V_{BEON} \Rightarrow I_{C10} \neq 0$, iar acest curent nou va apărea trebuie să limiteze curentul de bază al elementului de reglaj serie. Q_{II} ia decizia de protecție al ERS numai relativ la valoarea curentului de ieșire I_O

Circuit ac 1^o

(Apore in problema)



$$V_B = \frac{R_3}{R_3 + R_4} (V_o + R_{SC} \cdot I_o)$$

$$K = \frac{R_3}{R_3 + R_4} ; \quad V_B = K(V_o + R_{sc} I_o)$$

$$V_{E_H} = V_0$$

$$V_{BE} = K(V_o + R_{SC} I_o) - V_o = \underline{\underline{V_o(K-1) + R_{SC} I_o}}$$

De remarcat

- Dacă $V_{BE} \leq V_{BEON}$ Q₇ este blocat și contribuția acestuia la bilanțul curentilor este nulă.
 - V_{BE} depinde atât de I_o cât și de V_o .
 - Dacă $K=1$ ($R_3 \gg R_4$) circuitul este echivalent cu cel anterior.
 - V_{BE} pentru I_o mic este negativ. În funcție de polarizarea V_{BE} a Q₇ este inversă. În circuitele reale acest valoare având tensiunea de strângere a jonctiunii $V_{BE} \approx -4 \div -6$ V. În acest mod de funcționare se va scrie.
 - Circuitul este activ în funcție când $V_{BE} \approx V_{BEON}$. Atingerea acestui prag este influențată de valori I_o și V_o .

Dacă V_o este tensiunea nominală de funcționare a stabilizatorului

$$V_{BEON} = V_o(K-1) + R_{sc} \cdot I_o = 0$$

$$I_o = \frac{V_{BEON} - V_o(K-1)}{R_{sc}} = I_{ocat}$$

Acest curent se numește "curent de catod" și reprezintă cel mai mare curent de ieșire pe care stabilizatorul îl poate transmite către sarcina alimentată cu tensiunea V_o .

Dacă $V_o = 0 \Leftrightarrow R_L = 0$ sau funcționare în regim de scurtcircuit

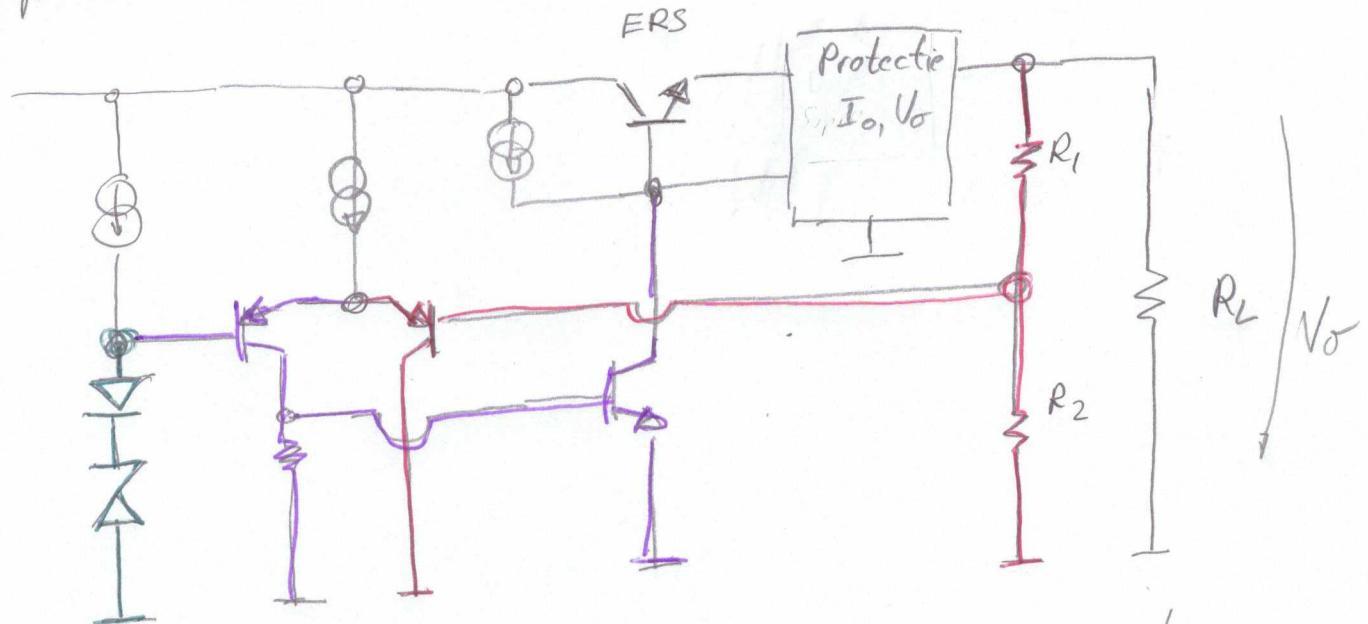
$$I_o \approx \frac{V_{BE}}{R_{sc}} = I_{sc}$$

Acest curent se numește "curent de scurtcircuit"

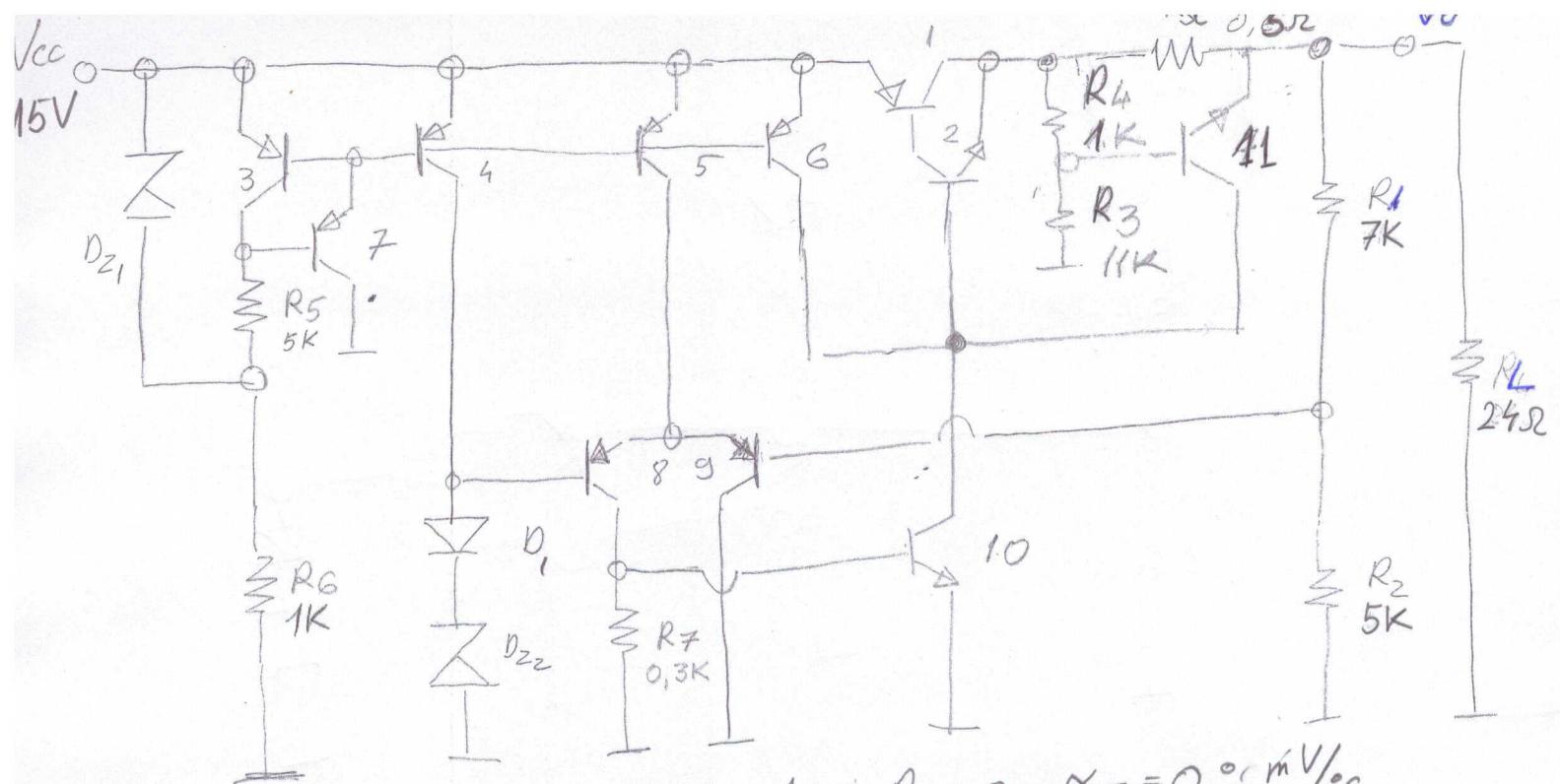
- De remarcat: $I_{ocat} > I_{sc}$

- Puterea dissipată de ERS se va analiza în problema.

Schema la nivel de blocuri functionante
a problemei de stabilizator cu ERS



Bucla de reactie negativa este marcată cu rosu.
Referinta de tensiune verde
Amplificatorul sau circuitul de control moo



D_{Z1} : $V_{Z_1} = 6,2V$; $I_{Z \min} = 1mA$; $R_Z = \alpha_T = Q_0 \text{ mV}/\text{c}$
 D_{Z2} : $V_{Z_2} = 4,4V$; $\alpha_T = +2 \text{ mV}/\text{c}$

Q_1 : $V_{BE}/R_{AN} \approx 0,6V$; $\beta_F = 50$; $V_{CE MAX} = 25V$; $P_{OMAX} \approx 16W$
 Q_2 : $V_{BE}/R_{AN} \approx 0,6V$; $\beta_F = 100$; $V_{FE MAX} = 25V$; $P_{OMAX} = 0,5W$
 $Q_3 \div 11$: $|V_{BE}|_{R_{AN}} \approx 0,6V$; $\beta_F = 200$; NA
 $V_{BEON} \approx 0,6V$; $dV_O/dT \approx -2 \text{ mV}/\text{c}$

Pentru oglinda de coveant $Q_3, 4, 5, 6$
 $I_{O3} = \frac{1}{2} I_{O4} = \frac{1}{4} I_{O5} = \frac{1}{10} I_{O6}$

1. PSF ($V_{CC} = 15V$; $R_L = 24\Omega$) și $\frac{dV_O}{dT}$

2. $I_{O \max}$ pentru care $V_O = \text{ct}$. ($V_{CC} = 15V$)

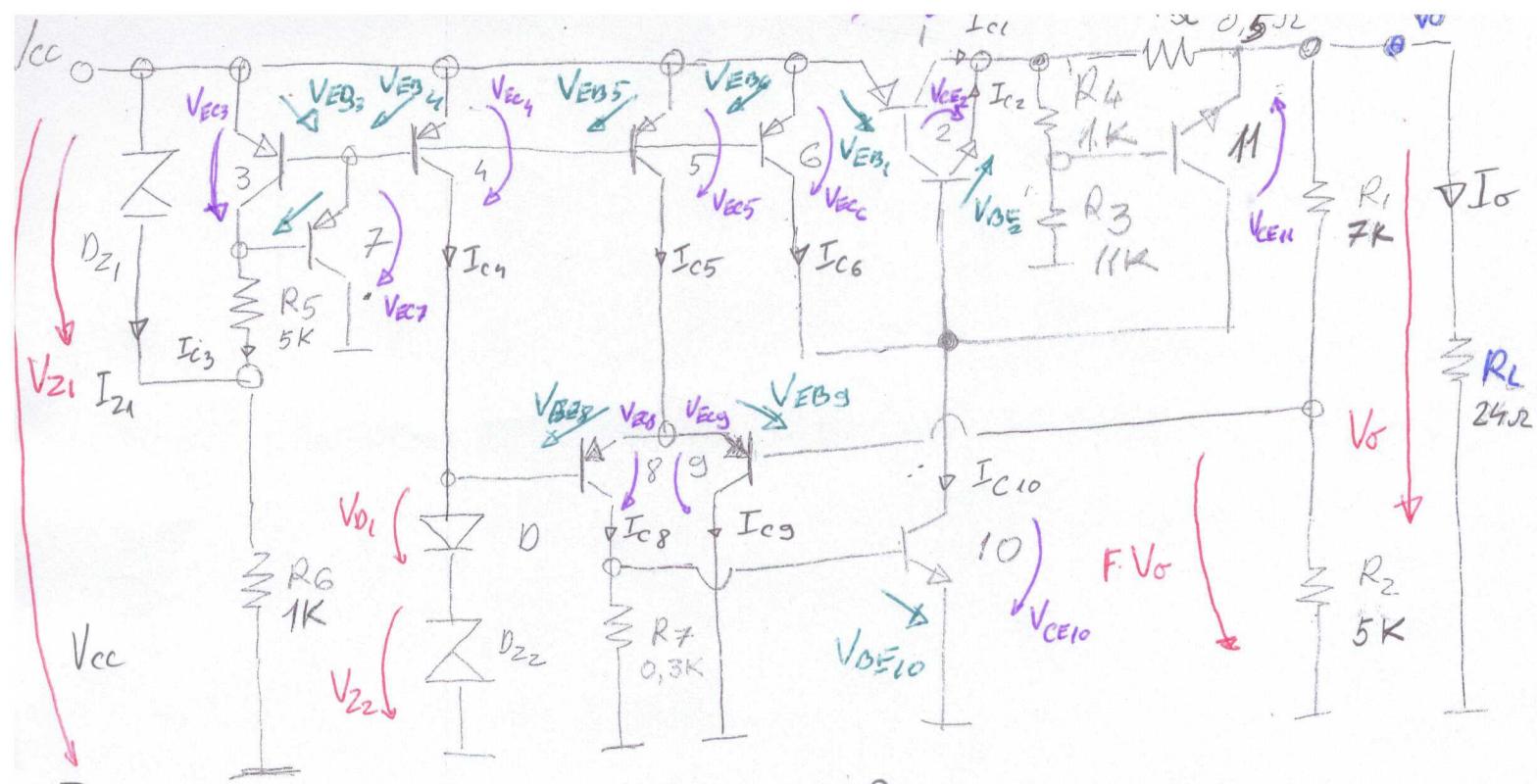
3. $V_{CC \max}$ pe care circuitul îl poate suporta Cu

$I_{O \max}$ funcționează la $T_{O \max}$

4. $V_{CC \min}$ pentru care circuitul funcționează la $T_{O \max}$

$V_{CC} = 13V$

5. I_O cand $R_L = 0$, Pd Q_1 în acest regim



$$I_{C9} \ll \frac{V_o}{R_1 + R_2} \Rightarrow FV_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_o$$

$$-V_{Z2} - V_{D1} - V_{EB8} + V_{EBg} + FV_o = 0$$

$$V_o = (V_{Z2} + V_{D1}) \cdot \frac{1}{F} ; V_o = (V_{Z2} + V_{D1}) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 12V$$

$V_{Z2} + V_{D1}$ = Referință de tensiune

Acesta este un stabilizator cu tensiunea referință.

De remarcat rolul diodei D_1 .

Compensare termică.

$$V_{B7} - I_{C3} R_5 \ll I_{C3}$$

$$V_{Z1} - I_{C3} R_5 - V_{EB2} - V_{EB3} = 0$$

$$I_{C3} = \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5} \quad 1 \text{ mA}$$

3

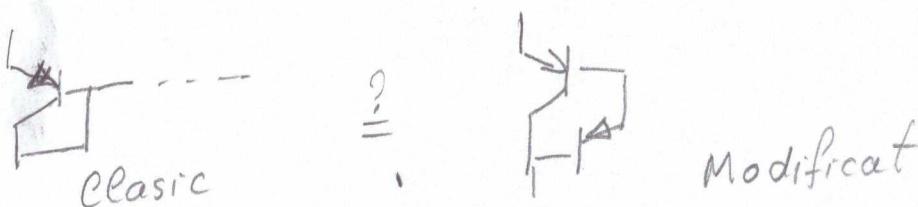
$$V_{EB3} = V_{EB4} = V_{EB5} = V_{EB6}$$

$$I_{C4} = 2 I_{C3}; \quad I_{C5} = 4 I_{C3}; \quad I_{C6} = 10 I_{C3}$$

4, 5, 6

$$I_{C7} = I_{B3} + I_{B4} + I_{B5} + I_{B6} = \frac{I_{C3}}{\beta_{F3}} (1+2+5+10) = \frac{18 \cdot I_{C3}}{\beta_{F3}}$$

De remarcat: Oglinda de curenti modificata, nu
este o oglinda de curenti de bază, este
o oglinda de curenti de emisie. Dacă Q7 este înlocuit de
o configurație "clasică" gânditi ce se întâmplă



(7)

$$I_{B10} \ll I_{C8}$$

$$-V_{BE10} + R_7 I_{C8} = 0 \Rightarrow I_{C8} = \frac{V_{BE}}{R_7} = 2 \text{ mA}$$

(8)

$$I_{C5} = I_{C8} + I_{C9} \Rightarrow I_{C9} = 4 \cdot \frac{V_Z - 2V_{BE}}{R_5} - \frac{V_{BE}}{R_7}$$

(9)

$$I_{B2} \ll I_{C6}$$

$$I_{C10} = I_{C6}$$

(10)

(9)

$$I_{C1} + I_{C2} \approx \frac{V_o}{R_4 + R_3} + \frac{V_o}{R_1 + R_2} + \frac{V_o}{R_L}$$

$\approx 1mA$ $\approx 1mA$ $\approx 500mA$

$$I_{C1} + I_{C2} \approx \frac{V_o}{R_L} \approx I_o$$

Am considerat Q_7 blocat, scadereea de tensiune pe R_{SC} neglijabilă

(1)

$$I_{C2} = \frac{I_{C1}}{\beta_{F1}}$$

$$I_{C1} \left(1 + \frac{1}{\beta_{F1}} \right) \approx \frac{V_o}{R_L} \Rightarrow I_{C1} \approx \frac{V_o}{R_L} = 0,5A$$

$$I_{C2} = \frac{I_{C1}}{\beta_{F1}} \approx \frac{V_o}{\beta_{F1} R_1} \approx 10mA$$

$$I_o \cdot R_{SC} \approx 0,3V \ll V_{BE11}$$

$$V_{E11} = V_o \approx 12V$$

$$V_{B11} = (V_o + I_o R_{SC}) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \approx 11V$$

$$\boxed{V_{BE11} = -1V} \Rightarrow Q_7 \text{ este blocat}$$

$$I_{C7} = 0$$

(2)

$$I_{B8} \ll I_{C4}$$

$$I_{O_1} = I_{OZ_2} = I_{C4} > I_{Z\min}$$

$$-V_{CC} + V_{Z_1} + R_6 (I_{Z_1} + I_{C3}) = 0$$

$$I_{Z_1} = \frac{V_{CC} - V_{Z_1}}{R_6} - I_{C3} \approx 10mA > I_{Z\min}$$

$$V_{EC_3} - V_{EB7} - V_{EB5} = 0 \Rightarrow V_{EC_3} = 2V_{EB} \quad (3)$$

$$-V_{Z_2} - V_{O_1} - V_{EC_4} + V_{CC} = 0 \Rightarrow V_{EC_4} = V_{CC} - V_{Z_2} - V_O \quad (4)$$

$$-V_{EC_7} - V_{EB_3} + V_{CC} = 0 \Rightarrow V_{EC_7} = V_{CC} - V_{EB} \quad (7)$$

$$-V_{Z_2} - V_{O_1} - V_{EB8} - V_{EC5} + V_{CC} = 0 \Rightarrow V_{EC5} = V_{CC} - V_{Z_2} - V_{O_1} - V_{EB} \\ \approx V_{CC} - V_{Z_2} - 2V_{EB} \quad (5)$$

$$-V_{Z_2} - V_{O_1} - V_{EB8} + V_{ECg} = 0 \Rightarrow V_{ECg} = V_{Z_2} + V_{O_1} + V_{EB8} \quad (9)$$

$$-V_{CE10} + V_{BE2} + V_O = 0 \Rightarrow V_{CE10} = V_O + V_{BE} \quad (10)$$

$$-V_{Z_2} - V_{O_1} - V_{EB8} + V_{EC8} + V_{BE10} = 0 \Rightarrow V_{EC8} = V_{Z_2} + V_{O_1} + V_{EB8} \quad (8)$$

$$-V_{CC} + V_{EC6} + V_{BE2} + V_O = 0 \Rightarrow V_{EC6} = V_{CC} - V_O - V_{BE} \quad (6)$$

$$-V_{CC} + V_{EC1} + V_O = 0 \Rightarrow V_{EC1} = V_{CC} - V_O \quad (1)$$

$$-V_{CC} + V_{EB1} + V_{CE2} + V_O = 0 \Rightarrow V_{CE2} = V_{CC} - V_O - V_{EB} \quad (2)$$

$$V_{CEA1} - R_{SC} I_O - V_{BE2} = 0 \Rightarrow V_{CE7} = V_{BE} + R_{SC} I_O \approx 0.9V$$

(11)

Centrale zăvuie PS+

Nr	$I_{(mA)}$	V (V)	Pd (I · V)
1	$\frac{V_0}{R_L}$ (500)	$V_{CC} - V_0$ 3V	$(V_{CC} - V_0) \cdot \frac{V_0}{R_L}$
2	$\frac{V_0}{\beta_{F1} R_L}$ (10)	$V_{CC} - V_0 - V_{EB}$ 2,4V	$(V_{CC} - V_0 - V_{EB}) \cdot \frac{V_0}{\beta_{F1} \cdot R_L}$
3	$\frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5}$ (1)	$2V_{EB}$	1,2
4	$2 \cdot \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5}$ (2)	$V_{CC} - V_{Z2} - V_0$	7
5	$4 \cdot \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5}$ (4)	$V_{CC} - V_{Z2} - 2V_{EB}$	9,5
6	$10 \cdot \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5}$ (10)	$V_{CC} - V_0 - V_{EB}$	2,5
7	$\frac{18 \cdot (V_{Z1} - 2V_{EB})}{\beta_F R_5}$ (0,1)	$V_{CC} - V_{EB}$	14,4
8	$\frac{V_{BE}}{R_7}$ (2)	$V_{Z1} + V_{D1}$	5
9	$4 \cdot \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5} - \frac{V_{BE}}{R_7}$ (2)	$V_{Z2} + 2V_{EB}$	5,6
10	$10 \cdot \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5}$	$V_0 + V_{BE}$	12,6
11	0	$V_{BE} + R_{SC} I_0$	$\sim 0,9$
D_{Z1}	$\frac{V_{CC} - V_{Z1}}{R_6} - \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5}$ (10)	V_{Z1}	9,5
D_{Z2}	$2 \cdot \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R_5}$ (2)	V_{Z2}	6,2
D	$2 \cdot \frac{V_{Z1} - 2V_{EB}}{R}$ (2)	V_0	0,6

$$V_0 = (V_{Z2} + V_0) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Directivele principale de reglaj circuit (PCA)
 V_{Z1} ; V_{Z2} ; R_1, R_2 ; R_5 . Din aceste "Gutoane"
 reglăm funcționarea circuitului.

2) Curentul I_o se sporă cu scăderea tensiunii de la V_{BE} până când Q_{11} intră în RAN. Cand Q_{11} este în RAN curentul de bază al $Q_{1,2}$ nu mai este controlat de R_1, R_2, Q_8, Q_{10} ...

Limita intrării în RAN a Q_{11} este $V_{BE_{11}} < V_{BE_{ON}}$ (aproape de valoarea $V_{BE_{ON}} \approx 0,6$ V, dar fără să o atingă).

Revenire la pag 4

$$V_{BE_{11}} = V_o (K-1) + R_{sc} I_o ; K = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{11}{12}$$

Punem condiția

$$V_{BE_{11}} \approx V_{BE_{ON}} \Rightarrow V_{BE_{ON}} = V_o (K-1) + R_{sc} I_o$$

$$\frac{I_{o_{max}}}{I_{o_{ocot}}} = \frac{V_{BE_{ON}} - V_o (K-1)}{R_{sc}} \approx \frac{16}{9.5} \approx 3A$$

Atenție nu am luat în calcul toleranțele inerente unui asemenea circuit. Teoretic rezistența de sarcină minimă pe care circuitul o poate alimenta la $V_o = ct$ (presupunând că a pornit) este

$$R_{L_{min}} = \frac{V_o}{I_{o_{max}}} = 4\Omega.$$

Intotdeauna luăm în considerare un coeficient de siguranță de minim $20 \div 30\%$.

Ca specificație pentru acest circuit un $R_{L_{min}} = 5\Omega$ este o valoare reală.

Nu urta creșterea I_o peste $I_{o_{max}}$ $\Rightarrow Q_{11}$ în RAN și V_o nu mai este controlabilă.

3) Crescând V_{cc} \Rightarrow provoacă creștere a tensiunii maxime
pt $Q_{1,2,3,4,5,6,7}$, și de putere pt Q_1, Q_2 .
Atenție problema de putere maximă elisipată separe
pt toate tranzistoarele cu $V_{CE} = f(V_{cc})$. Conform
enuntului problemei vom considera numai $Q_{1,2}$ în
această categorie.

Q_1 în matricea centralizare $(1,2)$, $(1,3)$

$$(1,2) \quad V_{cc} - V_o < V_{CEMAX}, \Rightarrow V_{cc} < V_{CEMAX} + V_o = 37V$$

$$(1,3) \quad (V_{cc} - V_o) \cdot \frac{V_o}{R_{Lmin}} < P_{dmax} \Rightarrow V_{cc} < \frac{P_{dmax} \cdot R_{Lmin}}{V_o} + V_o = 17V$$

Q_2 $(2,2)$; $(2,3)$

$$(2,2) \quad V_{cc} - V_o - V_{EB} < V_{CEMAX_2} \Rightarrow V_{cc} < V_{CEMAX_2} + V_o + V_{EB} = 37,6V$$

$$(2,3) \quad (V_{cc} - V_o - V_{EB}) \cdot \frac{V_o}{P_{dmax_2} \cdot R_L} < P_{dmax_2} \Rightarrow V_{cc} < \frac{P_{dmax_2} \cdot P_{F2} \cdot R_L}{V_o} + V_o + V_{EB} \approx 21V$$

Pentru restul tranzistoarelor dacă se stăpînesc restricții
în enunt se procedează identic. Ce nu se dă nu
se cere \Rightarrow

Tensiunea maximă V_{ccmax} de alimentare a circuitului
când $R_L = R_{Lmin}$ este aproximativ 17 V

4) Scăde V_{cc} sunt probleme legate de ieșirea
din RAN sau regim de strapungere

$$1. (1,2) \quad V_{cc} - V_o > V_{CESAT} \approx V_{EB} \Rightarrow V_{cc} > V_o + V_{EB} \approx 12,6V$$

$$2. (2,2) \quad V_{cc} - V_o - V_{EB} > V_{EB} \Rightarrow V_{cc} > V_o + 2V_{EB} \approx 13,2V$$

$$3. NA \quad V_{cc} - V_{Z2} - V_B > V_{EB} \Rightarrow V_{cc} > V_{Z2} + V_B + V_{EB} \approx 5,6V$$

$$4. (4,2) \quad V_{cc} - V_{Z2} - 2V_{EB} > V_{EB} \Rightarrow V_{cc} > V_{Z2} + 3V_{EB} \approx 6,2V$$

$$5. (5,2) \quad V_{cc} - V_{Z2} - 2V_{EB} > V_{EB} \Rightarrow V_{cc} > V_o + 2V_{EB} \approx 13,2V$$

$$6. (6,2) \quad V_{cc} - V_o - V_{EB} > V_{EB} \Rightarrow V_{cc} > V_o + 2V_{EB} \approx 13,2V$$

$$7. (7,2) \quad V_{cc} - V_{EB} > V_{EB} \Rightarrow V_{cc} > 2V_{EB} \approx 1,2V$$

8. NA
9. NA
10. NA
11. NA

$$D_{Z_1} \frac{V_{CC} - V_{Z_1}}{NA R_6} - \frac{V_{Z_1} - 2V_{EB}}{R_5} > I_{Z_{min}}$$

$$D \quad V_{CC} > V_{Z_1} + R_6 \left(I_{Z_{min}} + \frac{V_{Z_1} - 2V_{EB}}{R_5} \right) = 8,2V$$

D_{Z_2} NA

D NA

Tensiunea minima de alimentare pentru care totalul funcționării este indicată de cimpul

$$(1,2) \quad V_{CC\min} \approx 12,6V \quad (\text{teoretic})$$

Pentru inginerii minima 10% crescută $V_{CC\min} = 13V$

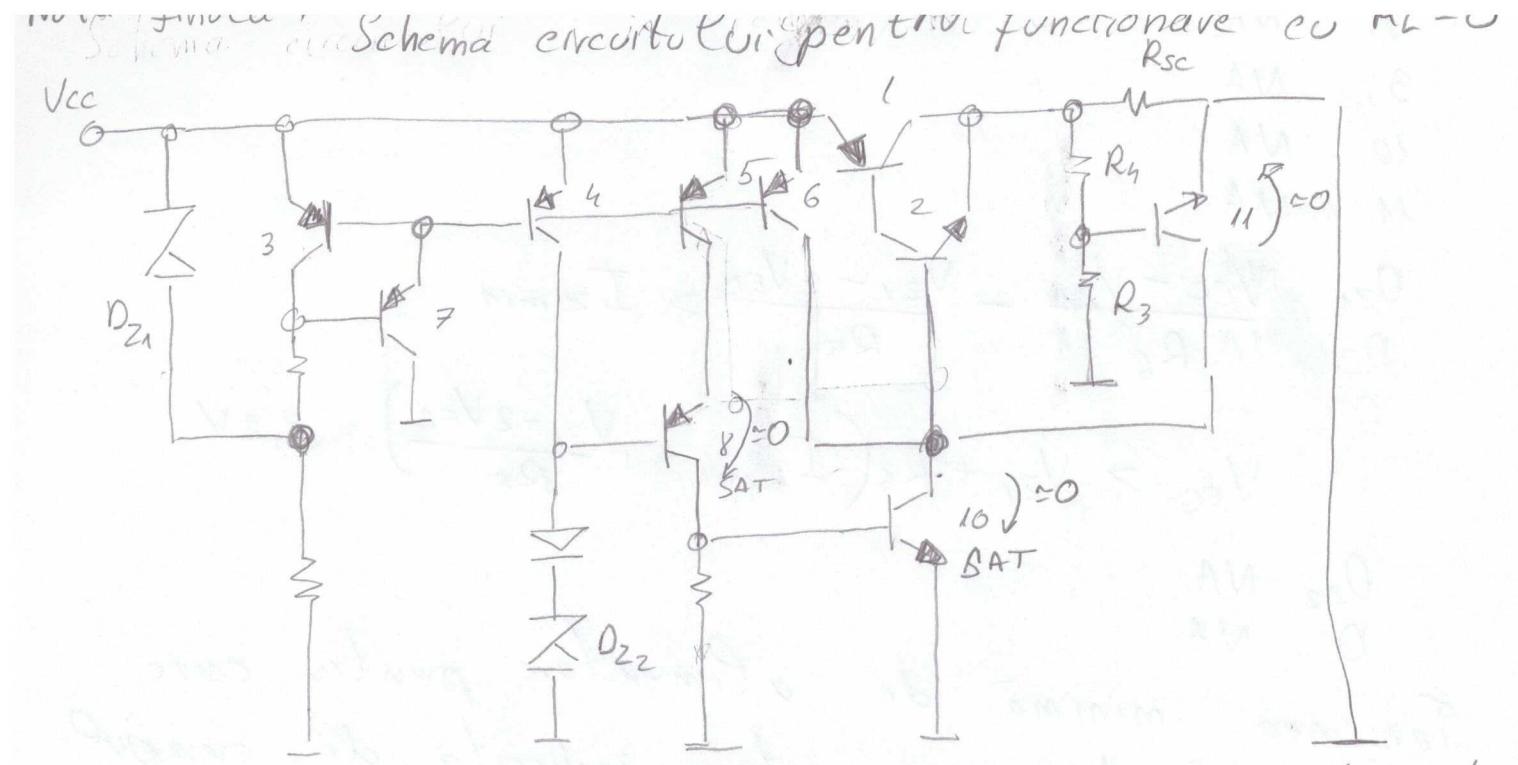
$$5. \text{ Dacă } R_L = 0 \Rightarrow V_o = 0$$

$$V_{BE_{11}} = V_o (K-1) + R_{SC} I_o = R_{SC} I_o \Rightarrow$$

$$I_o = \frac{V_{BE_{11}}}{R_{SC}} \approx 1,2A \quad \text{Acsta este curentul de scurt-circuit } I_{SC}$$

$$V_{BE_{11}} \approx V_{CC}$$

$$P_{dQ_1} = V_{CC} \cdot I_{SC} \approx 16W$$



Modificări majore făcute de către ce am studiat la pct. anterioare

$V_o = 0$; Q_g este "Glocat", tensiunea în baza lui Q_g este nulă

Q₈, Q₁₀ sunt în regim de saturatie

- În saturatie

$$I_B \rightarrow \begin{cases} I_c \\ I_E \end{cases} \xrightarrow{\approx 0} I_c + I_B + I_E = 0$$

$$V_{CE} \approx 0 \text{ V}$$

$$\frac{I_c}{I_B} \neq B_F$$

I_c/I_B este definit de circuitul exterior.

D₁, D_{Z2} sunt glocate.

Colecului lui Z_0 și S cu TN.

Stabilizatorul prezentat este numai cu TN (S-P). Cu unirea Z_0 și S pot fi diferențiatice TN.

S.p.d.s. al TN stab. este un amplificator de tensiune cu capacitatea mare să creeze loziste.

Din acela "condiția" V_T este condiția de alimentare a amplificatorului de tensiune să situația în care este punctul în care este conectată la faza fo.

Pentru diferențierea schema de ca. se consideră că:

1. Întrările de curent realizate cu transistorii $Q_4, 5, 6$ au rezistențe echivalente denumite (longitudine) foarte mici \Rightarrow "fuzărișeri"

2. $V_{CC} \xrightarrow{ca}$ mare

3. Stab. funcționând în zonă de saturare (I_Q, V_{CEQ}, I_{CQE})

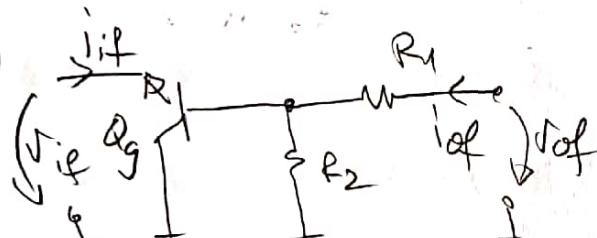
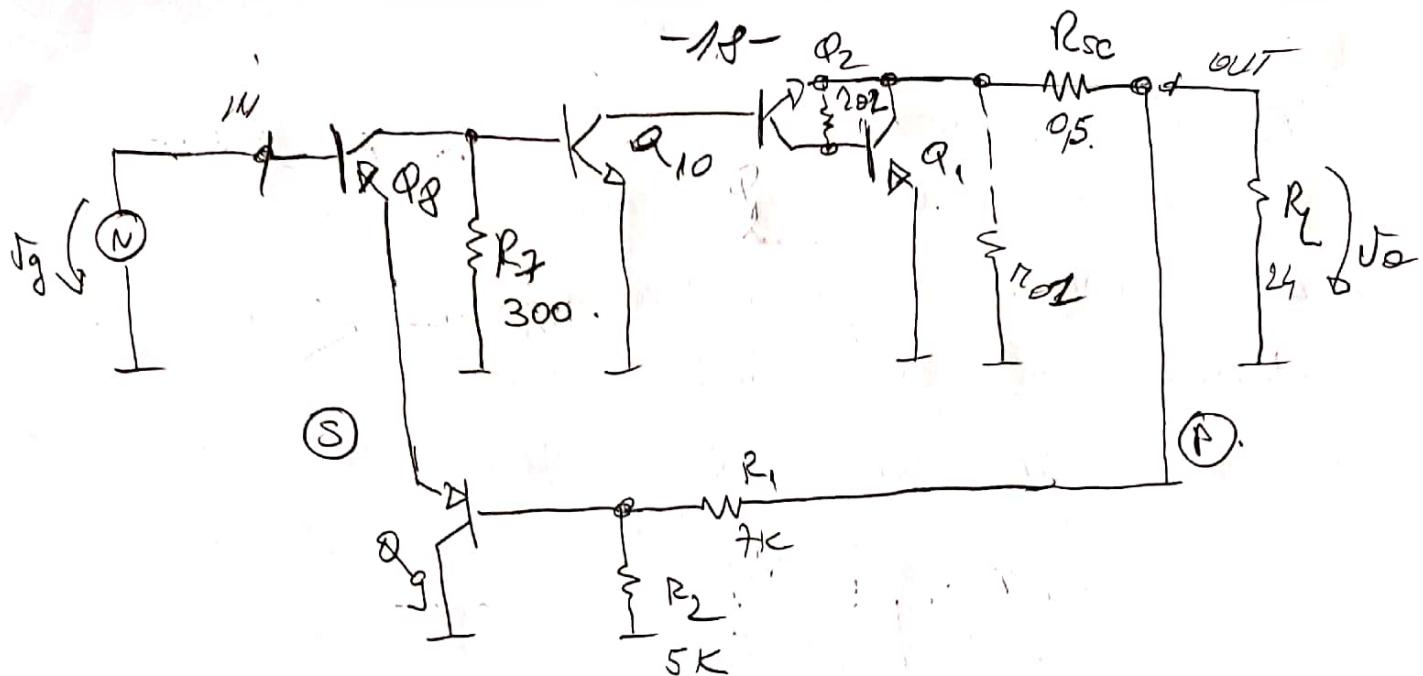
Co unirea Q_1 este blocat \Rightarrow dispozitiv.

4. Grupul R_3, R_4 are efect negigabil în ceea ce $R_3 + R_4 \ll R_L$

5. Punctul în care este conectată ref. nu poate fi oțocat într-o surse de tensiune alternativă rezolvă (topologie serie-paralel).

Rezultă schema de c.a.

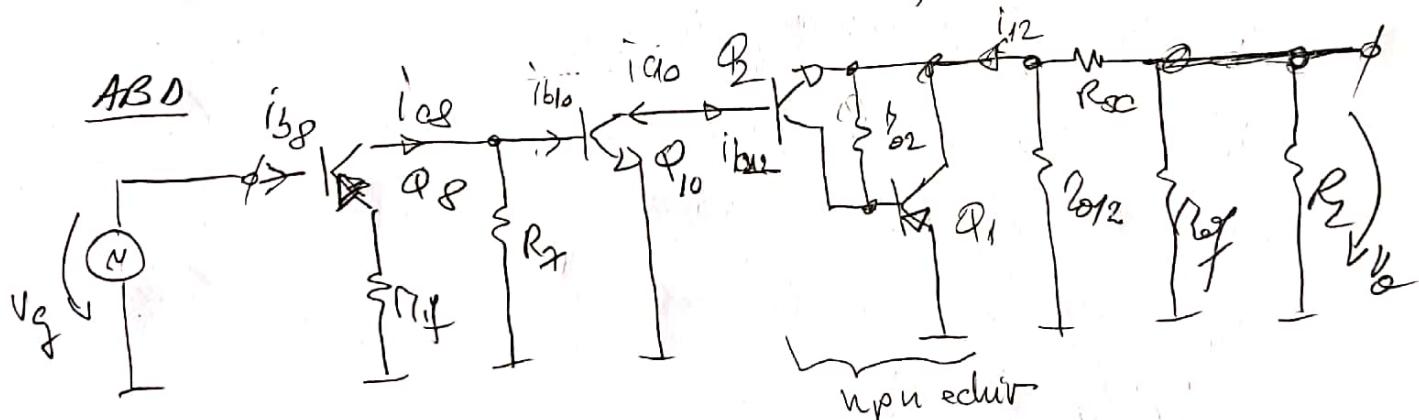
ECHIVALENTA TRANZISTORELOR Q_1, Q_2 și UN TRANSISOR UPN - Q_{12} ESTE REALIZATĂ ÎN ANEXA 1. (pag. 21)



$$f_v = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5}{12}$$

$$r_{af} = \frac{R_{12} + R_1 \| R_2}{\beta_1 + 1} \approx 9.07 \text{ k}\Omega$$

$$r_{af} = R_1 + R_2 = 12 \text{ k}\Omega$$



De ABD se no calcula α_{eq} , r_{in} , r_{af} .

$$\alpha_{eq} = \frac{\partial \alpha}{V_g} = \frac{\alpha_0}{C_{12}} \cdot \frac{i_{C12}}{i_{B12}} \cdot \frac{i_{B12}}{i_{C10}} \cdot \frac{i_{C10}}{i_{B10}} \cdot \frac{i_{B10}}{i_{C8}} \cdot \frac{i_{C8}}{i_{B8}} \cdot \frac{i_{B8}}{V_g}$$

$$\approx - (r_{o1} \| r_{af} \| R_L) \cdot (-\beta_1 \beta_2) \cdot (-1) \left(\beta_{10} \cdot \frac{R_7}{R_7 + R_{14}} \right) \cdot (-\beta_8) \cdot$$

$$\cdot \frac{1}{\alpha_{eq} + (\beta_1 + 1) R_{14}}$$

$$g_{m10} = 40 I_{c10} = 400 \text{ A}^{-1}$$

$$\beta = \gamma_{\pi g} + (\beta + 1) \gamma_{\pi f}$$

$$g_{m8} = g_{m8} = 40 I_{c8} = 80 \text{ A}^{-1}$$

$$\gamma_0 = \frac{V_0}{I_0} \Big|_{U_g=0} = \gamma_{01} \# \gamma_{0f} \parallel R_L$$

$$\gamma_{010} = \frac{\beta_{10}}{g_{m10}} = \frac{1}{2} k_2 = 0,5 \text{ k}\Omega$$

$$\gamma_{0f} = \gamma_{\pi g} = \frac{\beta_8}{g_{m8}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$\beta_1 = \frac{V_A}{I_{c1}} = 0,2 \text{ k}\Omega$$

nos a fost calculat cu
ANEXA 1 - pag. 21.

$$a_{vg} \approx R_2 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_{10} \beta_8 \cdot \frac{R_7}{R_7 + R_{010}} \cdot \frac{1}{2 \gamma_0 + \beta_8 \cdot \gamma_{0f}}$$

$$= 9024 \cdot 50 \cdot 100 \cdot 200 \cdot 200 \cdot \frac{0,3}{0,3 + 0,5} \cdot \frac{1}{35 + 15} \text{ k}\Omega \approx \underline{\underline{110000}}$$

$$\gamma_0 \approx \underline{\underline{17,5 \text{ k}\Omega}}$$

$$\gamma_0 \approx \gamma_{012} \parallel R_2 = 19,35 \text{ k}\Omega$$

$$T = \text{avg. fr} \approx 110000 \cdot \frac{5}{12} \approx 45833 > 0. \text{ se observă}$$

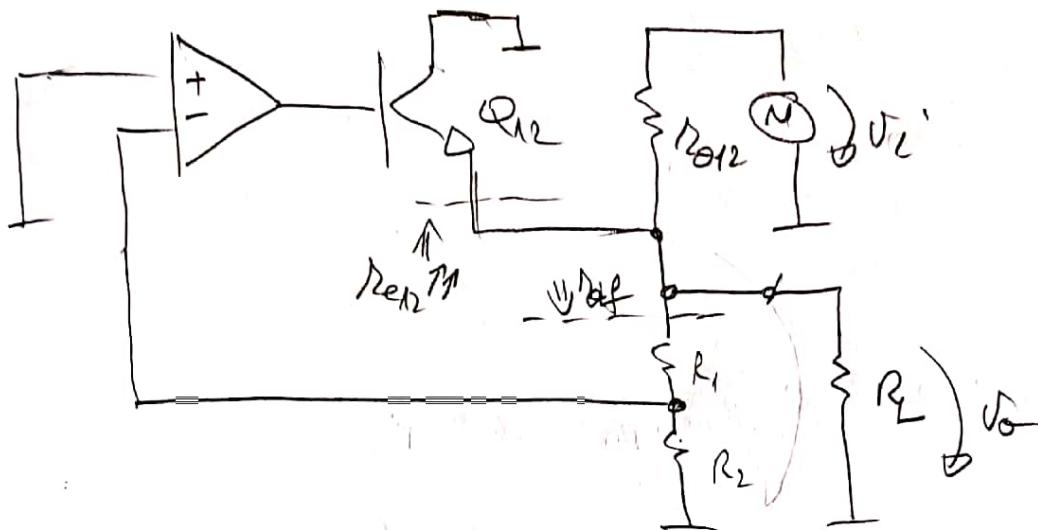
$$\text{cum } T > 1 \Rightarrow \text{Arg} \approx \frac{1}{f} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 25.$$

$$R_0^{-1} = (f + T) \gamma_0^{-1} - R_2^{-1}$$

$$R_0^{-1} \approx 45833 \cdot \frac{1}{19,35} - \frac{1}{25} \text{ (2-1)}$$

$$R_0 \approx \frac{19,35}{45833} \text{ m}\Omega = \underline{\underline{422 \text{ m}\Omega}}$$

Coloured see 1



$$V_o \approx \frac{R_L \parallel R_{\text{ref}}}{R_L \parallel R_{\text{ref}} + R_{12}} \cdot V_i \quad V_i \approx \frac{R_L}{R_L + R_{12}} \cdot V_o$$

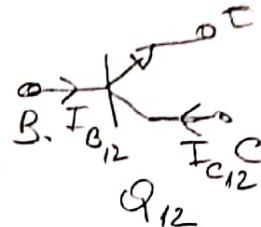
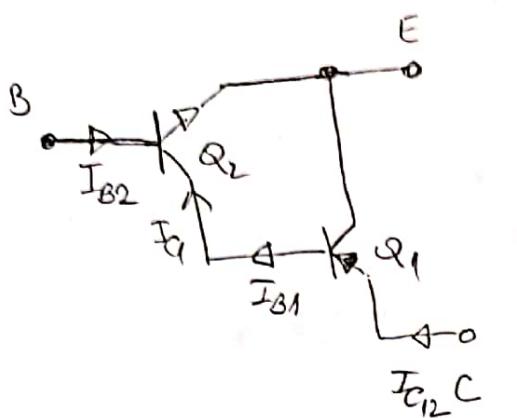
$$A = \frac{V_o}{V_i} \approx 1 + \frac{R_{12}}{R_L} = 1 + \frac{\frac{R_{11}}{2}}{R_L} \approx 5,16$$

$$\zeta = (1 + T) A \approx \underline{236805}$$

ANEXA 1

-21-

Ecuvaloare β_1, β_2 :



$$I_{c12} = \beta_{12} \cdot I_{B12}$$

$$I_{B12} \approx \beta_1 \cdot I_{B1} = \beta_1 \cdot I_{c2}$$

$$I_{c12} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{B2}$$

$$\beta_{12} \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

În calculul pentru $R_L = 2k$ a rezultat $I_{c1} = 500 \mu A$ și
 $I_{c2} = 10 \mu A$. Cu urmare: Se consideră $V_A = 100V$.

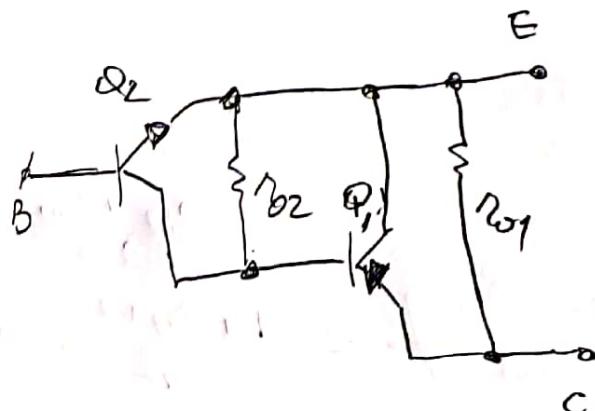
$$g_{m1} = 40 \cdot I_{c1} = 20000 \text{ } \text{S}^{-1} \quad ; \quad r_{01} = \frac{V_A}{I_{c1}} = \frac{100V}{500 \mu A} = 0,2 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m2} = 40 \cdot I_{c2} = 400 \text{ } \text{S}^{-1} \quad ; \quad r_{02} = \frac{V_A}{I_{c2}} = \frac{100V}{10 \mu A} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$r_{in} = \frac{\beta_1}{g_{m1}} = 0,0025 \text{ k}\Omega$$

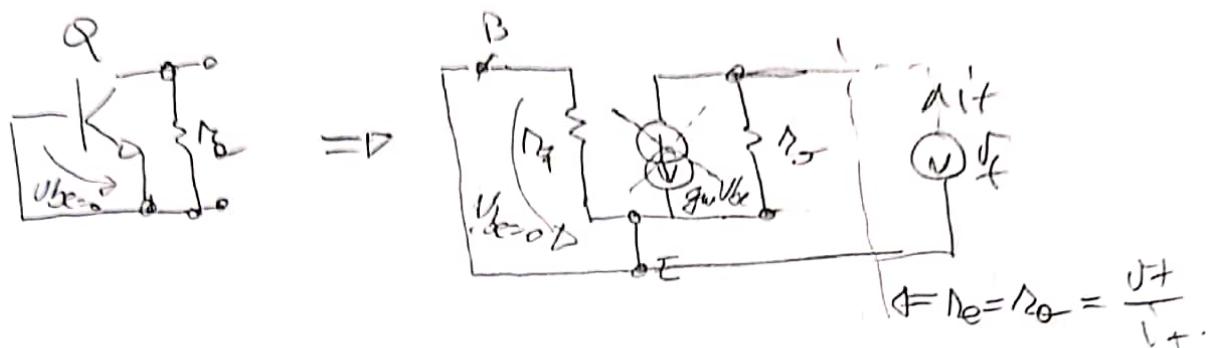
$$r_{in} = \frac{\beta_2}{g_{m2}} = 10 \text{ k}\Omega$$

Se va calcula r_{o2} - rezistența de ieșire a transistorelor
 echivalente.

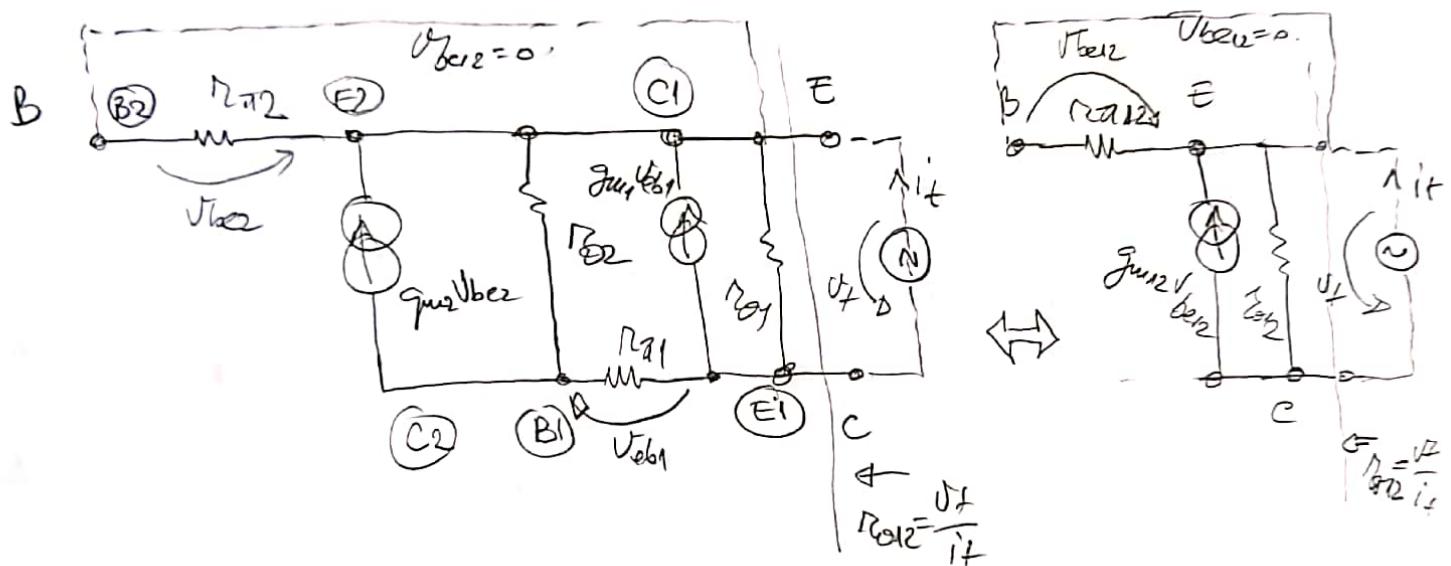


$$\beta_{12} \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

Pentru a determina λ_0 la un transitor nu ne putem folosi B-E și ne urcă circuit.

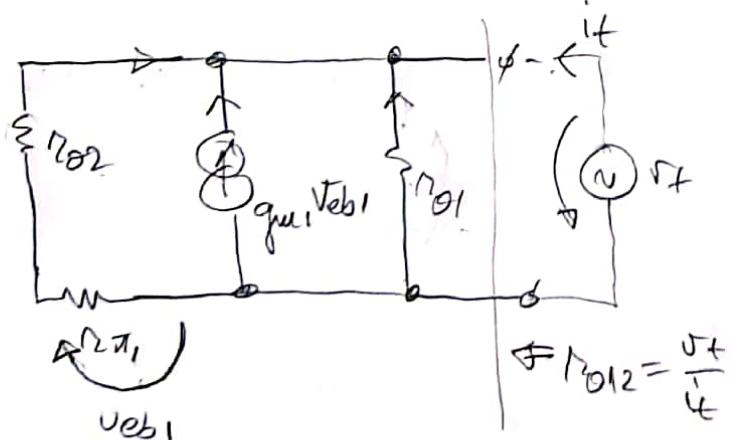


Sau opția acelonă tehnică tranzistorului $\lambda_{01}, \lambda_{02}$.



$$\lambda_{02} = \lambda_{012}$$

$U_{BE12} = 0 \Rightarrow U_{BE2} = 0 \Rightarrow g_{m2}U_{BE2} = 0 \Rightarrow$ celiacătul de mai jos



$$U_f = -U_{EB1} - \frac{U_{EB1}}{R_{B1}} \cdot \lambda_{02}$$

$$i_t = -g_{m1}U_{EB1} + \frac{U_{EB1}}{R_{B1}} - \frac{U_{EB1} + U_{EB1} \cdot \frac{\lambda_{02}}{R_{B1}}}{\lambda_{01}}$$

$$\lambda_{012} = \frac{U_f}{i_t} = \frac{-U_{EB1} \left(1 + \frac{\lambda_{02}}{R_{B1}} \right)}{-U_{EB1} \left[g_{m1} + \frac{1}{R_{B1}} + \frac{1 + \frac{\lambda_{02}}{R_{B1}}}{\lambda_{01}} \right]} = \frac{\frac{R_{B1} + \lambda_{02}}{R_{B1}}}{\frac{g_{m1} \cdot R_{B1} + 1}{R_{B1}} + \frac{1 + \frac{\lambda_{02}}{R_{B1}}}{\lambda_{01}}} =$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{r_{\bar{\eta}1} + r_{\bar{\eta}2}}{\beta_1 + 1 + \frac{r_{\bar{\eta}1}}{r_{\bar{\eta}1}} \cdot \left(1 + \frac{r_{\bar{\eta}2}}{r_{\bar{\eta}1}}\right)} \underset{\approx}{=} \frac{r_{\bar{\eta}1} + r_{\bar{\eta}2}}{\beta_1 + \frac{1}{\beta_1} (r_{\bar{\eta}1} + r_{\bar{\eta}2})} = \\
 &= \frac{r_{\bar{\eta}1} (r_{\bar{\eta}1} + r_{\bar{\eta}2})}{\beta_1 r_{\bar{\eta}1} + r_{\bar{\eta}1} + r_{\bar{\eta}2}} \quad \left| \begin{array}{l} \approx \\ r_{\bar{\eta}1} \ll r_{\bar{\eta}2} \end{array} \right. \quad = \frac{r_{\bar{\eta}1}}{2} = \text{output}
 \end{aligned}$$

