

Considerați schema din Figura 1, care este o componentă a unui sistem integrat.

- Toate tranzistoarele bipolare au factorul de amplificare în curent $\beta = \infty$ și nu prezintă efectul de modulație a grosimii bazei ($V_{Early} \rightarrow \infty$; $r_{ce} \rightarrow \infty$).
- Tensiunea de deschidere a tranzistoarelor bipolare se consideră $V_{be(on)} = 0,65$ V, având o dependență liniară cu temperatura, $dV_{be}/dT = -2.1$ mV/K.
- Tensiunea termică $V_T = kT/q \cong 26$ mV @ 300K.
- Amplificatorul operațional AO1 este alimentat de la VDD și GND. Acesta poate fi considerat ideal, cu excepția faptului că tensiunea de ieșire este limitată în intervalul $[0+V_s, VDD-V_s]$, unde $V_s = 0,3$ V.
- $I_{C2} = I_{C1}/8$; $\ln 8 \cong 2,08$.
- $VDD = 3$ V.

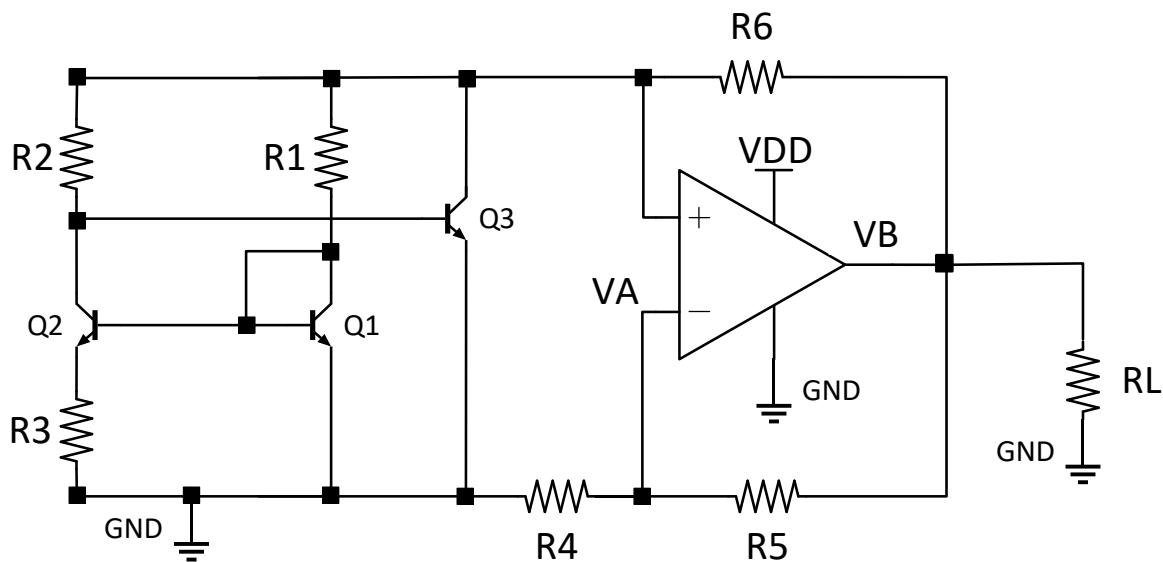


Figura 1

• **Cerinte:**

1. (5pct) Cunoscând $R3 = 10$ K Ω , determinați $R2$ și VA astfel încât VA să fie constant față de variațiile de temperatură.
2. (4pct) Având $R4 = 10$ K Ω și VA determinat anterior, calculați $R5$ astfel încât VB să atingă valoarea maximă/minimă și VB să rămână constant cu temperatura. Determinați tensiunea minimă de alimentare pentru acest caz.
3. (1pct) Determinați $R6$ astfel încât $I_{C3} = I_{C1} = 100$ μ A.

Rezolvare:

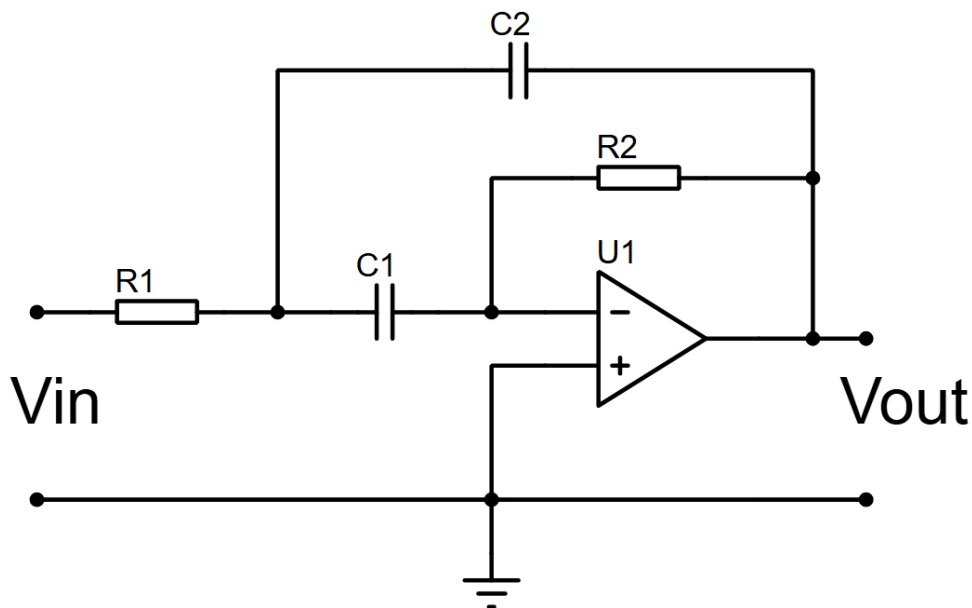
1. $V_{be1} = V_{be2} + I_{C2} \cdot R3 \rightarrow I_{C2} = [V_T \ln(I_{C1} \cdot I_{S2}) / (I_{C2} \cdot I_{S1})] / R3 = V_T \ln 8 / R3$ (1 pct)
 $VA = I_{C2} \cdot R2 + V_{be3} = (V_T \ln 8 \cdot R2) / R3$ (1 pct)
 $\partial VA / \partial T = 0 \rightarrow (k \cdot \ln 8 \cdot R2) / (q \cdot R3) - 2.1 \text{ mV/K} = 0 \rightarrow$ (1 pct)
 $R2/R3 = 2,1 / (0,086 \cdot 2,08) = 11,73 \rightarrow R2 = R3 \cdot 11,73 = 117.3 \text{ K}\Omega$ (1 pct)
 $VA = 26 \text{ mV} \cdot 2,08 \cdot 11,73 + 650 \text{ mV} = 1,284 \text{ V}$ (1 pct)
2. $VB_{max} = 2,7$ V. (1 pct)
 $VB = VA (1 + R5/R4) = 2.7 \text{ V}$ (1 pct)
 $VA = 1.284 \text{ V} \rightarrow 1 + R5/R4 = 2.10 \rightarrow R5 = 11 \text{ K}\Omega$. (1 pct)
 $VA = VB \rightarrow R5 = 0$. $VDD_{min} = VA + V_s = 1.284 \text{ V} + 0,3 \text{ V} = 1.584 \text{ V}$. (1 pct)
3. $R6 = (VB - VA) / (I_{C1} + I_{C2} + I_{C3}) = (2,7 \text{ V} - 1,284 \text{ V}) / 0,212 \text{ mA} = 6,66 \text{ K}\Omega$. (1 pct)

Problema nr. 2 Universitatea Tehnică a Moldovei, 04 aprilie 2025

conf.univ., dr. Nicolai ABABII

asist. univ., drd. Maxim CHIRIAC

(10 puncte) Se proiectează un filtru activ trece-bandă utilizând un amplificator operațional ideal cu următoarele valori ale componentelor: $R_1=20\text{ k}\Omega$, $R_2=10\text{ k}\Omega$, $C_1=0.02\text{ }\mu\text{F}$, $C_2=0.01\text{ }\mu\text{F}$.



Cerințe:

1. (3 p.) Determinarea funcția de transfer a filtrului, $H(s)=V_{out}(s)/V_{in}(s)$.
2. (4 p.) Derivați și calculați frecvență centrală (frecvență de rezonanță), banda de trecere și factorul de calitate.
3. (3 p.) Modificați valorile rezistențelor, astfel încât să obțineți o frecvență centrală (frecvență de rezonanță) dublă și factorul de calitate să rămână neschimbat ca în punctul 1.

Rezolvare:

1. (3 p.) Determinarea funcția de transfer a filtrului, $H(s)=V_{out}(s)/V_{in}(s)$.

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{s \cdot C_1 \cdot R_1}{s^2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + s \cdot (C_1 + C_2) \cdot R_1 + 1}$$

2. (4 p.) Derivați și calculați frecvența centrală (frecvență de rezonanță), banda de trecere și factorul de calitate.

$$H(s) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{s \cdot \frac{1}{R_2 C_2}}{s^2 + s \cdot \underbrace{\frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}}_{\frac{\omega_0}{Q}} + \underbrace{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}_{\omega_0^2}} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{s \cdot \frac{1}{R_2 C_2}}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

Recunoașterea coeficienților rezultă:

$$\begin{aligned} f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0.01 \cdot 10^{-6} \cdot 0.02 \cdot 10^{-6}}} \\ &= \frac{1}{2\pi\sqrt{0.04 \cdot 10^{-6}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} = 796.17 \text{ Hz} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q &= \frac{\omega_0}{\underbrace{\frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}}_{\omega_0^2}} = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 (C_1 + C_2)} = \frac{\sqrt{10 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0.01 \cdot 10^{-6} \cdot 0.02 \cdot 10^{-6}}}{20 \cdot 10^3 \cdot (0.01 \cdot 10^{-6} + 0.02 \cdot 10^{-6})} = \frac{0.2 \cdot 10^{-3}}{0.6 \cdot 10^{-3}} \\ &= 0.33 \end{aligned}$$

Cei doi poli reprezintă rădăcinile numitorului:

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \cdot \left[1 \pm \sqrt{1 - (2Q)^2}\right]$$

$$f_L = \frac{\omega_0}{2\pi \cdot 2Q} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - (2Q)^2}\right] = \frac{1}{2\pi \cdot 0.67 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - (0.67)^2}\right] = 306.00 \text{ Hz}$$

$$f_H = \frac{\omega_0}{2\pi \cdot 2Q} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - (2Q)^2}\right] = \frac{1}{2\pi \cdot 0.67 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3}} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - (0.67)^2}\right] = 2069.44 \text{ Hz}$$

3. (3 p.) Modificați valorile rezistențelor, astfel încât să obțineți o frecvență centrală (frecvență de rezonanță) dublă și factorul de calitate să rămână neschimbat ca în punctul 1.

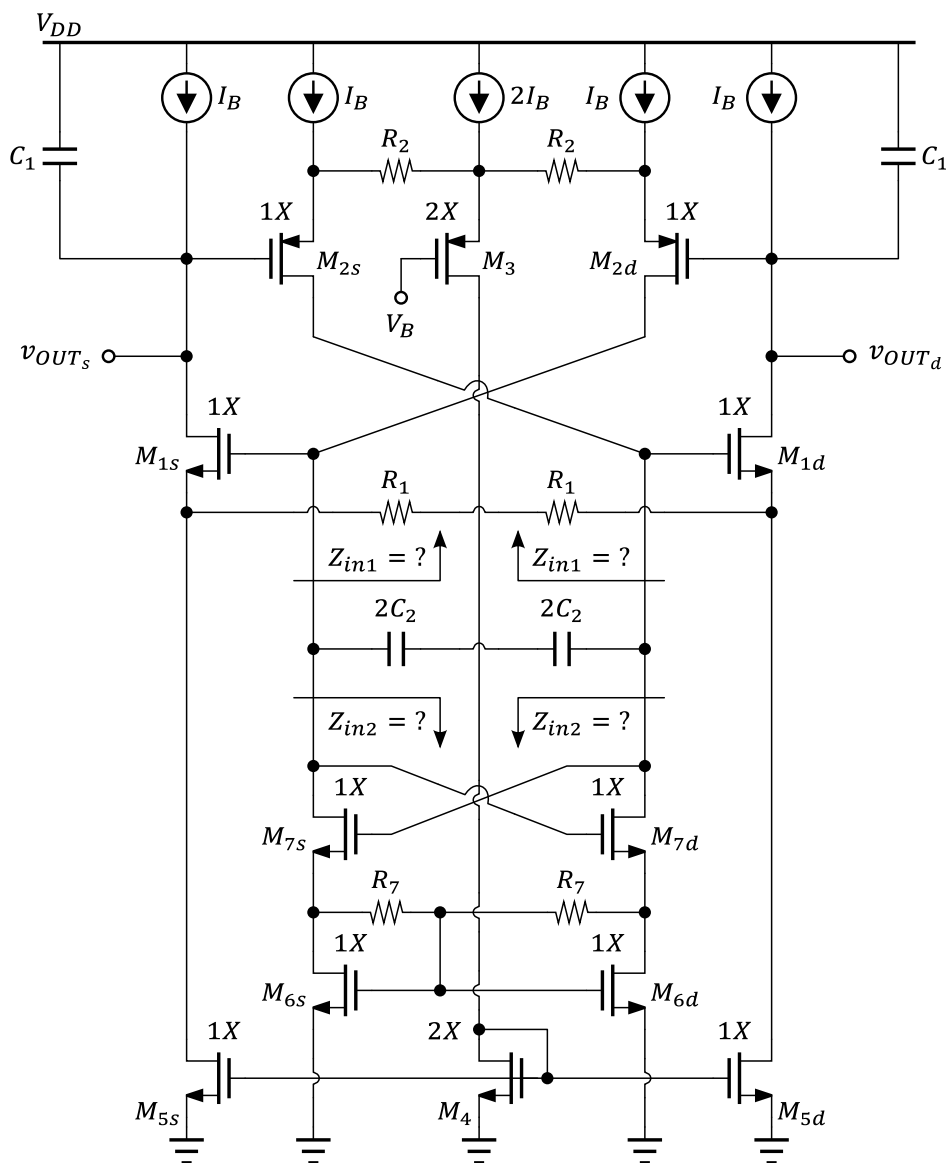
- Reducerea fiecărei valori a rezistenței în jumătate: $R_1=10 \text{ k}\Omega$, $R_2=5 \text{ k}\Omega$;

Problema nr. 3 (10p)

autor: ș. l. univ. dr. ing. Arcadie CRACAN (Iași)

Circuitul din figura de mai jos este un oscilator. Pentru toate tranzistoarele se va considera $r_{ds} \rightarrow \infty$, $V_{THN} = |V_{THP}|$. Raportul dimensiunilor tranzistoarelor W/L este notat cu X pe figură, iar $V_B = \frac{V_{DD}}{2}$.

Se cere:



- (3p) În absența oscilației, determinați curenții de drenă în PSF și tensiunea de curent continuu de mod comun $V_{OUT_{CM}}$ din ieșirile notate v_{OUT_s} , v_{OUT_d} .
- (2,5p) Considerând doar partea de circuit de deasupra săgeților Z_{in1} , determinați expresia impedanței diferențiale de semnal mic notată Z_{in1} pe figură.
- (2,5p) Considerând doar partea de circuit de sub săgețile Z_{in2} , determinați expresia impedanței diferențiale de semnal mic notată Z_{in2} pe figură.
- (2p) Desenați schema echivalentă de semnal mic a circuitului folosind impedanțele Z_{in1} , Z_{in2} , și determinați expresia frecvenței de oscilație f_{osc} .

Soluție

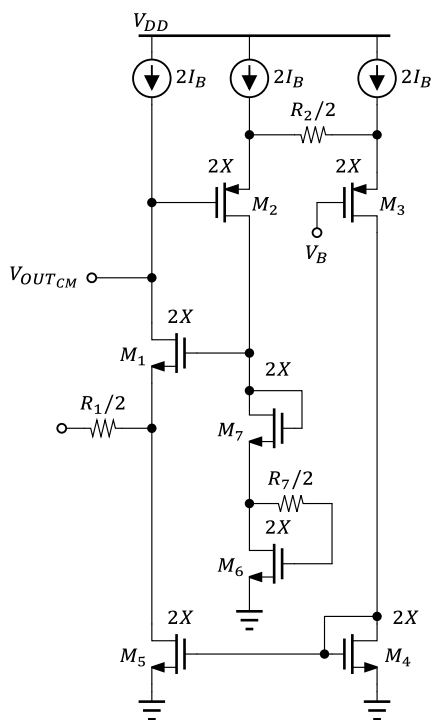


Figura 1

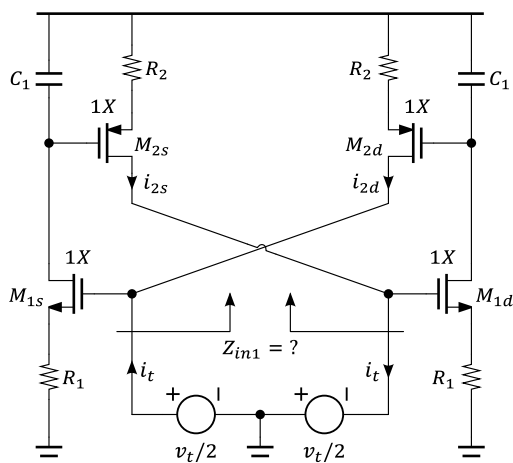


Figura 2

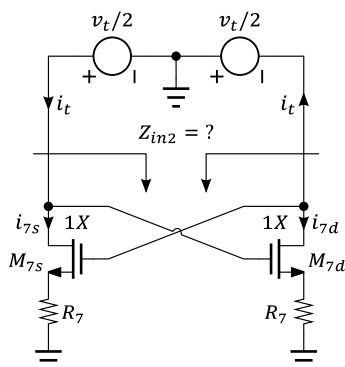


Figura 3

1. În absența oscilației, datorită simetriei circuitului, potențialele nodurilor în care sunt incidente dispozitivele notate cu $*_s$ sunt egale cu potențialele nodurilor în care sunt incidente dispozitivele notate cu $*_d$, ceea ce ne permite să obținem semi-circuitul de mod comun prin suprapunerea nodurilor cu același potențial, reprezentat în figura 1.

Desenare semi-circuit de mod comun..... (1p)

Bucula de control al modului comun este formată din:

- M_2, M_3 – cascadă neinversoare: etaj repetor pe sursă cu M_2 , respectiv grilă comună cu M_3 ;
- M_4, M_5 – oglindă de curent, (etaj inversor de la drena lui M_4 la drena lui M_5);
- M_1 – etaj grilă comună, neinversor.

Datorită reacției negative și a amplificării foarte mari pe bucla de mod comun, semnalul de eroare, $V_{OUT_{CM}} - V_B$, este minimizat:

$$V_{OUT_{CM}} - V_B \rightarrow 0 \Rightarrow V_{OUT_{CM}} = V_B \dots\dots\dots (1p)$$

Soluție alternativă: se aplică Kirchhoff de tensiuni pe bucla: $v_{OUT_s} \rightarrow V_{SG2s} \rightarrow V_{R2} \rightarrow V_{SG3} \rightarrow V_B$, cu observația că în PSF $V_{R2} = 0$. Deoarece $V_{SG2s} = V_{SG3} \Rightarrow v_{OUT_s} = V_B$ (2p)

Mai mult, se poate constata că prin tranzistoarele $M_{1s}, M_{1d}, M_{2s}, M_{2d}, M_{5s}, M_{5d}, M_{6s}, M_{6d}, M_{7s}, M_{7d}$ circulă în PSF curentul I_B , iar prin tranzistoarele M_3 și M_4 circulă în PSF curentul $2I_B$ (1p)

2. În figura 2 este reprezentat circuitul de test de semnal mic pentru determinarea lui Z_{in1} .

Desenare circuit determinare Z_{in1} (0,75p)

În circuitul de test: $Z_{in1} = \frac{v_t}{i_t}$. Dar $i_t = i_{2s} = \frac{g_{m2}}{1+g_{m2}R_2} \cdot v_{C1s} = \frac{g_{m2}}{1+g_{m2}R_2} \cdot \frac{1}{sC_1} \cdot \frac{g_{m1}}{1+g_{m1}R_1} \cdot \frac{v_t}{2}$ (1,25p)

De unde rezultă că:

$$Z_{in1} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{2 \cdot (1+g_{m1}R_1) \cdot (1+g_{m2}R_2)}{g_{m1}g_{m2}} \cdot sC_1 = sL_{ech} \dots\dots\dots (0,5p)$$

Se poate observa că Z_{in1} este o bobină activă.

3. În figura 3 este reprezentat circuitul de test de semnal mic pentru determinarea lui Z_{in2} .

Desenare circuit determinare Z_{in2} (0,75p)

În circuitul de test: $Z_{in2} = \frac{v_t}{i_t}$.

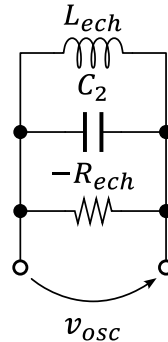
Dar $i_t = i_{7S} = \frac{g_{m7}}{1+g_{m7}R_7} \cdot \left(-\frac{v_t}{2}\right)$ (1,25p)

De unde rezultă că:

$Z_{in2} = \frac{v_t}{i_t} = -\frac{2 \cdot (1+g_{m7}R_7)}{g_{m7}} = -2 \cdot \left(\frac{1}{g_{m7}} + R_7\right) = -R_{ech}$ (0,5p)

Se poate observa că Z_{in2} este o rezistență negativă.

4. Ținând seama de observațiile anterioare cu privire la Z_{in1} și Z_{in2} , circuitului propus se poate reprezenta în semnal mic pe mod diferențial în felul următor (1p)



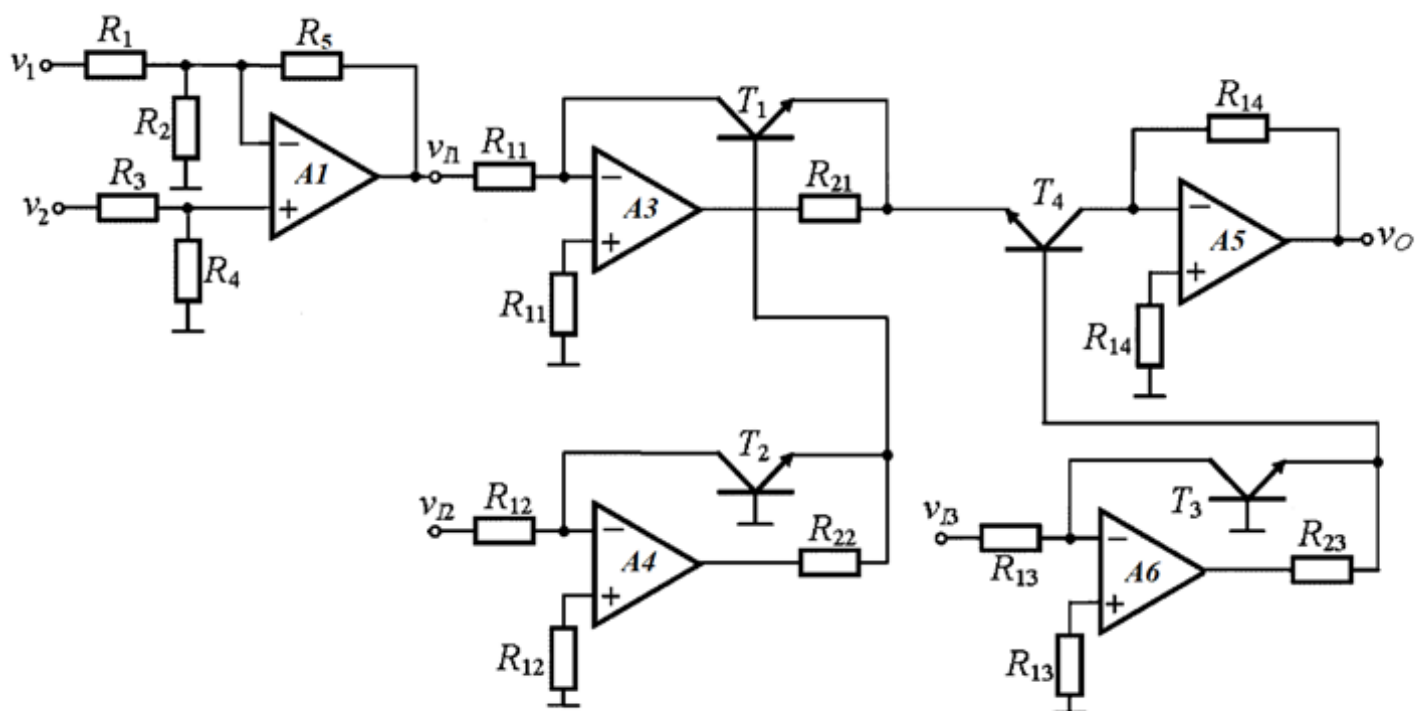
Frecvența de oscilație poate fi aproximată cu frecvența naturală a rezonatorului $L_{ech} - C_2$ (0,5p)

$\omega_{osc} \approx \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_{ech}C_2}} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{2C_2 \cdot (1+g_{m1}R_1) \cdot (1+g_{m2}R_2)}}$ (0,5p)

Problema 4 – 10 puncte

În figura de mai jos, toate amplificatoarele operaționale sunt considerate ideale, sunt alimentate diferențial la $+V_S=5V$ și $-V_S=-5V$ iar tensiunile v_{I1} , v_{I2} , v_{I3} și v_{I3} sunt generate de surse de tensiune de referință Band-Gap. Tensiunea v_{I2} este mai mare decât v_{I1} . Toate tranzistoarele sunt identice iar curentul lor de saturație invers datorat purtătorilor minoritari este foarte mic: $I_S=10^{-18}A$.

- Explicați pe scurt ce rol au în schemă rezistoarele R_{21} , R_{22} și R_{23} . (1p)
- Găsiți relațiile între R_1 , R_2 , R_3 , R_4 și R_5 pentru care $v_{I1} = v_{I2} - v_{I1}$. (3p)
- Găsiți expresia lui v_O în funcție de v_{I1} , v_{I2} și v_{I3} . (4p)
- Găsiți relațiile între R_{11} , R_{12} , R_{13} și R_{14} pentru care v_O nu depinde de temperatură în condițiile în care rezistoarele au coeficient termic TC. (2p)



Barem: **P4 total 10p**

a. [1p] rezistoarele R_{21} , R_{22} și R_{23} au rol de limitare a curentului de ieșire din amplificatorul operațional.

b. [1p] A1=diferențial $\rightarrow v_{i1} = -\frac{R_5}{R_1} v_1 + \left(1 + \frac{R_5}{R_1 || R_2}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2 = v_2 - v_1$,

[0,75p] $\frac{R_5}{R_1} = \left(1 + \frac{R_5}{R_1 || R_2}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}$

$$R_1 = R_3 = R_5 = R_x$$

[1p] $R_2 = R_4 = R_y$

[0,25p] $R_x \gg R_y$

c. [1p] $v_{BE1} = V_T \ln \frac{v_{I1}}{R_{11} I_S}$

$$v_{BE2} = V_T \ln \frac{v_{I2}}{R_{12} I_S}$$

$$v_{BE3} = V_T \ln \frac{v_{I3}}{R_{13} I_S}$$

[2p] $v_{BE4} = v_{BE1} + v_{BE2} - v_{BE3}$

[1p] $v_O = \frac{R_{14} R_{13}}{R_{11} R_{12}} \frac{v_{I1} v_{I2}}{v_{I3}}$

d. [1,5p] v_O nu depinde de temperatură dacă toate rezistențele au același coeficient de temperatură. Soluția cea mai simplă e ca $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_{14}$

[0,5p] $v_O = \frac{v_{I1} v_{I2}}{v_{I3}}$