





3. (1p) Observând că tensiunea de mod comun de la intrare,  $v_{INC}$ , se regăsește în sursele tranzistoarelor  $M_{N3} - M_{N4}$  și  $M_{P3} - M_{P4}$  ( $v_A = v_B = v_{INC}$ ), se constată că prin creșterea tensiunii de mod comun tensiunea drenă-sursă a tranzistoarelor  $M_{N3} - M_{N4}$  se reduce, până în punctul în care acestea intră în triodă.

În mod similar, la scăderea tensiunii de mod comun, tensiunea sursă-drenă a tranzistoarelor  $M_{P3} - M_{P4}$  se reduce, până în punctul în care acestea intră în triodă. Prin urmare:

$$v_{INC} \in (V_{GS} + V_{OV}, V_{DD} - V_{SG} - V_{OV}) \text{ ----- (1p)}$$

4. (2p) Analiza de la punctul 2 a arătat că tensiunea de mod diferențial de la intrare se regăsește pe seria de rezistoare  $2 \cdot \frac{R}{2} = R$ . Deoarece curenții prin  $M_{N3}, M_{P3}, M_{N4}, M_{P4}$  sunt constanți, variația curentului prin rezistorul  $R$  este asigurată de tranzistoarele  $M_{N5}, M_{P5}, M_{N6}, M_{P6}$ , iar variația este simetrică: cu cât crește diferența  $i_{N5} - i_{P5}$ , cu atât va scădea diferența  $i_{P6} - i_{N6}$ . În plus, datorită buclei de mod comun de la intrare, suma curenților  $i_{N5} + i_{N6}$  este menținută constantă la  $2I_B$ , prin urmare:

$$\begin{cases} i_{N5} - i_{P5} = i_{P6} - i_{N6} \\ i_{N5} + i_{N6} = \text{constant} \end{cases} \Rightarrow i_{P5} + i_{P6} = \text{constant} \text{ ----- (0,5p)}$$

În absența semnalului diferențial  $i_{N5} = i_{N6} = i_{P5} = i_{P6} = I_B$ , iar atunci când se aplică tensiunea diferențială aceștia variază în jurul lui  $I_B$ . Scăderea curentului dintr-un tranzistor până la 0 este echivalentă cu blocarea, prin urmare un motiv de limitare a domeniului de variație îl reprezintă blocarea tranzistoarelor  $M_{N5}, M_{P5}, M_{N6}, M_{P6}$ , care are loc pentru  $v_{IND} = R \cdot I_B$ . ----- (0,75p)

Un alt motiv de limitare a domeniului de variație îl reprezintă intrarea în triodă a tranzistoarelor  $M_{N3}, M_{P3}, M_{N4}, M_{P4}$ . Așa cum s-a arătat, potențialul nodului din sursele  $M_{N3}, M_{N4}$  este  $v_{INC} + \frac{v_{IND}}{2}$ , iar potențialul nodului din sursele  $M_{N4}, M_{P4}$  este simetric,  $v_{INC} - \frac{v_{IND}}{2}$ . Acesta poate crește până la intrarea în triodă a  $M_{N3}, M_{N4}$  sau scădea până la intrarea în triodă a  $M_{P3}, M_{P4}$ . Astfel, o limită se atinge atunci când:

$$v_{INC} + \frac{v_{IND}}{2} = V_{DD} - V_{SG} - V_{OV} \Leftrightarrow v_{IND} = 2 \cdot (V_{DD} - V_{SG} - V_{OV} - v_{INC}) \text{ ----- (0,25p)}$$

iar cealaltă limită se atinge atunci când:

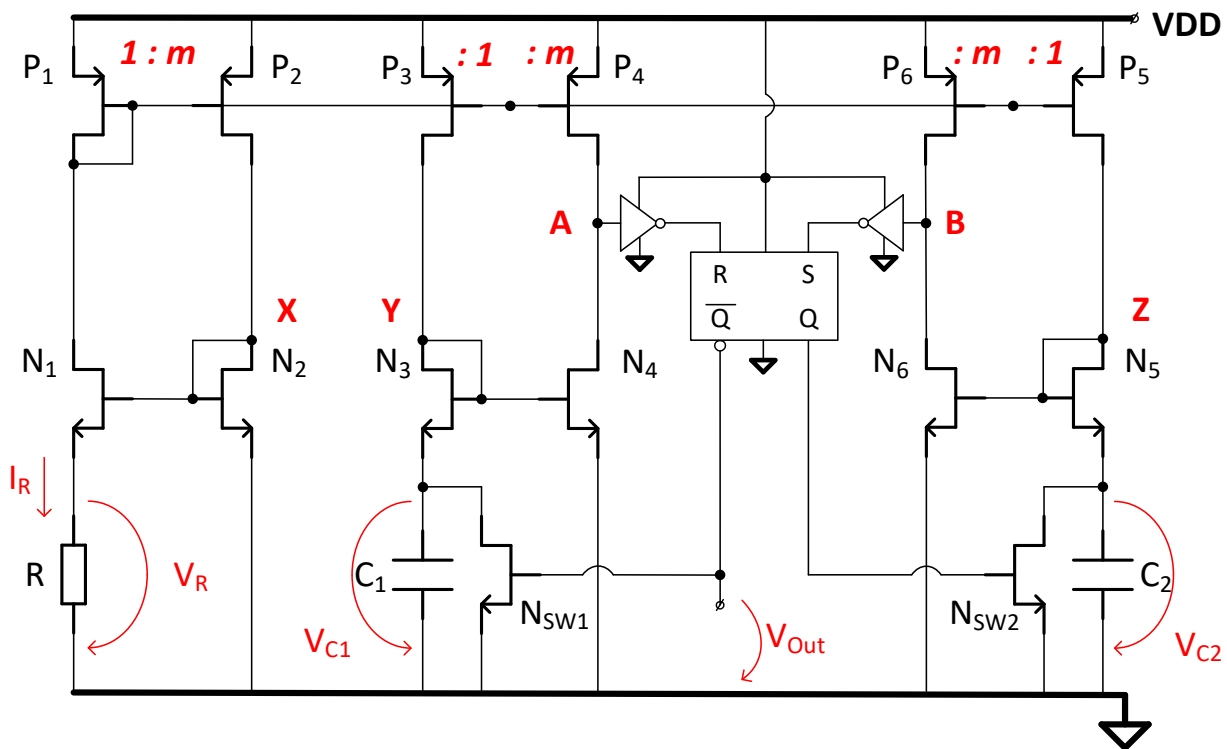
$$v_{INC} - \frac{v_{IND}}{2} = V_{GS} + V_{OV} \Leftrightarrow v_{IND} = 2 \cdot (v_{INC} - V_{GS} - V_{OV}) \text{ ----- (0,25p)}$$

Notând  $V_{INDL} = \min\{RI_B, 2(V_{DD} - V_{SG} - V_{OV} - v_{INC}), 2(v_{INC} - V_{GS} - V_{OV})\}$  se poate scrie că

$$v_{IND} \in (-V_{INDL}, +V_{INDL}) \text{ ----- (0,25p)}$$

5. (2p) Mecanismul prin care este controlat curentul prin tranzistoarele  $M_{P5}$  și  $M_{P6}$  poate fi descris în felul următor:

- buclele de la intrare  $V_{GSN1} \rightarrow V_{GSN3} \rightarrow V_{SGP3} \rightarrow V_{SGP1}$  și  $V_{GSN2} \rightarrow V_{GSN4} \rightarrow V_{SGP4} \rightarrow V_{SGP2}$  definesc tensiunile  $V_{SGP3}$  și  $V_{SGP4}$  și, datorită identității tranzistoarelor, impun curenții  $I_B$  în tranzistoarele  $M_{P3}$  și  $M_{P4}$ ; ----- (0,5p)
- tranzistoarele  $M_{P3}$  și  $M_{P4}$  injectează curenții  $I_B$  în drenalele tranzistoarelor  $M_{N7}$  și  $M_{N8}$ , iar diferența dintre curenți este sesizată și amplificată de tranzistoarele  $M_{N5}$  și  $M_{N6}$ ; ----- (0,5p)
- bucla de reacție negativă de mod comun, prin  $M_{N5} - M_{N6} \rightarrow M_{N3} - M_{N4} \rightarrow M_{P7} - M_{P8} \rightarrow M_{NC} \rightarrow M_{N7} - M_{N8}$ , care amplifică diferența dintre curentul injectat de  $M_{P3} - M_{P4}$  și cel tras de  $M_{N7} - M_{N8}$ , minimizând-o și astfel definind curenții prin tranzistoarele  $M_{P5} - M_{P6}, M_{N5} - M_{N6}$ . ----- (1p)



Pentru circuitul din figură se cunosc următoarele:

- Toate tranzistoarele NMOS au același factor de aspect,  $W/L$ , ( $N1 = N2 = N3 = N4 = N5 = N6 = N_{SW}$ ); tranzistoarele PMOS cu indici impari au același factor de aspect, ( $W/L$ ), iar cele cu indici pari au factorul de aspect de  $m=9$  ori mai mare:  $P1 = P3 = P5$  și  $P2 = P4 = P6 = m * P1$ ;
- $K = \mu C_{ox} \cdot W/L = 0,2 \text{ mA/V}^2$  pentru ambele tipuri de tranzistoare, iar tensiunile lor de prag sunt egale in modul,  $V_{thN} = -V_{thP} = 0.6V$ .
- Rezistența drenă-sursă a tranzistoarelor in saturație ia valori mari dar finite; totuși, pentru calcule numerice se poate aproxima  $r_{ds\_sat} \rightarrow \infty$ ; in regim liniar (trioda) rezistența drenă-sursă are valoare foarte mică, pentru calcule numerice se poate folosi  $r_{ds\_lin} = 100\Omega$ ;
- Bistabilul R-S are tabelul de comandă cunoscut:  $S=1, R=0 \Rightarrow Q = 1$ ;  $S=0, R=1 \Rightarrow Q=0$ ;  $S=R=0 \Rightarrow Q$  nu se modifică;  $S=1, R=1$  interzis. Inversoarele sunt de tip CMOS, implementate cu tranzistoare similare tranzistoarelor P1 și N1.
- Inițial ieșirea Q este in "1" logic, deci  $v_{Out}(t=0) = v_{Qbar}(t=0) = 0V$ , iar condensatorul C1 este complet descărcat:  $v_{C1}(t=0) = 0V$ .
- $R=100 \text{ k}\Omega$ ;  $C1=1,25\text{nF}$ ;  $C2 = 3 * C1$ ;
- Pentru punctele a). b). și c) tensiunea de alimentare este  $VDD = 5V$ ,

Se cere:

- (1pct) Expresia și valoarea numerică a căderii de tensiune pe rezistența R in curent continuu,  $v_R$ .
- (5pct.)Explicati modul de functionare a circuitului și desenați formele de unda ale tensiunilor  $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$  și  $v_{Out}$ , cu indicarea coordonatelor (timp - tensiune) punctelor de inflexiune.
- (2 pct.) Expresiile și valorile numerice ale frecvenței și factorului de umplere ale tensiunii  $v_{Out}$ .
- (2 pct.) Cea mai mica valoare a tensiunii de alimentare,  $VDD\_MIN$ , până la care circuitul continuă să realizeze formele de undă descrise la punctul b).

## SOLUȚIE PROBLEMA 2

$$a) V_R = V_{GSN_2} - V_{GSN_1} = \sqrt{\frac{2}{\mu C_{ox}} \frac{I_R}{W_L}} \cdot (\sqrt{m} - 1)$$

$$R^2 I_R^2 = \frac{2}{\mu C_{ox}} \frac{I_R}{W_L} \cdot (\sqrt{m} - 1)^2 \Rightarrow I_R = \frac{2 \cdot (\sqrt{m} - 1)^2}{\mu C_{ox} W_L R^2} ; I_R = 4 \mu A$$

$$V_R = R \cdot I_R = 400 \text{ mV}$$

b). Nivelul tensiunilor  $V_A$  și  $V_B$  rămâne aproape de  $V_{DD}$  atât timp cât  $V_{GSN_4}, V_{GSN_6} < V_{GSN_2} \Rightarrow$  Condițiile de activare 0.5 a comenzilor S și R:

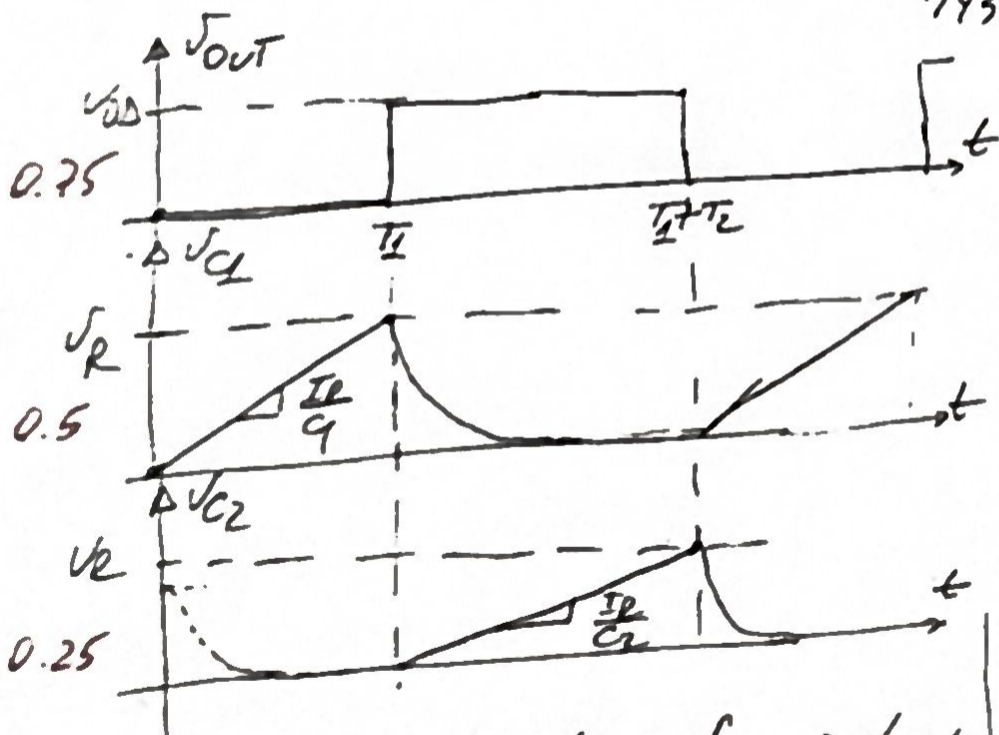
• R comută 0  $\rightarrow$  1 atunci când  $V_{GSN_4} = V_{GSN_2} = V_{GSN_1} + V_R$  1

$$\text{dar } V_{GSN_4} = V_{GSN_3} + V_{C1} \Rightarrow V_{C1} |_{R \rightarrow 1} = V_R$$

• Similar  $V_{C2} |_{S \text{ comută } 0 \rightarrow 1} = V_R$  1

Dacă  $R=0, S=1 \Rightarrow Q=1 \Rightarrow$   $\begin{cases} N_{SW1} = \text{OFF} \Rightarrow V_{C1}(t) = \frac{I_R}{C1} \cdot t \\ N_{SW2} = \text{ON} \Rightarrow V_{C2}(t) \rightarrow 0 \end{cases}$  0.5  
descărcare prin  $P_{SW2}$

$R=1, S=0 \Rightarrow \bar{Q}=1 \Rightarrow$   $\begin{cases} N_{SW1} = \text{ON} \Rightarrow V_{C1}(t) \rightarrow 0 \\ N_{SW2} = \text{OFF} \Rightarrow V_{C2}(t) = \frac{I_R}{C2} \cdot t \end{cases}$  0.5



$$c) t = T_1$$

$$V_{C1}(T_1) = V_R = \frac{I_R}{C1} T_1$$

$$\Rightarrow T_1 = C1 \cdot \frac{V_R}{I_R} = C1 \cdot R \quad 0.5$$

$$\bullet t = T_1 + T_2$$

$$V_{C2}(T_1 + T_2) = V_R = \frac{I_R}{C2} T_2$$

$$\Rightarrow T_2 = C2 \frac{V_R}{I_R} = C2 \cdot R \quad 0.5$$

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{R(C1 + C2)} = 2 \text{ KHz} \quad 0.5$$

$$DC = \frac{T_2}{T_1 + T_2} = \frac{C2}{C1 + C2} = \frac{3}{4} \rightarrow 75\% \quad 0.5$$

d).  $P_3, P_5$  în saturatie  $\Rightarrow V_{SD3,5} > V_{sat3,5}$

$$V_{DSat3,5} = \sqrt{\frac{2}{\mu C_{ox}} \frac{I_R}{W_L}} = 0,2 \text{ V}$$

$$V_{SD3,5} = V_{DD} - V_{C1,2} - V_{GSN3, N5} \Rightarrow V_{DD} \geq \frac{V_{DSat3,5}}{0,2 \text{ V}} + \frac{(V_{C1,2})_{max}}{V_R = 0,4 \text{ V}} + \frac{V_{GSN3, N5}}{0,2 + 0,6 \text{ V}}$$

$$V_{GSN3, N5} = V_{THN} + V_{DSat3,5} = 0,6 + 0,2 = 0,8 \text{ V} \quad V_{DD \text{ MIN}} = 1,4 \text{ V} \quad 2p$$

## Problema 1 – Politehnica București

Paul-Cătălin Medinceanu, Marius Enăchescu

Pentru circuitele din Figura 1 și Figura 2, se consideră că tranzistoarele MOS sunt în saturație, efectul de modulație al canalului se neglijează, iar relațiile dintre dimensiunile acestora sunt marcate cu litera M.

- 1) (1.5 pct) Pentru circuitul din Figura 1, amplificatorul operațional se consideră ideal. Să se determine formula curentului  $I_{SNS}$  ca funcție de parametrii  $R$ ,  $R_S$ ,  $I_{BAT}$  și  $I_{REF}$ .
- 2) (3 pct)
  - a. Pentru circuitul din Figura 2, să se determine expresia curenților  $I_{IN1}$  și  $I_{IN2}$ , ce intră în nodurile  $V_1$  și  $V_2$  când acestea sunt la același potențial, adică circuitul se află în echilibru.
  - b. Ce relație trebuie să existe între  $I_{IN1}$ ,  $I_{IN2}$  și  $I_{BIAS}$  pentru polarizarea corectă a circuitului chiar dacă potențialele din nodurile  $V_1$  și  $V_2$  nu mai sunt egale?
  - c. În intrările  $V_1$  și  $V_2$  se injectează din exterior curenții  $I_{IN1}$ , respectiv  $I_{IN2}$ . Să se determine  $I_{OUT}$  în funcție de aceștia. În această situație, circuitul nu mai este considerat în echilibru. Potențialul în nodurile  $V_1$  și  $V_2$  se considera stabilite din exterior la o valoare care asigură funcționarea circuitului. Ce funcție realizează circuitul?
- 3) (4 pct)
  - a. Se înlocuiește AO din Figura 1 cu circuitul din Figura 2. Datorită reacției negative, noul circuit se află în echilibru. Să se determine  $I_{SNS}$  în funcție de  $R$ ,  $R_S$ ,  $I_{BAT}$ ,  $I_{REF}$  și  $I_{BIAS}$ .
  - b. Ce relație trebuie să fie între  $I_{BIAS}$  și  $I_{REF}$  pentru ca  $I_{SNS}$  să depindă proporțional de  $I_{BAT}$ .
  - c.  $R_S$  este o componentă externă circuitului integrat. Care din următoarele elemente pot fi o sursă de eroare pentru curentul  $I_{SNS}$ ? Justificați scurt răspunsul.
    - i. Împerecherea lui  $R$  cu  $R_S$ .
    - ii. Împerecherea lui  $R_{SNS}$  cu  $R_S$ .
    - iii. Variația diferită cu temperatura a dispozitivelor NMOS față de PMOS.
    - iv. Termenul ce depinde de  $I_{BIAS}$ .
    - v. Termenul ce depinde de  $I_{REF}$ .
    - vi. Împerecherea lui  $I_{REF}$  cu  $I_{BIAS}$ .
- 4) (1.5 pct) Pentru  $R=1\text{kohm}$ ,  $R_S=1\text{ohm}$ ,  $I_{REF}=1\mu\text{A}$ ,  $I_{BIAS}=1\mu\text{A}$ ,  $R_{SNS}=20\text{kohm}$  și  $V_{DD}=5\text{V}$  să se reprezinte grafic  $I_{SNS}$  și  $V_{SNS}$  pentru un curent  $I_{BAT}$  ce variază între  $1\text{mA}$  și  $100\text{mA}$ .

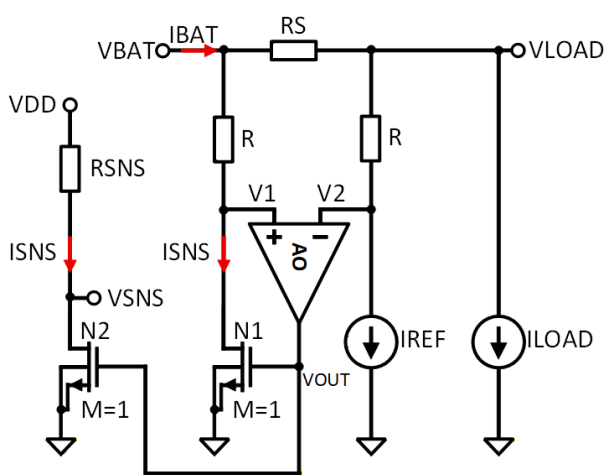


Figura 1

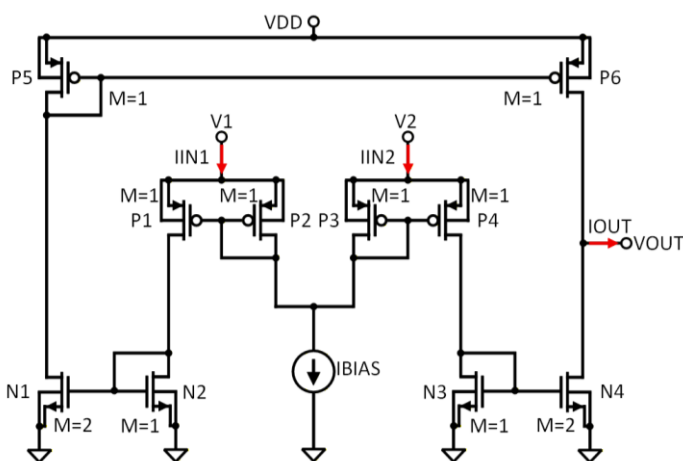


Figura 2

# Resolvare

1° AD ideal  $\Rightarrow V_1 = V_2$

$$I_{RS} = I_{BAT} - I_{SNS}$$

KII  $I_{SNS} \cdot R = (I_{BAT} - I_{SNS}) \cdot R_S + I_{REF} \cdot R$

$$I_{SNS} \cdot R = I_{BAT} \cdot R_S - I_{SNS} \cdot R_S + I_{REF} \cdot R$$

$$I_{SNS} (R + R_S) = I_{BAT} \cdot R_S + I_{REF} \cdot R$$

$$I_{SNS} = I_{BAT} \cdot \frac{R_S}{R + R_S} + I_{REF} \cdot \frac{R}{R + R_S}$$

2° a) AD ideal  $\Rightarrow V_1 = V_2 \Rightarrow I_{BIAS}$  se divide în mod egal între  $P_2$  și  $P_3 \Rightarrow I_{DP2} = I_{DP3} = \frac{I_{BIAS}}{2}$

$$I_{DP1} = I_{DP2} = I_{DP3} = I_{DP4} = \frac{I_{BIAS}}{2} \Rightarrow$$

$$I_{IN1} = I_{IN2} = 2 \cdot \frac{I_{BIAS}}{2} = I_{BIAS}$$

b)  $\frac{I_{IN1}}{2} + \frac{I_{IN2}}{2} = I_{BIAS}$

c)  $I_{OUT} = I_{DPC} - I_{DN4} = I_{DPS} - 2I_{DN3} = I_{DN1} - 2I_{DN3} =$

$$= \frac{1}{2} I_{DN2} - \frac{1}{2} I_{DN4} = 2I_{DN2} - 2I_{DN3} = 2I_{DP1} - 2I_{DP4} = I_{IN1} - I_{IN2} = I_{OUT}$$

3° a) RN  $\Rightarrow V_1 = V_2$ ; conform 2a)  $I_{IN1} = I_{IN2} = I_{BIAS}$

$$I_{Rstg} = I_{SNS} + I_{BIAS}$$

$$I_{Rdr} = I_{REF} + I_{BIAS}$$

$$I_{RS} = I_{BAT} - I_{SNS} - I_{BIAS}$$

$$(I_{SNS} + I_{BIAS}) R = (I_{BAT} - I_{SNS} - I_{BIAS}) R_S + (I_{REF} + I_{BIAS}) R$$

$$\underline{I_{SNS} \cdot R} + \cancel{I_{BIAS} R} = \underline{I_{BAT} \cdot R_S} - \underline{I_{SNS} R_S} - \cancel{I_{BIAS} R_S} + \underline{I_{REF} R} + \cancel{I_{BIAS} R}$$

$$I_{SNS} (R + R_S) = I_{BAT} \cdot R_S + I_{REF} \cdot R = I_{BIAS} (\cancel{R_S}) \Rightarrow$$

$$I_{SNS} = I_{BAT} \cdot \frac{R_S}{R + R_S} + I_{REF} \cdot \frac{R}{R + R_S} = I_{BIAS} \cdot \frac{\cancel{R_S}}{R + R_S}$$

$$b) \quad I_{BIAS} \cdot \frac{\cancel{R_S}}{R + R_S} = I_{REF} \cdot \frac{R}{R + R_S} \rightarrow I_{BIAS} (\cancel{R_S}) = I_{REF} \cdot R$$

$$\Rightarrow I_{REF} = I_{BIAS} \cdot \frac{\cancel{R_S}}{R}$$

c) i) ~~da~~ pentru că  $R_S$  extern  $\Rightarrow R$  și  $R_S$  variată diferent curent

ii) nu

iii) ~~da~~ nu

iv) ~~da~~ da

v) da

vi) da

~~da~~

$$4^p \quad V_{DD} = I_{SNS} \cdot R_{SNS} + V_{SNS}$$

$$\Rightarrow V_{SNS} = V_{DD} - I_{SNS} \cdot R_{SNS}$$

