CUPRINS

1. Surse de curent……..……. 1

2. Referinţe de tensiune……. 53

3. Amplificatoare diferenţiale…… 126

4. Amplificatoare operaţionale…….. 178

5. Bibliografie…….. 213

CAPITOLUL I

SURSE DE CURENT

INTRODUCERE

O sursă de curent este un circuit care produce un curent independent de tensiunea de alimentare, temperatură şi rezistenţă de sarcină, cerinţele principale impuse acestei clase de circuite fiind: rejecţie ridicată a sursei de alimentare, coeficient de temperatură redus, impedanţă de ieşire ridicată şi domeniu extins al tensiunii de ieşire. Reducerea dependenţei de tensiunea de alimentare se realizează prin autopolarizarea sursei de curent elementare, minimizarea coeficientului de variaţie cu temperatura al curentului de ieşire este posibilă prin implementarea unor tehnici de corecţie a caracteristicii de temperatură a curentului de ieşire, în timp ce creşterea rezistenţei de ieşire a sursei de curent se obţine prin proiectarea unor circuite de tip cascod. Dezavantajul acestor circuite este creşterea tensiunii minime de ieşire a sursei de curent, fiind necesară realizarea unui compromis între $V_{0\min}$ şi R_0, de obicei realizat prin proiectarea unor surse de curent cascod modificate prin polarizarea tranzistorului inferior al structurii la limita de saturaţie.

Parametrii surselor de curent

- **Curentul de ieşire** I_O *(A)*
- **Rezistenţa de ieşire** R_O *(Ω)*
- **Tensiunea minimă de ieşire** $V_{O\min}$ *(V)* reprezintă valoarea minimă a tensiunii de ieşire pentru care sursa de curent funcţionează corect
- **Coeficientul relativ de variaţie cu temperatura** TCR **(** ppm/K **)** reprezintă variaţia relativă a curentului de ieşire în raport cu variaţia temperaturii:

$$TCR = \frac{1}{T}\frac{dI_O}{dT}$$

- **Sensibilitatea curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare:**

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{dI_O / I_O}{dV_{DD} / V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{I_O}\frac{dI_O}{dV_{DD}}$$

- **Precizia de realizare a sursei de curent**

Parametrii dispozitivelor active

Parametrii utilizați pentru caracterizarea dispozitivelor active bipolare şi MOS (implicite dacă nu se precizează altfel) sunt:

- Factorul de amplificare în curent β - foarte mare
- Energia benzii interzise a siliciului $E_{G0} = 1{,}2V$
- Temperatura de referință $T_0 = 298K$
- Tensiunea de prag a dispozitivelor MOS $|V_T| = 1V$
- Factorul de modulare a lungimii canalului $\lambda = 3\times 10^{-3} V^{-1}$
- Constanta $K' = 8\times 10^{-5} A/V^2$
- Factorul de aspect al tranzistoarelor MOS, $W/L = 30\mu m / 20\mu m$

Tranzistoarele bipolare funcționează în regim activ normal, iar cele MOS - în saturație.

PROBLEME

Problema 1.1

Se consideră oglinda de curent MOS din Figura 1.1. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului

b. Sensibilitatea curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$

c. Rezistența de ieşire R_O

d. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

e. Factorul de transfer I_O / I în ipoteza considerării efectului de modulare a lungimii canalului

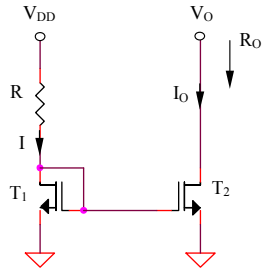

Figura 1.1

Rezolvare

a. Neglijarea efectului de modulare a lungimii canalului conduce la obținerea următoarei relații între curenții I şi I_0:

$$I = \frac{K}{2}(V_{GS1} - V_T)^2 = \frac{K}{2}(V_{GS2} - V_T)^2 = I_O \qquad (1.1)$$

Deoarece $I_0 = I$, expresia curentului de ieşire I_0 se obține rezolvând următorul sistem având ca necunoscute V_{GS1} şi I_0:

$$V_{DD} = I_O R + V_{GS1} \tag{1.2}$$

$$I_O = \frac{K}{2}\left(V_{GS1} - V_T\right)^2 \tag{1.3}$$

rezultând:

$$V_{DD} = \frac{KR}{2}\left(V_{GS1} - V_T\right)^2 + V_{GS1} \tag{1.4}$$

Rezolvarea ecuației de gradul II pentru V_{GS1} conduce la obținerea a două soluții:

$$\left(V_{GS1}\right)_{1,2} = V_T - \frac{1}{KR} \pm \frac{1}{KR}\sqrt{1 + 2KR(V_{DD} - V_T)} \tag{1.5}$$

Deoarece funcționarea în saturație a tranzistoarelor din circuit impune $V_{GS1} > V_T$, doar prima soluție corespunde funcționării reale a circuitului din Figura 1.1:

$$V_{GS1} = V_T - \frac{1}{KR} + \frac{1}{KR}\sqrt{1 + 2KR\left(V_{DD} - V_T\right)} \tag{1.6}$$

Inlocuind expresia (1.6) a tensiunii grilă-sursă a tranzistorului T_1 în relația generală (1.3) se obține următoarea expresie a curentului de ieşire I_0:

$$I_O = \frac{1}{KR^2}\left[1 + KR\left(V_{DD} - V_T\right) - \sqrt{1 + 2KR\left(V_{DD} - V_T\right)}\right] \tag{1.7}$$

b. Expresia sensibilității curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare este:

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{I_O}\frac{dI}{dV_{DD}} \tag{1.8}$$

Prin derivare în raport cu V_{DD} a relațiilor (1.2) şi (1.3) rezultă:

$$1 = R\frac{dI_O}{dV_{DD}} + \frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} \tag{1.9}$$

şi:

$$\frac{dI_O}{dV_{DD}} = K\left(V_{GS1} - V_T\right)\frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} \tag{1.10}$$

Eliminând din cele două relații anterioare dV_{GS1} / dV_{DD} se obține:

$$\frac{dI_O}{dV_{DD}} = K\left(V_{GS1} - V_T\right)\left(1 - R\frac{dI_O}{dV_{DD}}\right) \tag{1.11}$$

şi, deci:

$$\frac{dI_O}{dV_{DD}} = \frac{K(V_{GS1} - V_T)}{1 + KR(V_{GS1} - V_T)} \tag{1.12}$$

Expresia $S_{I_O}^{V_{DD}}$ *devine:*

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{2V_{DD}}{V_{GS1} - V_T} \frac{1}{1 + KR(V_{GS1} - V_T)} \tag{1.13}$$

c. Deoarece sursa tranzistorului T_2 *este conectată la masă, rezistenţa de ieşire a sursei de curent va avea următoarea expresie:*

$$R_O = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_O} \tag{1.14}$$

d. Tensiunea de ieşire este limitată inferior de intrarea în regiunea liniară a caracteristicii a tranzistorului T_2*:*

$$V_{O\min} = V_{DS2sat} = V_{GS2} - V_T = \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \tag{1.15}$$

e. Considerarea efectului de modulare a lungimii canalului implică obţinerea unui factor de transfer de valoare diferită de unitate:

$$\frac{I_O}{I} = \frac{\frac{K}{2}(V_{GS2} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS2})}{\frac{K}{2}(V_{GS1} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS1})} = \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} = \frac{1 + \lambda V_O}{1 + \lambda V_{GS1}} \tag{1.16}$$

De remarcat dependenţa factorului de transfer de tensiunea de ieşire V_O.

Problema 1.2

Pentru oglinda de curent din Figura 1.1 se consideră $R = 100k\Omega$, $V_{DD} = 9V$.

a. Să se determine valorile curentului de ieşire I_O, rezistenţei de ieşire R_O şi tensiunii minime de ieşire $V_{O\min}$, considerându-se pentru acest punct $V_O = 9V$.

b. Să se determine valoarea factorului de transfer $I_O(I)$ în ipoteza considerării efectului de modulare a lungimii canalului pentru $V_O = 2V$ şi $V_O = 15V$

c. Să se determine valoarea sensibilităţii curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare, $S_{I_O}^{V_{DD}}$

Rezolvare

a. Analiza manuală presupune utilizarea relației (1.6) pentru determinarea tensiunii V_{GS1}. *Se obține* $V_{GS1} = 2{,}074V$. *Curentul de ieşire se obține utilizând relația (1.3), corectată cu factorul de corecție introdus de efectul de modulare a lungimii canalului,* $1 + \lambda V_{DS2} = 1 + \lambda V_O = 1{,}027$, *rezultând* $I_O = 71{,}08\mu A$.

Rezistența de ieşire a oglinzii de curent are valoarea:

$$R_O = \frac{1}{\lambda I_O} = 4{,}69M\Omega \tag{1.17}$$

(relația (1.14)), iar tensiunea minimă de ieşire este (relația (1.15)):

$$V_{O\min} = V_{GS1} - V_T = 1{,}074V \tag{1.18}$$

rezultând $1 / R_O I_O = 0{,}003V^{-1}$.

Simularea SPICE $I_O(V_O)$ *este prezentată în Figura 1.2a.*

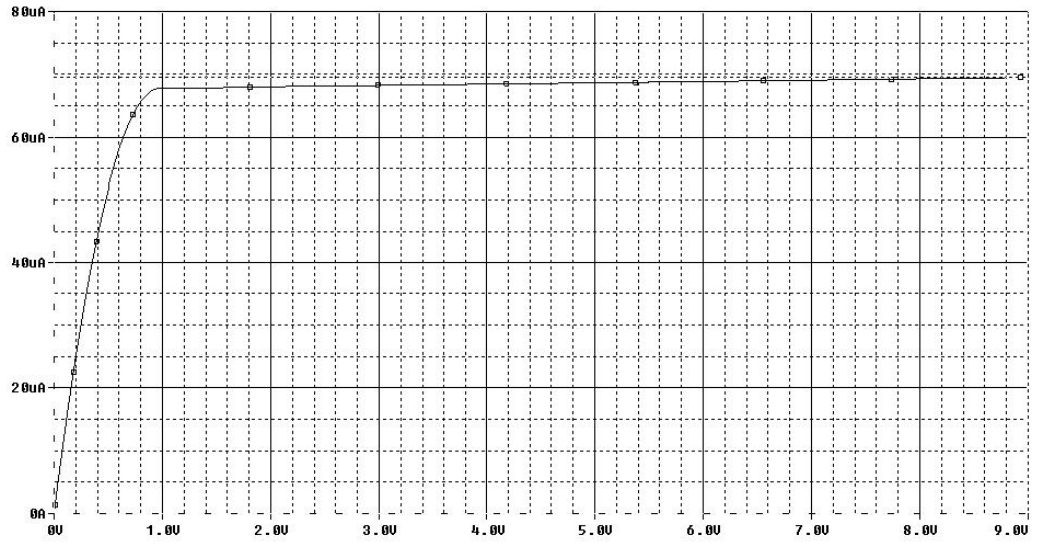

Figura 1.2a

In urma simulării se obțin (pentru $V_O = 9V$ *):*

$$I_O = 69{,}5\mu A \tag{1.19}$$

$$R_O = \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} = 4{,}767M\Omega \tag{1.20}$$

şi

$$V_{O\min} \cong 1{,}05V \qquad (1.21)$$

deci valori foarte apropiate de cele obținute prin calcul manual.

b. Utilizând relația (1.16) se obțin valorile 1*, respectiv* $1{,}039$ *pentru factorul de transfer* I_O / I *corespunzător celor două valori ale tensiunii de ieşire,* $V_O = 2V$ *şi* $V_O = 15V$*. In vederea comparării rezultatelor teoretice cu cele obținute prin simulare, simularea SPICE* $I_O(I)$ *se va realiza pentru aceleaşi două valori diferite ale tensiunii de ieşire,* $V_O = 2V$ *şi* $V_O = 15V$ *:*

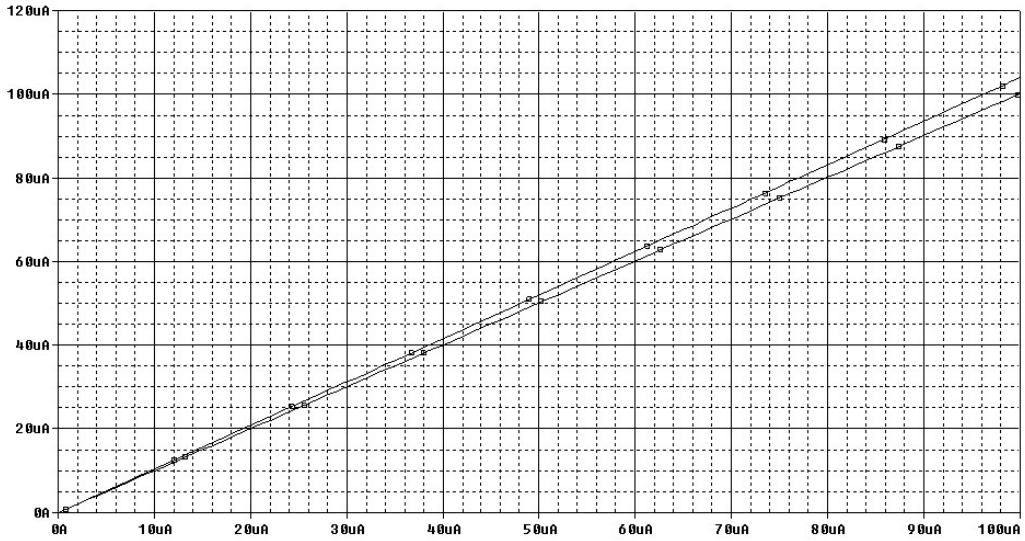

Figura 1.2b

Valorile simulate ale factorului de transfer sunt $1{,}002$*, respectiv* $1{,}04$*.*

c. Utilzând relația (1.13) a sensibilității curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare şi înlocuind $V_{GS1} = 2{,}074V$*, rezultă valoarea teoretică* $S_{I_O}^{V_{DD}} = 1{,}207$*.*

Simularea SPICE $I_O(V_{DD})$ *pentru un domeniu de variație al tensiunii de alimentare cuprins între* $3V$ *şi* $9V$ *(Figura 1.2c) conduce la obținerea unei valori a sensibilității* $S_{I_O}^{V_{DD}} = 1{,}31$*.*

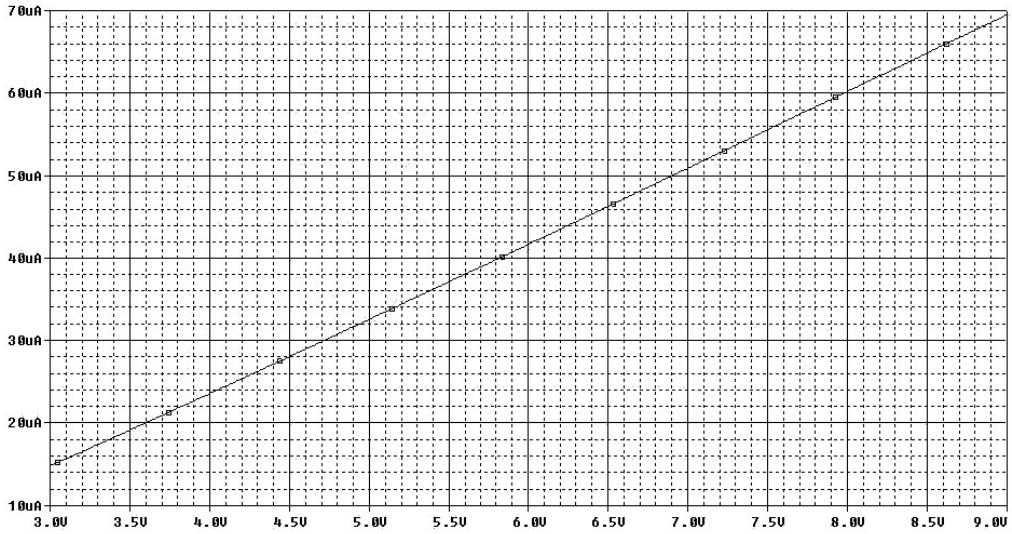

Figura 1.2c

Centralizarea rezultatelor obținute în vederea comparării rezultatelor teoretice cu cele obținute în urma simulării este realizată în Tabelul 1.1.

Tabelul 1.1

Param.	***Semnificație***	***Valoare calcul manual***		***Valoare simulată***	***Eroare (%)***
I_O	*Curent de ieşire*	*71,08μA*		*69,5μA*	*2,22*
R_O	*Rezistență de ieşire*	*4,69MΩ*		*4,767MΩ*	*1,64*
V_{Omin}	*Tensiune minimă de ieşire*	*1,074V*		*1,05V*	*2,23*
I_O/I	*Factor de transfer*	V_O*=2V*	*1*	*1,002*	*0,2*
		V_O*=15V*	*1,039*	*1,04*	*0,1*
$S_{Io}^{V_{DD}}$	*Sensibilitatea I_O față de variațiile V_{DD}*	*1,207*		*1,31*	*8,53*

Problema 1.3

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.3. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului

b. Rezistența de ieşire R_O

c. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

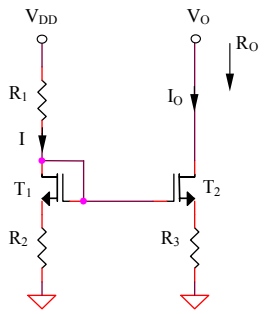

Figura 1.3

Rezolvare

a. Determinarea expresiei curentului I este posibilă rezolvând următorul sistem de 2 ecuații cu 2 necunoscute (V_{GS_1} şi I):

$$V_{DD} = I(R_1 + R_2) + V_{GS1} \tag{1.22}$$

şi:

$$I = \frac{K}{2}\left(V_{GS1} - V_T\right)^2 \tag{1.23}$$

Soluția valabilă pentru V_{GS_1} este cea care corespunde funcționării în saturație a tranzistorului T_1:

$$V_{GS1} > V_T \tag{1.24}$$

Sistemul este similar celui din Problema 1.1, cu modificarea:

$$R \rightarrow R_1 + R_2 \tag{1.25}$$

soluția sa fiind, conform relației (1.6):

$$V_{GS1} = V_T - \frac{1}{K(R_1 + R_2)} + \frac{1}{K(R_1 + R_2)}\sqrt{1 + 2K(R_1 + R_2)\left(V_{DD} - V_T\right)} \tag{1.26}$$

Valoarea tensiunii V_{GS2} care permite determinarea curentului de ieşire I_O printr-o relație similară cu (1.25) reprezintă soluția mai mare decât tensiunea de prag a ecuației următoare:

$$V_{GS1} + \frac{KR_2}{2}\left(V_{GS1} - V_T\right)^2 = V_{GS2} + \frac{KR_3}{2}\left(V_{GS2} - V_T\right)^2 \qquad (1.27)$$

V_{GS_1} având valoarea determinată anterior.

b. Rezistența de ieşire a sursei de curent din Figura 1.3 este egală cu cea a sursei din Figura 1.1 multiplicată cu un coeficient datorat reacției negative introduse de rezistența R_3 :

$$R_O = r_{ds2}\left(1 + g_{m2}R_3\right) \qquad (1.28)$$

c. Tensiunea minimă de ieşire este limitată inferior de intrarea în regiunea liniară a caracteristicii a tranzistorului T_2 :

$$V_{O\min} = V_{DS2sat} + I_O R_3 = V_{GS2} - V_T + I_O R_3 = \sqrt{\frac{2I_O}{K}} + I_O R_3 \qquad (1.29)$$

Problema 1.4

Pentru sursa de curent din Figura 1.3 se consideră $R_1 = 99k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = 2k\Omega$, $V_{DD} = 9V$. Să se determine valorile curentului de ieşire I_O, rezistenței de ieşire R_O şi tensiunii minime de ieşire $V_{O\min}$.

Rezolvare

Prelucrarea sistemului (1.22) – (1.23) conduce la:

$$6V_{GS1}^2 - 11V_{GS1} - 3 = 0 \qquad (1.30)$$

rezultând $V_{GS1} = 2{,}074V$, iar curentul I se obține utilizând relația (1.23), $I = 69{,}208\mu A$. Determinarea curentului de ieşire presupune rezolvarea ecuației (1.27) având ca necunoscută tensiunea V_{GS2}. Inlocuirea valorilor numerice implică:

$$12V_{GS2}^2 + 76V_{GS2} - 202{,}3 = 0 \qquad (1.31)$$

având soluția valabilă $V_{GS_2} = 2{,}019V$, ceea ce conduce la un curent de ieşire de valoare:

$$I_O = \frac{K}{2}\left(V_{GS2} - V_T\right)^2\left(1 + \lambda V_{DS2}\right) = 63{,}96\mu A \qquad (1.32)$$

cu $V_{DS2} = V_O - I_O R_3 = 8{,}872V$. Rezistența de ieşire a sursei de curent este exprimată prin relația (1.28), unde:

$$r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_O} = 5{,}21M\Omega \qquad (1.33)$$

şi $g_{m2} = \sqrt{2KI_O} = 123{,}53\mu A/V$ *, rezultând* $R_O = 6{,}5M\Omega$.

Tensiunea minimă de ieşire este $V_{O\min} = 1{,}15V$ *(relația (1.29)). Se obține* $1/R_O I_O = 0{,}0026V^{-1}$.

Simularea SPICE $I_O(V_O)$ *este prezentată în figura următoare:*

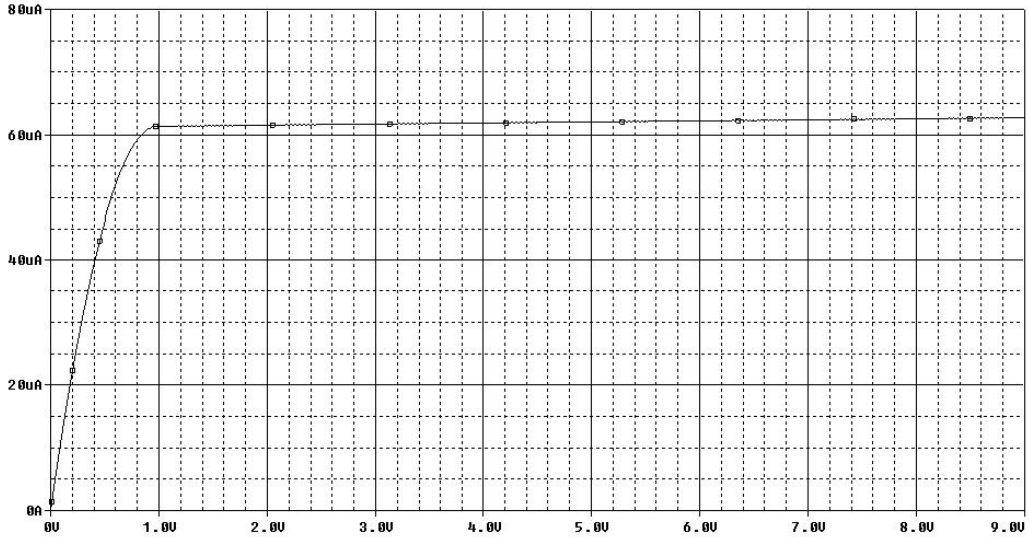

Figura 1.4

In urma simulării se obțin:

$$I_O = 62{,}689\mu A \tag{1.34}$$

$$R_O = \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} = 5{,}83M\Omega \tag{1.35}$$

şi

$$V_{O\min} \cong 1{,}1V \tag{1.36}$$

deci valori foarte apropiate de cele obținute teoretic.

Tabelul 1.2

Param.	***Semnificație***	***Valoare calcul manual***	***Valoare simulată***	***Eroare (%)***
I_O	*Curent de ieşire*	*63,96μA*	*62,689μA*	*1,99*
R_O	*Rezistență de ieşire*	*6,5MΩ*	*5,83MΩ*	*10,3*
V_{Omin}	*Tensiune minimă de ieşire*	*1,15V*	*1,1V*	*4,35*

Problema 1.5

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.5. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului

b. Sensibilitatea curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului

c. Rezistența de ieşire R_O

d. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

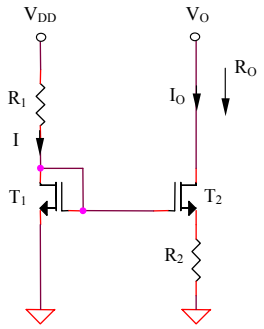

Figura 1.5

Rezolvare

a. Expresia tensiunii V_{GS1} se va determina într-un mod similar celui descris în problema 1.1, rezultând:

$$V_{GS1} = V_T - \frac{1}{KR_1} + \frac{1}{KR_1}\sqrt{1 + 2KR_1\left(V_{DD} - V_T\right)} \qquad (1.37)$$

Ecuația pentru obținerea tensiunii V_{GS2} este:

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_O R_2 = V_{GS2} + \frac{KR_2}{2}\left(V_{GS2} - V_T\right)^2 \qquad (1.38)$$

soluția fiind valoarea tensiunii V_{GS2} *care corespunde funcționării în saturație a tranzistorului* T_2*, deci* $V_{GS2} > V_T$*. Curentul de ieşire va avea expresia:*

$$I_O = \frac{K}{2}\left(V_{GS2} - V_T\right)^2\left(1 + \lambda V_{DS2}\right) \qquad (1.39)$$

b. Sensibilitatea curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare are expresia generală:

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{I_O}\frac{dI_O}{dV_{DD}} \qquad (1.40)$$

Derivând în raport cu tensiunea de alimentare relația (1.39), în ipoteza meglijării efectului de modulare a lungimii canalului, se obține:

$$\frac{dI_O}{dV_{DD}} = K\left(V_{GS2} - V_T\right)\frac{dV_{GS2}}{dV_{DD}} = \sqrt{2KI_O}\,\frac{dV_{GS2}}{dV_{DD}} \qquad (1.41)$$

Similar, relația (1.38) devine prin derivare:

$$\frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} = \frac{dV_{GS2}}{dV_{DD}} + KR_2\left(V_{GS2} - V_T\right)\frac{dV_{GS2}}{dV_{DD}} = \left(1 + R_2\sqrt{2KI_O}\right)\frac{dV_{GS2}}{dV_{DD}} \qquad (1.42)$$

Prin derivare în raport cu tensiunea de alimentare a relației (1.4) rezultă:

$$1 = \frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} + KR_1\left(V_{GS1} - V_T\right)\frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} = \left(1 + R_1\sqrt{2KI}\right)\frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} \qquad (1.43)$$

Din cele patru relații anterioare se obține:

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \sqrt{\frac{2K}{I_O}}\,\frac{V_{DD}}{1 + R_2\sqrt{2KI_O}}\,\frac{1}{1 + R_1\sqrt{2KI}} \qquad (1.44)$$

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{2V_{DD}}{V_{GS2} - V_T}\,\frac{1}{1 + KR_2(V_{GS2} - V_T)}\,\frac{1}{1 + KR_1(V_{GS1} - V_T)} \qquad (1.45)$$

c. Expresia rezistenței de ieşire este:

$$R_O = r_{ds2}\left(1 + g_{m2}R_2\right) \qquad (1.46)$$

d. Tensiunea minimă de ieşire este limitată inferior de intrarea în regiunea liniară a caracteristicii a tranzistorului T_2*:*

$$V_{O\min} = \sqrt{\frac{2I_O}{K}} + I_O R_2 \qquad (1.47)$$

Problema 1.6

Pentru sursa de curent din Figura 1.5 se consideră $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $V_{DD} = 9V$, $V_O = 9V$.

a. Să se determine valorile curentului de ieşire I_O, rezistenței de ieşire R_O şi tensiunii minime de ieşire $V_{O\min}$

b. Să se analizeze calitativ caracteristica $I_O(I)$ considerându-se $R_2 = 100k\Omega$

Rezolvare

a. Similar problemei 1.2, curentul I va avea valoarea $I = 69{,}208\mu A$, iar $V_{GS1} = 2{,}074V$. Rezolvarea ecuației rezultate din relația (1.38):

$$6V_{GS2}^2 + 88V_{GS2} - 201{,}4 = 0 \qquad (1.48)$$

conduce la soluția $V_{GS2} = 2{,}012V$, deci un curent de ieşire de valoare exprimată de (1.39):

$$I_O = 63{,}1\mu A \qquad (1.49)$$

Utilizând relația (1.46) se obține:

$$R_O = 5{,}93M\Omega \qquad (1.50)$$

şi, din relația (1.47):

$$V_{O\min} = 1{,}08V \qquad (1.51)$$

Rezultă $1/R_O I_O = 0{,}00266V^{-1}$.

Simularea SPICE $I_O(V_O)$ este prezentată în figura următoare:

In urma simulării se obțin următoarele valori: $I_O = 62{,}689\mu A$, $R_O = 5{,}83M\Omega$ şi $V_{O\min} = 1{,}1V$, deci valoari foarte apropiate de cele obținute teoretic.

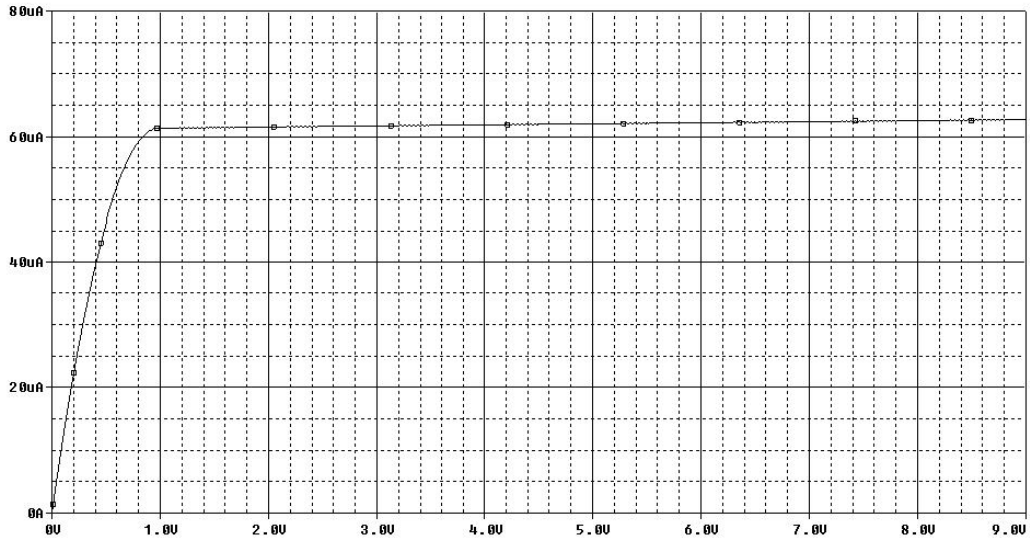

Figura 1.6a

Tabelul 1.3

Param.	***Semnificație***	***Valoare calcul manual***	***Valoare simulată***	***Eroare (%)***
I_O	*Curent de ieşire*	*63,1μA*	*62,689μA*	*0,65*
R_O	*Rezistență de ieşire*	*5,93MΩ*	*5,83MΩ*	*1,69*
V_{Omin}	*Tensiune minimă de ieşire*	*1,08V*	*1,1V*	*1,85*

b. Dependența curentului de ieşire de curentul I este puternic neliniară:

$$V_{GS1} = I_O R_2 + V_{GS2} \tag{1.52}$$

echivalentă cu:

$$\sqrt{I} = R_2 I_O \sqrt{\frac{K}{2}} + \sqrt{I_O} \tag{1.53}$$

Simularea SPICE a dependenței $I_O(I)$ este:

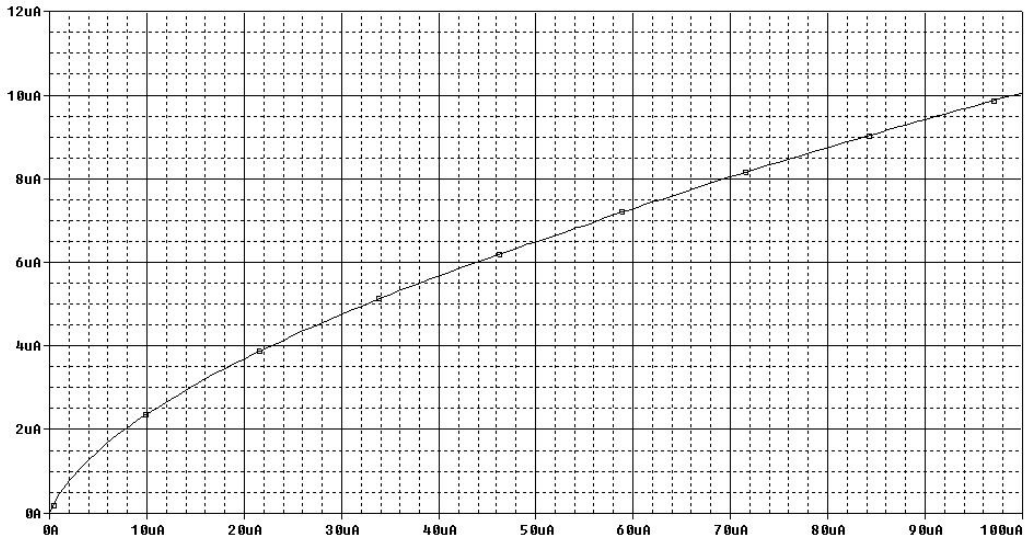

Figura 1.6b

Problema 1.7

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.7. Să se determine expresia curentului de ieşire în condiţiile considerării efectului de modulare a lungimii canalului.

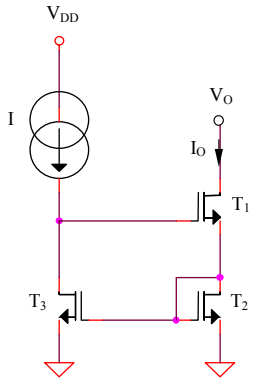

Figura 1.7

Rezolvare

Valorile diferite ale celor două tensiuni drenă-sursă pentru tranzistoarele oglinzii de curent $T_2 - T_3$ *(*$V_{DS2} = V_{GS2} = V_{GS}$ *şi* $V_{DS3} = V_{GS1} + V_{GS2} = 2V_{GS}$*) vor conduce la obţinerea unor valori diferite ale curenţilor* I *şi* I_O*, consecinţă a efectului de modulare a lungimii canalului:*

$$\frac{I_O}{I}=\frac{\frac{K}{2}(V_{GS2}-V_T)^2(1+\lambda V_{DS2})}{\frac{K}{2}(V_{GS3}-V_T)^2(1+\lambda V_{DS3})}\cong\frac{1+\lambda V_{GS}}{1+2\lambda V_{GS}}\cong 1-\lambda V_{GS}=1-\lambda\left(V_T+\sqrt{\frac{2I}{K}}\right) \quad (1.54)$$

Problema 1.8

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.8a

a. Să se determine expresia curentului de ieşire în condiţiile considerării efectului de modulare a lungimii canalului

b. Să se determine expresiile rezistenţei de ieşire R_O şi tensiunii minime de ieşire $V_{O\min}$

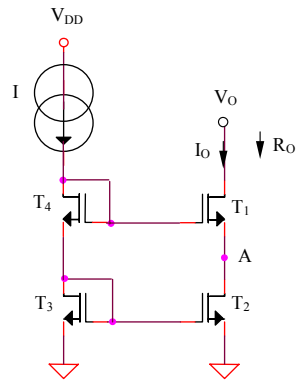

Figura 1.8a

Rezolvare

a. Tranzistoarele T_2 şi T_3 formează o oglindă de curent, deci:

$$\frac{I_O}{I}=\frac{1+\lambda V_{DS2}}{1+\lambda V_{DS3}} \quad (1.55)$$

Introducerea suplimentară a tranzistorului T_4 impune tensiuni drenă-sursă de valori foarte apropiate tranzistoarelor T_2 şi T_3, $V_{DS2}\cong V_{DS3}\cong V_{GS}$, deci erorile introduse de efectul de modulare a lungimii canalului vor fi puternic atenuate, rezultând $I_O\cong I$.

b. Expresia rezistenţei de ieşire R_O este:

$$R_0=r_{ds1}(1+g_{m1}r_{ds2})\cong g_m r_{ds}^2 \quad (1.56)$$

iar cea a tensiunii minime de ieşire este:

$$V_{O\min} = V_A + V_{DS1sat} = V_{GS} + (V_{GS} - V_T) = 2V_{GS} - V_T \cong V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \qquad (1.57)$$

Problema 1.9

Pentru sursa de curent din Figura 1.8a se consideră $I = 100\mu A$. Să se determine valorile curentului de ieşire I_O, factorului de transfer I_O / I, rezistenței de ieşire R_O şi tensiunii minime de ieşire $V_{O\min}$.

Rezolvare

Conform problemei 1.8, polarizarea tranzistoarelor T_2 şi T_3 la tensiuni drenă-sursă de valori apropiate conduce la o valoare a curentului de ieşire $I_O \cong I = 100\mu A$ şi, deci, la o valoare aproximativ unitară a factorului de transfer I_O / I. Inlocuirea valorilor numerice în relația (1.56) permite calculul valorii rezistenței de ieşire, $R_O = 1718M\Omega$, în timp ce relația (1.57) implică $V_{O\min} = 3{,}58V$. Rezultă $1/R_O I_O = 5{,}82\times10^{-6}$.

Simularea caracteristicii $I_O(I)$ pentru sursa de curent cascod din Figura 1.8a arată o dependență extrem de redusă a acesteia de tensiunea de ieşire (practic, pentru $V_O = 5V$ şi $V_O = 20V$ cele două caracteristici se suprapun).

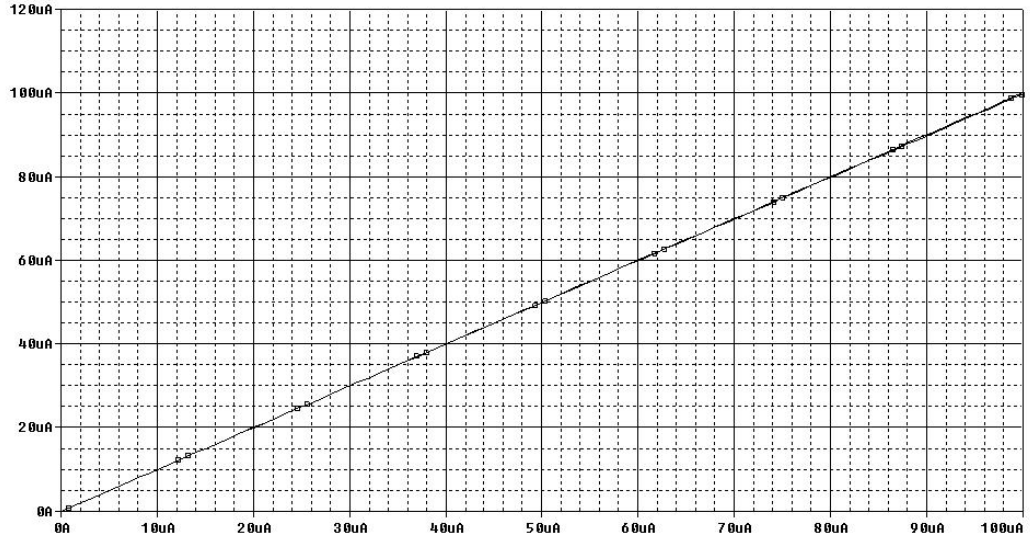

Figura 1.9

Problema 1.10

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.10. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijând efectul de modulare a lungimii canalului

b. Rezistența de ieşire R_O

c. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

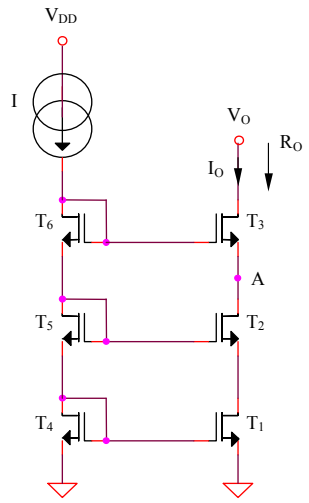

Figura 1.10

Rezolvare

a. Tranzistoarele T_1 şi T_4 formează o oglindă de curent ideală cu $V_{DS1} \cong V_{DS4} \cong V_{GS}$ (v. problema 1.8), deci, neglijând efectul de modulare a lungimii canalului, se obține:

$$I_O = I \tag{1.58}$$

b. Expresia rezistenței de ieşire a surse de curent din Figura 1.10 este:

$$R_O = r_{ds3}\left[1 + g_{m3} r_{ds2}\left(1 + g_{m2} r_{ds1}\right)\right] \cong g_m^2 r_{ds}^3 \tag{1.59}$$

c. Potențialul V_A fiind constant şi fixat de tranzistoarele $T_3 - T_6$, $V_A = 2V_{GS}$, limita inferioară a tensiunii de ieşire va fi impusă de intrarea în regiunea liniară a caracteristicii a tranzistorului T_3:

$$V_{O\min} = V_A + V_{DS3sat} = 3V_{GS} - V_T \tag{1.60}$$

Problema 1.11

Să se repete problema 1.9 pentru circuitul din Figura 1.10.

Rezolvare

Similar problemei 1.9 se obţin: $I_O \cong I = 100\mu A$ *, deci* $I_O / I \cong 1$ *şi o valoare a rezistenţei de ieşire extrem de ridicată,* $R_O = 886G\Omega$ *, limitată practic, prin alte mecanisme. Tensiunea minimă de ieşire va avea valoarea* $V_{O\min} = 5{,}87V$ *.*

Problema 1.12

Se consideră sursa de curent din Figura 1.12.

a. Ce expresie trebuie să aibă potenţialul V_C pentru ca tranzistorul T_1 să funcţioneze la limită de saturaţie?

b. Să se determine expresia tensiunii minime de ieşire $V_{O\min}$ pentru valoarea potenţialului V_C dedusă la punctul anterior

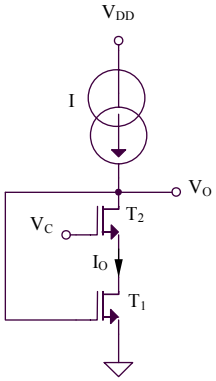

Figura 1.12

Rezolvare

a. Potenţialul V_C *trebuie să fie mai mare sau egal cu:*

$$V_C = V_{GS2} + V_{DS1sat} = V_{GS2} + V_{GS1} - V_T = V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \qquad (1.61)$$

b. Deoarece tranzistorul T_1 *este polarizat la limita de saturaţie, tensiunea minimă de ieşire va avea expresia:*

$$V_{O\min} = V_{DS2sat} + V_{DS1} \qquad (1.62)$$

$$V_{O\min} = 2(V_{GS1} - V_T) = 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \qquad (1.63)$$

Problema 1.13

Se consideră sursa de curent din Figura 1.13. Să se determine rezistența R_C care asigură minimizarea $V_{O\min}$.

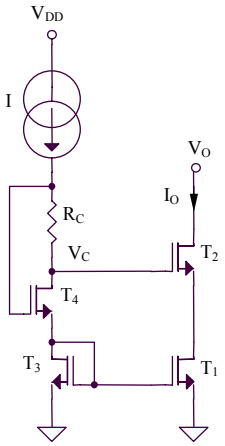

Figura 1.13

Rezolvare

$$V_C = V_{GS3} + V_{GS4} - IR_C \tag{1.64}$$

Condiția de functionare a tranzistorului T_1 la limita de saturație (pentru a se obține o valoare minimă a $V_{0\min}$) este:

$$V_C - V_{GS2} = V_{DS1sat} = V_{GS1} - V_T \tag{1.65}$$

Toate tensiunile grilă-sursă fiind egale, din cele două relații anterioare se obține:

$$R_C = \frac{V_T}{I} \tag{1.66}$$

Pentru tranzistorul T_4, tensiunea drenă-sursă are expresia $V_{DS4} = V_{GS4} - IR_C = V_{GS4} - V_T$, deci funcționarea tranzistorului T_1 la limita de saturație implică polarizarea tranzistorului T_4 de asemenea la limita de saturație.

Problema 1.14

Se consideră sursa de curent din Figura 1.14. Tranzistorul T_5 are factorul de aspect foarte mare în raport cu celelalte tranzistoare. Să se determine expresia tensiunii minime de ieşire.

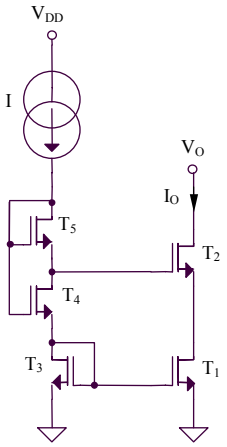

Figura 1.14

Rezolvare

Deoarece T_5 are factorul de aspect foarte mare, $V_{GS5} \cong V_T$. Expresia tensiunii drenă-sursă a tranzistorului T_1 este:

$$V_{DS1} = V_{GS3} + V_{GS4} - V_{GS5} - V_{GS2} \cong V_{GS1} - V_T \tag{1.67}$$

toate tensiunile grilă-sursă având valori egale. Deci, tranzistorul T_1 este polarizat la limita de saturație. Tensiunea minimă de ieşire va fi impusă de funcționarea în saturație a tranzistorului T_2:

$$V_{O\min} = V_{DS2sat} + V_{DS1} = 2(V_{GS1} - V_T) = V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \tag{1.68}$$

Tranzistorul T_4 funcționează, de asemenea, la limită de saturație deoarece:

$$V_{DS4} = V_{GS4} - V_{GS5} \cong V_{GS4} - V_T = V_{DS4sat} \tag{1.69}$$

Problema 1.15

Se consideră sursa de curent din Figura 1.15. Tranzistorul T_5 are factorul de aspect foarte mare în raport cu celelalte tranzistoare. Să se determine expresia tensiunii minime de ieşire.

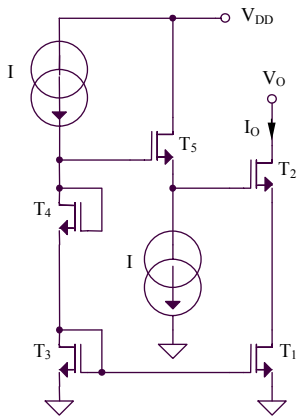

Figura 1.15

Rezolvare

Deoarece T_5 are factorul de aspect foarte mare, $V_{GS5} \cong V_T$. Expresia tensiunii drenă-sursă a tranzistorului T_1 este:

$$V_{DS1} = V_{GS3} + V_{GS4} - V_{GS5} - V_{GS2} \cong V_{GS1} - V_T \qquad (1.70)$$

toate tensiunile grilă-sursă având valori egale, deoarece tranzistoarele sunt identice şi polarizate de acelaşi curent de drenă I. Deci, tranzistorul T_1 este polarizat la limita de saturaţie. Tensiunea minimă de ieşire va fi impusă de funcţionarea în saturaţie a tranzistorului T_2:

$$V_{O\min} = V_{DS2sat} + V_{DS1} = 2(V_{GS1} - V_T) = V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \qquad (1.71)$$

Problema 1.16

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.16. Toate tranzistoarele au factorii de aspect egali cu W/L, cu excepţia tranzistorului T_4 care are $(W/L)/4$. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O

b. Rezistenţa de ieşire R_O

c. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$, considerându-se o polarizare a tranzistorului T_1 la limita de saturaţie. Pentru punctele a. şi a. se va neglija efectul de modulare a lungimii canalului.

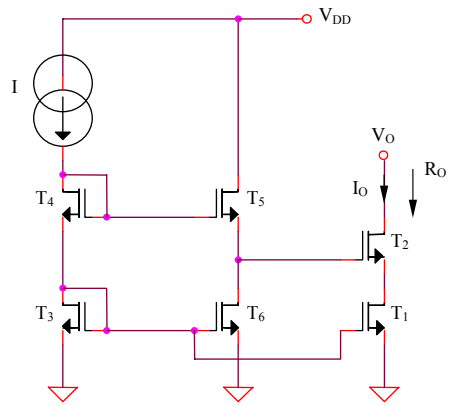

Figura 1.16

Rezolvare

a. Tranzistoarele T_1 şi T_3 formează o oglindă de curent ideală, deci, neglijând efectul de modulare a lungimii canalului, se obține:

$$I_O = I \tag{1.72}$$

b. Expresia rezistenței de ieşire a surse de curent din Figura 1.16 este:

$$R_O = r_{ds2}\left(1 + g_{m2} r_{ds1}\right) \cong g_m r_{ds}^2 \tag{1.73}$$

c. Circuitul este proiectat pentru polarizarea tranzistorului T_1 la limita de saturație în vederea miminizării $V_{0\min}$:

$$V_{DS1} = V_{GS3} + V_{GS4} - V_{GS5} - V_{GS2} \tag{1.74}$$

echivalent cu:

$$V_{DS1} = \left(V_T + \sqrt{\frac{2I}{K}}\right) + \left(V_T + \sqrt{\frac{8I}{K}}\right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I}{K}}\right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I}{K}}\right) = \sqrt{\frac{2I}{K}} \tag{1.75}$$

S-a utilizat faptul că toate tranzistoarele din circuit funcționează la acelaşi curent de drenă I impus de oglinda de curent multiplă $T_1 - T_3 - T_6$. Deci, $V_{DS1} = V_{GS1} - V_T$. Tensiunea minimă de ieşire a sursei de curent va fi impusă de condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_2:

$$V_{O\min} = V_{DS2sat} + V_{DS1} = 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \tag{1.76}$$

Problema 1.17

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.17. Să se determine expresia curentului de ieşire al sursei ca funcție de curentul I .

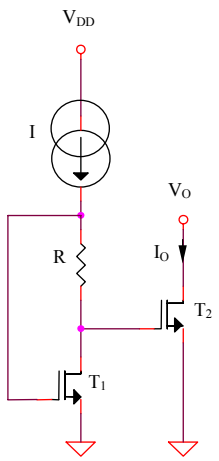

Figura 1.17

Rezolvare

$$V_{GS1} = IR + V_{GS2} \tag{1.77}$$

echivalent cu:

$$V_T + \sqrt{\frac{2I}{K}} = IR + V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \tag{1.78}$$

Rezultă următoarea dependență a curentului de ieşire de curentul I *:*

$$I_O = I + \frac{KR^2}{2} I^2 - R\sqrt{2K} I^{3/2} \tag{1.79}$$

Pentru determinarea maximului funcției $I_O(I)$ *se derivează în raport cu* I *relația (1.79), rezultând următoaarea ecuație de gradul doi:*

$$K^2 R^4 I^2 - \frac{5}{2} R^2 KI + 1 = 0 \tag{1.80}$$

rezolvarea acestei ecuații conduce la obținerea soluțiilor:

$$I_1 = \frac{2}{R^2 K} \tag{1.81}$$

şi:

$$I_2 = \frac{1}{2R^2K} \tag{1.82}$$

Pentru aceste valori ale curentului I, curentul de ieşire va avea următoarele expresii:

$$I_{O1} = 0 \tag{1.83}$$

şi:

$$I_{O2} = \frac{1}{8R^2K} \tag{1.84}$$

deci maximul caracteristicii $I_O(I)$ se va obţine pentru $I = I_2$.

Problema 1.18

Pentru sursa de curent din Figura 1.17 se consideră $R = 10k\Omega$, $I = 0{,}1mA$. Să se determine dependenţa curentului de ieşire I_O de curentul I şi să se evidenţieze valoarea acestuia dn urmă pentru care caracteristica $I_O(I)$ prezintă un maxim. Ce valoare va avea curentul de ieşire în acest punct?

Rezolvare

Valoarea curentului I pentru care caracteristica $I_O(I)$ prezintă un maxim este exprimată de relaţia (1.82), rezultând $I = 41{,}66\mu A$, iar valoarea maximă a curentului de ieşire în acest punct este $I_O = 10{,}42\mu A$ (relaţia (1.84)).

Simularea SPICE $I_O(I)$ este prezentată în figura următoare:

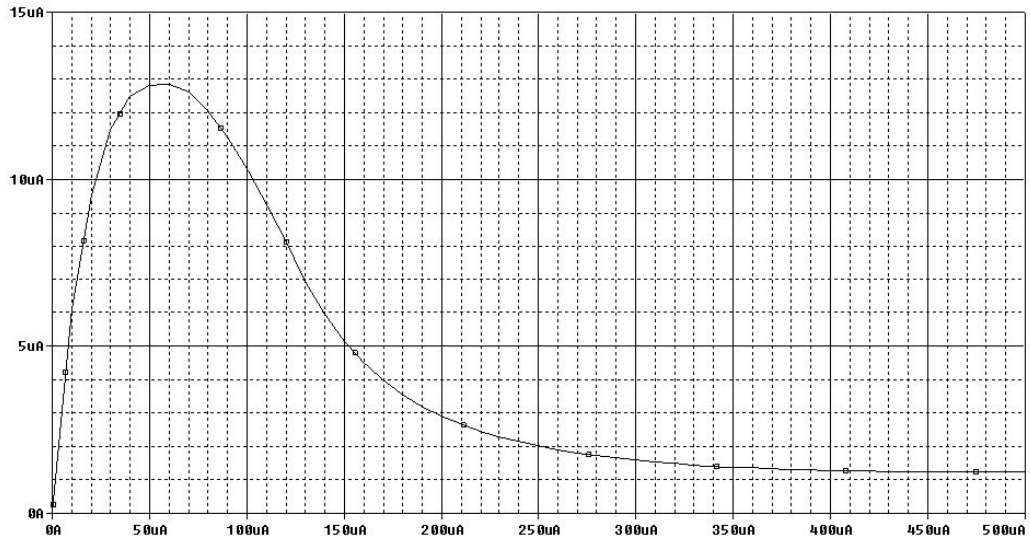

Figura 1.18

In urma simulării se obțin următoarele valori:

$$I = 50\mu A \tag{1.85}$$

şi:

$$I_O = 11{,}532\mu A \tag{1.86}$$

Apare o mică eroare față de analiza teoretică în sensul că valoarea curentului de ieşire nu se anulează pentru un curent I exprimat prin relația (1.81), deci pentru $I = 166{,}67\mu A$. Pentru acestă valoare, simularea din figura anterioară arată o valoare redusă, însă nenulă, $I_O = 4{,}2\mu A$, explicabilă prin efectele de ordin secundar care afectează funcționarea în saturație a tranzistoarelor MOS şi care au fost neglijate în analiza anterioară. Se obține $1/R_O I_O = \lambda = 0{,}003V^{-1}$.

Problema 1.19

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.19, factorii de aspect ai transistoarelor fiind menționați în figură. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O. Se va neglija efectul de modulare a lungimii canalului pentru toate dispozitivele MOS active.

b. Rezistența de ieşire R_O

c. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

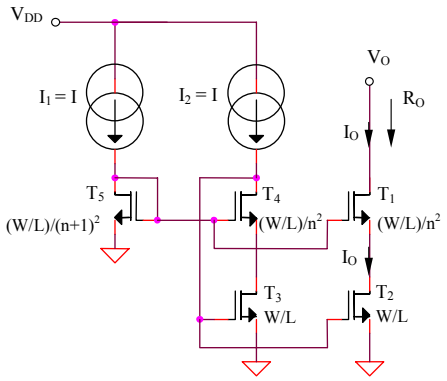

Figura 1.19

Rezolvare

a. Deoarece $(W/L)_2 = (W/L)_3$*, oglinda de curent* $T_2 - T_3$ *impune, în condițiile neglijării efectului de modulare a lungimii canalului:*

$$I_O = I \tag{1.87}$$

b. Rezistența de ieşire a sursei de curent are expresia:

$$R_0 = r_{ds1}\left(1 + g_{m1} r_{ds2}\right) \cong g_m r_{ds}^2 \tag{1.88}$$

c. Considerând o funcționare în saturație a tranzistoarelor schemei, rezultă:

$$I = \frac{K'}{2}\frac{W/L}{(n+1)^2}\left(V_{GS5} - V_T\right)^2 \tag{1.89}$$

$$I = \frac{K'}{2}\frac{W/L}{n^2}\left(V_{GS1(4)} - V_T\right)^2 \tag{1.90}$$

$$I = \frac{K'}{2}(W/L)\left(V_{GS2(3)} - V_T\right)^2 \tag{1.91}$$

Din relațiile (1.89) şi (1.91) se obține:

$$V_{GS5} - V_T = (n+1)\left(V_{GS2(3)} - V_T\right) \tag{1.92}$$

iar din relațiile (1.90) şi (1.91) rezultă:

$$V_{GS1(4)} - V_T = n\left(V_{GS2(3)} - V_T\right) \tag{1.93}$$

Deoerece sursele de curent de tip cascod limitează inferior tensiunea de ieşire la o valoare mai mare decât sursele de curent clasice, principiul de proiectare a circuitului din Figura 1.19 se bazează pe polarizarea tranzistorului T_2 *la limita de saturație:*

$$V_{DS2} = V_{GS5} - V_{GS1} = \left(V_{GS5} - V_T\right) - \left(V_{GS1} - V_T\right) = V_{GS2} - V_T = V_{DS2sat} \tag{1.94}$$

Se va obține o importantă reducere a tensiunii minime de ieşire a sursei de curent impusă de condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_1*:*

$$V_{O\min} = V_{DS1sat} + V_{DS2} = (n+1)\left(V_{GS2} - V_T\right) = (n+1)\sqrt{\frac{2I}{K}} \tag{1.95}$$

Constanta n *se alege de valoare cât mai mică pentru a se obține o valoare redusă a* $V_{O\min}$.

Problema 1.20

Se consideră sursa de curent din Figura 1.20. Toate tranzistoarele MOS au factorii de aspect specificați în figură. Să se determine:

a. Expresia curentului de ieşire I_O

b. Expresia tensiunii minime de ieşire $V_{O\min}$

c. Ce condiție trebuie să îndeplinească potențialul V_C şi ce relație trebuie să existe între elementele circuitului pentru ca toate tranzistoarele să funcționeze în saturație?

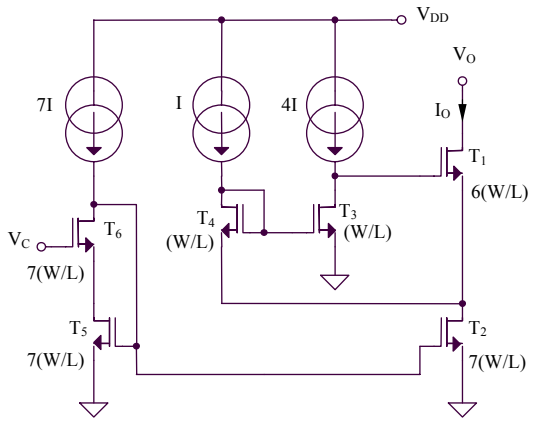

Figura 1.20

Rezolvare

a. Expresia curentului de ieşire este:

$$I_O = 7I - I = 6I \tag{1.96}$$

b. Principiul de proiectare a circuitului din Figura 1.20 se bazează pe polarizarea tranzistorului T_2 la limita de saturație:

$$V_{DS2} = V_{GS3} - V_{GS4} = \left(V_T + \sqrt{\frac{8I}{K'(W/L)}}\right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}}\right) = \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \tag{1.97}$$

Tensiunea drenă-sursă a tranzistorului T_2 fiind fixată de tensiunile grilă-sursă ale tranzistoarelor T_3 şi T_4, limita inferioară a tensiunii de ieşire va fi impusă de funcționarea în saturație a tranzistorului T_1:

$$V_{O\min} = V_{DS1sat} + V_{DS2} = 2\sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \tag{1.98}$$

c. Condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_6 este:

$$V_{DS6} = V_{GS5} - (V_C - V_{GS6}) = V_{GS6} + V_{GS5} - V_C \geq V_{GS6} - V_T \qquad (1.99)$$

echivalent cu:

$$V_{GS5} - V_C \geq -V_T \qquad (1.100)$$

sau:

$$V_T + \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} - V_C \geq -V_T \qquad (1.101)$$

deci potențialul V_C trebuie să respecte următoarea inegalitate:

$$V_C \leq 2V_T + \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \qquad (1.102)$$

Condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_5 este:

$$V_{DS5} = V_C - V_{GS6} = V_C - V_T - \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \geq V_{GS5} - V_T = \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \qquad (1.103)$$

echivalent cu:

$$V_C \geq V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \qquad (1.104)$$

Deci, potențialul V_C trebuie să aibă o valoare inclusă în următorul interval:

$$V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \leq V_C \leq 2V_T + \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \qquad (1.105)$$

Se impune, suplimentar, condiția ca:

$$2V_T + \sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \geq V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \Leftrightarrow I \leq \frac{K'}{2}\frac{W}{L}V_T^2 \qquad (1.106)$$

Problema 1.21

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.21. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O

b. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

Tranzistoarele au factorii de aspect din figură. Se va neglija efectul de modulare a lungimii canalului pentru toate dispozitivele MOS.

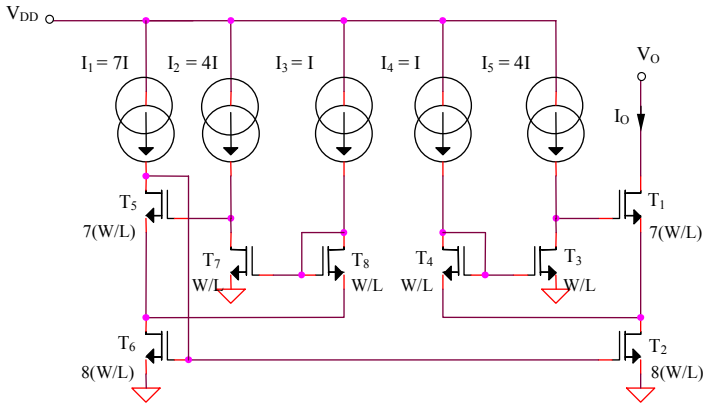

Figura 1.21

Rezolvare

a. Oglinda de curent $T_2 - T_6$ impune, în condiţiile neglijării efectului de modulare a lungimii canalului:

$$I_O = 8I - I = 7I \tag{1.107}$$

b. Principiul de funcţionare este similar circuitului din Figura 1.20, deci se bazează pe polarizarea la limită de saturaţie a tranzistorului T_2. Ecuaţiile care caracterizează funcţionarea în saturaţie a tranzistoarelor circuitului sunt:

$$4I = \frac{K'}{2}(W/L)(V_{GS3} - V_T)^2 \tag{1.108}$$

$$I = \frac{K'}{2}(W/L)(V_{GS4} - V_T)^2 \tag{1.109}$$

$$8I = \frac{K'}{2}8(W/L)(V_{GS2} - V_T)^2 \tag{1.110}$$

$$7I = \frac{K'}{2}7(W/L)(V_{GS1} - V_T)^2 \tag{1.111}$$

Rezultă:

$$V_{GS4} - V_T = V_{GS2} - V_T \tag{1.112}$$

$$V_{GS3} - V_T = 2(V_{GS2} - V_T) \tag{1.113}$$

$$V_{GS1} - V_T = V_{GS2} - V_T \tag{1.114}$$

Deci:

$$V_{DS2} = V_{GS3} - V_{GS4} = (V_{GS3} - V_T) - (V_{GS4} - V_T) = V_{GS2} - V_T = V_{DS2sat} \tag{1.115}$$

In concluzie, tranzistorul T_2 funcționează la limita de saturație, rezultând o reducere a tensiunii minime de ieşire a sursei de curent:

$$V_{O\min} = V_{DS1sat} + V_{DS2} = 2(V_{GS2} - V_T) = 2\sqrt{\frac{2I}{K'(W/L)}} \tag{1.116}$$

Problema 1.22

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.22. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O în funcție de curentul I

b. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

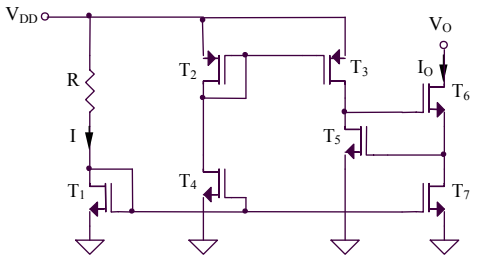

Figura 1.22

Rezolvare

a. Expresia curentului de ieşire se poate determina similar problemei 1.1, utilizând faptul că oglinda de curent $T_1 - T_7$ impune $I_O = I$. Asigurarea unor tensiuni drenă-sursă egale ($V_{DS1} = V_{DS7} = V_{GS}$) elimină erorile introduse de efectul de modulare a lungimii canalului.

b. Toate tranzistoarele din circuit sunt identice şi funcționează la acelaşi curent de drenă, deci vor avea tensiuni grilă-sursă egale. Circuitul cascod este format din $T_5 - T_7$, tranzistoarele T_2 şi T_3 fiind utilizate pentru a asigura un curent de polarizare pentru T_5 cvasi-independent de tensiunea de alimentare.

$$V_{O\min} = V_{DS6sat} + V_{DS7} = 2V_{GS} - V_T = V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \tag{1.117}$$

Problema 1.23

Se consideră sursa de curent cascod din Figura 1.23. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O

b.Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

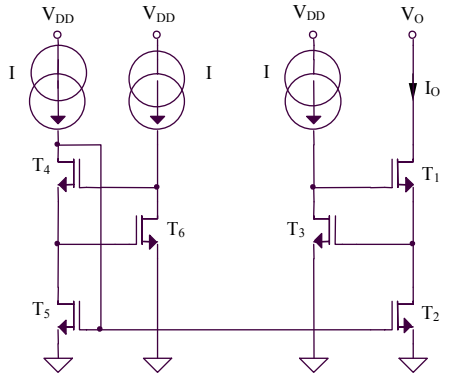

Figura 1.23

Rezolvare

a. Oglinda $T_2 - T_5$ impune un curent de ieşire având expresia:

$$I_O = I \tag{1.118}$$

independent de efectul de modulare a lungimii canalului (v. problema 1.22).

b. Tensiunea de ieşire este limitată inferior de funcționarea în saturație a tranzistorului T_1:

$$V_{O\min} = V_{DS1sat} + V_{DS2} = 2V_{GS} - V_T = V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \tag{1.119}$$

Problema 1.24

Se consideră sursa de curent cascod din Figura 1.24. Să se explice funcționarea circuitului şi să se determine expresiile curentului de ieşire şi tensiunii minime de ieşire. $V_{pol.1}$ şi $V_{pol.2}$ reprezintă două tensiuni de polarizare care asigură funcționarea circuitului.

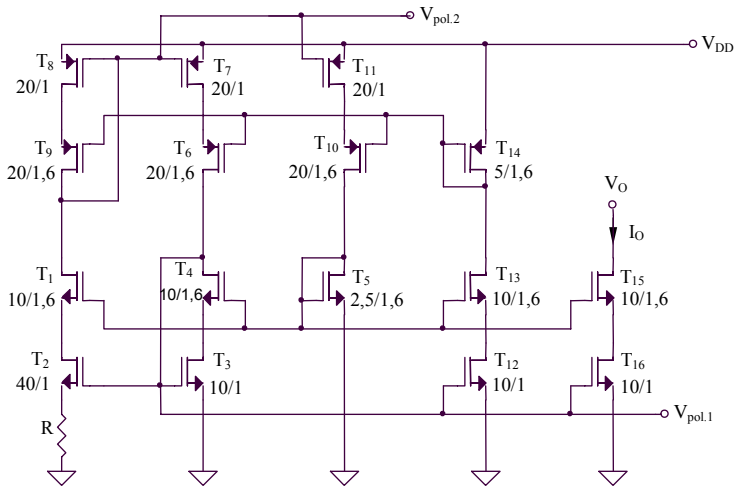

Figura 1.24

Rezolvare

Oglinda de curent de tip NMOS cu domeniu extins al tensiunii de ieşire este realizată cu tranzistoarele T_1 - T_4, împreună cu tranzistorul T_5 legat în configurație de diodă. Potențialul de poartă al tranzistoarelor T_1 şi T_4 este asigurat de dioda T_5, iar curentul de polarizare a tranzistoarelor provine din bucla de polarizare prin T_{10} şi T_{11}. Similar, oglinda de curent de tip PMOS cu domeniu extins al tensiunii de ieşire este realizată cu tranzistoarele T_6 - T_9. Tranzistoarele T_6 şi T_9 au tensiuni de poartă furnizate de dioda T_{14}, care, la rândul ei, are curentul de drenă asigurat de bucla de polarizare, prin intermediul tranzistoarelor T_{12} şi T_{13}. Expresia curentului de ieşire este:

$$I_O R = (V_{GS3} - V_T) - (V_{GS2} - V_T) = \sqrt{\frac{2I_O}{K_3}} - \sqrt{\frac{2I_O}{K_2}} \qquad (1.120)$$

Rezultă:

$$I_O = \frac{2}{R^2}\left(\frac{1}{\sqrt{K_3}} - \frac{1}{\sqrt{K_2}}\right)^2 \qquad (1.121)$$

Reducerea valorii tensiunii minime de ieşire a sursei de curent cascod din Figura 1.24 se realizează prin polarizarea tranzistorului T_{16} puțin peste limita de saturație.

$$V_{DS16} = (V_{GS5} - V_T) - (V_{GS15} - V_T) \qquad (1.122)$$

Deoarece toate tranzistoarele circuitului funcționează la acelaşi curent de drenă I_O rezultă:

$$V_{GS15} - V_T = (V_{GS16} - V_T)\sqrt{\frac{(W/L)_{16}}{(W/L)_{15}}} \qquad (1.123)$$

$$V_{GS5} - V_T = (V_{GS16} - V_T)\sqrt{\frac{(W/L)_{16}}{(W/L)_{5}}} \qquad (1.124)$$

Inlocuind (1.95) şi (1.96) în (1.94) se obţine:

$$V_{DS16} = \left(\sqrt{\frac{(W/L)_{16}}{(W/L)_{5}}} - \sqrt{\frac{(W/L)_{16}}{(W/L)_{15}}}\right)(V_{GS16} - V_T)\frac{4}{\sqrt{10}}(V_{GS16} - V_T) > V_{GS16} - V_T \qquad (1.125)$$

ceea ce asigură funcţionarea în saturaţie a tranzistorului T_{16} *şi o marjă de siguranţă* $(4/\sqrt{10} - 1)(V_{GS16} - V_T) \cong 0{,}26(V_{GS16} - V_T)$ *pentru compensarea erorilor introduse de efectele de ordin secundar.*

Problema 1.25

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.25a. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O

b. Rezistenţa de ieşire R_O

c. Tensiunea minimă de ieşire $V_{O\min}$

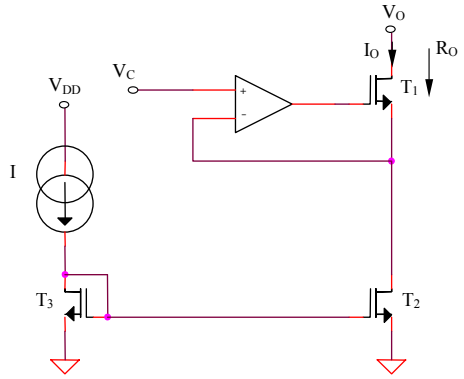

Figura 1.25a

Rezolvare

a. Oglinda de curent $T_2 - T_3$ impune, în condițiile neglijării efectului de modulare a lungimii canalului:

$$I_O = I \tag{1.126}$$

b. Circuitul pentru determinarea rezistenței de ieşire a sursei de curent din Figura 1.25a este prezentat în Figura 1.25b.

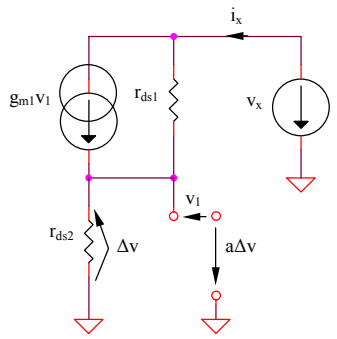

Figura 1.23b

Se pot scrie următoarele ecuații:

$$a\Delta v + \Delta v = v_1 \tag{1.127}$$

şi, deci:

$$v_x = \left[i_x - g_{m1}(a+1)\Delta v\right] r_{ds1} + i_x r_{ds2} \tag{1.128}$$

$$\Delta V = -i_x r_{ds2} \tag{1.129}$$

rezultând expresia aproximativă a rezistenței de ieşire a sursei de curent:

$$R_O \cong a g_m r_{ds}^2 \tag{1.130}$$

Introducerea amplificatorului operațional în structura sursei de curent conduce la o creştere foarte mare a rezistenței de ieşire a acesteia.

c. Tensiunea de ieşire este limitată inferior de funcționarea în saturație a tranzistorului T_1:

$$V_{O\min} = V_C + V_{DS1sat} = V_C + \sqrt{\frac{2I}{K}} \tag{1.131}$$

Condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_2 este $V_C > V_{DS2sat} = \sqrt{2I/K}$.

Problema 1.26

Se consideră sursa de curent din Figura 1.26, toate tranzistoarele fiind polarizate în inversie slabă. Să se determine expresia curentului de ieşire al circuitului, I_O.

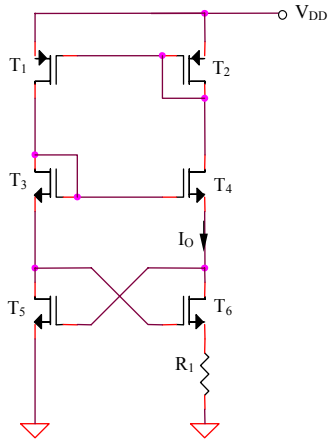

Figura 1.26

Rezolvare

Funcţionarea în inversie slabă a dispozitivelor MOS active este caracterizată de relaţia generală:

$$I_D = I_{D0}\frac{W}{L}\exp\left(\frac{V_{GS}-V_T}{nV_{th}}\right) \qquad (1.132)$$

Se obţine:

$$I_O = \frac{V_{GS4}+V_{GS5}-V_{GS3}-V_{GS6}}{R_1} = \frac{nV_{th}}{R_1}\ln\left[\frac{(W/L)_3(W/L)_6}{(W/L)_4(W/L)_5}\right] \qquad (1.133)$$

Avantajul acestei implementări a sursei de curent constă în obţinerea unei expresii a curentului de ieşire independente de tensiunea de alimentare.

Problema 1.27

Se consideră sursa de curent din Figura 1.27. Tranzistoarele MOS au factorii de aspect W/L, cu excepția tranzistorului T_3 care are $4(W/L)$, iar tranzistoarele bipolare au ariile în raportul $A_2/A_1 = 10$. Să se determine expresia curentului de ieşire I_O.

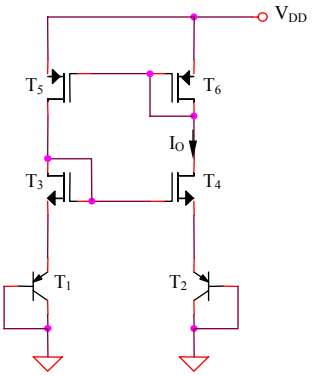

Figura 1.27

Rezolvare

$$V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{4K'(W/L)}} + V_{th}\ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) = V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K'(W/L)}} + V_{th}\ln\left(\frac{I_O}{10I_S}\right) \qquad (1.134)$$

Rezultă:

$$I_O = 2K'(W/L)\left[V_{th}\ln(10)\right]^2 \qquad (1.135)$$

Problema 1.28

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.28. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului

b. Sensibilitatea curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, considerându-se efectul de modulare a lungimii canalului

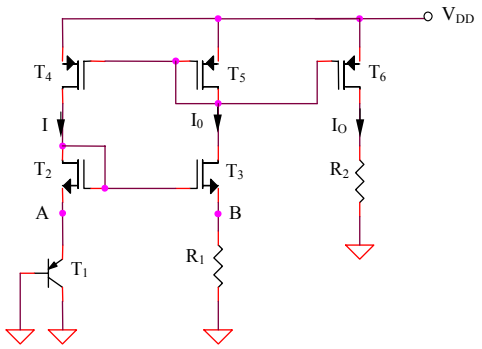

Figura 1.28

Rezolvare

a. $V_A - V_B = V_{GS3} - V_{GS2} = 0$, *deoarece* T_2 *şi* T_3 *sunt identice şi polarizate la acelaşi curent de drenă datorită oglinzii de curent* $T_4 - T_5$. *Expresia curentului de ieşire este:*

$$I_O = \frac{V_{EB1}}{R_1} \tag{1.136}$$

b. Sensibilitatea curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare este:

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{I_O}\frac{dI_O}{dV_{DD}} \tag{1.137}$$

Considerându-se efectul de modulare a lungimii canalului, curentul de ieşire va avea expresia:

$$I_O = \frac{V_{EB1}}{R_1} = \frac{V_{th}}{R_1}\ln\left(\frac{I}{I_S}\right) = \frac{V_{th}}{R_1}\ln\left(\frac{I_O}{I_S}\frac{1+\lambda V_{SD4}}{1+\lambda V_{SD5}}\right) = \frac{V_{th}}{R_1}\ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) + \frac{V_{th}}{R_1}\ln\left(\frac{1+\lambda V_{SD4}}{1+\lambda V_{SD5}}\right) \tag{1.138}$$

Derivând în raport cu tensiunea de alimentare relaţia anterioară şi înlocuind $V_{SD4} = V_{DD} - V_{GS2} - V_{EB1}$, $V_{SD5} = V_{SG5}$, *se obţine:*

$$\frac{dI_O}{dV_{DD}} = \frac{V_{th}}{R_1 I_O}\frac{dI_0}{dV_{DD}} + \frac{\lambda V_{th}}{R_1} \tag{1.139}$$

S-a considerat că V_{GS2}, V_{EB1} *şi* V_{SG5} *au o dependenţă neglijabilă de tensiunea de alimentare. Din relaţiile (1.137) şi (1.139) rezultă:*

$$S_{I_O}^{V_{DD}} \cong \frac{\lambda V_{DD}}{\frac{V_{BE}}{V_{th}} - 1} \tag{1.140}$$

Problema 1.29

Se consideră sursa de curent din Figura 1.28, având $R_1 = R_2 = 100k\Omega$, $V_{DD} = 9V$ şi $V_{BE} = 0{,}6V$. Să se determine:

a. Coeficientul de variaţie cu temperatura al curentului de ieşire, considerând o variaţie aproximativ liniar negativă cu temperatura a tensiunii bază-emitor, iar $dV_{BE} / dT = -2{,}1mV / K$

b. Sensibilitatea curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare

Rezolvare

a. Coeficientul de variaţie cu temperatura al curentului de ieşire este:

$$\frac{dI_O}{dT} = \frac{1}{R_1}\frac{dV_{EB1}}{dT} = -21nA / K \qquad (1.141)$$

Simularea SPICE $I_O(T)$ este prezentată în figura următoare:

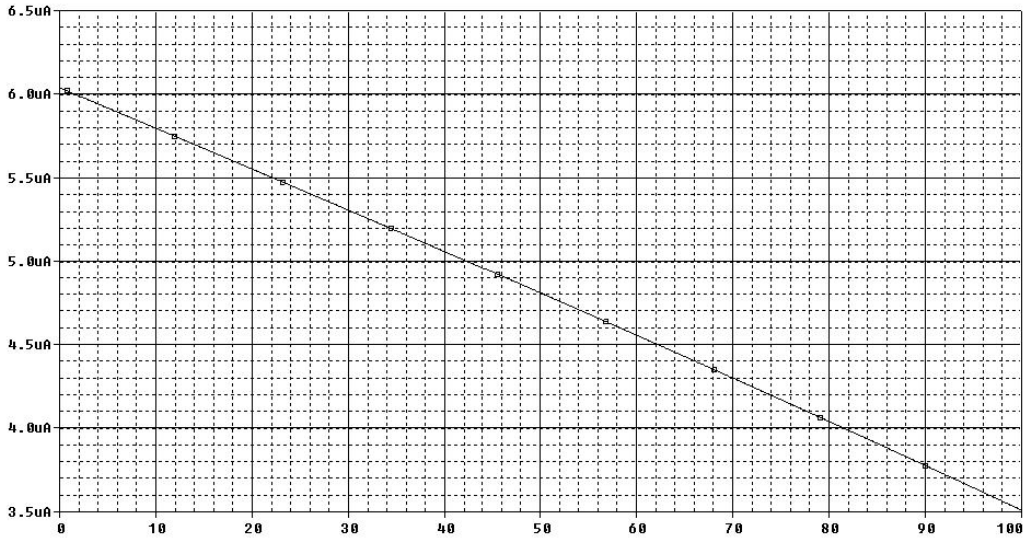

Figura 1.29a

Coeficientul de variaţie cu temperatura al curentului de ieşire rezultat în urma simulării este.

$$\frac{dI_O}{dT} = -25{,}3nA / K \qquad (1.142)$$

b. Valoarea sensibilității curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare obținută prin aplicarea relației (1.140) este $1{,}22\times10^{-3}$ *. Simularea dependenței* $I_O(V_{DD})$ *pentru circuitul din Figura 1.28 este prezentată în Figura 1.29b.*

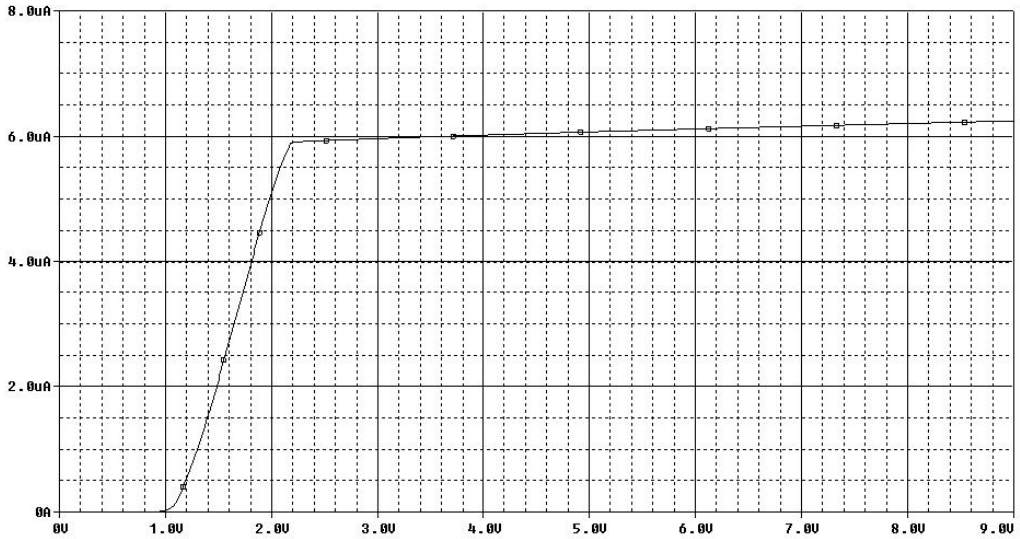

Figura 1.29b

Problema 1.30

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.30a. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului

b. Sensibilitatea curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{CC}}$, considerându-se efectul de modulare a lungimii canalului

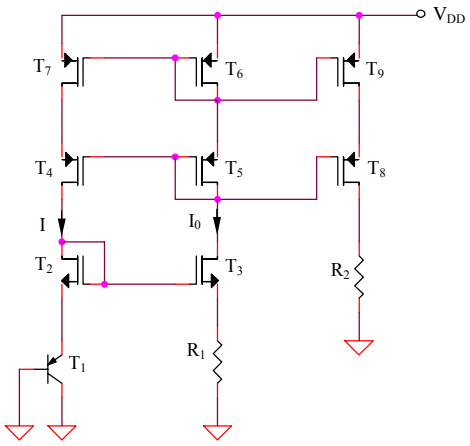

Figura 1.30a

Rezolvare

a. Similar problemei 1.28:

$$I_O = \frac{V_{EB1}}{R_1} \tag{1.143}$$

b. Considerându-se efectul de modulare a lungimii canalului, curentul de ieşire va avea expresia:

$$I_O = \frac{V_{th}}{R_1} \ln\left(\frac{I_0}{I_S} \frac{1+\lambda_7 V_{SG6}}{1+\lambda_6 V_{SG6}} \right) \tag{1.144}$$

deoarece configuraţia circuitului şi egalitatea $V_{SG4} = V_{SG5}$ *forţează* $V_{SD7} = V_{SD6} = V_{SG6}$, *obţinându-se:*

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{V_{th} V_{DD}}{V_{BE}} (\lambda_7 - \lambda_6) \frac{dV_{SG6}}{dV_{DD}} \tag{1.145}$$

Sensibilitatea curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare se reduce faţă de circuitul din Figura 1.28 ca o consecinţă a autopolarizării utilizând o oglindă de curent de tip cascod $T_4 - T_7$ *(Figura 1.30) în locul oglinzii de curent simple* $T_4 - T_5$ *(Figura 1.28). Varianta îmbunătăţită cascod permite minimizarea* $S_{I_O}^{V_{DD}}$ *în ipoteza teoretică a unei împerecheri perfecte a dispozitivelor MOS active (*$\lambda_7 = \lambda_8$*). Simularea dependenţei* $I_O(V_{DD})$ *pentru circuitul din Figura 1.30a este prezentată în Figura 1.30b, remarcându-se scăderea dependenţei curentului de ieşire de tensiunea de alimentare, cu dezavantajul creşterii tensiunii minime de alimentare la aproximativ 3,6V (consecinţă a utilizării sursei de curent de tip cascod).*

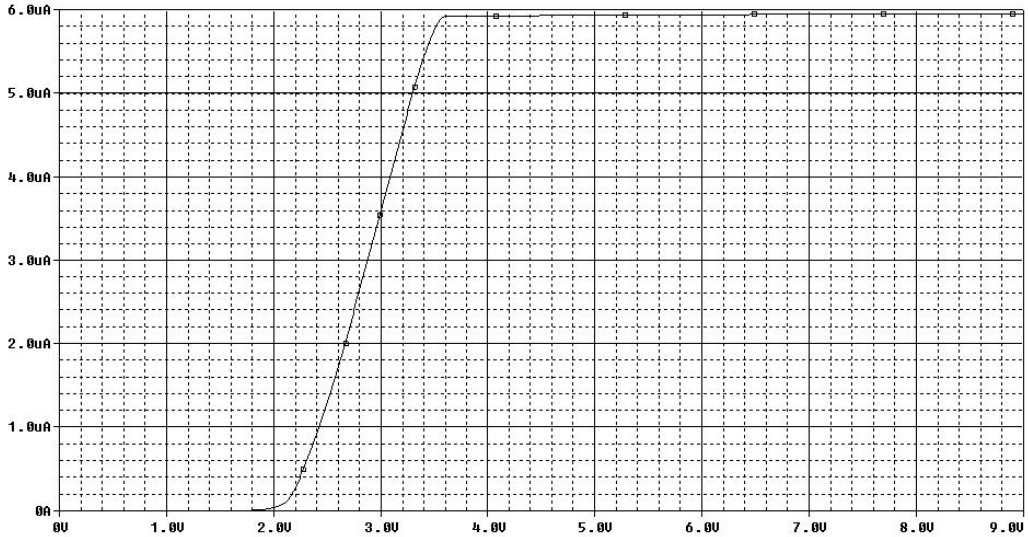

Figura 1.30b

Problema 1.31

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.31. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului

b. Sensibilitatea curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, considerându-se efectul de modulare a lungimii canalului

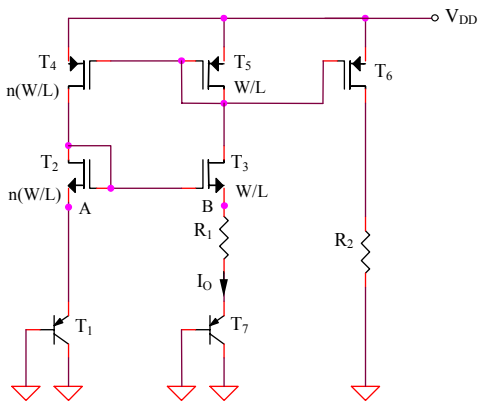

Figura 1.31

Rezolvare

a. Deoarece $(W/L)_2(W/L)_5 = (W/L)_3(W/L)_4$, $V_A = V_B$, *expresia curentului de ieşire fiind:*

$$I_O = \frac{|V_{BE1}| - |V_{BE7}|}{R_1} = \frac{V_{th}}{R_1}\ln(n) \qquad (1.146)$$

b. Considerându-se efectul de modulare a lungimii canalului, curentul de ieşire va avea expresia:

$$I_O = \frac{V_{th}}{R_1}\ln\left[n\frac{1+\lambda(V_{DD} - V_{EB1} - V_{GS2})}{1+\lambda V_{SG5}}\right] \qquad (1.147)$$

Procedând similar problemelor anterioare, se obţine:

$$S_{I_O}^{V_{DD}} \cong \frac{\lambda V_{DD}}{\ln(n)} \qquad (1.148)$$

Problema 1.32

Se consideră sursa de curent din Figura 1.31, având $R_1 = R_2 = 100k\Omega$, raportul curenților de saturație pentru tranzistoarele bipolare fiind $I_{S_7} / I_{S_1} = 10$, iar factorii de aspect ai tranzistoarelor MOS - egali. Să se determine coeficientul de variație cu temperatura al curentului de ieşire.

Rezolvare

Similar problemei 1.31 se obține:

$$\frac{dI_O}{dT} = \frac{k}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S7}}{I_{S1}}\right) = 2nA / K \qquad (1.149)$$

Simularea SPICE $I_O(T)$ este prezentată în Figura 1.32, rezultând un coeficient de temperatură egal cu:

$$\frac{dI_O}{dT} = 2{,}015nA / K \qquad (1.150)$$

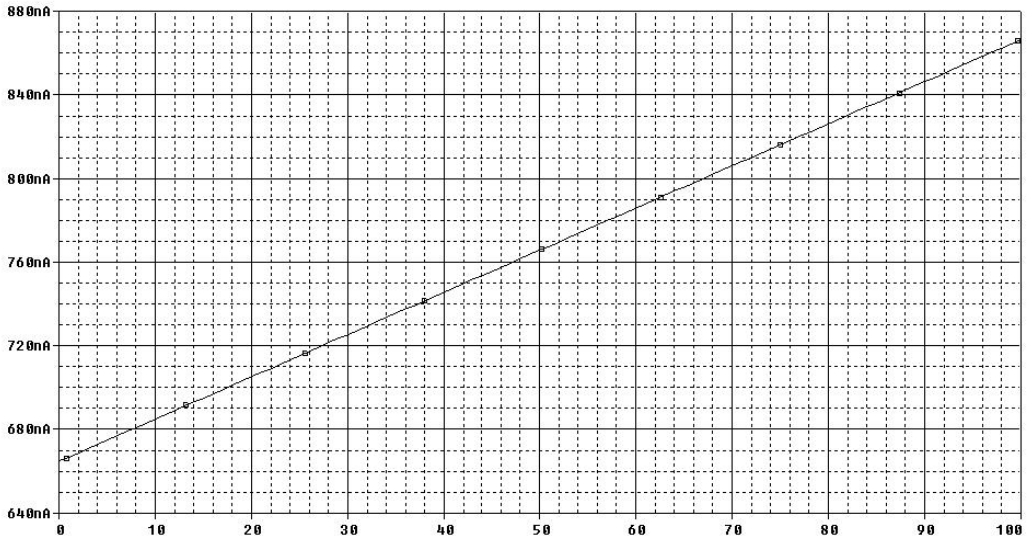

Figura 1.32

Problema 1.33

Se consideră sursa de curent din Figura 1.33, toate tranzistoarele MOS având factorii de aspect menționați în figură. Amplificatorul operațional se consideră ideal, iar dependența de temperatură a tensiunii bază-emitor se presupune cunoscută, exprimată prin:

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (\alpha - \eta)\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \tag{1.151}$$

constanta α modelând dependența de temperatură a curentului de colector al tranzistorului bipolar, $I_C(T) = ct.T^{\alpha}$, iar E_{G0}, T_0, η, $V_{BE}(T_0)$, k şi q fiind constante în raport cu variațiile temperaturii.

a. Să se determine dependența de temperatură a curentului de ieşire, $I_O(T)$

b. Ce relație trebuie să existe între elementele circuitului pentru ca termenul liniar din expresia $I_O(T)$ să se anuleze? Ce dependență de temperatură prezintă curentul de ieşire în acest caz?

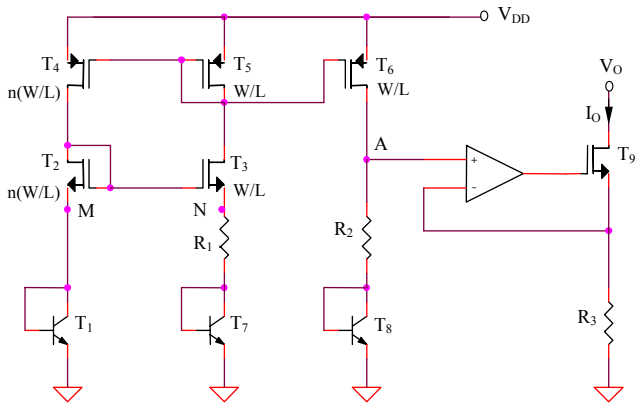

Figura 1.33

Rezolvare

a. Deoarece:

$$V_{GS2} = V_T + \sqrt{\frac{2I_{D2}}{K'n(W/L)}} = V_T + \sqrt{\frac{2I_{D3}}{K'(W/L)}} = V_{GS3} \tag{1.152}$$

considerând tranzistoarele T_1 şi T_7 identice, tensiunea la bornele rezistenței R_2 va avea o expresie de tip PTAT (Proportional To Absolute Temperature):

$$V_{R_2} = R_2 \frac{V_{BE1} - V_{BE7}}{R_1} = V_{PTAT} = \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln(n) \tag{1.153}$$

Expresia curentului de ieşire I_O este, deci:

$$I_O(T) = \frac{I}{R_3}\left[\frac{R_2}{R_1}V_{th}\ln(n) + V_{BE8}(T)\right] \qquad (1.154)$$

b. Condiția de anulare a termenului liniar dependent de temperatură al curentului I_O (cea mai importantă componentă a dependenței de temperatură a acestuia) este, deci:

$$\frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} + \frac{R_2}{R_1}\frac{k}{q}\ln(n) = 0 \qquad (1.155)$$

rezultând, în condițiile realizării corecției liniare a caracteristicii de temperatură, următoarea expresie a curentului de ieşire:

$$I_O(T) = \frac{1}{R_3}\left[E_{G0} + (\alpha - \eta)\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{T}{T_0}\right)\right] \qquad (1.156)$$

Tranzistorul T_8 fiind polarizat la un curent de tip PTAT, constanta α va avea valoarea 1. Curentul de ieşire al sursei din Figura 1.33 va avea, deci, următoarea dependență de temperatură:

$$I_O(T) = \frac{1}{R_3}\left[E_{G0} + (1 - \eta)\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{T}{T_0}\right)\right] \qquad (1.157)$$

Observație: *Nerespectarea prin proiectare a condiției (1.155) de anulare a termenului liniar dependent de temperatură al tensiunii bază-emitor conduce la obținerea unei dependențe puternice de temperatură a curentului de ieşire al circuitului. Acestă dependență va fi aproximativ liniară, pozitivă sau negativă după cum egalitatea (1.155) devine inegalitate în unul din sensurile posibile.*

Problema 1.34

Se consideră sursa de curent din Figura 1.33, având $R_1 = 25k\Omega$, $V_{BE}(T_0) = 0{,}6V$, raportul curenților de saturație pentru tranzistoarele bipolare fiind $I_{S_7}/I_{S_1} = I_{S_7}/I_{S_8} = 10$, iar factorii de aspect ai tuturor tranzistoarelor - egali.

a. Să se determine valoarea rezistenței R_2 pentru realizarea corecției de ordin superior a caracteristicii de temperatură a curentului de ieşire I_O.

b. In ipoteza utilizării unor tranzistoare $T_2 - T_5$ având factorii de aspect de valori diferite, ce condiție trebuie respectată pentru ca potențialele în punctele M şi N să fie egale?

Rezolvare

a. Deoarece $I_O = V_A / R_3$, realizarea corecției caracteristicii de temperatură a curentului de ieşire este echivalentă cu obținerea aceleiaşi corecții de temperatură pentru potențialul V_A, deci, similar problemei 1.33, trebuie respectată condiția (1.155). Rezultă:

$$R_2 = R_1 \frac{E_{G0} - V_{BE}(T_0)}{\frac{kT_0}{q} \ln\left(\frac{I_{S7}}{I_{S1}}\right)} = 250{,}55k\Omega \qquad (1.158)$$

Simularea SPICE din Fig. 1.34a a dependenței de temperatură a potențialului V_A din circuitul prezentat în Figura 1.33 arată o reducere importantă a coeficientului de temperatură al acesteia (deci realizarea corecției liniare a caracteristicii de temperatură) pentru o valoare $R_2 = 235k\Omega$. Erorile calculului manual sunt explicabile prin neglijarea curenților de bază ai tranzistoarelor bipolare, având o puternică dependență de temperatură, precum şi prin neglijarea efectelor de ordin secundar care afectează funcționarea tranzistoarelor MOS.

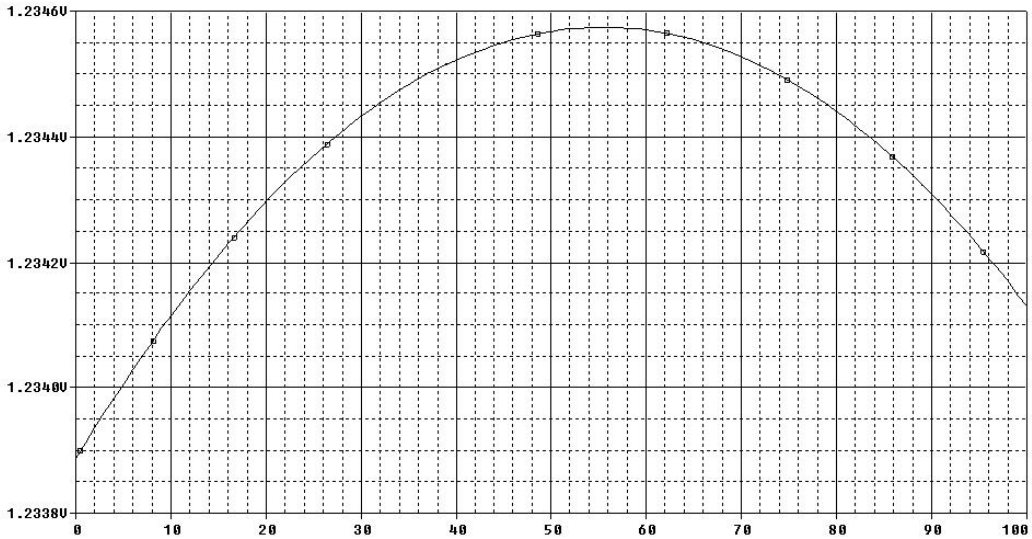

Figura 1.34a

b. Condiția $V_M = V_N$ implică $V_{GS_2} = V_{GS_3}$, deci:

$$V_T + \sqrt{\frac{2I_{D2}}{K'(W/L)_2}} = V_T + \sqrt{\frac{2I_{D3}}{K'(W/L)_3}} \qquad (1.159)$$

echivalent cu:

$$\frac{I_{D2}}{I_{D3}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_3} \tag{1.160}$$

Oglina de curent $T_4 - T_5$ *impune:*

$$\frac{I_{D2}}{I_{D3}} = \frac{I_{D4}}{I_{D5}} = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_5} \tag{1.161}$$

Condiția $V_M = V_N$ *este echivalentă, deci, cu următoarea relație între factorii de aspect ai celor 4 tranzistoare:*

$$\frac{(W/L)_2}{(W/L)_3} = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_5} \tag{1.162}$$

Se vor realiza două simulări SPICE $(V_M - V_N)(T)$ *corespunzătoare celor două situații posibile: respectarea relației (1.162) (se aleg, de exemplu,* $(W/L)_2 = (W/L)_4 = 15$ *și* $(W/L)_3 = (W/L)_5 = 1{,}5$*) și nerespectarea acestei relații (*$(W/L)_2 = (W/L)_3 = (W/L)_5 = 1$ *și* $(W/L)_4 = 5$*).*

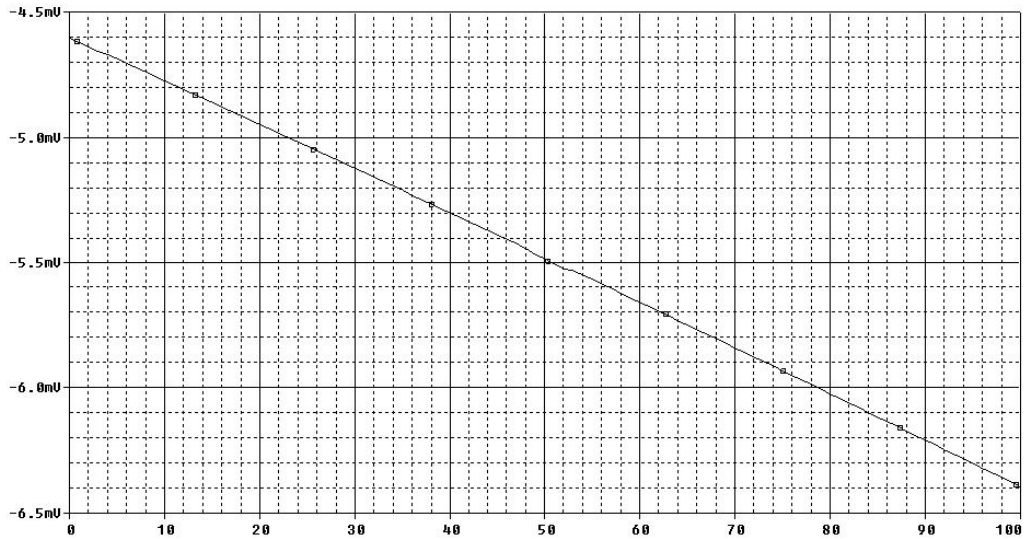

Figura 1.34b

Se remarcă faptul că nerespectarea condiției (1.162) conduce la o valoare ridicată a diferenței $V_M - V_N$ *(Figura 1.34c), în timp ce respectarea acestei condiții de proiectare minimizează diferența* $V_M - V_N$*, valoarea nenulă rezultată fiind o consecință a efectelor de ordin secundar neglijate în analiza anterioară.*

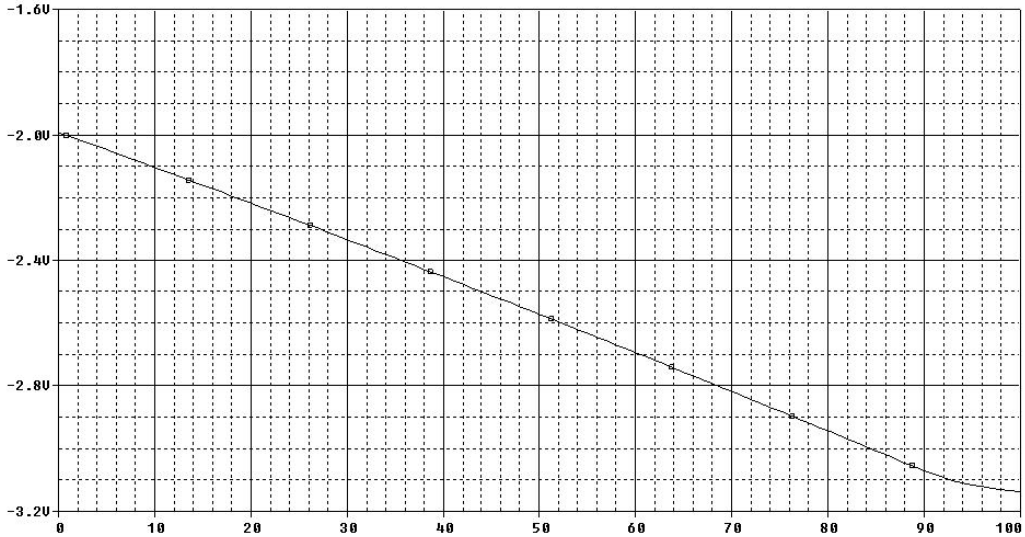

Figura 1.34c

Problema 1.35

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.35. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijând efectul de modulare a lungimii canalului

b. Sensibilitatea curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, considerând efectul de modulare a lungimii canalului doar pentru tranzistoarele T_4 şi T_5

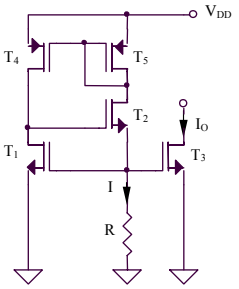

Figura 1.35

Rezolvare

a. Expresia curentului de ieşire se obține rezolvând următoarea ecuație de gradul doi:

$$I_O = \frac{V_{GS}}{R} = \frac{K}{2}\left(V_{GS} - V_T\right)^2 \tag{1.163}$$

echivalentă cu:

$$\frac{KR}{2}V_{GS}^2 - \left(1 + KRV_T\right)V_{GS} + \frac{KR}{2}V_T^2 \tag{1.164}$$

Cele două soluții au următoarele expresii:

$$V_{GS1,2} = V_T + \frac{1}{KR} \pm \frac{\sqrt{2KRV_T + 1}}{KR} \tag{1.165}$$

Funcționarea în saturație a tranzistoarelor din circuit impune $V_{GS} > V_T$*, deci singura soluție valabilă este:*

$$V_{GS} = V_T + \frac{1}{KR} + \frac{\sqrt{2KRV_T + 1}}{KR} \tag{1.166}$$

Expresia curentului de ieşire se obține înlocuind (1.166) în (1.163):

$$I_O = \frac{V_T}{R} + \frac{\sqrt{2KRV_T + 1} + 1}{KR^2} \tag{1.167}$$

rezultând:

$$I_O = \frac{1}{KR^2}\left(1 + KRV_T + \sqrt{1 + 2KRV_T}\right) \tag{1.168}$$

b. Considerând efectul de modulare a lungimii canalului se obține:

$$I_O = \frac{K}{2}\left(V_{GS1} - V_T\right)^2 = \frac{K}{2}\left(IR - V_T\right)^2 = \frac{K}{2}\left(I_O R\frac{1 + \lambda V_{SD5}}{1 + \lambda V_{SD4}} - V_T\right)^2 \tag{1.169}$$

rezultând:

$$I_O = \frac{K}{2}\left[I_O R\left(1 - \lambda(V_{CC} - 3V_{GS})\right) - V_T\right]^2 \tag{1.170}$$

Pentru obținerea sensibilității curentului de ieşire față de variațiile tensiunii de alimentare se derivează relația anterioară în raport cu tensiunea de alimentare:

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{V_{CC}}{I_O}\frac{dI_0}{dV_{DD}} = \frac{\lambda V_{DD}}{1 - \dfrac{1}{KR(I_O R - V_T)}} \tag{1.171}$$

Problema 1.36

Se consideră circuitul din Figura 1.36. Ce avantaje şi dezavantaje prezintă în comparaţie cu sursa de curent din Figura 1.35?

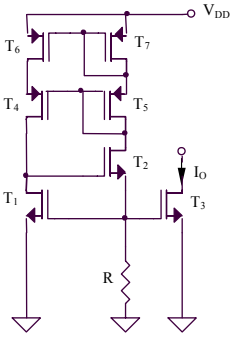

Figura 1.36

Rezolvare

Inlocuirea oglinzii de curent clasice $T_4 - T_5$ din Figura 1.35 cu oglinda de tip cascod $T_4 - T_7$ permite obţinerea unei valori a $S_{I_O}^{V_{DD}}$ mult mai reduse ca o consecinţă a polarizării tranzistoarelor T_6 şi T_7 la tensiuni drenă-sursă aproximativ egale. Dezavantajul circuitului cu autopolarizare cascod este necesitatea unei valori mai ridicate a tensiunii minime de alimentare.

Problema 1.37

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.37. Să se determine expresiile pentru:

a. Curentul de ieşire I_O, neglijând efectul de modulare a lungimii canalului

b. Sensibilitatea curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, considerând efectul de modulare a lungimii canalului

Se va presupune o funcţionare în inversie slabă a tuturor tranzistoarelor MOS din circuit, tranzistoarele T_3 şi T_4 fiind identice, iar T_1 şi T_2 - diferite.

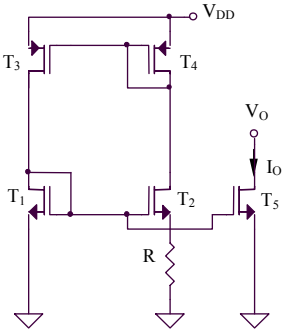

Figura 1.37

Rezolvare

a. Expresia curentului de ieşire este:

$$I_O = \frac{nV_{th}}{R}\ln\left[\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}\right] \tag{1.172}$$

b. Considerând efectul de modulare a lungimii canalului, expresia curentului de ieşire devine:

$$I_O \cong \frac{nV_{th}}{R}\ln\left[\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}\right] + \frac{nV_{th}}{R}\ln\left[1+\lambda(V_{DD}-2V_{GS})\right] \tag{1.173}$$

Deoarece $\lambda(V_{DD}-2V_{GS}) << 1$, *în relaţia (1.173) se poate utiliza aproximarea* $\ln(1+x) \cong x$, *pentru* $x << 1$, *rezultând:*

$$I_O \cong \frac{nV_{th}}{R}\ln\left[\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}\right] + \lambda\frac{nV_{th}}{R}(V_{DD}-2V_{GS}) \tag{1.174}$$

Prin derivare în raport cu V_{DD} *a relaţiei anterioare se obţine:*

$$S_{I_O}^{V_{DD}} \cong \frac{\lambda V_{DD}}{\ln\left[\frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}\right]} \tag{1.175}$$

Problema 1.38

Să se proiecteze o sursă de curent care să furnizeze un curent de tip PTAT, coeficientul de variaţie cu temperatura al acestuia fiind $0{,}1\mu A/K$, iar domeniul maxim de variaţie al temperaturii fiind limitat la $\Delta T = 10K$ faţă de valoarea T_0 a temperaturii de referinţă. Se va considera $V_{BE} \cong 0{,}6V$ pentru tot domeniul de variaţie admis al temperaturii.

Rezolvare

Se alege ca variantă posibilă de implementare sursa de curent din Figura 1.31, tranzistoarele MOS având factori de aspect ale căror valori vor fi determinate în urma analizei circuitului. Conform relaţiei (1.146), considerând, de exemplu, $R_1 = 1k\Omega$, *coeficientul de variaţie cu temperatura al curentului de ieşire este:*

$$TC = \frac{k}{qR_1}\ln(n) = 0{,}087\mu A/K\ln(n) = 0{,}1\mu A/K \tag{1.176}$$

Se obţine $n = 3{,}16$, *rezultând, de exemplu,* $(W/L)_3 = (W/L)_5 = 2$ *şi* $(W/L)_2 = (W/L)_4 = 6{,}32$. *Deoarece asimetria necesară pentru a se obţine un curent de ieşire*

de valoare nenulă a fost realizată prin alegerea factorilor de aspect ai tranzistoarelor MOS diferiţi, tranzistoarele bipolare se vor alege identice.

Tensiunea minimă de alimentare trebuie să asigure funcţionarea în saturaţie a tranzistoarelor MOS din circuit şi în regim activ normal a tranzistoarelor bipolare, pentru tot domeniul maxim de variaţie a temperaturii. Deoarece curentul de ieşire este de tip PTAT, cazul cel mai restrictiv din punct de vedere al tensiunii minime de alimentare este cel al temperaturii de funcţionare maxime, deci pentru $T = T_0 + \Delta T = 308K$. *In acest caz, curentul de ieşire va avea valoarea* $I_O = 30{,}8\mu A$. *Tensiunea minimă de alimentare va avea expresia:*

$$V_{DD\min} = 2V_{GS3} - V_T + I_0 R_1 + |V_{BE}| = 2\sqrt{\frac{2I_O}{K}} + V_T + I_O R_1 + |V_{BE}| = 3{,}063V \qquad (1.177)$$

Se alege, de exemplu, $V_{DD} = 5V$ *pentru a se asigura o funcţionare corectă a circuitului în condiţiile considerării efectelor de ordin secundar neglijate în analiza anterioară. Valoarea rezistenţei* R_2 *se alege, în mod similar, punându-se condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistorului* T_6, *pentru valoarea aleasă a tensiunii de alimentare.*

Problema 1.39

Să se proiecteze o sursă de curent care să furnizeze un curent de ieşire cu o variaţie redusă cu temperatura (sa va impune condiţia de corecţie liniară a caracteristicii). Valoarea curentului de ieşire va fi $I_O = 120\mu A$, iar dependenţa de tensiunea de alimentare va fi redusă. Se va considera $V_{BE} \cong 0{,}6V$ pentru tot domeniul de variaţie admis al temperaturii.

Rezolvare

Pentru a se obţine o sensibilitate redusă a curentului de ieşire faţă de variaţiile tensiunii de alimentare si o dependenţă redusă de temperatură a acestuia, se va alege sursa de curent cu autopolarizare prezentată în Figura 1.33. In vederea minimizării ariei ocupate pe siliciu, se impune, de exemplu, $n = 2$. *Se alege* $(W/L) = 2$. *Din relaţia (1.155) rezultă următoarea valoare a raportului celor două rezistoare:*

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{E_{G0} - V_{BE}(T_0)}{V_{th0}\ln(n)} = 33{,}29 \qquad (1.178)$$

Se aleg valorile $R_2 = 33{,}29k\Omega$ *şi* $R_1 = 1k\Omega$. *Corecţia liniară a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referinţă fiind asigurată, neglijând termenul cu o variaţie logaritmică cu temperatura din expresia curentului de ieşire, se obţine, conform relaţiei (1.157):*

$$I_O \cong \frac{E_{G0}}{R_3} \qquad (1.179)$$

deci $R_3 = 10k\Omega$.

Deoarece asimetria necesară pentru funcţionarea circuitului a fost realizată prin alegerea factorilor de aspect diferiţi pentru tranzistoarele MOS, tranzistoarele bipolare pot fi identice.

CAPITOLUL III

AMPLIFICATOARE DIFERENŢIALE

INTRODUCERE

Amplificatorul diferenţial reprezintă un etaj fundamental în proiectarea circuitelor integrate VLSI, utilizat într-o serie largă de aplicaţii de tipul circuitelor integrate analogice şi mixte: amplificatoare operaţionale, comparatoare şi referinţe de tensiune, amplificatoare video, modulatoare şi demodulatoare sau convertoare A/D şi D/A. Inlocuirea tehnologiei bipolare cu tehnologia CMOS a rezolvat problema curenţilor de intrare şi a rezistenţei de intrare de valori finite, apărând dezavantajul unei amplificări reduse în tensiune datorită caracteristicii pătratice a tranzistorului MOS în saturaţie. In plus, liniaritatea amplificatorului diferenţial elementar se menţine slabă ca o consecinţă a caracteristicii fundamental neliniare a tranzistoarelor bipolar şi MOS, existând posibilitatea obţinerii unei liniarităţi bune doar pentru un domeniu relativ restrâns al tensiunii de intrare. In consecinţă, este evidentă necesitatea unor tehnici de liniarizare pentru anularea termenilor de ordin superior din caracteristica de transfer a amplificatorului diferenţial şi a unor metode pentru extinderea domeniului tensiunii de intrare de mod comun.

Parametrii amplificatoarelor diferenţiale

- **Amplificarea de mod diferenţial** A_{dd}

$$A_{dd} = \left.\frac{v_{od}}{v_{id}}\right|_{v_{ic}=0}$$

- **Amplificarea de mod comun** A_{cc}

$$A_{cc} = \left.\frac{v_{oc}}{v_{ic}}\right|_{v_{id}=0}$$

- **Rezistenţa de intrare de mod diferenţial** R_{id} reprezintă raportul dintre tensiunea de intrare aplicată între cele două intrări diferenţiale şi curentul de intrare corespunzător, când semnalul de intrare este pur diferenţial;
- **Rezistenţa de intrare de mod comun** R_{ic} reprezintă raportul dintre tensiunea de intrare de mod comun şi curentul corespunzător printr-un singur terminal de intrare în situaţia în care circuitul este excitat cu un semnal de mod comun pur;

- **Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun** $V_{IC\,\max}^{\pm}$ este domeniul maxim de variaţie al tensiunii de intrare de mod comun pentru care amplificatorul diferenţial funcţionează normal;
- **Tensiunea de decalaj de intrare** V_{OS} reprezintă tensiunea care trebuie aplicată pe intrarea amplificatorului diferenţial pentru a se obţine o tensiune nulă la ieşire.

Parametrii dispozitivelor active

Parametrii utilizaţi pentru caracterizarea dispozitivelor active MOS (implicite dacă nu se precizează altfel) sunt:

- Temperatura de referinţă $T_0 = 298K$
- Tensiunea de prag a dispozitivelor MOS $|V_T| = 1V$
- Factorul de modulare a lungimii canalului $\lambda = 3\times 10^{-3} V^{-1}$
- Constanta $K' = 8\times 10^{-3} A/V^2$
- Factorul de aspect al tranzistoarelor MOS, $W/L = 30\mu m/20\mu m$

In cazul în care nu este specificat altfel, tranzistoarele se consideră identice, iar amplificatoarele operaţionale - ideale.

PROBLEME

Problema 3.1

Se consideră amplificatorul diferenţial MOS elementar din Figura 3.1a. Tranzistoarele MOS sunt identice şi funcţionează în saturaţie, fiind caracterizate prin următoarea dependenţă pătratică a curentului de drenă de tensiunea grilă-sursă:

$$i_D = \frac{K}{2}(v_{GS} - V_T)^2 \tag{3.1}$$

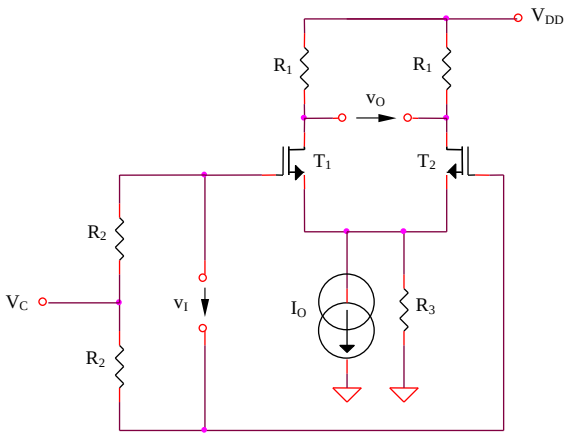

Figura 3.1a

Să se determine:

a. Expresia funcţiei de transfer a circuitului $v_O(v_I)$

b. Amplificarea de mod diferenţial

c. Amplificarea de mod comun

d. Rezistenţele de intrare de mod diferenţial şi de mod comun

e. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun, considerând că sursa de curent I_O este implementată în varianta simplă a unei oglinzi de curent, tranzistorul de ieşire al acesteia fiind notat cu T_3

f. Expresia tensiunii de decalaj de intrare, presupunând existenţa unor mici asimetrii în structura tranzistoarelor MOS şi a rezistenţelor de sarcină R_1

Rezolvare

a. Tensiunea diferenţială de intrare are expresia:

$$v_I = v_{GS1} - v_{GS2} = \left(V_T + \sqrt{\frac{2i_{D1}}{K}}\right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2i_{D2}}{K}}\right) = \sqrt{\frac{2}{K}}\left(\sqrt{i_{D1}} - \sqrt{i_{D2}}\right) \qquad (3.2)$$

Prin ridicare la pătrat şi înlocuirea sumei $i_{D1} + i_{D2}$ *cu* I_O *se obţine:*

$$2\sqrt{i_{D1}(I_O - i_{D1})} = I_O - \frac{Kv_I^2}{2} \qquad (3.3)$$

Ecuaţia de gradul II rezultată este:

$$i_{D1}^2 - I_O i_{D1} + \frac{1}{4}\left(I_0 - \frac{Kv_I^2}{2}\right)^2 = 0 \qquad (3.4)$$

având soluţiile:

$$(i_{D1})_{1,2} = \frac{I_O}{2} \pm \frac{I_O}{2}\sqrt{\frac{Kv_I^2}{I_O} - \frac{K^2 v_I^4}{4I_O^2}} \qquad (3.5)$$

deci:

$$i_{D1} = \frac{I_O}{2} + \frac{I_O}{2}\sqrt{\frac{Kv_I^2}{I_O} - \frac{K^2 v_I^4}{4I_O^2}}\ ; \quad i_{D2} = \frac{I_O}{2} - \frac{I_O}{2}\sqrt{\frac{Kv_I^2}{I_O} - \frac{K^2 v_I^4}{4I_O^2}} \qquad (3.6)$$

Expresia tensiunii de ieşire este $v_O = R_1(i_{D2} - i_{D1})$*, deci:*

$$v_O = -I_O R_1\sqrt{\frac{Kv_I^2}{I_O} - \frac{K^2 v_I^4}{4I_O^2}} = -\frac{R_1 v_I}{2}\sqrt{4KI_O - K^2 v_I^2} \qquad (3.7)$$

Funcţia de transfer $v_O(v_I)$ *este puternic neliniară, evaluarea cantitativă a neliniarităţii fiind posibilă prin dezvoltarea acesteia în serie Taylor. Este necesar, deci, calculul derivatelor de ordin superior ale funcţiei:*

$$f(v_I) = \sqrt{4KI_O - K^2 v_I^2} \tag{3.8}$$

şi particularizarea acestora pentru $v_I = 0$. *Derivata de ordin I este:*

$$f'(v_I) = -K^2 v_I \left(4KI_O - K^2 v_I^2\right)^{-1/2} \tag{3.9}$$

iar cea de ordin II:

$$f''(v_I) = -4K^3 I_O \left(4KI_O - K^2 v_I^2\right)^{-3/2} \tag{3.10}$$

……..

rezultând:

$$f'(v_I)\big|_{v_I=0} = 0 \tag{3.11}$$

$$f''(v_I)\big|_{v_I=0} = -\frac{1}{2} K^{3/2} I_O^{-1/2} \tag{3.12}$$

……

Dezvoltarea în serie Taylor a funcţiei (3.7) conduce la:

$$v_O(v_I) = -K^{1/2} I_O^{1/2} R_1 v_I + \frac{K^{3/2} R_1}{8 I_O^{1/2}} v_I^3 + \frac{K^{5/2} R_1}{128 I_O^{3/2}} v_I^5 + \ldots \tag{3.13}$$

Termenii de ordin par din dezvoltarea în serie Taylor a funcţiei de transfer a amplificatorului diferenţial se anulează ca o consecinţă a simetriei circuitului.

$$v_O(v_I) = a_1 v_I + a_3 v_I^3 + a_5 v_I^5 + \ldots \tag{3.14}$$

Primul termen este liniar dependent de tensiunea de intrare (din coeficientul acestuia va rezulta amplificarea de mod diferenţial), iar următorii doi termeni modelează neliniarităţile de ordin III şi V ale caracteristicii de transfer a amplificatorului diferenţial.

b. Amplificarea de mod diferenţial se poate determina pe baza caracteristicii de transfer (3.14) considerându-se o amplitudine redusă a tensiunii de intrare v_I. *In acest caz, termenii de ordin superior ai caracteristicii devin neglijabili, rezultând:*

$$A_{dd} = \frac{v_O}{v_I} = a_1 = -R_1 \sqrt{KI_O} \tag{3.15}$$

Aceeaşi expresie se poate obţine în urma unei analize de semnal mic, semicircuitul de mod diferenţial fiind prezentat în Figura 3.1b.

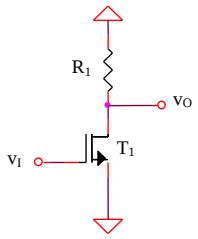

Figura 3.1b

Amplificarea de mod diferenţial a circuitului sursă comună este:

$$A_{dd} = -g_m R_1 = -R_1\sqrt{2KI_{D1}} = -R_1\sqrt{KI_O} \qquad (3.16)$$

c. Amplificarea de mod comun se determină utilizând semicircuitul de mod comun (de tip sarcină distribuită) din Figura 3.1c.

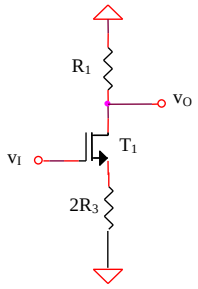

Figura 3.1c

$$A_{cc} = -\frac{g_m R_1}{1+2g_m R_3} \qquad (3.17)$$

d. Pe baza semicircuitelor din Figurile 3.1b şi 3.1c, rezistenţele de intrare de mod diferenţial şi de mod comun sunt:

$$R_{id} = R_{ic} = \infty \qquad (3.18)$$

e. Limita inferioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistorului T_3*:*

$$v_{IC\min} = v_{GS1} + v_{DS3sat} = v_{GS1} + v_{GS3} - V_T = V_T + \left(\sqrt{2}+1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}} \qquad (3.19)$$

Limita superioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistoarelor T_1 *şi* T_2*:*

$$v_{IC\max} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} - v_{DS1sat} + v_{GS1} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} + V_T \qquad (3.20)$$

f. Tensiunea de decalaj de intrare reprezintă tensiunea ce trebuie aplicată pe intrarea amplificatorului diferenţial pentru a obţine o tensiune nulă de ieşire, fiind o consecinţă a asimetriilor parametrilor tranzistoarelor MOS şi rezistoarelor de sarcină. Pentru evaluarea cantitativă a acestei mărimi, se vor considera mici asimetrii în valorile factorilor de aspect W/L*, tensiunii de prag* V_T *şi curenţilor de drenă* i_D *ai celor două tranzistoare MOS din Figura 3.1a (această din urmă asimetrie fiind o consecinţă a valorilor diferite ale celor două rezistenţe de sarcină* R_1*). Pentru mărimea* m *se pot defini:*

$$\Delta m = m_1 - m_2 \qquad (3.21)$$

$$m = \frac{m_1 + m_2}{2} \qquad (3.22)$$

sau:

$$m_1 = m + \frac{\Delta m}{2} \qquad (3.23)$$

$$m_2 = m - \frac{\Delta m}{2} \qquad (3.24)$$

m *fiind denumirea generică pentru* R_1, (W/L), V_T, I_D. *Tensiunea de decalaj de intrare va avea expresia:*

$$V_{OS} = v_{GS1} - v_{GS2} = (V_{T1} - V_{T2}) + \left(\sqrt{\frac{2i_{D1}}{K'(W/L)_1}} - \sqrt{\frac{2i_{D2}}{K'(W/L)_2}} \right) \qquad (3.25)$$

$$V_{OS} = \Delta V_T + \sqrt{\frac{2(i_D + \Delta i_D/2)}{K'[(W/L) - \Delta(W/L)/2]}} - \sqrt{\frac{2(i_D - \Delta i_D/2)}{K'[(W/L) + \Delta(W/L)/2]}} \qquad (3.26)$$

Deoarece $\Delta(W/L)/2 << (W/L)$*, rezultă:*

$$V_{OS} = \Delta V_T + \sqrt{\frac{2i_D}{K'(W/L)}} \left[\sqrt{1 + \frac{\Delta i_D}{2i_D} + \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)}} - \sqrt{1 - \frac{\Delta i_D}{2i_D} - \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)}} \right] \qquad (3.27)$$

Prin dezvoltarea în serie limitată la termenul liniar pentru $\Delta m/m << 1$, $\sqrt{1+x} \cong 1 + x/2$ *se obţine:*

$$V_{OS} = \Delta V_T + \frac{V_{GS} - V_T}{2} \left[\frac{\Delta i_D}{i_D} + \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right] \qquad (3.28)$$

Condiţia de anulare a tensiunii diferenţiale de ieşire impune $i_{D1}R_1 = i_{D2}R_2$*, cu* R_1 *şi* R_2 *notându-se cele două valori ale rezistenţelor de sarcină pentru* T_1 *şi* T_2*. Deci:*

$$\left(i_D+\frac{\Delta i_D}{2}\right)\left(R-\frac{\Delta R}{2}\right)=\left(i_D-\frac{\Delta i_D}{2}\right)\left(R+\frac{\Delta R}{2}\right) \qquad (3.29)$$

echivalent cu:

$$\frac{\Delta i_D}{i_D}=\frac{\Delta R}{R} \qquad (3.30)$$

Din relaţiile (3.28) şi (3.30) se obţine expresia tensiunii de decalaj de intrare:

$$V_{OS}=\Delta V_T+\frac{V_{GS}-V_T}{2}\left[\frac{\Delta R}{R}+\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)}\right] \qquad (3.31)$$

Problema 3.2

Pentru amplificatorul diferenţial elementar din Figura 3.1a se consideră $V_{DD}=9V$, $R_1=R_2=10k\Omega$, $R_3=1M\Omega$, I_O sursă de curent constant de $0{,}1mA$, V_C sursă de tensiune de $4V$. Să se determine:

a. Reprezentarea grafică a funcţiei de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare v_I cuprins între *-0,4V* şi *0,4V*

b. Reprezentarea grafică a funcţiei de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare v_I cuprins între *-0,4V* şi *0,4V* şi un curent de polarizare I_O având valorile $0{,}1mA$, $0{,}2mA$ şi $0{,}3mA$

c. Reprezentarea grafică a celor doi curenţi de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferenţial din Figura 3.1a pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare v_I cuprins între *-0,4V* şi *0,4V*

d. Amplificarea de mod diferenţial v_O/v_I

e. Amplificarea de mod comun

f. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare, considerând că sursa de curent I_O este implementată în varianta simplă a unei oglinzi de curent

Rezolvare

a. Simularea caracteristicii $v_O(v_I)$ pentru un domeniu de variaţie a tensiunii diferenţiale de intrare V_i cuprins între $-0{,}4V$ şi $0{,}4V$ este prezentată în Figura 3.2a.

b. Simularea caracteristicii de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare v_I cuprins între -0,4V şi 0,4V şi un curent de polarizare I_O având valorile $0{,}1mA$, $0{,}2mA$ şi $0{,}3mA$ este prezentată în Figura 3.2b. Se remarcă o creştere a amplificării de mod diferenţial a circuitului o dată cu creşterea valorii curentului de polarizare I_O (conform relaţiei (3.15), dublarea curentului de polarizare conduce la o creştere de $\sqrt{2}$ ori a amplificării, ceea ce se poate verifica şi prin simularea din Figura 3.2b).

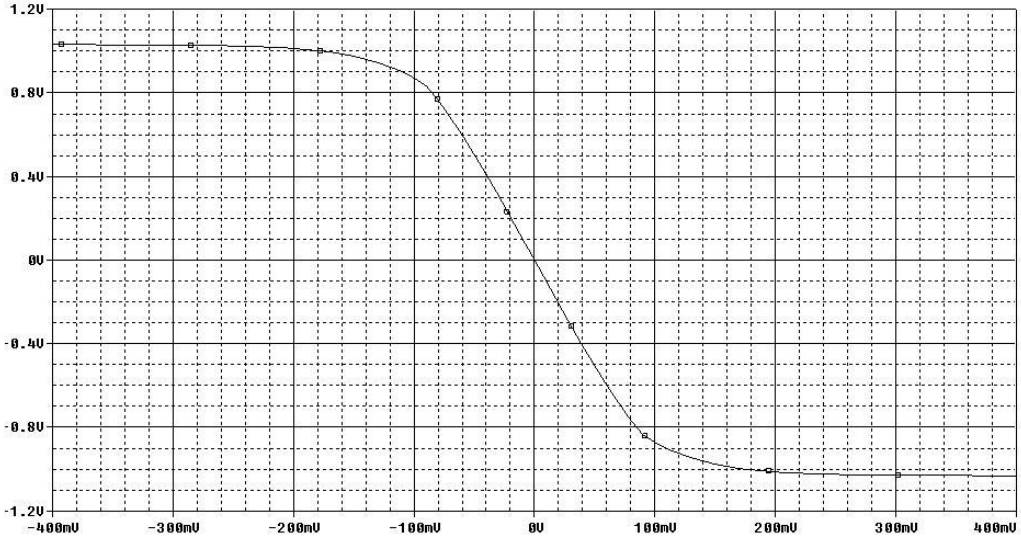

Figura 3.2a

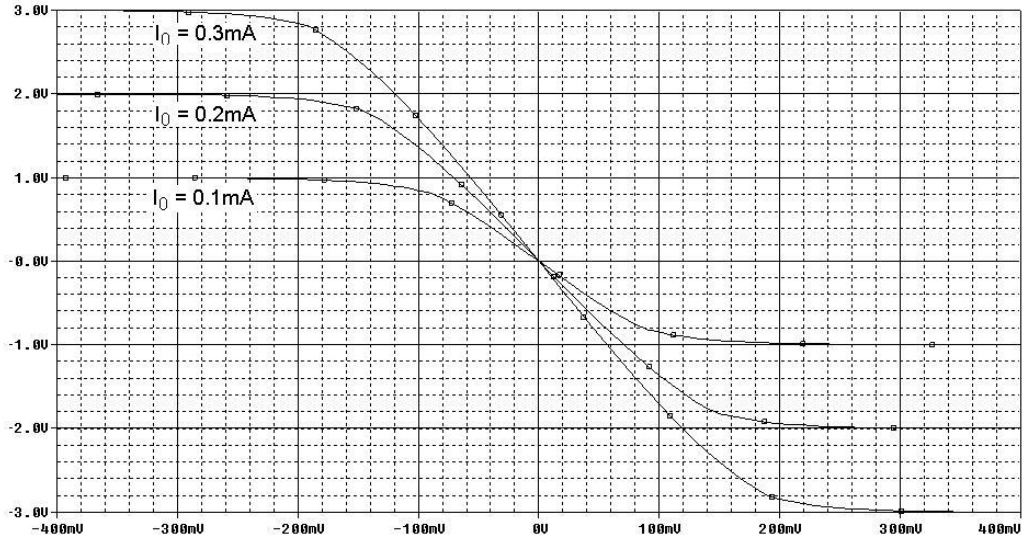

Figura 3.2b

c. Dependenţa de tensiunea diferenţială de intrare v_I *a celor doi curenţi de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferenţial din Figura 3.1a este prezentată în Figura 3.2c.*

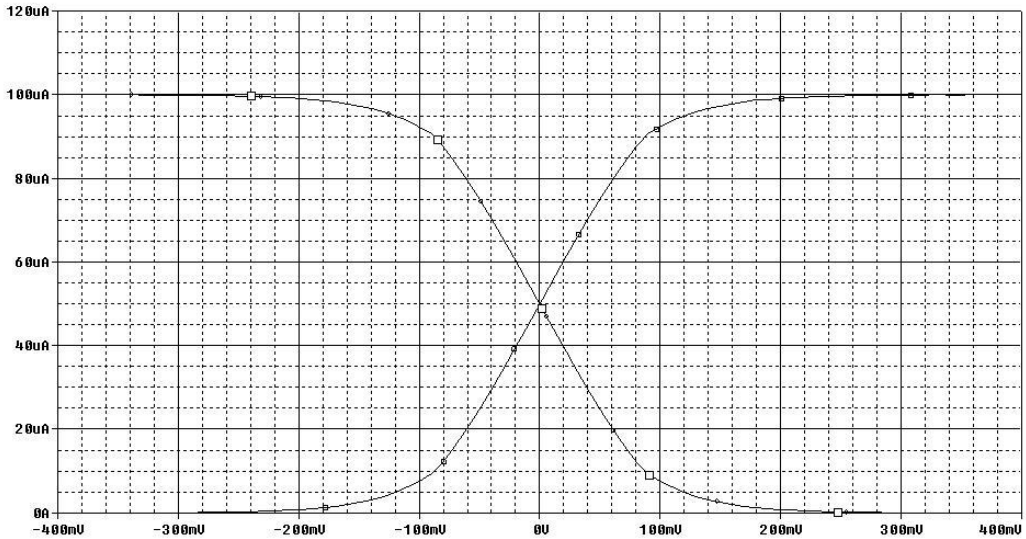

Figura 3.2c

d. Conform relaţiei (3.15), amplificarea de mod diferenţial a circuitului este egală cu $-10{,}95$*, în timp ce valoarea obţinută în urma simulării este* $-10{,}43$*.*

e. Aplicând relaţia (3.17) se obţine $A_{cc} = -5\times 10^{-3}$*. In urma simulării rezultă* $A_{cc} = -5{,}12\times 10^{-3}$*.*

f. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare, considerând că sursa de curent I_0 *este implementată în varianta simplă a unei oglinzi de curent, este cuprins, conform relaţiilor (3.19) şi (3.20), între* $1{,}22V$ *şi* $9{,}5V$*.*
Pentru compararea valorii teoretice (3.19) a tensiunii minime de mod comun de intrare cu valoarea experimentală, se realizează simularea caracteristicii $v_O(v_I)$ *pentru 4 valori distincte ale tensiunii de mod comun* V_C*:* $1V$*,* $1{,}1V$*,* $1{,}2V$ *şi* $1{,}3V$ *(Figura 3.2d). Se remarcă că circuitul funcţionează corect doar pentru* $V_C \geq 1{,}2V$*, deci* $v_{IC\min} \cong 1{,}2V$*.*

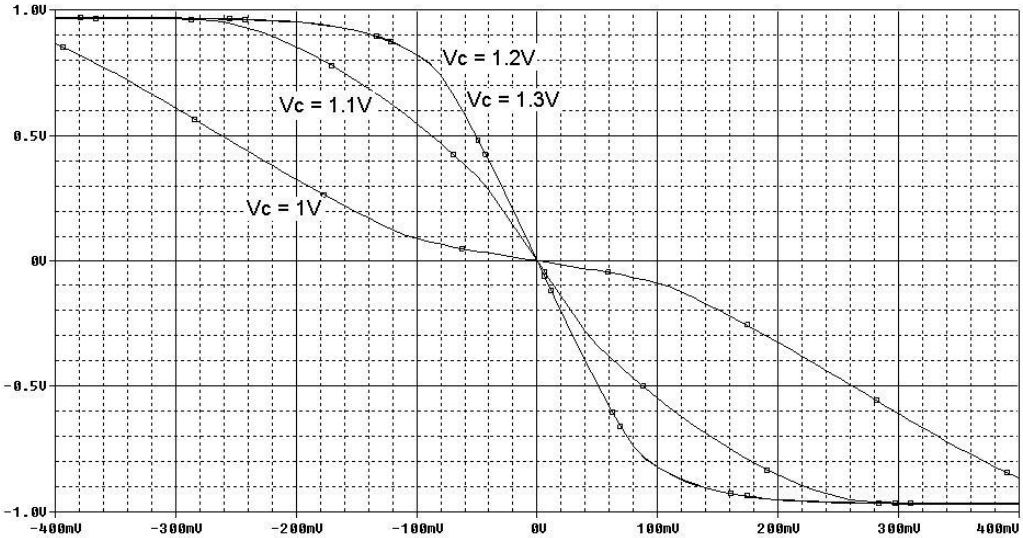

Figura 3.2d

In mod similar se procedează pentru evaluarea limitei maxime a tensiunii de mod comun de intrare (3.20) – Figura 3.2e, rezultând $v_{IC\max} \cong 9V$ *.*

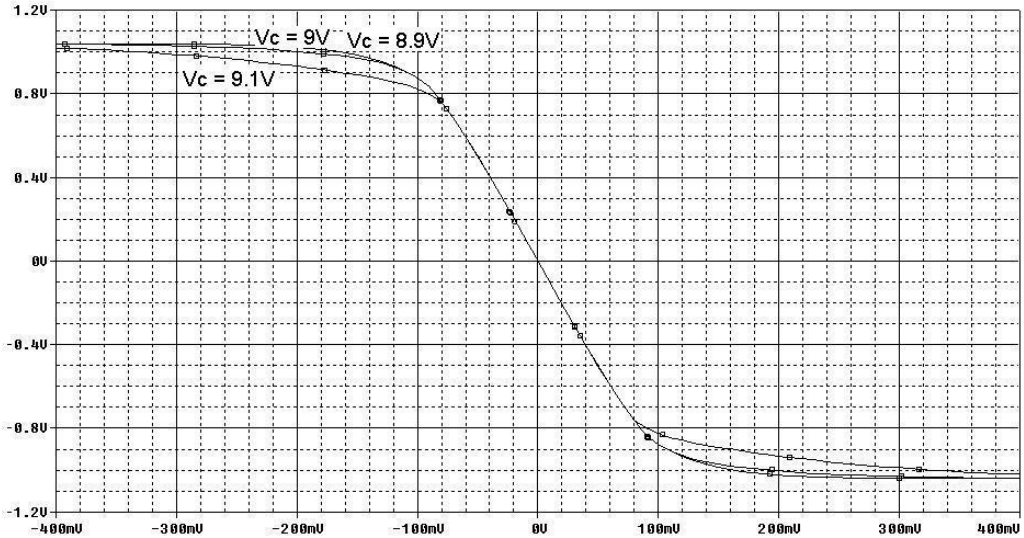

Figura 3.2e

Rezultatele obţinute sunt centralizate în Tabelul 3.1.

Tabelul 3.1

Param.	***Semnificaţie***	***Valoare calcul manual***	***Valoare simulată***	***Eroare (%)***
A_{dd}	*Amplificare de mod diferenţial*	*-10,95*	*-10,43*	*4,75*
A_{cc}	*Amplificare de mod comun*	-5×10^{-3}	$-5{,}12\times10^{-3}$	*2,4*
v_{Icmin}	*Tensiune minimă de mod comun de intrare*	*1,22V*	*1,2V*	*1,64*
v_{ICmax}	*Tensiune maximă de mod comun de intrare*	*9,5V*	*9V*	*5,26*

Problema 3.3

Se consideră amplificatorul diferenţial cu sarcină activă din Figura 3.3. Să se determine expresia amplificării de mod diferenţial în sarcină şi în gol.

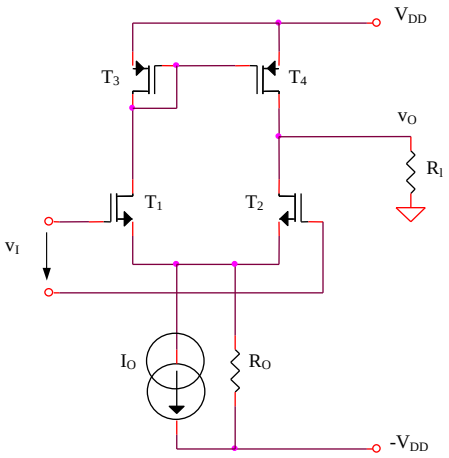

Figura 3.3

Rezolvare

Expresia generală a amplificării de mod diferenţial este:

$$A_{dd} = g_m\left(r_{ds2} \,//\, r_{ds4} \,//\, R_l\right) \qquad (3.32)$$

Particularizând pentru $R_l \to \infty$ *se obţine:*

$$A_{dd}' = g_m\left(r_{ds2} \,//\, r_{ds4}\right) = g_m \frac{r_{ds}}{2} = \frac{1}{2\lambda}\sqrt{\frac{K}{I_O}} \qquad (3.33)$$

Problema 3.4

Se consideră amplificatorul diferenţial MOS cu degenerare în sursă din Figura 3.4.

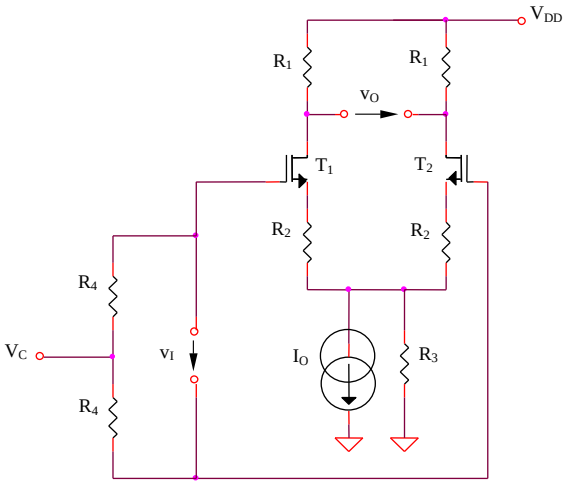

Figura 3.4

Să se determine:

a. Amplificarea de mod diferenţial v_O / v_I

b. Amplificarea de mod comun

c. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare, considerând că sursa de curent I_O este implementată în varianta simplă a unei oglinzi de curent, tranzistorul de ieşire al acesteia fiind notat cu T_3

Rezolvare

a,b. Considerând o funcţionare la semnal mic, se determină (pe baza semicircuitelor) amplificările de mod diferenţial şi de mod comun ale amplificatorului diferenţial din Figura 3.3.

$$A_{dd} = -\frac{g_m R_1}{1 + g_m R_2} \qquad (3.34)$$

$$A_{cc} = -\frac{g_m R_1}{1 + g_m (R_2 + 2R_3)} \qquad (3.35)$$

Introducerea celor două rezistoare R_2 va conduce la scăderea transconductanţei echivalente a tranzistoarelor, deci a amplificării de mod diferenţial, efectul benefic fiind extinderea domeniului tensiunii diferenţiale de intrare pentru care circuitul se comportă aproximativ liniar.

c. Limita inferioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistorului T_3:

$$v_{IC\min} = v_{GS1} + v_{DS3sat} + \frac{I_O R_2}{2} = v_{GS1} + v_{GS3} - V_T + \frac{I_O R_2}{2} = V_T + \left(\sqrt{2}+1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}} + \frac{I_O R_2}{2} \quad (3.36)$$

Limita superioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistoarelor T_1 şi T_2:

$$v_{IC\max} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} - v_{DS1sat} + v_{GS1} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} + V_T \quad (3.37)$$

având aceeaşi expresie cu cea calculată pentru circuitul din Figura 1a.

Problema 3.5

Pentru amplificatorul diferenţial din Figura 3.4 se consideră $V_{DD} = 9V$, $R_1 = R_4 = 10k\Omega$, $R_2 = 2k\Omega$, $R_3 = 1M\Omega$, I_O sursă de curent constant de $0{,}1mA$, V_C sursă de tensiune de $4V$. Să se determine:

a. Reprezentarea grafică a funcţiei de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare v_I cuprins între $-1V$ şi $1V$

b. Reprezentarea grafică a funcţiei de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare v_I cuprins între $-1V$ şi $1V$ şi un curent de polarizare I_O având valorile $0{,}1mA$, $0{,}2mA$ şi $0{,}3mA$

c. Reprezentarea grafică a celor doi curenţi de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferenţial din Figura 3.3 pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare v_I cuprins între $-1V$ şi $1V$

d. Amplificarea de mod diferenţial v_O / v_I

e. Amplificarea de mod comun

f. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare, considerând că sursa de curent I_O este implementată în varianta simplă a unei oglinzi de curent

Rezolvare

a. Reprezentarea grafică a funcţiei de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$ este prezentată în Figura 3.5a. Se remercă o creştere a domeniului tensiunii de intrare pentru care funcţia de transfer prezintă erori de liniaritate reduse. Această extindere s-a obţinut prin introducerea celor două rezistenţe în sursele tranzistoarelor MOS, cu dezavantajul reducerii amplificării circuitului ca o consecinţă a reacţiei negative realizate.

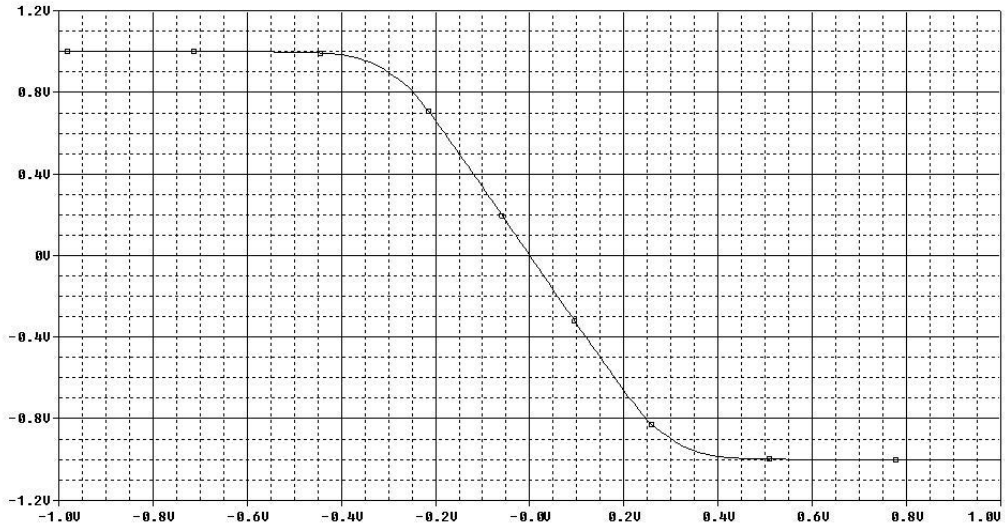

Figura 3.5a

b. Simularea caracteristicii de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$*, pentru un domeniu de variaţie al tensiunii diferenţiale de intrare* v_I *cuprins între -0,4V şi 0,4V şi un curent de polarizare* I_O *având valorile 0,1mA, 0,2mA şi 0,3mA este prezentată în Figura 3.5b. Ca o consecinţă a reacţiei negative introduse de rezistenţa* R_2*, amplificatorul diferenţial din Figura 3.3 va fi mai puţin sensibil la variaţiile curentului de polarizare* I_O *decât amplificatorul elementar din Figura 3.1a (pantele caracteristicilor de transfer din Figura 3.5b prezintă o variaţie redusă în funcţie de curentul de polarizare).*

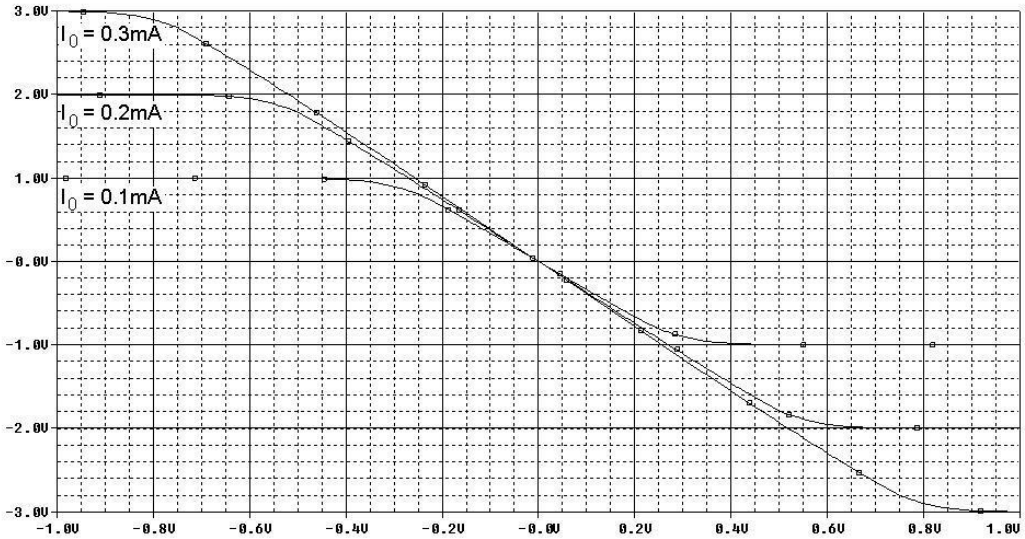

Figura 3.5b

c. Simularea dependenţei de tensiunea diferenţială de intrare v_I *a celor doi curenţi de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferenţial din Figura 3.3 este prezentată în Figura 3.5c.*

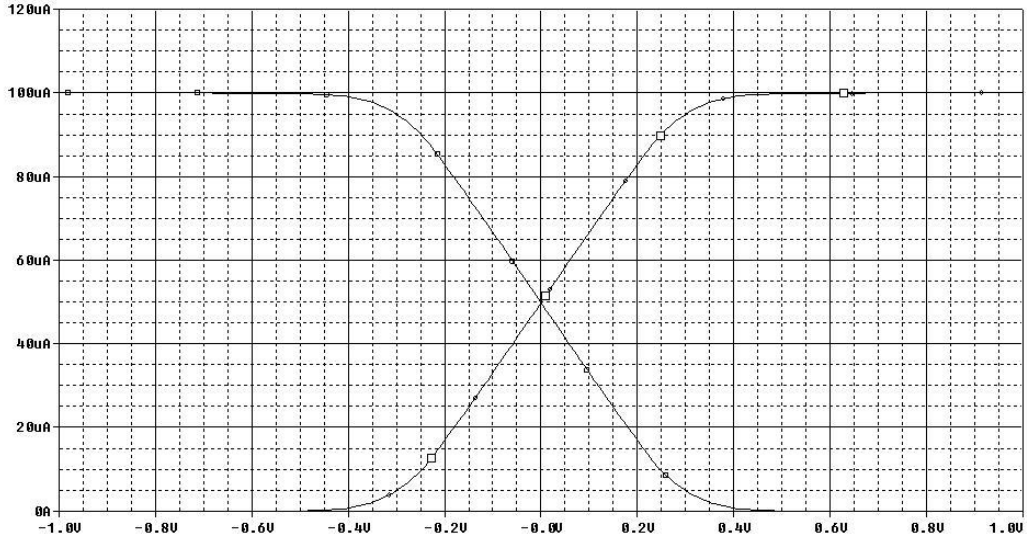

Figura 3.5c

d. Aplicând relaţia (3.34) se obţine $A_{dd} = -3{,}43$*, în timp ce valoarea rezultată din simularea prezentată în Figura 3.5c este* $A_{dd} = -3{,}38$ *.*

e. Amplificarea de mod comun (conform relaţiei (3.35)) are valoarea teoretică $A_{cc} = -5 \times 10^{-3}$*, în timp ce valoarea rezultată în urma simulării* $v_O(V_C)$ *din Figura 3.5d este* $A_{cc} = -5{,}15 \times 10^{-3}$ *.*

f. Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare, considerând că sursa de curent I_0 *este implementată în varianta simplă a unei oglinzi de curent, este cuprins, conform relaţiilor (3.36) şi (3.37), între* $1{,}32V$ *şi* $9{,}5V$ *.*
Pentru compararea valorii teoretice (3.36) a tensiunii minime de mod comun de intrare cu valoarea experimentală, se realizează simularea caracteristicii $v_O(v_I)$ *pentru 4 valori distincte ale tensiunii de mod comun* V_C *:* $1{,}1V$ *,* $1{,}2V$ *,* $1{,}3V$ *şi* $1{,}4V$ *(Figura 3.5e). Se remarcă că circuitul funcţionează corect doar pentru* $V_C \geq 1{,}3V$ *, deci* $v_{IC\min} \cong 1{,}3V$ *.*

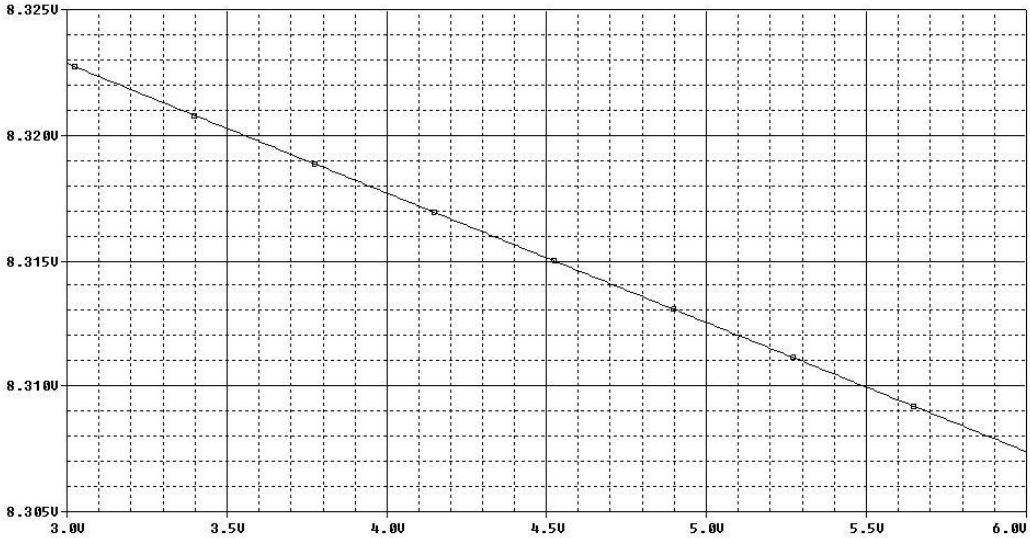

Figura 3.5d

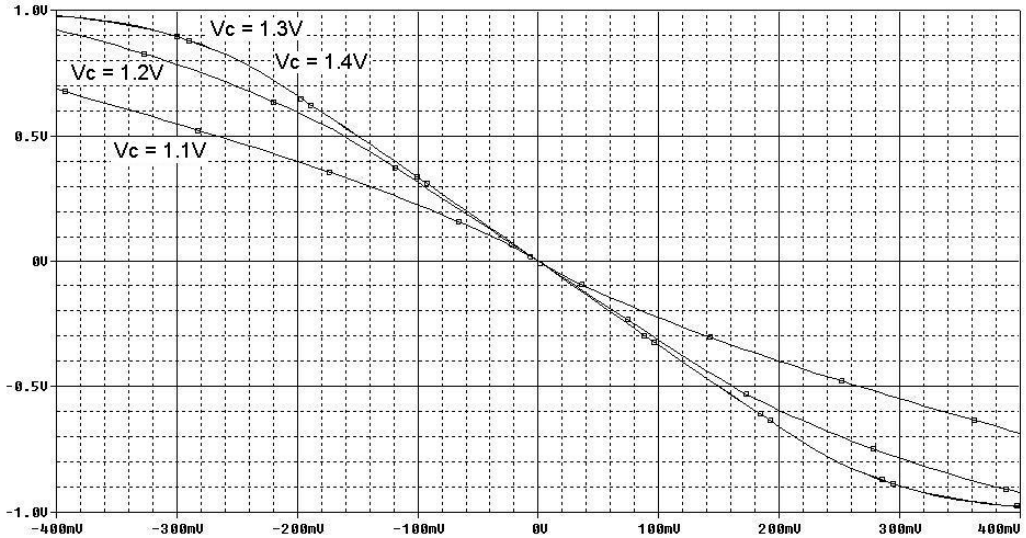

Figura 3.5e

In mod similar se procedează pentru evaluarea limitei maxime a tensiunii de mod comun de intrare (3.37) – Figura 3.5f, rezultând $v_{IC\max} \cong 8{,}9V$.

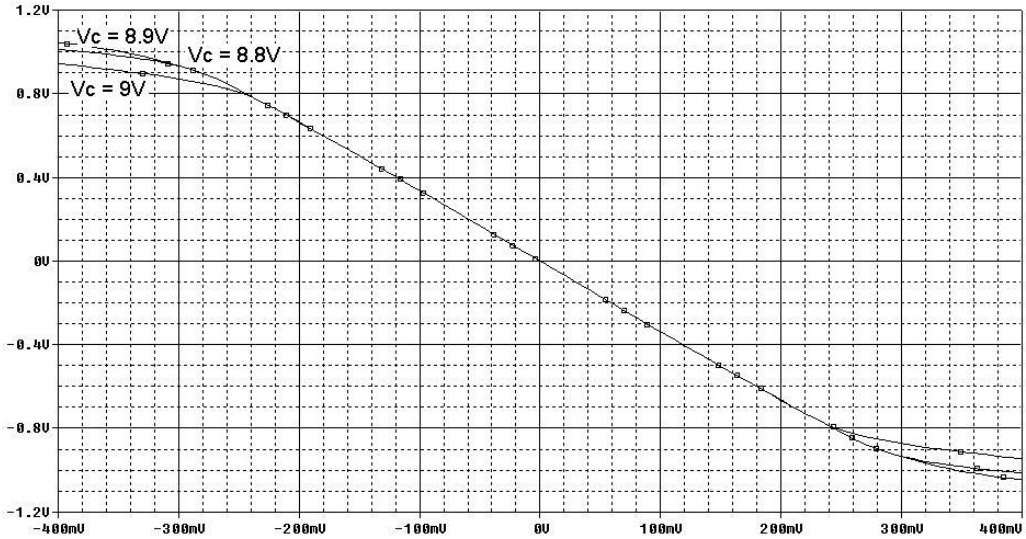

Figura 3.5f

Rezultatele obţinute sunt centralizate în Tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

Param.	***Semnificaţie***	***Valoare calcul manual***	***Valoare simulată***	***Eroare (%)***
A_{dd}	*Amplificare de mod diferenţial*	*-3,43*	*-3,38*	*1,46*
A_{cc}	*Amplificare de mod comun*	-5×10^{-3}	$-5{,}15\times 10^{-3}$	*3*
v_{Icmin}	*Tensiune minimă de mod comun de intrare*	*1,32V*	*1,3V*	*1,52*
v_{ICmax}	*Tensiune maximă de mod comun de intrare*	*9,5V*	*8,9V*	*6,32*

Problema 3.6

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 3.6. Considerând o funcţionare în saturaţie a tranzistoarelor MOS şi $K_1 = K_2$, $K_3 = K_4$, să se determine expresia amplificării de mod diferenţial a acestuia.

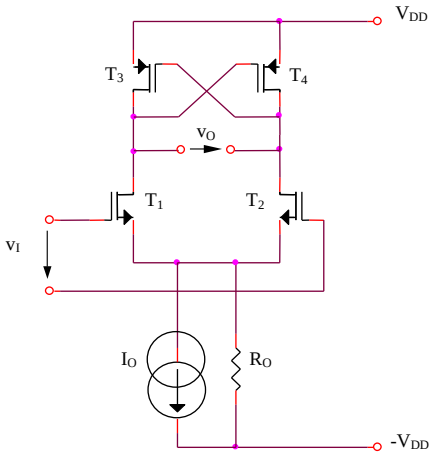

Figura 3.6

Rezolvare

Tensiunea de ieşire are următoarea expresie:

$$v_O = v_{SG3} - v_{SG4} = \sqrt{\frac{2}{K_3}}\left(\sqrt{i_{D3}} - \sqrt{i_{D4}}\right) = \sqrt{\frac{2}{K_3}}\sqrt{\frac{K_1}{2}}\left(v_{GS1} - v_{GS2}\right) = \sqrt{\frac{K_1}{K_3}}\ v_I \qquad (3.38)$$

deci:

$$A_{dd} = \sqrt{\frac{K_1}{K_3}} \qquad (3.39)$$

Problema 3.7

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 3.7. Să se determine expresia amplificării de mod diferenţial a circuitului.

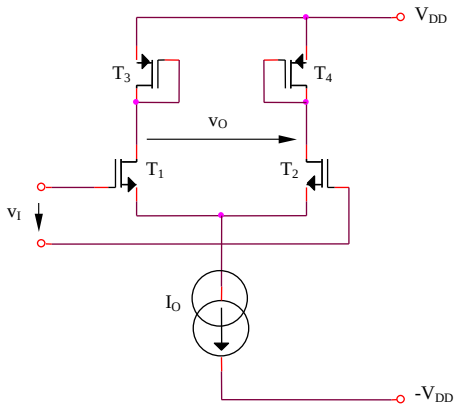

Figura 3.7

Rezolvare

Amplificarea de mod diferenţial a circuitului are expresia:

$$A_{dd} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} \tag{3.40}$$

Presupunând o funcţionare în saturaţie a tranzistoarelor circuitului, rezultă o expresie a amplificării independentă de curentul de polarizare I_O *al amplificatorului diferenţial:*

$$A_{dd} = -\frac{\sqrt{2K_1 I_{D1}}}{\sqrt{2K_3 I_{D3}}} = -\sqrt{\frac{K_1}{K_3}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_3}} \tag{3.41}$$

Este dificil de obţinut, deci, o valoare ridicată a amplificării circuitului datorită dependenţei de tip rădăcină pătrată a amplificării de mod diferenţial de raportul factorilor de aspect.

Problema 3.8

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 3.8. Să se determine expresia amplificării de mod diferenţial a circuitului. V_C este o tensiune de polarizare a tranzistoarelor T_3 şi T_4.

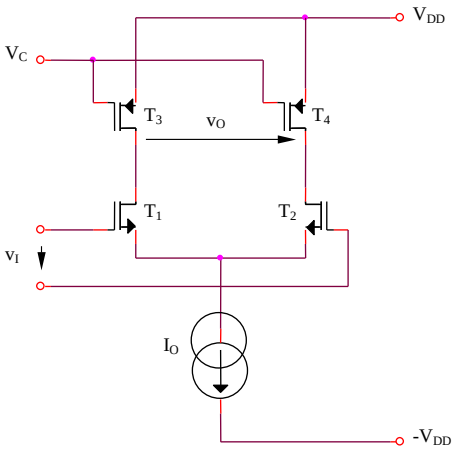

Figura 3.8

Rezolvare

Înlocuirea conexiunii tranzistoarelor T_3 şi T_4 din Figura 3.7 cu polarizarea acestora prin intermediul tensiunii V_C permite o creştere importantă a amplificării de mod diferenţial a circuitului:

$$A_{dd} = -g_{m_1}(r_{ds1} // r_{ds3}) \tag{3.42}$$

Pentru o funcţionare în saturaţie a tranzistoarelor, rezultă:

$$A_{dd} = -\frac{1}{2\lambda}\sqrt{\frac{K_1}{I_O}} \tag{3.43}$$

Problema 3.9

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 3.9. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine expresia amplificării de mod diferenţial a acestuia.

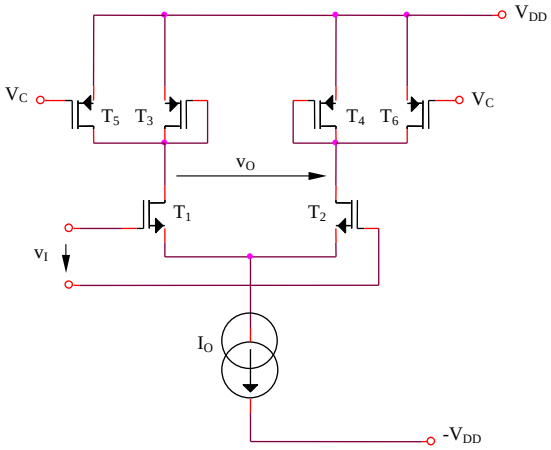

Figura 3.9

Rezolvare

Circuitul din Figura 3.9 reprezintă o variantă îmbunătăţită a amplificatorului diferenţial din Figura 3.7. Reducerea curentului de drenă al tranzistoarelor de sarcină T_3 şi T_4 prin introducerea surselor de curent suplimentare T_5 şi T_6 are ca efect creşterea amplificării circuitului prin scăderea transconductanţei g_m a tranzistoarelor T_3 şi T_4. Amplificarea de mod diferenţial are expresia:

$$A_{dd} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} = -\frac{\sqrt{2K_1 I_{D1}}}{\sqrt{2K_3(I_{D1} - I_{D5})}} = -\sqrt{\frac{K_1}{K_3}\frac{I_{D1}}{I_{D1} - I_{D5}}} \qquad (3.44)$$

Curentul I_{D5} este fixat de tensiunea de polarizare V_C:

$$I_{D5} = \frac{K_5}{2}(V_{DD} - V_C - V_T)^2 \qquad (3.45)$$

iar $I_{D1} = I_O / 2$.

Problema 3.10

Se consideră circuitul din Figura 3.10a cu $R_1 = R_2$, $R_5 = R_6$, $K_1 = K_2 = K_{1,2}$, $K_3 = K_4 = K_{3,4}$, $I_{O1} \neq I_{O2}$, $K_{1,2} \neq K_{3,4}$.

a. Să se evalueze coeficientul de distorsiuni al amplificatorului diferenţial clasic (Figura 3.1a)

b. Să se determine relaţia care trebuie să existe între elementele circuitului pentru ca distorsiunile de ordin III din expresia funcţiei de transfer $v_O(v_I)$ să se anuleze

c. Să se evalueze coeficientul de distorsiuni al amplificatorului diferenţial paralel din Figura 3.10a

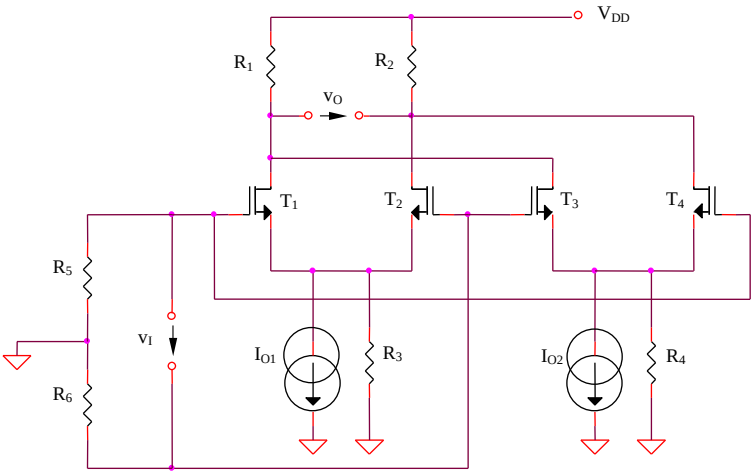

Figura 3.10a

Rezolvare

a. Coeficientul total de distorsiuni al amplificatrului diferenţial din Figura 3.1a este egal (cu o foarte bună aproximaţie) cu raportul dintre termenul de ordin III (având ponderea cea mai mare în neliniaritatea circuitului) şi termenul util de ordin I din expresia dezvoltării în serie Taylor (3.13) a funcţiei de transfer a circuitului:

$$|THD_1| \cong \frac{a_3 v_I^3}{a_1 v_I} = \frac{K}{8I_O} v_I^2 \qquad (3.46)$$

b. Metoda propusă în Figura 3.10a pentru liniarizarea caracteristicii de transfer a amplificatorului diferenţial din Figura 3.1a se bazează pe anularea termenului de ordin III din expresia tensiunii de ieşire a acestuia. Factorul de distorsiuni rezultat va fi, în principal, o consecinţă a termenului de eroare de ordin V, cu amplitudine mult mai mică decât a celui de ordin III. Realizarea concretă a acestei liniarizări utilizează două amplificatoare diferenţiale polarizate diferit (I_{O1}, respectiv I_{O2}) şi având o asimetrie controlată, $K_{1,2} \neq K_{3,4}$. Expresiile aproximative ale celor 4 curenţi de drenă sunt obţinute prin neglijarea termenilor de ordin mai mare decât 5:

$$i_{D2,1}(v_I) \cong \frac{I_{O1}}{2} \pm \frac{K_{1,2}^{1/2} I_{O1}^{1/2}}{2} v_I \mp \frac{K_{1,2}^{3/2}}{16 I_{O1}^{1/2}} v_I^3 \mp \frac{K_{1,2}^{5/2}}{256 I_{O1}^{3/2}} v_I^5 \tag{3.47}$$

$$i_{D4,3}(v_I) \cong \frac{I_{O2}}{2} \mp \frac{K_{3,4}^{1/2} I_{O2}^{1/2}}{2} v_I \pm \frac{K_{3,4}^{3/2}}{16 I_{O2}^{1/2}} v_I^3 \pm \frac{K_{3,4}^{5/2}}{256 I_{O2}^{3/2}} v_I^5 \tag{3.48}$$

Pentru anularea termenului de ordin III al seriei Taylor asociate tensiunii diferenţiale de ieşire:

$$v_O = [-(i_{D1} + i_{D3}) + (i_{D2} + i_{D4})] R_1 \tag{3.49}$$

este necesar ca:

$$\frac{K_{1,2}^{3/2}}{16 I_{O1}^{1/2}} = \frac{K_{3,4}^{3/2}}{16 I_{O2}^{1/2}} \tag{3.50}$$

echivalent cu:

$$\left(\frac{K_{1,2}}{K_{3,4}} \right)^3 = \frac{I_{O1}}{I_{O2}} \tag{3.51}$$

Alegându-se, de exemplu, $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $K_{1,2} = 12 \times 10^{-3} A/V^2$, $K_{3,4} = 24 \times 10^{-3} A/V^2$, $I_{O1} = 0.1mA$ *şi* $I_{O2} = 0.8mA$ *(valori care respectă condiţia (3.51) de anulare a distorsiunilor de ordin trei), se remarcă o îmbunătăţire importantă a liniarităţii circuitului şi o extindere a domeniului tensiunii de intrare diferenţiale pentru care se obţine această liniaritate (Figura 3.10b).*

Nerespectarea condiţiei (3.51) conduce la o funcţionare eronată a circuitului.

c. In aceste condiţii, v_O *va avea expresia aproximativă:*

$$v_O \cong b_1 v_I + b_5 v_I^5 \tag{3.52}$$

unde:

$$|b_1| = K_{1,2}^{1/2} I_{O1}^{1/2} \left[1 - \left(\frac{I_{O2}}{I_{O1}} \right)^{2/3} \right] \tag{3.53}$$

şi

$$|b_5| = \frac{K_{1,2}^{5/2}}{128 I_{O1}^{3/2}} \left[1 - \left(\frac{I_{O1}}{I_{O2}} \right)^{2/3} \right] \tag{3.54}$$

rezultând un coeficient total de distorsiuni al circuitului liniarizat exprimat prin:

$$THD_2 \cong \frac{b_5 v_I^5}{b_1 v_I} = \frac{1}{128} \left(\frac{K_{1,2}}{I_{O1}} \right)^2 \left(\frac{I_{O1}}{I_{O2}} \right)^{2/3} v_I^4 \tag{3.55}$$

deci o îmbunătăţire cu cel puţin un ordin de mărime a liniarităţii circuitului faţă de varianta elementară din Figura 3.1a.

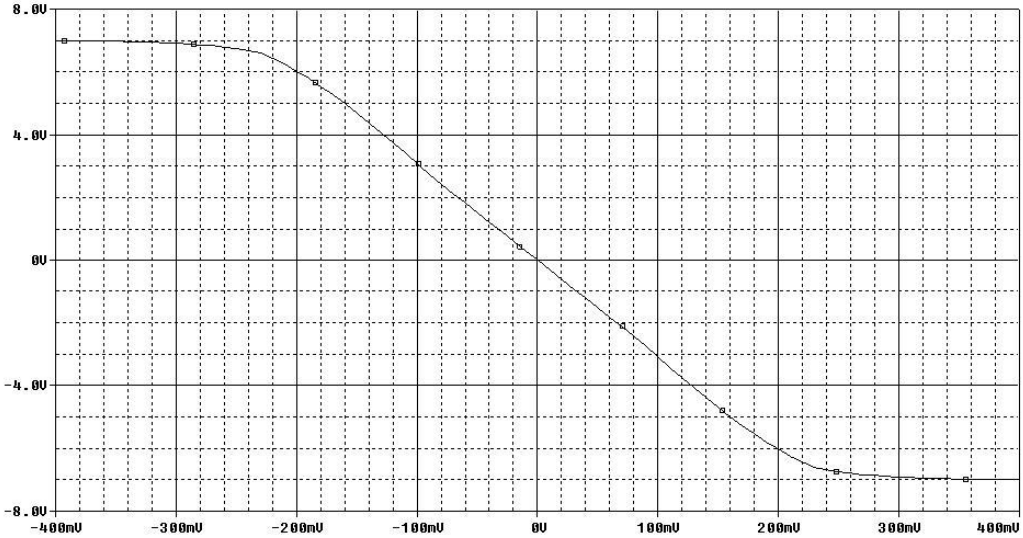

Figura 3.10b

Amplificarea teoretică va avea expresia:

$$|A_{dd}| = |b_1| R_1 = R_1 K_{1,2}^{1/2} I_{O1}^{1/2} \left[1 - \left(\frac{I_{O2}}{I_{O1}} \right)^{2/3} \right] \tag{3.56}$$

Inlocuind valorile numerice rezultă $A_{dd} = 32{,}86$*, în timp ce valoarea obţinută în urma simulării prezentate în Figura 3.10b este* $A_{dd} = 30{,}26$*, corespunzând unei erori relative de 7,91%.*

Problema 3.11

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 3.11a cu $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ şi $V_1 = V_2 = V$.

a. Să se determine expresia funcţiei de transfer a circuitului $v_O(v_I)$

b. Considerându-se suplimentar efectul de degradare a mobilităţii purtătorilor modelat prin relaţia următoare, să se evalueze cantitativ coeficientul total de distorsiuni al amplificatorului diferenţial:

$$i_D = \frac{1}{2}\frac{K}{1+m(v_{GS}-V_T)}(v_{GS}-V_T)^2 \tag{3.57}$$

c. Se consideră conectarea anti-paralel din Figura 3.11b a două amplificatoare diferenţiale de tipul celui din Figura 3.11a, primul având sursele de tensiune V_1 şi V_2 de valoare V_a, iar al doilea sursele de tensiune de valoare V_b. Ce expresie va avea coeficientul total de distorsiuni al structurii diferenţiale paralel? Se va considera că $m(v_{GS}-V_T) << 1$.

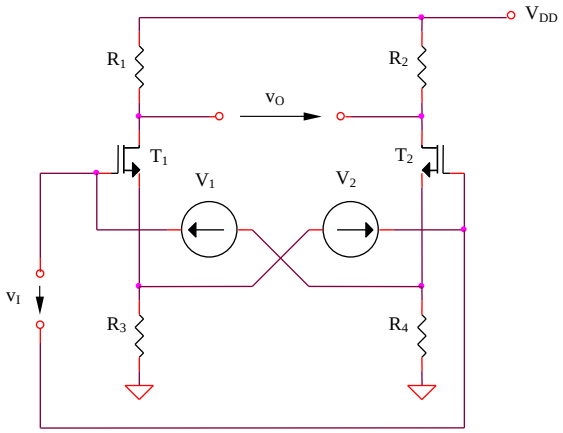

Figura 3.11a

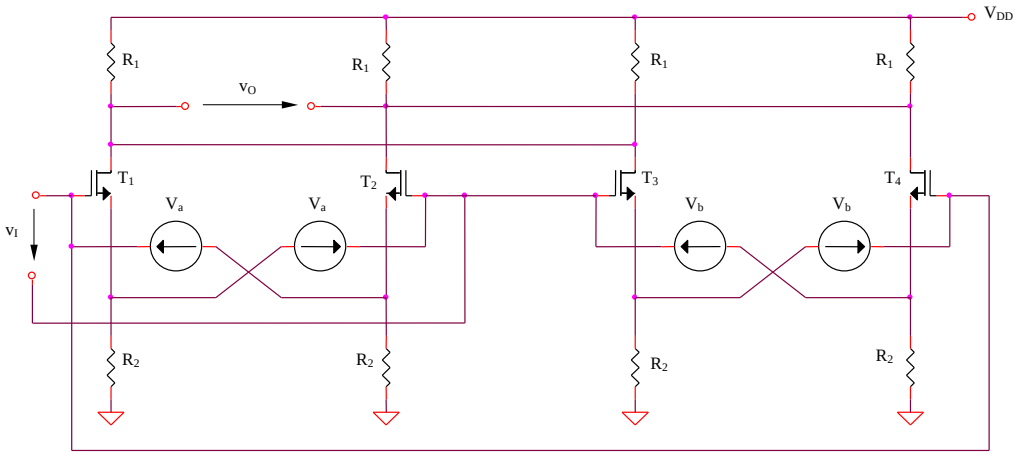

Figura 3.11b

Rezolvare

a. Dependenţele celor doi curenţi de drenă de tensiunile grilă-sursă sunt:

$$i_{D1} = \frac{K}{2}\left(v_{GS1} - V_T\right)^2 \tag{3.58}$$

şi:

$$i_{D2} = \frac{K}{2}\left(v_{GS2} - V_T\right)^2 \tag{3.59}$$

Tensiunea diferenţială de ieşire va avea expresia:

$$v_O = R_1\left(i_{D2} - i_{D1}\right) = \frac{KR_1}{2}\left(v_{GS2} - v_{GS1}\right)\left(v_{GS2} + v_{GS1} - 2V_T\right) \tag{3.60}$$

Expresia tensiunii diferenţiale de intrare poate fi scrisă în două moduri:

$$v_I = V_1 - v_{GS2} = v_{GS1} - V_2 \tag{3.61}$$

rezultând:

$$v_{GS1} - v_{GS2} = 2v_I \tag{3.62}$$

şi:

$$v_{GS1} + v_{GS2} = 2V \tag{3.63}$$

Inlocuind (3.62) şi (3.63) în (3.60), se obţine:

$$v_O = -2KR_1\left(V - V_T\right)v_I \tag{3.64}$$

deci o amplificare de mod diferenţial a circuitului din Figura 3.11a egală cu:

$$A_{dd} = \frac{v_O}{v_I} = -2KR_1\left(V - V_T\right) \tag{3.65}$$

Circuitul se comportă perfect liniar pentru un domeniu extins al tensiunii diferenţiale aplicate la intrare v_I *.*

b. Considerându-se efectul de degradare a mobilităţii purtătorilor, expresia curentului diferenţial de ieşire este:

$$i_O = i_{D2} - i_{D1} = \frac{K}{2}\left(\frac{x_2^2}{1 + mx_2} - \frac{x_1^2}{1 + mx_1}\right) \tag{3.66}$$

S-au utilizat notaţiile $x_1 = v_{GS1} - V_T$ *şi* $x_2 = v_{GS2} - V_T$ *(tensiunile efective grilă-sursă ale celor două tranzistoare MOS din circuitul prezentat în Figura 3.11a). Deoarece* $mx_1 << 1$ *şi* $mx_2 << 1$*, relaţia (3.66) se poate aproxima prin dezvoltare în serie Taylor şi reţinerea primilor doi termeni (*$1/(1+\alpha) \cong 1 - \alpha$ *pentru* $\alpha << 1$*) astfel:*

$$i_O \cong \frac{K}{2}\left[x_2^2\left(1-mx_2\right)-x_1^2\left(1-mx_1\right)\right]=\frac{K}{2}\left(x_2-x_1\right)\left(x_2+x_1\right)-m\frac{K}{2}\left(x_2-x_1\right)\left(x_1^2+x_2^2+x_1x_2\right) \quad (3.67)$$

echivalent cu:

$$i_O \cong \frac{K}{2}\left(x_2-x_1\right)\left(x_2+x_1\right)-m\frac{K}{2}\left(x_2-x_1\right)\frac{3(x_1+x_2)^2+(x_1-x_2)^2}{4} \quad (3.68)$$

Inlocuind x_1 *şi* x_2 *cu expresiile tensiunilor efective grilă-sursă, rezultă:*

$$i_O \cong -2K\left(V-V_T\right)v_I+mKv_I\left[3\left(V-V_T\right)^2+v_I^2\right] \quad (3.69)$$

Grupând termenii după puterile tensiunii de intrare, se obţine:

$$i_O \cong -2Kv_I\left(V-V_T\right)\left(1-3m\frac{V-V_T}{2}\right)+mK\,v_I^3 \quad (3.70)$$

Tensiunea diferenţială de ieşire va avea expresia:

$$v_O=R_1i_O \cong -2KR_1v_I\left(V-V_T\right)\left(1-3m\frac{V-V_T}{2}\right)+mKR_1\,v_I^3 \quad (3.71)$$

Comparând acestă expresie cu relaţia (3.64) determinată neglijând efectul de degradare a mobilităţii purtătorilor, se remarcă o foarte mică modificare a termenului liniar dependent de tensiunea de intrare v_I *şi apariţia unui termen proporţional cu* v_I^3 *care modelează cea mai importantă neliniaritate introdusă în funcţionarea amplificatorului diferenţial de efectul de ordin secundar menţionat. Coeficientul total de distorsiuni al circuitului din Figura 3.11a în condiţiile considerării efectului de degradare a mobilităţii purtătorilor este dat de raportul dintre termenul de ordin III şi termenul liniar dependent de tensiunea de intrare din relaţia (3.71):*

$$THD_1 \cong \frac{mV_I^2}{2(V-V_T)} \quad (3.72)$$

Coeficientul total de distorsiuni este proporţional cu pătratul tensiunii diferenţiale de intrare, deci va avea o creştere importantă pentru valori mari ale acesteia.

c. Evaluarea cantitativă a coeficientului total de distorsiuni al structurii anti-paralel propuse impune o dezvoltare mai exactă în serie Taylor a funcţiei (3.66) prin considerarea suplimentară a termenului de ordin II:

$$\frac{1}{1+\alpha} \cong 1-\alpha+\alpha^2 \quad (3.73)$$

Rezultă:

$$i_O \cong \frac{K}{2}\left[x_2^2\left(1-mx_2+m^2x_2^2\right)-x_1^2\left(1-mx_1+m^2x_1^2\right)\right] \quad (3.74)$$

Trebuie evaluat termenul adiţional care se însumează cu expresia (3.67) a curentului de ieşire, introdus de considerarea suplimentară a termenului pătratic în dezvoltarea (3.73):

$$\Delta i_O = \frac{m^2 K}{2}\left(x_2^4 - x_1^4\right) = \frac{m^2 K}{2}\left(x_2 - x_1\right)\left(x_2 + x_1\right)\left(x_2^2 + x_1^2\right) \qquad (3.75)$$

echivalent cu:

$$\Delta i_O = \frac{m^2 K}{2}\left(x_2 - x_1\right)\left(x_2 + x_1\right)\frac{(x_1 + x_2)^2 + (x_1 - x_2)^2}{2} \qquad (3.76)$$

Inlocuind x_1 *şi* x_2 *cu expresiile tensiunilor efectiv grilă-sursă, rezultă:*

$$\Delta I_0 = -4m^2 K\left(V - V_T\right)v_I\left[\left(V - V_T\right)^2 + v_I^2\right] \qquad (3.77)$$

Considerarea dezvoltării (3.73) va conduce, deci, la următoarea expresie a tensiunii diferenţiale de ieşire:

$$v_O = c_1 v_I + c_3 v_I^3 \qquad (3.78)$$

c_1 *şi* c_3 *fiind coeficienţi constanţi faţă de variaţiile tensiunii de intrare, având expresiile:*

$$c_1 = -2KR_1\left(V - V_T\right)\left(1 - 3m\frac{V - V_T}{2}\right) - 4m^2 KR_1\left(V - V_T\right)^3 \cong -2KR_1\left(V - V_T\right) \qquad (3.79)$$

şi:

$$c_3 = mKR_1 - 4m^2 KR_1\left(V - V_T\right) \qquad (3.80)$$

Datorită imparităţii funcţiei $v_O(v_I)$*, conectarea antiparelel din Figura 3.11b a celor două amplificatoare diferenţiale conduce la obţinerea unei tensiuni de ieşire egale cu diferenţa celor două tensiuni de ieşire individuale:*

$$v_O = \left(c_1^a - c_1^b\right)v_I + \left(c_3^a - c_3^b\right)v_I^3 \qquad (3.81)$$

c_1^a *şi* c_3^a *fiind coeficienţii funcţiei de transfer a amplificatorului diferenţial* $T_1 - T_2$*, iar* c_1^b *şi* c_3^b *- cei ai amplificatorului diferenţial* $T_3 - T_4$*. Rezultă:*

$$v_O = 2KR_1\left(V_b - V_a\right)v_I + 4m^2 KR_1\left(V_b - V_a\right)v_I^3 \qquad (3.82)$$

Noua expresie a coeficientului total de distorsiuni al circuitului va fi:

$$THD_2 = 2m^2 V_I^2 \qquad (3.83)$$

Imbunătăţirea liniarităţii circuitului prin metoda propusă este de cel puţin un ordin de mărime:

$$f = \frac{THD_1}{THD_2} = \frac{1}{4m(V - V_T)} >> 1 \qquad (3.84)$$

Problema 3.12

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 3.12. Să se determine amplificarea v_O / v_I a circuitului. Ce avantaj prezintă această variantă faţă de circuitul din Figura 3.11a?

Rezolvare

Structura circuitului este derivată din cea a amplificatorului diferenţial din Figura 3.11a, diferenţa constând în implementarea celor două surse de tensiune V_1 şi V_2 utilizându-se tensiunile grilă-sursă ale tranzistoarelor T_3 şi T_4:

$$V_1 = V_2 = V_{SG3} = V_{SG4} \cong V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \qquad (3.85)$$

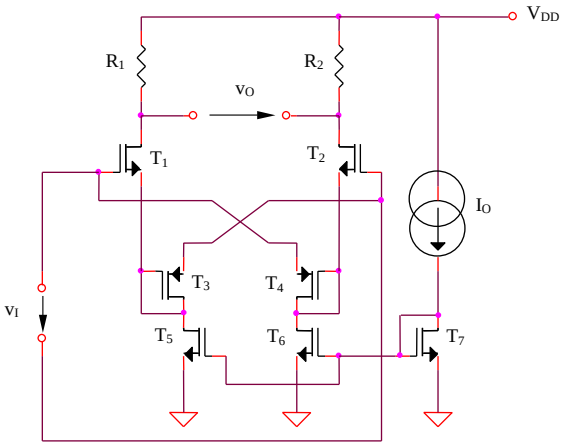

Figura 3.12

Inlocuind expresiile celor două surse de tensiune în relaţia generală (3.65) a amplificării de mod diferenţial se obţine:

$$A_{dd} \cong -2\sqrt{2KI_O}\,R_1 \qquad (3.86)$$

Avantajul major al acestei implementări particulare a celor două surse de tensiune este obţinerea unei amplificări a circuitului independente de tensiunea de prag V_T. Dezavantajul ambelor circuite constă în impedanţa de intrare finită (curenţii de drenă ai tranzistoarelor T_3 şi T_4 vor fi injectaţi/extraşi din sursa de tensiune de intrare). In analiza anterioară s-a presupus că tranzistoarele T_3 şi T_4 funcţionează la un curent de drenă aproximativ egal cu I_O, erorile introduse de acestă aproximare concretizându-se în afectarea liniarităţii întregului amplificator diferenţial.

Problema 3.13

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 3.13. Să se determine amplificarea v_O / v_I a circuitului, considerând $R_1 = R_2$. Ce avantaj prezintă această variantă faţă de circuitul din Figura 3.11a?

Rezolvare

Sursele de tensiune V_1 şi V_2 din Figura 3.11a sunt implementate în Fig. 3.13 utilizând tensiunile grilă-sursă ale tranzistoarelor T_3 şi T_4, polarizate la un curent constant I_O. Tranzistoarele T_1 şi T_2 reprezintă etajul diferenţial de bază, celelalte tranzistoare realizând închiderea curenţilor $I_O + i_{D_1}$, respectiv $I_O + i_{D_2}$ spre sursa pozitivă de alimentare. Funcţionarea tranzistoarelor T_3 şi T_4 din Figura 3.13 la curent constant măreşte precizia de realizare a surselor de tensiune V_1 şi V_2, efectul final fiind creşterea liniarităţii circuitului.

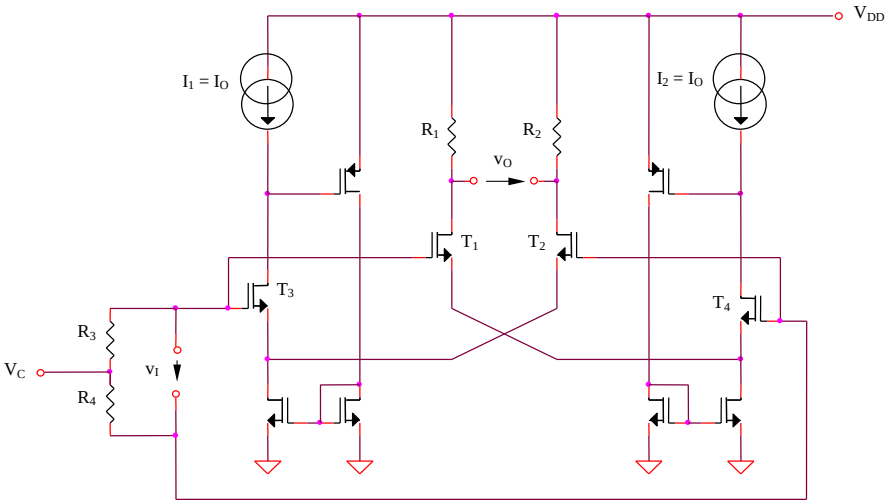

Figura 3.13

Deoarece:

$$V_1 = V_2 = V_{GS3} = V_{GS4} = V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \qquad (3.87)$$

rezultă:

$$A_{dd} = \frac{v_O}{v_I} = -2\sqrt{2KI_O}\,R_1 \qquad (3.88)$$

Problema 3.14

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.14. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine transconductanţa echivalentă a acestuia, $G_m = i_O / v_I = (i_2 - i_1) / v_I$.

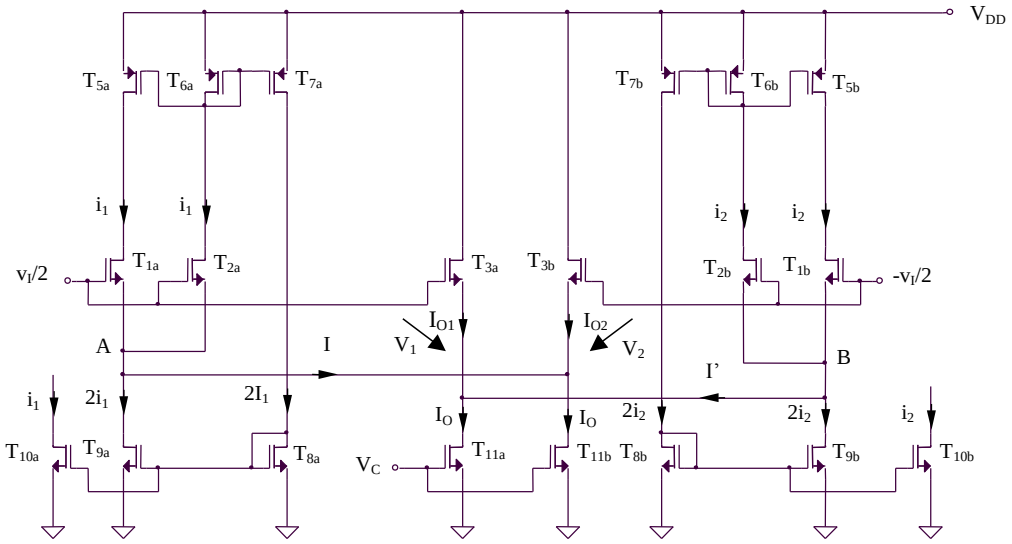

Figura 3.14

Rezolvare

Structura diferenţială din Figura 3.14 este o altă implementare posibilă a circuitului din Figura 3.11a, sursele de tensiune V_1 şi V_2 din acestă figură fiind înlocuite cu două surse de tensiune comandate în curent, mai exact tensiunile grilă-sursă ale tranzistoarelor T_{3a} şi T_{3b}. Avantajul acestei implementări a celor două surse de curent derivă din precizia ridicată obţinută datorită curentului constant de polarizare al acestor două tranzistoare, egal cu I_O (curenţii I şi I' sunt nuli ca o consecinţă a relaţiilor ce pot fi scrise în nodurile A şi B). Curentul de comandă al acestor surse de tensiune este fixat prin intermediul potenţialului V_C. Tranzistoarele T_1 şi T_2 din Figura 3.11a sunt notate în stuctura diferenţială prezentată în Figura 3.14 cu T_{1a} şi T_{1b}, fiecare dintre aceste două tranzistoare formând câte o oglindă de curent cu tranzistoarele T_{2a}, respectiv T_{2b}.

Similar problemei 3.11, relaţia (3.65) se obţine:

$$G_m = -2K(V_1 - V_T) \tag{3.89}$$

tensiunea V_1 fiind egală cu:

$$V_1 = V_{GS3a,b} = V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \tag{3.90}$$

deci:

$$G_m = -2\sqrt{2KI_O} \tag{3.91}$$

Deoarece transconductanţa rezultată din relaţia (3.91) nu depinde de tensiunea de prag V_T*, erorile introduse de efectul de subtrat vor fi anulate în ipoteza controlului în curent al* G_m*, prin intermediul curentului* I_O*. Pentru un control în tensiune al transconductanţei echivalente, aşa cum este prezentat circuitul din Figura 3.14, expresia* G_m *devine:*

$$G_m = -2K(V_C - V_T) \tag{3.92}$$

Dependenţa tensiunii de prag de tensiunea substrat-sursă modelată prin efectul de substrat se concretizează în degradarea liniarităţii circuitului (transconductanţa echivalentă a acestuia nu va mai fi constantă).

Problema 3.15

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.15. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine transconductanţa echivalentă a acestuia. Factorii de aspect ai tranzistoarelor T_{3a}', T_{3a}'', T_{3b}' şi T_{3b}'' sunt de *4* ori mai mari decât ai celorlalte tranzistoare din circuit.

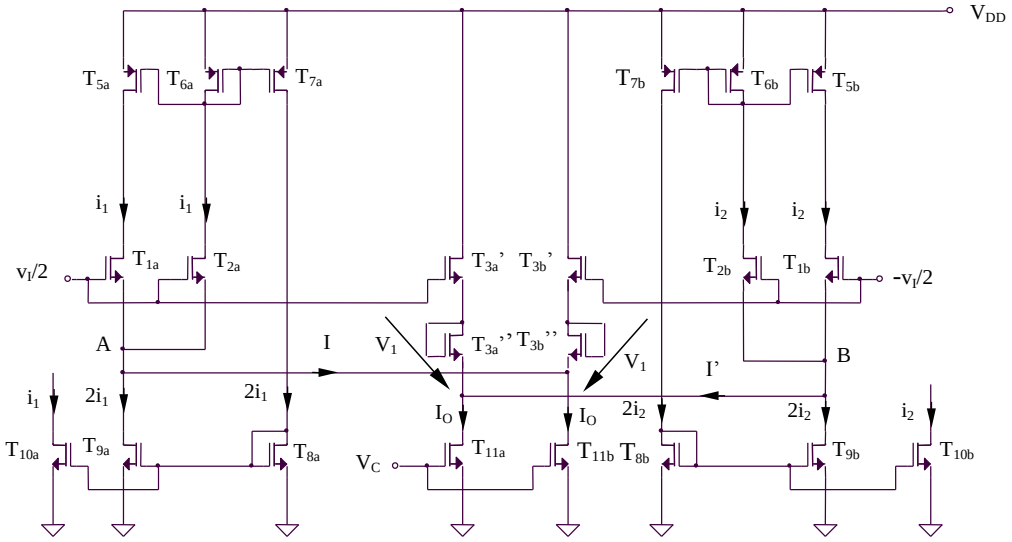

Figura 3.15

Rezolvare

Principiul de funcţionare al structurii din Figura 3.15 este similar principiului de funcţionare a structurii diferenţiale prezentate în Figura 3.14, înlocuirea tranzistoarelor T_{3a} şi T_{3b} din Figura 3.14 cu combinaţiile serie T_{3a}'–T_{3a}'', respectiv T_{3b}'–T_{3b}'' având ca efect anularea degradării liniarităţii circuitului produse de efectul de substrat pentru un control în tensiune al transconductanţei acestuia:

$$G_m = -2K(V_1 - V_T) \tag{3.93}$$

tensiunea V_1 având expresia:

$$V_1 = V_{GS3a}' + V_{GS3a}'' = 2V_T + 2\sqrt{\frac{2I_O}{4K}} \tag{3.94}$$

rezultând:

$$G_m = -2K\left(V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}}\right) \tag{3.95}$$

deci:

$$G_m = -2KV_C \tag{3.96}$$

Pentru valorificarea avantajului circuitului (independenţa de efectul de substrat a transconductanţei echivalente a acestuia), controlul amplificării trebuie să se realizeze în tensiune, prin intermediul potenţialului de control V_C şi nu prin curentul I_O.

Problema 3.16

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.16. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine transconductanţa echivalentă a acestuia.

Rezolvare

Principiul de funcţionare al structurii din Figura 3.16 este similar principiului structurii diferenţiale prezentate în Figura 3.11a, nucleul circuitului fiind reprezentat de tranzistoarele T_1 şi T_2, în timp ce implementarea surselor de tensiune comandate V_1 şi V_2 din Figura 3.11a este realizată utilizând tranzistoarele T_3 şi T_4, polarizate la curentul constant I_O asigurat de tranzistoarele T_5 şi T_6. Deoarece tranzistoarele $T_3 - T_6$ sunt identice şi funcţionează la acelaşi curent de drenă I_O ($I = I' = 0$), rezultă $V_1 = V_2 = V_C$, deci:

$$G_m = -2K(V_C - V_T) \tag{3.97}$$

Dezavantajul major al circuitului este dependenţa liniarităţii acestuia de erorile introduse de efectul de substrat.

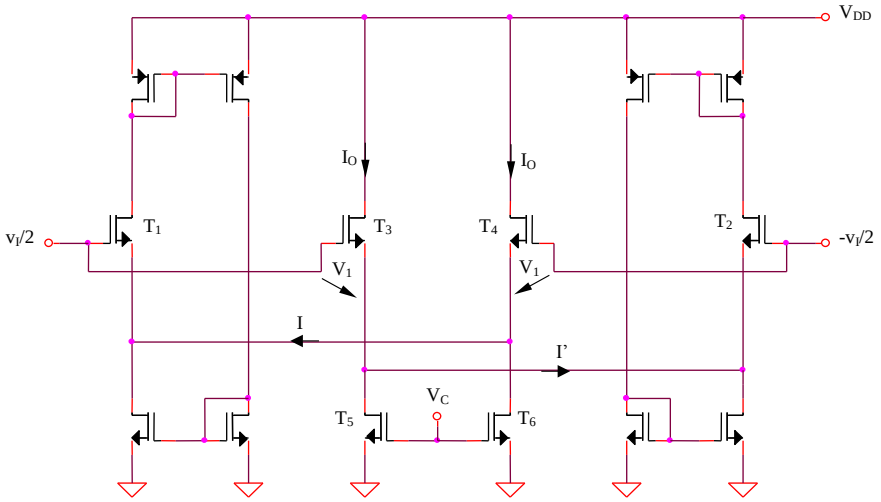

Figura 3.16

Problema 3.17

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.17. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine transconductanţa echivalenta a acestuia.

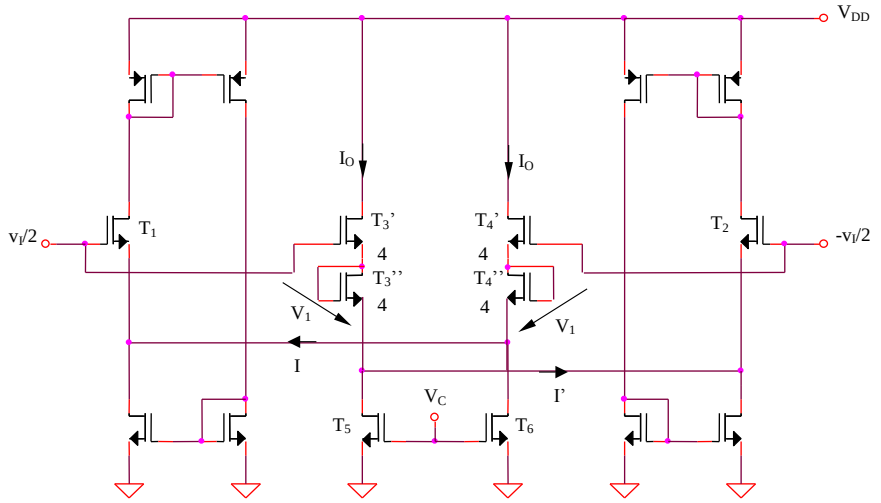

Figura 3.17

Rezolvare

Inlocuirea tranzistoarelor T_3 şi T_4 din Figura 3.16 cu combinaţiile serie $T_3'–T_3''$, respectiv $T_4'–T_4''$ are ca efect anularea degradării liniarităţii circuitului ca o consecinţă a efectului de substrat pentru un control în tensiune al transconductanţei echivalente a acestuia:

$$G_m = -2K(V_1 - V_T) \tag{3.98}$$

tensiunea V_1 având expresia:

$$V_1 = V_{GS3}' + V_{GS3}'' = 2V_T + 2\sqrt{\frac{2I_O}{4K}} \tag{3.99}$$

rezultând:

$$G_m = -2K\left(V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}}\right) \tag{3.100}$$

deci:

$$G_m = -2KV_C \tag{3.101}$$

Problema 3.18

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.18. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine transconductanţa echivalentă a acestuia, $G_m = i_O / v_I = (i_b - i_a)/v_I$.

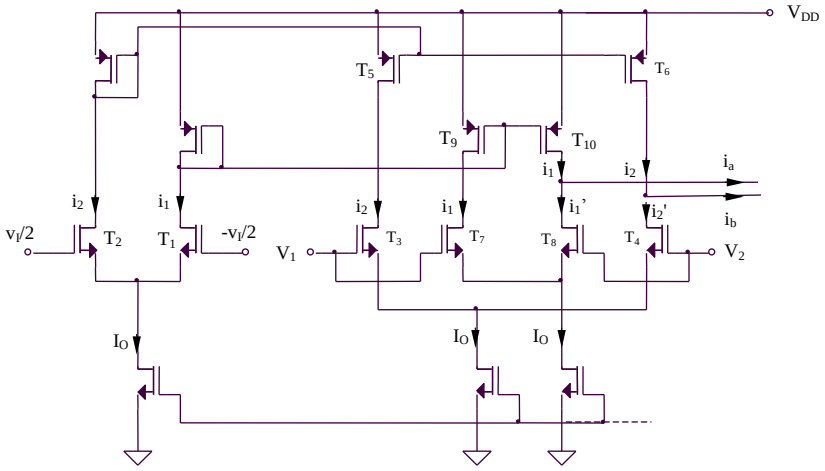

Figura 3.18

Rezolvare

Amplificatorul diferenţial elementar este format din tranzistoarele T_1 şi T_2. Liniarizarea caracteristicii de transfer (3.7) a acestuia se realizează utilizând două circuite de extragere a rădăcinii pătrate ($T_3 - T_6$, respectiv $T_7 - T_{10}$), având o caracteristică complementară celei pătratice specifice funcţionării tranzistorului MOS în saturaţie. Pentru un circuit de acest tip se poate scrie:

$$V_1 - V_2 = v_{GS3} - v_{GS4} = \sqrt{\frac{2}{K}}\left(\sqrt{i_2} - \sqrt{i_2'}\right) \tag{3.102}$$

rezultă:

$$i_2' = i_2 + \frac{K}{2}(V_1 - V_2)^2 - \sqrt{2K}(V_1 - V_2)\sqrt{i_2} \tag{3.103}$$

Curentul de ieşire al circuitului de extragere a rădăcinii pătrate este:

$$i_b = i_2 - i_2' = -\frac{K}{2}(V_1 - V_2)^2 + \sqrt{2K}(V_1 - V_2)\sqrt{i_2} \tag{3.104}$$

Similar:

$$i_a = i_1 - i_1' = -\frac{K}{2}(V_1 - V_2)^2 + \sqrt{2K}(V_1 - V_2)\sqrt{i_1} \tag{3.105}$$

Tinând cont de relaţia:

$$i_O = i_b - i_a \tag{3.106}$$

se obţine:

$$i_O = \sqrt{2K}(V_1 - V_2)\left(\sqrt{i_2} - \sqrt{i_1}\right) \tag{3.107}$$

Datorită funcţionării în saturaţie a tranzistoarelor MOS, tensiunea de intrare diferenţială a etajului $T_1 - T_2$ depinde de diferenţa rădăcinilor pătrate ale curenţilor de drenă, I_1 şi I_2:

$$v_I = v_{GS2} - v_{GS1} = \sqrt{\frac{2}{K}}\left(\sqrt{i_2} - \sqrt{i_1}\right) \tag{3.108}$$

Din relaţiile anterioare rezultă:

$$i_O = K(V_1 - V_2)v_I \tag{3.109}$$

deci o transconductanţă echivalentă a amplificatorului $G_m = K(V_1 - V_2)$.

Problema 3.19

Se consideră structura diferenţială din Figura 3.19a, realizată prin conectarea în paralel a două etaje diferenţiale complementare, unul realizat cu tranzistoare NMOS ($T_1 - T_4$), celălalt cu tranzistoare PMOS ($T_5 - T_8$). Se consideră $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ şi $R_6 = R_7$. Rolul acestei conexiuni este extinderea domeniului tensiunii de mod comun de intrare, necesară în special pentru aplicaţii de joasă tensiune. Blocurile *DIFF1* şi *DIFF2* furnizează tensiunile de ieşire diferenţiale ale celor două amplificatoare complementare (NMOS, respectiv PMOS). Insumarea celor două tensiuni de ieşire (realizată cu blocul *SUM*) este echivalentă cu obţinerea unei transconductanţe totale a amplificatorului diferenţial din Figura 3.19a egală cu suma celor două transconductanţe individuale, $G_m^T = G_m^{NMOS} + G_m^{PMOS}$.

a. Să se determine domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al structurii diferenţiale paralel prezentate

b. Ce condiţie trebuie impusă pentru ca domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare să includă intervalul $[0, V_{CC}]$?

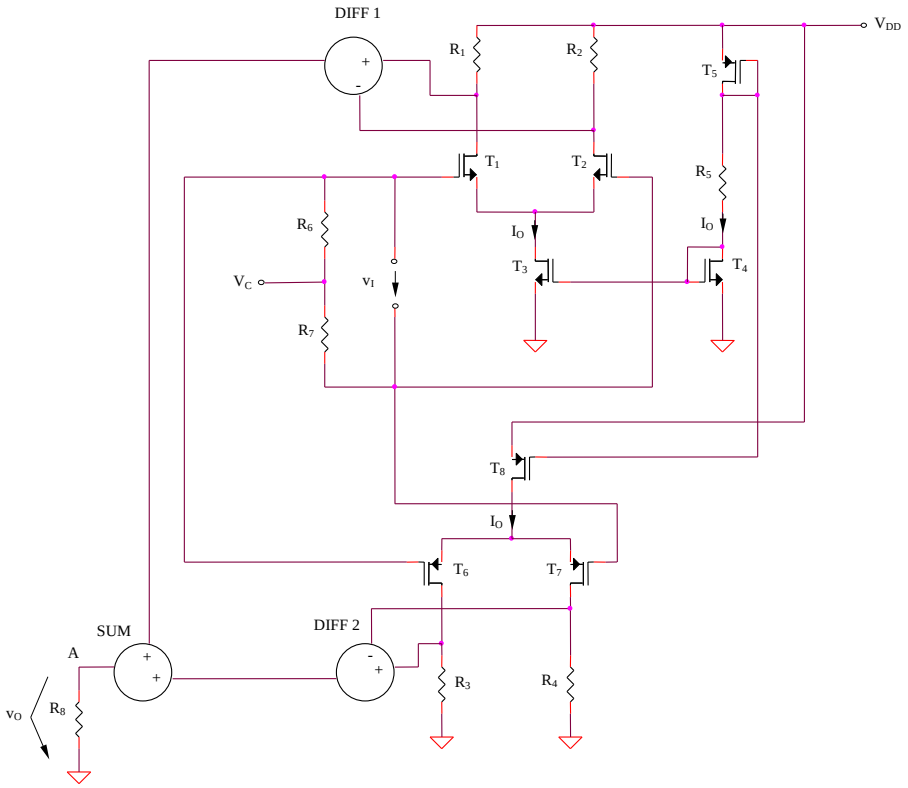

Figura 3.19a

Rezolvare

a. Domeniul de mod comun de intrare pentru amplificatorul diferenţial NMOS $T_1 - T_4$ *este cuprins între următoarele limite:*

$$v_{IC\max}^{NMOS} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} - v_{DS1sat} + v_{GS1} = V_{DD} - \frac{I_O R_1}{2} + V_T \qquad (3.110)$$

şi:

$$v_{IC\min}^{NMOS} = v_{GS1} + v_{DS3sat} = v_{GS1} + v_{GS3} - V_T = V_T + \left(\sqrt{2}+1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}} \qquad (3.111)$$

iar domeniul de mod comun de intrare pentru amplificatorul diferenţial PMOS $T_5 - T_8$ *este limitat superior şi inferior de următoarele valori:*

$$v_{IC\max}^{PMOS} = V_{DD} - v_{SG6} - v_{SD8sat} = V_{CC} - v_{SG6} - v_{SG8} + V_T = V_{DD} - V_T - \left(\sqrt{2}+1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}} \qquad (3.112)$$

şi:

$$v_{IC\min}^{PMOS} = \frac{I_O R_3}{2} + v_{SD6sat} - v_{SG6} = \frac{I_O R_3}{2} - V_T \qquad (3.113)$$

Domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al structurii paralel din Figura 3.19a este determinat prin reuniunea celor două domenii individuale, caracterizate de inecuaţiile (3.110) – (3.113) (Figura 3.19b).

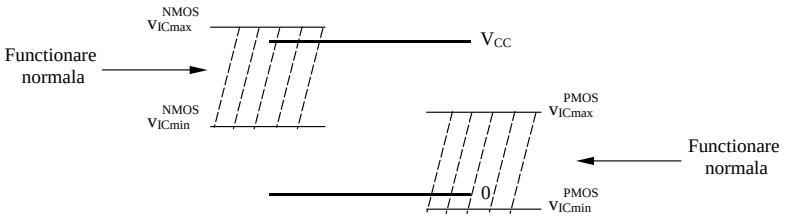

Figura 3.19b

b. Condiţia ca domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare să includă intervalul $[0, V_{CC}]$ *implică următoarele inegalităţi:*

$$v_{IC\max}^{NMOS} > V_{DD} \qquad (3.114)$$

$$v_{IC\max}^{PMOS} > v_{IC\min}^{NMOS} \qquad (3.115)$$

$$v_{IC\min}^{PMOS} < 0 \qquad (3.116)$$

echivalente cu:

$$I_O R_1 < 2V_T \qquad (3.117)$$

şi:

$$V_{DD} > 2\left[V_T + \left(\sqrt{2}+1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}}\right] \qquad (3.118)$$

Domeniile de mod comun de intrare ale celor două amplificatoare diferenţiale sunt aproximativ complementare, existând, însă, un interval al tensiunii de intrare (corespunzând unor valori medii ale acesteia) pentru care cele două domenii se suprapun.

- *Domeniul I:* $v_{IC\min}^{PMOS} < v_{IC} < v_{IC\min}^{NMOS}$
- *Domeniul al II-lea:* $v_{IC\min}^{NMOS} < v_{IC} < v_{IC\max}^{PMOS}$
- *Domeniul al III-lea:* $v_{IC\max}^{PMOS} < v_{IC} < v_{IC\max}^{NMOS}$

Presupunând $G_m^{NMOS} = G_m^{PMOS} = G_m$, *dependenţa transconductanţei totale* G_m^T *a circuitului de tensiunea de mod comun de intrare este prezentată în tabelul următor:*

Tabelul 3.3

Domeniu V_{IC}	*I*	*II*	*III*
AD NMOS	*0*	G_m	G_m
AD PMOS	G_m	G_m	*0*
AD paralel	G_m	$2G_m$	G_m

S-a presupus o tranziţie bruscă între funcţionare normală şi blocare pentru fiecare amplificator diferenţial ca funcţie de tensiunea de mod comun de intrare.

Dezavantajul acestei structuri paralel de două amplificatoare diferenţiale complementare este faptul că pentru tensiuni medii de mod comun de intrare ($v_{IC\min}^{NMOS} < v_{IC} < v_{IC\max}^{PMOS}$), *transconductanţa echivalentă este egală cu dublul transconductanţei fiecărui etaj diferenţial individual, deci amplificarea de mod diferenţial nu va fi constantă pentru domeniul maxim de mod comun al tensiunii de intrare.*

Problema 3.20

Se consideră circuitul din Figura 3.19a, realizat prin conectarea în paralel a două etaje diferenţiale complementare, unul realizat cu tranzistoare NMOS, celălalt cu tranzistoare PMOS. Elementele circuitului sunt: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = 10k\Omega$, $R_8 = 1M\Omega$, V_{DD}, v_I şi V_C surse de tensiune continuă de valori $3V$, $1mV$, respectiv $1{,}5V$.

a. Să se verifice funcţionarea la semnal mare a amplificatoarelor diferenţiale NMOS şi PMOS, considerându-se un domeniu de variaţie a tensiunii diferenţiale de intrare cuprins între $0{,}4V$ şi $0{,}4V$

b. Să se evalueze cantitativ domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferenţial $T_1 - T_2$

c. Să se evalueze cantitativ domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferenţial $T_6 - T_7$

d. Să se evalueze cantitativ domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al structurii obţinute prin conectarea în paralel a amplificatoarelor diferenţiale $T_1 - T_2$ şi $T_6 - T_7$

Rezolvare

a. Deoarece tranzistoarele T_4 şi T_5 sunt identice, se poate scrie următoarea ecuaţie pentru determinarea valorii curentului de polarizare a amplificatoarelor diferenţiale, I_O:

$$V_{DD} = 2V_{GS} + \frac{KR_5}{2}\left(V_{GS} - V_T\right)^2 \qquad (3.119)$$

echivalentă cu:

$$60V_{GS}^2 - 118V_{GS} + 57 = 0 \qquad (3.120)$$

rezultând $V_{GS} = 1{,}1135V$ şi, deci, $I_O = 77{,}3\mu A$, valoare foarte apropiată de cea obţinută prin simulare, $I_O = 73{,}3\mu A$.

Simularea caracteristicii de transfer a amplificatorului diferenţial $T_1 - T_2$ pentru un domeniu de variaţie a tensiunii diferenţiale de intrare cuprins între $0{,}4V$ şi $0{,}4V$ este prezentată în Figura 3.20a. Amplificarea de mod diferenţial a circuitului este $A_{dd} = -g_m R_1 = -\sqrt{KI_O}R_1 = -9{,}38$, valoarea simulată a acesteia fiind $-9{,}71$.

Caracteristica de transfer este similară pentru amplificatorul diferenţial $T_6 - T_7$.

b. Conform relaţiilor (3.110) şi (3.111), domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferenţial NMOS $T_1 - T_2$ va fi cuprins între $1{,}1934V$ şi $3{,}6135V$.

Simularea prezentată în Figura 3.20b a caracteristicii de transfer a acestui amplificator pentru 3 valori ale tensiunii de mod comun de intrare, $V_C = 3{,}2V$, $V_C = 3{,}3V$ şi $V_C = 3{,}4V$ pune în evidenţă o tensiune maximă de mod comun de intrare de aproximativ $3{,}3V$.

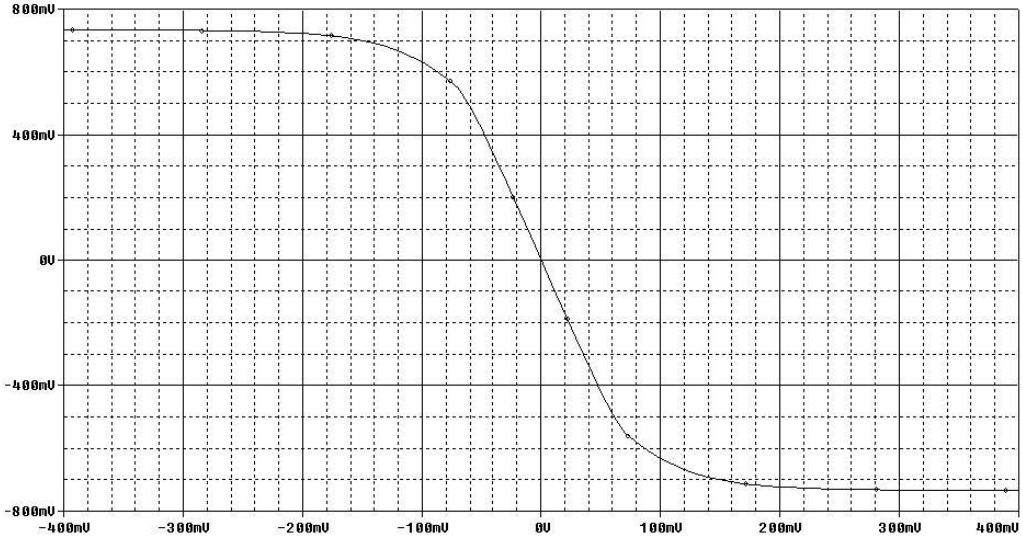

Figura 3.20a

In mod similar, simularea prezentată în Figura 3.20c a caracteristicii de transfer a amplificatorului NMOS pentru 2 valori ale tensiunii de mod comun de intrare, $V_C = 1{,}1V$ *şi* $V_C = 1{,}2V$ *pune în evidenţă o tensiune minimă de mod comun de intrare de aproximativ* $1{,}2V$ *.*

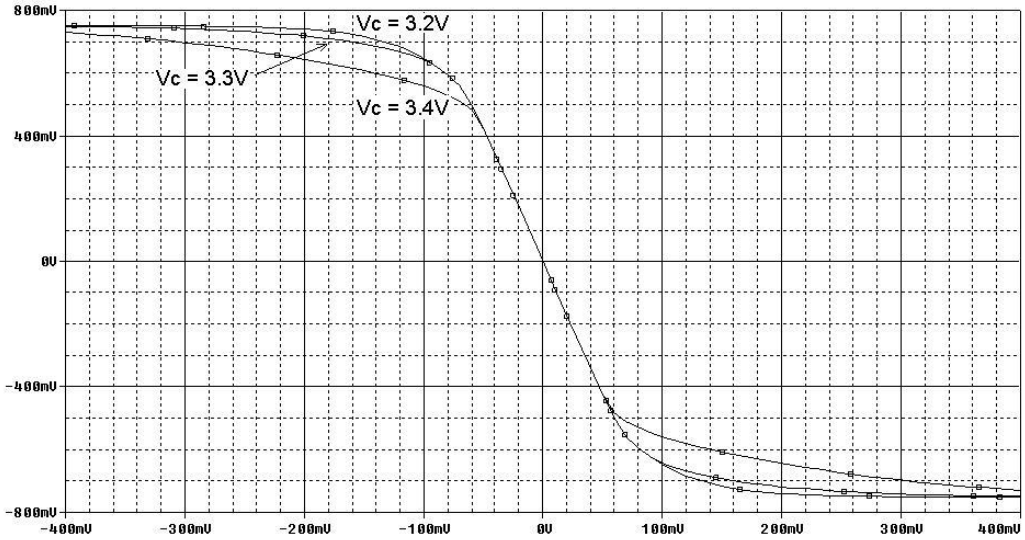

Figura 3.20b

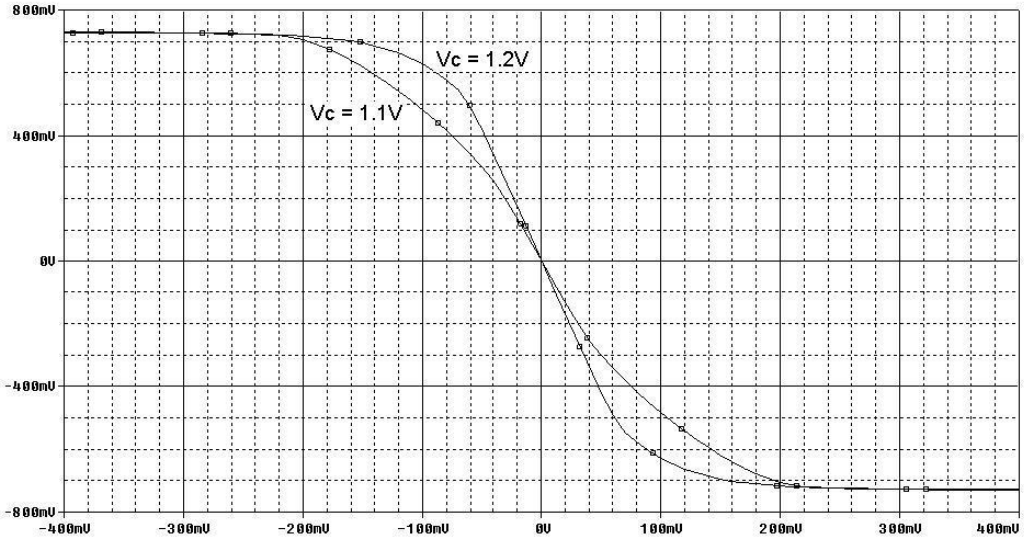

Figura 3.20c

c. Conform relaţiilor (3.112) şi (3.113), domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferenţial PMOS $T_6 - T_7$ *va fi cuprins între* $-0{,}6135V$ *şi* $1{,}807V$ *.*
Simularea prezentată în Figura 3.20d a caracteristicii de transfer a acestui amplificator pentru 3 valori ale tensiunii de mod comun de intrare, $V_C = -0{,}5V$ *,* $V_C = -0{,}4V$ *şi* $V_C = -0{,}3V$ *pune în evidenţă o tensiune minimă de mod comun de intrare de aproximativ* $-0{,}4V$ *.*

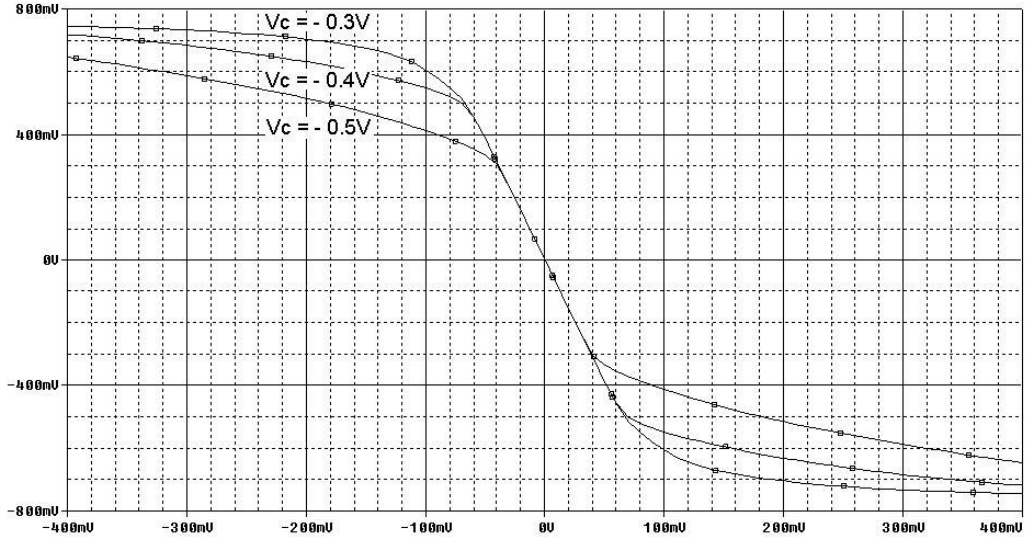

Figura 3.20d

Simularea prezentată în Figura 3.20e a caracteristicii de transfer a acestui amplificator pentru 2 *valori ale tensiunii de mod comun de intrare,* $V_C = 1{,}8V$ *şi* $V_C = 1{,}9V$ *pune în evidenţă o tensiune minimă de mod comun de intrare de aproximativ* $1{,}8V$ *.*

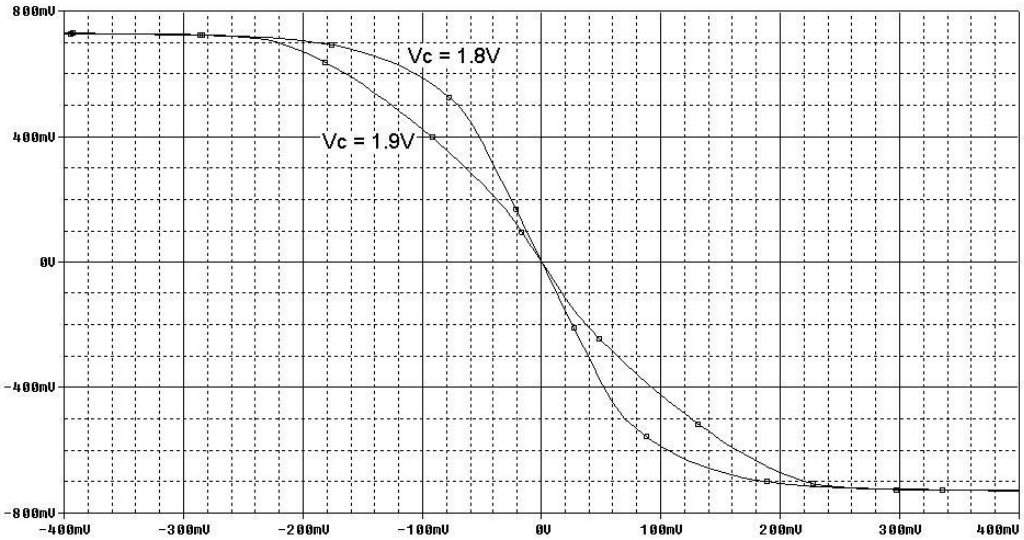

Figura 3.20e

d. In urma celor 4 *simulări anterioare s-au determinat următoarele domenii ale tensiunii de mod comun de intrare:* $-0{,}4V < v_{IC} < 1{,}8V$ *, pentru amplificatorul PMOS şi* $1{,}2V < v_{IC} < 3{,}3V$ *pentru amplificatorul NMOS. Conectarea în paralel a celor două amplificatoare va conduce la obţinerea unui domeniu extins al tensiunii de mod comun de intrare al structurii,* $-0{,}4V < v_{IC} < 3{,}3V$ *, cu dezavantajul obţinerii unei transconductanţe duble pentru intervalul în care ambele amplificatoare diferenţiale sunt active,* $1{,}2V < v_{IC} < 1{,}8V$ *. Amplificarea de mod diferenţial a structurii paralel nu va fi constantă pentru tot domeniul extins de variaţie a tensiunii de mod comun de intrare, ci va avea o valoare* A_{dd} *pentru extremităţile intervalului,* $-0{,}4V < v_{IC} < 1{,}2V$ *şi* $1{,}8V < v_{IC} < 3{,}3V$ *şi o valoare* $2A_{dd}$ *pentru zona centrală a intervalului,* $1{,}2V < v_{IC} < 1{,}8V$ *. Acest lucru este ilustrat în Figura 3.20f, simularea caracteristicii de transfer a structurii paralel realizându-se pentru* 5 *valori ale tensiunii de mod comun de intrare:*

- 2 *valori aflate în extremităţile intervalului extins (*$V_C = 0{,}5V$ *şi* $V_C = 2{,}5V$ *), caracteristicile fiind aproximativ identice deoarece pentru fiecare caz este active un singur amplificator diferenţal;*
- 2 *aflate cu puţin în afara domeniului extins (*$V_C = -0{,}5V$ *şi* $V_C = 3{,}5V$ *), remarcându-se o uşoară scădere în raport cu situaţia anterioară a amplificării de mod diferenţial echivalente a structurii ca o consecinţă a ieşirii din saturaţie a unor tranzistoare din circuit;*

- *o valoare aflată în zona centrală a intervalului ($V_C = 1{,}5V$), amplificarea de mod diferenţial echivalentă având o valoare dublă în comparaţie cu primul caz, deoarece ambele amplificatoare diferenţiale sunt active, transconductanţa echivalentă fiind suma celor două transconductanţe individuale.*

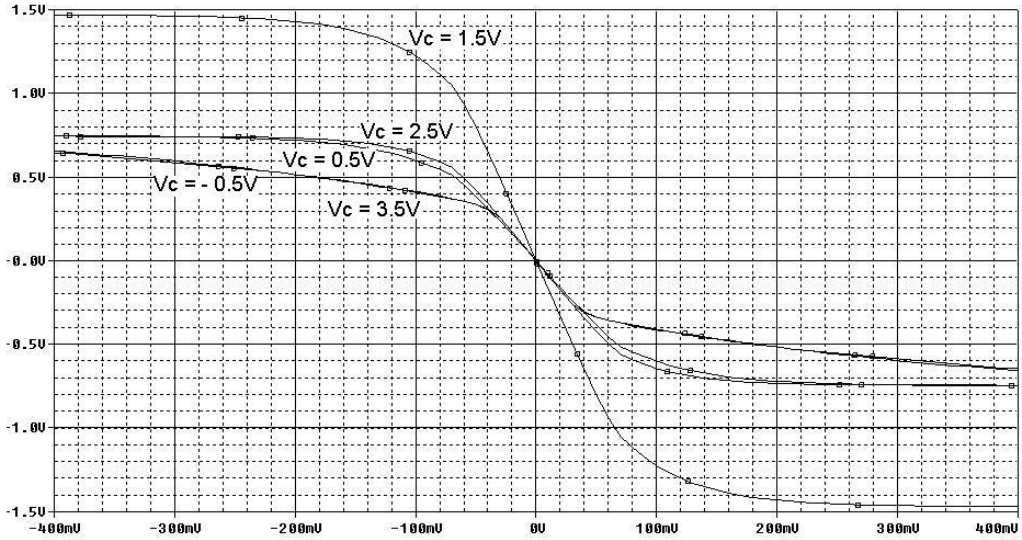

Figura 3.20f

Problema 3.21

Să se repete problema anterioară pentru circuitul din Figura 3.21a. Diferenţa între cele două circuite sunt inserarea blocului de calcul al maximului a doi curenţi (Figura 3.21b) şi transformarea structurii diferenţiale cu sarcină pasivă în etaj diferenţial cu sarcină activă. Ce avantaj prezintă circuitul modificat faţă de circuitul din problema anterioară?

Rezolvare

Pentru $i_{O1} > i_{O2}$, se pot scrie următoarele relaţii:

$$i_{D3} = i_{D4} = i_{D5} = i_{O2} \tag{3.121}$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{O1} - i_{D3} = i_{O1} - i_{O2} \tag{3.122}$$

$$i_O = i_{D1} + i_{D5} = (i_{O1} - i_{O2}) + i_{O2} = i_{O1} \tag{3.123}$$

iar pentru $i_{O1} < i_{O2}$:

$$i_{D4} = i_{D5} = i_{O2} \tag{3.124}$$

$$i_{D3} = i_{O1};\ i_{D1} = i_{D2} = 0 \tag{3.125}$$

$$i_O = i_{D1} + i_{D5} = i_{O2} \tag{3.126}$$

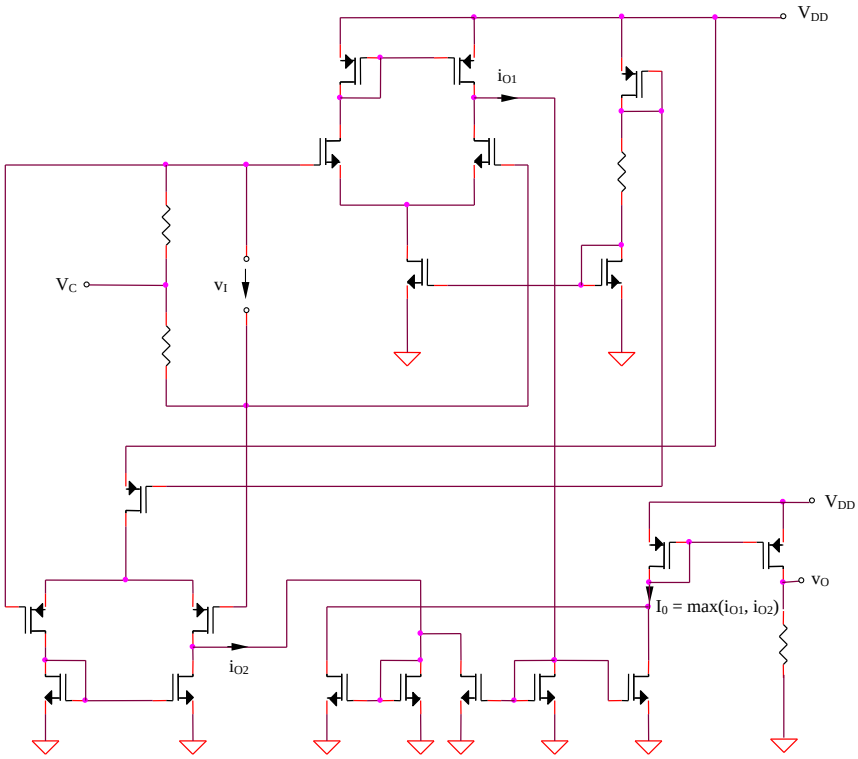

Figura 3.21a

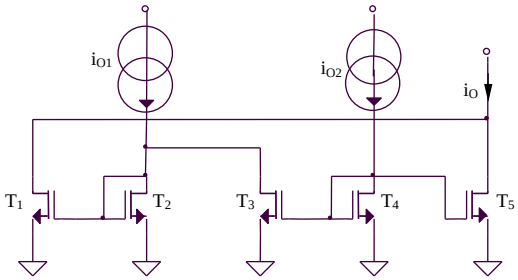

Figura 3.21b

Pentru domeniul tensiunilor medii de mod comun de intrare $v_{IC\min}^{NMOS} < v_{IC} < v_{IC\max}^{PMOS}$, *circuitul de maxim din Figura 3.21b va selecta transconductanţa cu valoarea cea mai mare dintre* G_m^{PMOS} *şi* G_m^{PMOS}, *deci transconductanţa totală a circuitului paralel modificat din Figura 3.21a va fi aproximativ constantă, independentă de tensiunea de mod comun de intrare.*

- *Domeniul I:* $v_{IC\min}^{PMOS} < v_{IC} < v_{IC\min}^{NMOS}$
- *Domeniul al II-lea:* $v_{IC\min}^{NMOS} < v_{IC} < v_{IC\max}^{PMOS}$
- *Domeniul al III-lea:* $v_{IC\max}^{PMOS} < v_{IC} < v_{IC\max}^{NMOS}$

Tabelul 3.4

Domeniu V_{IC}	*I*	*II*	*III*
AD NMOS	*0*	G_m	G_m
AD PMOS	G_m	G_m	*0*
AD paralel modificat	G_m	G_m	G_m

Problema 3.22

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.22. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine transconductanţa şi domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare.

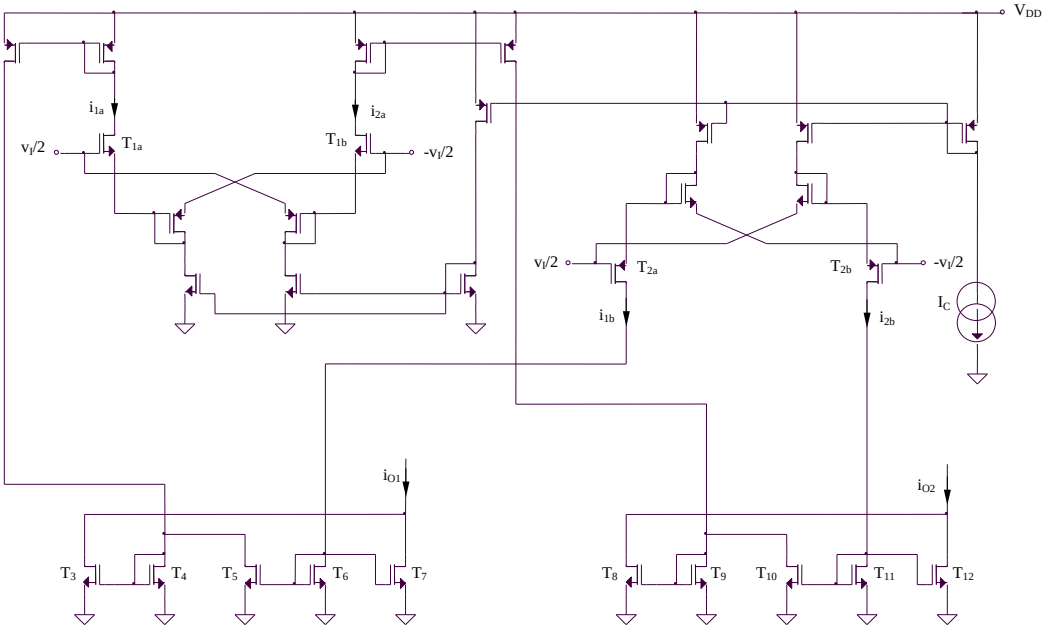

Figura 3.22

Rezolvare

Circuitul din Figura 3.22 prezintă avantajul unei transconductanţe echivalente constante pentru un domeniu extins al tensiunii de intrare de mod comun. Extinderea domeniului maxim de mod comun al tensiunii de intrare se realizează prin utilizarea a două amplificatoare diferenţiale complementare ($T_{1a} - T_{1b}$, respectiv $T_{2a} - T_{2b}$), în timp ce păstrarea unei transconductanţe constante este posibilă prin implementarea a două circuite de maxim ($T_3 - T_7$ şi $T_8 - T_{12}$). Transconductanţa întregului circuit este derivată din relaţia (3.86):

$$G_m = -2\sqrt{2KI_C} \qquad (3.127)$$

Problema 3.23

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.23. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se evalueze domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun.

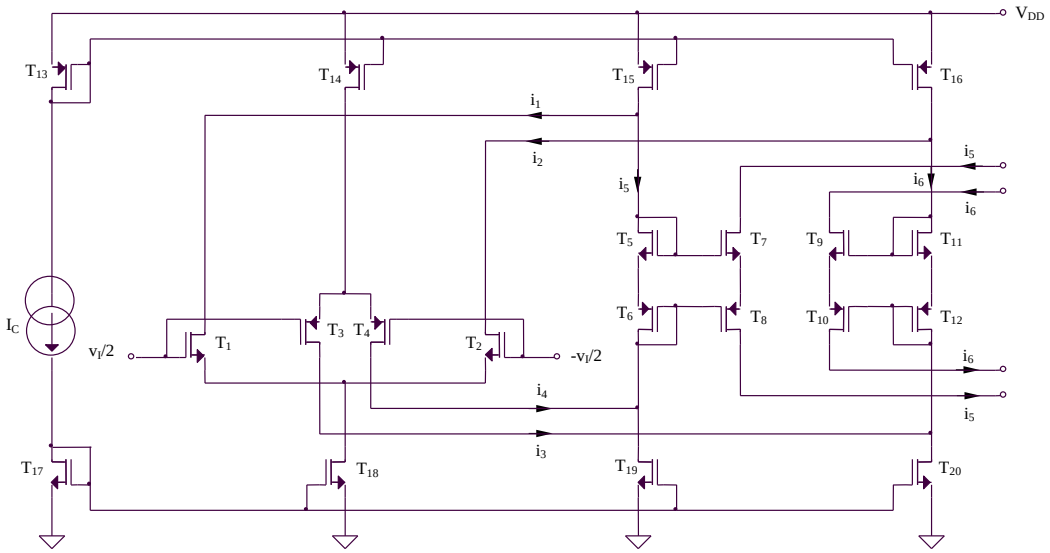

Figura 3.23

Rezolvare

Pentru obţinerea unei transconductanţe constante a amplificatorului diferenţial, circuitul din Figura 3.23 este format din două perechi diferenţiale complementare, T_1-T_2, respectiv T_3-T_4, precum şi din două oglinzi de curent flotante, T_5 - T_8 şi T_9 - T_{12}. Datorită conexiunii serie a celor două surse de curent, i_5 şi i_6 vor avea valoarea egală cu minimul dintre cei doi curenţi de ieşire ai celor două surse de curent:

$$i_5 = \min(I_C - i_1, I_C - i_4) \qquad (3.128)$$

$$i_6 = \min(I_C - i_2, I_C - i_3) \qquad (3.129)$$

Considerând curentul de ieşire egal cu diferenţa celor doi curenţi $i_O = i_6 - i_5$ *, există trei cazuri posibile:*

- *Tensiune de mod comun redusă; rezultă* $i_3 > i_2$ *şi* $i_4 > i_1$*, deci* $i_O = i_4 - i_3 = G_m^{PMOS} v_I$ *;*
- *Tensiune de mod comun mare; rezultă* $i_3 < i_2$ *şi* $i_4 < i_1$*, deci* $i_O = i_1 - i_2 = G_m^{NMOS} v_I$ *;*
- *Tensiune de mod comun medie; rezultă* $i_3 = i_2$ *şi* $i_4 = i_1$*, deci* $i_O = i_1 - i_2 = i_4 - i_3 = G_m^{NMOS} v_I = G_m^{PMOS} v_I$ *.*

In concluzie, pentru orice valoare a tensiunii de mod comun de intrare, transconductanţa amplificatorului diferenţial din Figura 3.23 este aproximativ constantă, în ipoteza unor transconductanţe egale ale celor două amplificatoare diferenţiale complementare.

Problema 3.24

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.24. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se evalueze domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun.

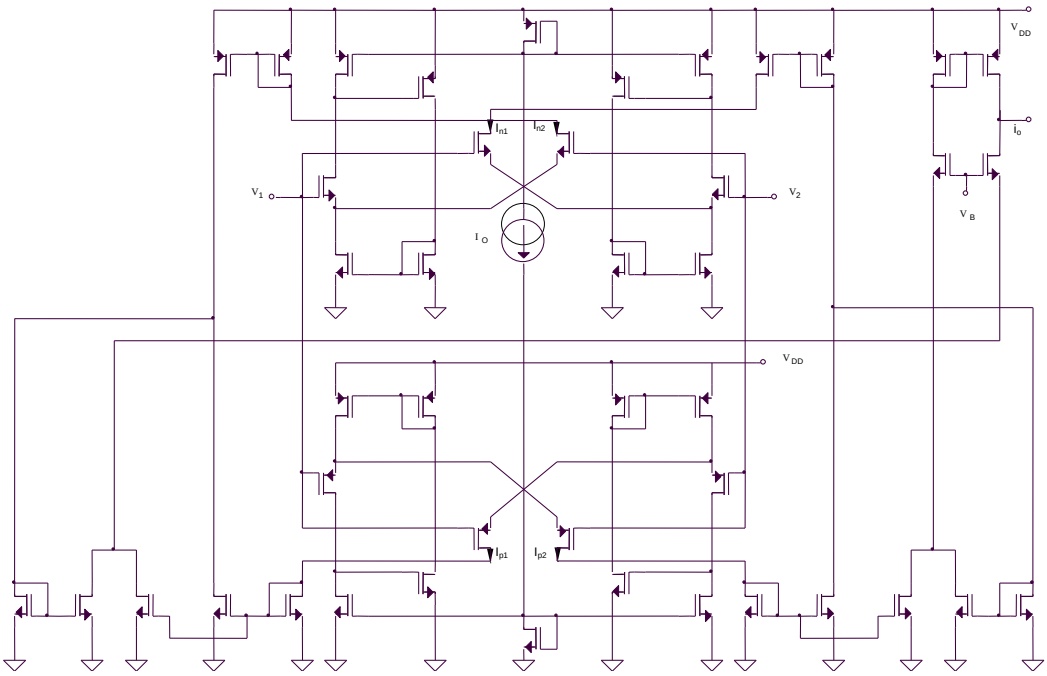

Figura 3.24

Rezolvare

Amplificatorul diferenţial din Figura 3.24 este realizat prin conectarea în paralel a două amplificatoare diferenţiale complementare de tipul celui prezentat în Figura 3.13, obţinerea unei transconductanţe constante a structurii fiind realizată prin selectarea maximului dintre cele două transconductanţe utilizând două circuite de maxim. Va rezulta:

$$G_m^T = G_m^{NMOS} = G_m^{PMOS} = -2\sqrt{2KI_O} \qquad (3.130)$$

Problema 3.25

Se consideră amplificatorul dublu diferenţial având simbolul din Figura 3.25a. Să se propună schema bloc a unei implementări posibile pentru acest tip de structură diferenţială. Dependenţa tensiunii de ieşire de cele 4 potenţiale de intrare este:

$$v_O = a\left[(v_1 - v_2) - (v_3 - v_4)\right] \qquad (3.131)$$

a reprezentând amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului dublu diferenţial.

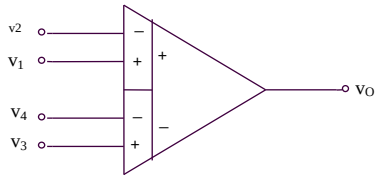

Figura 3.25a

Rezolvare

O posibilă realizare a structurii diferenţiale din Figura 3.25a utilizează două amplificatoare diferenţiale identice, având impedanţă de intrare mare, schema bloc a structurii propuse fiind prezentată în Figura 3.25b.

Expresia tensiunii de ieşire este:

$$v_O = i_O R = (i_{O1} - i_{O2})R = \left[G_{m_{12}}(v_1 - v_2) - G_{m34}(v_3 - v_4)\right]R \qquad (3.132)$$

Comparând relaţiile (3.131) şi (3.132) rezultă următoarea expresie a amplificării echivalente a circuitului:

$$a = G_{m12}R = G_{m34}R \qquad (3.133)$$

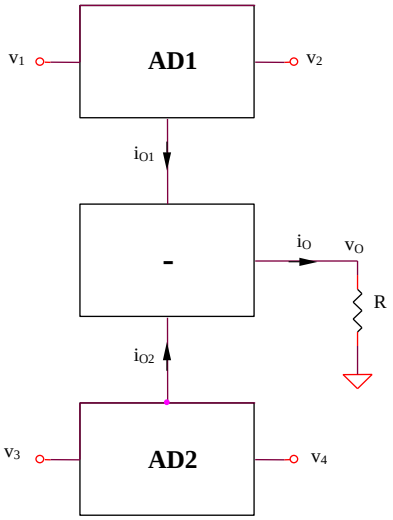

Figura 3.25b

Problema 3.26

Se consideră structura de amplificator diferenţial din Figura 3.26. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se evalueze domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare.

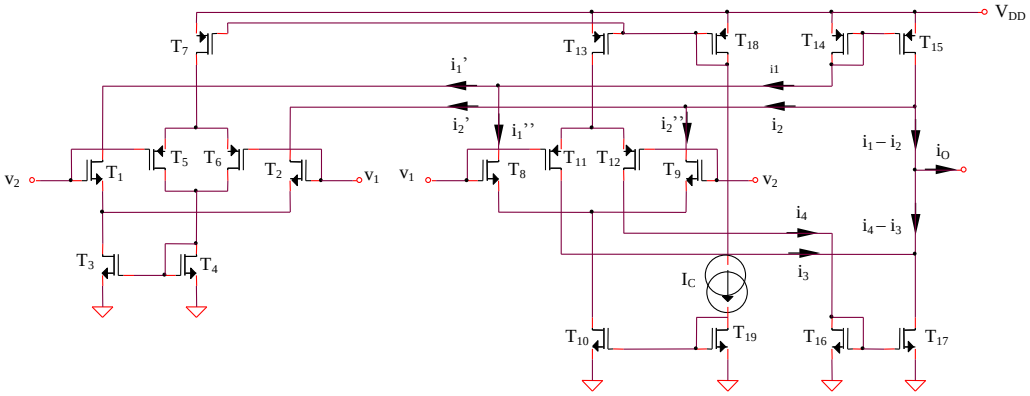

Figura 3.26

Rezolvare

Uzual, pentru lărgirea domeniului de mod comun al tensiunii de intrare a unui amplificator diferenţial se utilizează o structură complementară de tranzistoare MOS, transconductanţa totală fiind suma celor două transconductanţe ale perechilor complementare, în condiţiile în care fiecare dintre acestea este o funcţie pozitivă de tensiunea diferenţială de intrare. O alternativă de etaj

diferenţial cu domeniu extins al tensiunii de mod comun de intrare este prezentată în Figura 3.26. Transconductanţa totală a circuitului este suma dintre o transconductanţă pozitivă (etajul format din tranzistoarele T_8 - T_{13}) şi una negativă (T_1 - T_7). Curentul de ieşire al amplificatorului diferenţial are expresia:

$$i_O = (i_1 - i_2) + (i_3 - i_4) = (i_1' - i_2') + (i_1'' - i_2'') + (i_3 - i_4) \qquad (3.134)$$

$$i_O = -G_m^{NMOS}(T_1, T_2) + G_m^{NMOS}(T_8, T_9) + G_m^{PMOS}(T_{11}, T_{12}) \qquad (3.135)$$

Funcţionarea circuitului din Figura 3.26 fiind dependentă de tensiunea de mod comun de intrare, vor fi analizate în continuare cele 5 situaţii posibile din acest punct de vedere.

- $v_{IC} = 0$

T_5, T_6 *sunt în conducţie, dar* T_3 *este blocat, deci etajul diferenţial* $T_1 - T_2$ *va prezenta o transconductanţă nulă, neavând curent de polarizare;*

T_{10} *este blocat, deci etajul diferenţial* $T_8 - T_9$ *nu va avea curent de polarizare, rezultând* $G_m^{NMOS}(T_8 - T_9) = 0$ *;*

Etajul diferenţial $T_{11} - T_{12}$ *este polarizat la curentul* I_C*, deci va avea transconductanţa* $G_m^{PMOS}(T_{11} - T_{12}) = G_m^{PMOS}(I_C)$ *;*

- v_{IC} *aproximativ 0*

T_5, T_6 *sunt în saturaţie, dar* T_3 *este în zona liniară a caracteristicii, deci etajul diferenţial* $T_1 - T_2$ *va fi polarizat la un curent* $I_n < I_C$*, fixat de* T_3*, rezultând o transconductanţă* $G_m^{NMOS}(T_1 - T_2) = G_m^{NMOS}(I_n)$ *;*

T_{10} *funcţionează în zona liniară, impunând un curent de polarizare* $I_n < I_C$ *etajului diferenţial* $T_8 - T_9$*, deci* $G_m^{NMOS}(T_8 - T_9) = G_m^{NMOS}(I_n)$ *;*

Etajul diferenţial $T_{11} - T_{12}$ *este polarizat la curentul* I_C*, deci va avea transconductanţa* $G_m^{PMOS}(T_{11} - T_{12}) = G_m^{PMOS}(I_C)$ *;*

- v_{IC} *medie*

T_5, T_6 *şi* T_3 *sunt în saturaţie, deci etajul diferenţial* $T_1 - T_2$ *va fi polarizat la un curent* I_C*, rezultând o transconductanţă* $G_m^{NMOS}(T_1 - T_2) = G_m^{NMOS}(I_C)$ *;*

T_{10} *funcţionează în saturaţie, impunând un curent de polarizare* I_C *etajului diferenţial* $T_8 - T_9$*, deci* $G_m^{NMOS}(T_8 - T_9) = G_m^{NMOS}(I_C)$*;*

Etajul diferenţial $T_{11} - T_{12}$ *este polarizat la curentul* I_C*, deci va avea transconductanţa* $G_m^{PMOS}(T_{11} - T_{12}) = G_m^{PMOS}(I_C)$*;*

- v_{IC} *aproximativ* V_{DD}

T_3 *este în saturaţie, dar* T_5 *şi* T_6 *sunt în zona liniară a caracteristicii. Etajul diferenţial* $T_1 - T_2$ *va fi polarizat, deci, la un curent* I_p*, rezultând o transconductanţă* $G_m^{NMOS}(T_1 - T_2) = G_m^{NMOS}(I_p)$ *;*

T_{10} funcţionează în saturaţie, impunând un curent de polarizare I_C etajului diferenţial $T_8 - T_9$. Rezultă $G_m^{NMOS}(T_8 - T_9) = G_m^{NMOS}(I_C)$;

T_{13} funcţionează în zona liniară, impunând un curent de polarizare I_p etajului diferenţial $T_{11} - T_{12}$ care va avea, deci, o transconductanţă $G_m^{PMOS}(T_{11} - T_{12}) = G_m^{PMOS}(I_p)$;

- $v_{IC} = V_{CC}$

T_3 este în saturaţie, dar T_5 şi T_6 sunt blocate. Etajul diferenţial $T_1 - T_2$ va fi polarizat, deci, la un curent nul, rezultând o transconductanţă $G_m^{NMOS}(T_1 - T_2) = 0$;

T_{10} funcţionează în saturaţie, impunând un curent de polarizare I_C etajului diferenţial $T_8 - T_9$. Rezultă $G_m^{NMOS}(T_8 - T_9) = G_m^{NMOS}(I_C)$;

T_{13} este blocat, impunând un curent de polarizare nul etajului diferenţial $T_{11} - T_{12}$ care va avea, deci, o transconductanţă $G_m^{PMOS}(T_{11} - T_{12}) = 0$;

Transconductanţele celor trei etaje sunt centralizate în Tabelul 3.5.

Tabelul 3.5

v_{IC}	$T_8 - T_{13}$	$T_1 - T_2$	*Etaj diferenţial cu transconductanţă constantă*
0	$G_m^{PMOS}(I_C)$	0	$G_m^{PMOS}(I_C)$
aproximativ 0	$G_m^{PMOS}(I_C) + G_m^{NMOS}(I_n)$	$G_m^{NMOS}(I_n)$	$G_m^{PMOS}(I_C)$
medie	$G_m^{PMOS}(I_C) + G_m^{NMOS}(I_C)$	$G_m^{NMOS}(I_C)$	$G_m^{PMOS}(I_C)$
aproximativ V_{DD}	$G_m^{PMOS}(I_p) + G_m^{NMOS}(I_C)$	$G_m^{NMOS}(I_p)$	$G_m^{PMOS}(I_p) + G_m^{NMOS}(I_C) - G_m^{NMOS}(I_p)$
V_{DD}	$G_m^{NMOS}(I_C)$	0	$G_m^{PMOS}(I_C)$

Utilizarea configuraţiei din Figura 3.26 permite obţinerea unei transconductanţe aproximativ constante pentru întregul amplificator diferenţial, indiferent de regimul de funcţionare al tranzistoarelor schemei (inversie slabă sau inversie puternică).

CAPITOLUL IV

AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE

INTRODUCERE

Amplificatorul operaţional este un circuit cu intrare diferenţială şi ieşire simplă, folosit în circuite cu reacţie externă, având rolul de amplificare a semnalului de intrare sau de prelucrare a acaestuia conform unei anumite relaţii matematice. Amplificatorul operaţional ideal prezintă o amplificare în buclă deschisă infinită, rezistenţă de intrare infinită şi rezistenţă de ieşire nulă. Deşi amplificatoarele operaţionale reale nu au aceste caracteristici ideale, performanţele lor sunt în mod obişnuit suficient de bune astfel încât în majoritatea aplicaţiilor comportarea circuitului să poată fi bine aproximată cu cea a unui amplificator operaţional ideal.

Parametrii amplificatoarelor operaţionale

- **Amplificarea în buclă deschisă** a reprezintă raportul dintre variaţia tensiunii de ieşire şi variaţia tensiunii de intrare diferenţiale:

$$a = \frac{v_O}{v_{NI} - v_{INV}}$$

v_{NI} şi v_{INV} reprezentând potenţielele intrărilor neinversoare, respectiv inversoare.

- **Impedantă de intrare** Z_i este definită ca raportul dintre variaţia tensiunii de intrare şi variaţia corespunzătoare a curentului de intrare prin una din intrări, când cealaltă intrare este conectată la masă;
- **Impedanţă de ieşire** Z_O este raportul dintre variaţia tensiunii de ieşire şi variaţia corespunzătoare a curentului de ieşire pentru tensiuni de ieşire apropiate de zero.
- **Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun** $V_{IC\,\max}^{\pm}$ este domeniul maxim de variaţie al tensiunii de intrare de mod comun pentru care amplificatorul operaţional funcţionează normal.

PROBLEME

Problema 4.1.

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.1. Să se determine:

a. Curenţii de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcţionare
b. Amplificarea circuitului
c. Rezistenţa de intrare
d. Rezistenţa de ieşire a structurii
e. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun

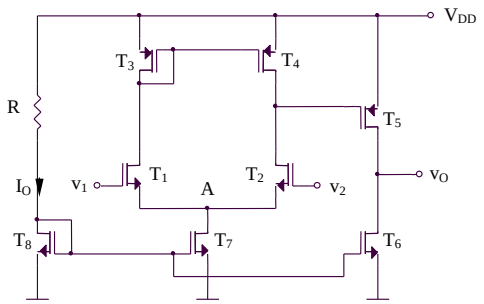

Figura 4.1

Rezolvare

a. Pentru determinarea curentului I_O se poate scrie relaţia:

$$RI_O + V_{GS8} = V_{DD} \tag{4.1}$$

Pentru o funcţionare în saturaţie a tranzistorului T_8 şi neglijând efectul de modulare a lungimii canalului se poate scrie:

$$I_O = \frac{K}{2}\left(V_{GS8} - V_T\right)^2 \tag{4.2}$$

rezultând o ecuaţie de gradul doi având ca necunoscută tensiunea V_{GS8}:

$$V_{DD} = V_{GS8} + \frac{RK}{2}\left(V_{GS8} - V_T\right)^2 \tag{4.3}$$

Soluţia valabilă este cea care corespunde funcţionării în saturaţie a tranzistorului T_8, adică $V_{GS8} > V_T$. Curentul I_{D8} se obţine prin înlocuirea în relaţia (4.2) a valorii obţinute pentru V_{GS8}, iar $I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D8} = I_0$ şi $I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_{D7}/2 = I_O/2$.

b. Amplificarea circuitului are expresia:

$$a = g_{m1}\left(r_{ds2} // r_{ds4}\right) g_{m5}\left(r_{ds5} // r_{ds6}\right) \tag{4.3}$$

înlocuind expresiile pentru transconductanţe şi rezistenţe drenă-sursă rezultă:

$$a = \frac{K}{\sqrt{2}\lambda^2 I_O} \tag{4.4}$$

c. Rezistenţa de intrare este:

$$R_{id} = \infty \tag{4.5}$$

d. Rezistenţa de ieşire are expresia:

$$R_O = r_{ds5} \,//\, r_{ds6} = \frac{1}{2\lambda I_O} \tag{4.6}$$

e. Valoarea maximă a tensiunii de intrare de mod comun este impusă de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistoarelor T_1 şi T_2, condiţia cea mai restictivă fiind impusă de T_2 deoarece $V_{DS2} = V_{DD} - V_{SG5} - V_A > V_{DS1} = V_{DD} - V_{SG3} - V_A$, deci $V_{DS2} \geq V_{DS2sat} = V_{GS2} - V_T$:

$$v_{IC\max}^{+} = V_{DD} - V_{SG5} - V_{DS2sat} + V_{GS2} = V_{DD} - V_{SG5} + V_T = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \tag{4.7}$$

iar valoarea minimă a acesteia este stabilită de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistorului T_7 :

$$v_{IC\max}^{-} = V_{DS7sat} + V_{GS1} = V_{GS7} + V_{GS1} - V_T = V_T + \left(\sqrt{2}+1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}} \tag{4.8}$$

Problema 4.2

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.2a. V_{C1} este un potenţial constant, stabilit din exterior, care fixează curentul de drenă al tranzistorului T_9 la valoarea I_O. Să se determine expresiile pentru:

a. Curenţii de drenă în punctul static de funcţionare
b. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun
c. Amplificarea circuitului, explicându-se funcţionarea acestuia
d. Rezistenţa de ieşire
e. Să se repete punctele anterioare pentru circuitul din Figura 4.2b şi să se determine valoarea maximă a potenţialului V_{C2}, respectiv valoarea minimă a potenţialului V_{C3} pentru ca circuitul să funcţioneze corect

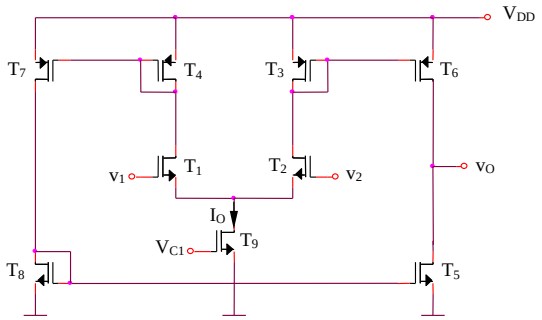

Figura 4.2a

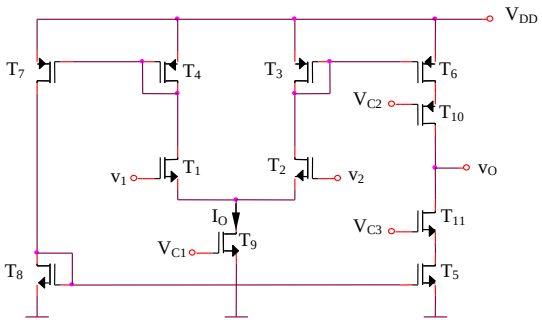

Figura 4.2b

Rezolvare

a.

$$I_{D9} \overset{not}{=} I_O = \frac{K}{2}(V_{C1} - V_T)^2 \qquad (4.9)$$

$$I_{D1} = I_{D2} = ... = I_{D8} = I_O / 2 \qquad (4.10)$$

b. Limita maximă a tensiunii de intrare de mod comun este impusă de funcţionarea în saturaţie a tranzistoarelor T_1 *şi* T_2*, deci* $V_{DS1,2} \geq V_{DS1,2sat} = V_{GS1,2} - V_T$*:*

$$v_{IC\max}^{\pm} = V_{DD} - V_{SG4} - V_{DS1sat} + V_{GS1} \qquad (4.11)$$

echivalent cu:

$$v_{IC\max}^{+} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_O}{K}} = V_{DD} - \frac{V_{C1} - V_T}{\sqrt{2}} \qquad (4.12)$$

iar limita minimă de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistorului T_9*:*

$$v_{IC\max}^{-} = V_{GS2} + V_{GS9sat} = V_T + \sqrt{\frac{I_O}{K}} + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} = \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)(V_{C1} - V_T) + V_T \qquad (4.13)$$

c,d. Amplificatorul operaţional este format din amplificatorul diferenţial $T_1 - T_2$ *ai cărui curenţi de ieşire sunt reflectaţi prin oglinzile de curent* $T_4 - T_7$, $T_3 - T_6$ *şi* $T_5 - T_8$, *în nodul de ieşire realizându-se diferenţa acestora:*

$$i_{D6} - i_{D5} = i_{D3} - i_{D8} = i_{D3} - i_{D4} = i_{D2} - i_{D1} \tag{4.14}$$

Presupunându-se o funcţionare la semnal mic a amplificatorului diferenţial, caracteristica sa de transfer poate fi considerată liniară:

$$i_{D2} - i_{D1} = g_{m1}(v_2 - v_1) \tag{4.15}$$

Tensiunea de ieşire a amplificatorului operaţional are expresia:

$$v_O = (i_{D6} - i_{D5})R_O \tag{4.16}$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a amplificatorului,* $R_O = r_{ds6} // r_{ds5} = r_{ds5} / 2 = 1/\lambda I_O$, *deci:*

$$v_O = g_{m1}(r_{ds6} // r_{ds5})(v_2 - v_1) = \frac{1}{2} g_{m1} r_{ds5}(v_2 - v_1) \tag{4.17}$$

rezultând o amplificare egală cu:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} r_{ds5} = \frac{1}{\lambda}\sqrt{\frac{K}{I_O}} \tag{4.18}$$

e. Curenţii în PSF şi $v_{IC\max}^{\pm}$ *nu se modifică prin schimbarea configuraţiei, în schimb rezistenţa de ieşire a structurii şi amplificarea acesteia vor creşte cu acelaşi factor, devenind:*

$$R_O' = r_{ds10} g_{m10} r_{ds6} // r_{ds11} g_{m11} r_{ds5} = \frac{1}{2} g_{m10} r_{ds10}^2 = \frac{2K}{\lambda^2 I_O}\sqrt{\frac{K}{I_O}} \tag{4.19}$$

$$a' = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m10} r_{ds10}^2 = \frac{2K}{\lambda^2 I_O} \qquad 4.20)$$

Creşterea importantă a R_O *şi* a *se datorează înlocuirii oglinzii de curent clasice cu varianta sa cascod.*

Valoarea maximă a potenţialului V_{C2} *este fixată de funcţionarea în saturaţie a tranzistorului* T_6*:*

$$V_{C2\max} = V_{DD} - V_{SD6sat.} - V_{SG10} = V_{DD} - V_T - 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \tag{4.21}$$

In mod similar, valoarea minimă a potenţialului V_{C3} *este fixată de funcţionarea în saturaţie a tranzistorului* T_5*:*

$$V_{C3\min} = V_{GS11} + V_{DS5sat.} = V_T + 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \tag{4.22}$$

Problema 4.3

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.3. Să se determine expresiile pentru:

a. Curenţii de drenă în punctul static de funcţionare

b. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun, $v_{IC\max}^{\pm}$

c. Amplificarea circuitului

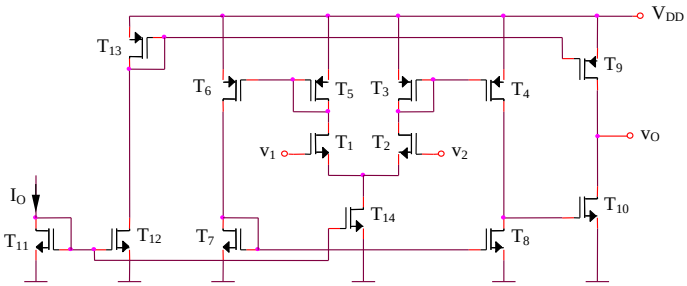

Figura 4.3

Rezolvare

a. Curenţii de drenă în punctul static de funcţionare au următoarele expresii:

$$I_{D1} = ... = I_{D8} = \frac{I_O}{2} \tag{4.23}$$

$$I_{D9} = ... = I_{D14} = I_O \tag{4.24}$$

b. Limita maximă a tensiunii de intrare de mod comun este impusă de funcţionarea în saturaţie a tranzistoarelor T_1 şi T_2, deci $V_{DS1,2} \geq V_{DS1,2sat} = V_{GS1,2} - V_T$:

$$v_{IC\max}^{\pm} = V_{DD} - V_{SG3} - V_{DS2sat} + V_{GS2} \tag{4.25}$$

echivalent cu:

$$v_{IC\max}^{+} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_O}{K}} \tag{4.26}$$

iar limita minimă de condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistorului T_{14}:

$$v_{IC\max}^{-} = V_{GS2} + V_{DS14sat} \tag{4.27}$$

deci:

$$v_{IC\max}^{-} = \left(\sqrt{2}+1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}} + V_T \tag{4.28}$$

(v. Problema 4.2).

c. Structura de amplificator operaţional din Figura 4.3 este derivată din circuitul prezentat în Figura 4.2a. Creşterea amplificării este posibilă prin introducerea unui etaj suplimentar de amplificare (tranzistorul T_{10} în configuraţia sursă comună, având ca sarcină tranzistorul T_9, componentă a sursei de curent $T_9 - T_{13}$). Polarizarea etajului diferenţial de intrare $T_1 - T_2$ este asigurată (spre deosebire de circuitul din Fig 4.2a) de sursa de curent $T_{11} - T_{14}$.

Amplificarea întregii structuri este egală cu produsul amplificării celor două etaje componente:

$$a = g_{m1}(r_{ds4} // r_{ds8}) g_{m10}(r_{ds10} // r_{ds9}) = \frac{1}{4} g_{m1} g_{m10} r_{ds4} r_{ds10} = \frac{K}{\sqrt{2}\lambda^2 I_O} \qquad (4.29)$$

Problema 4.4

Se consideră amplificatorul operaţional din Figura 4.4. Să se determine expresiile pentru:

a. Curenţii de drenă în punctul static de funcţionare

b. Amplificarea circuitului

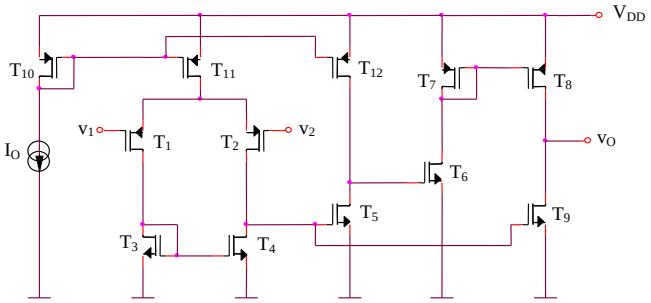

Figura 4.4

Rezolvare

a.

$$I_{D5} = ... = I_{D12} = I_O \qquad (4.30)$$

$$I_{D1} = ... = I_{D4} = \frac{I_O}{2} \qquad (4.31)$$

b. Amplificarea structurii este egală cu produsul amplificărilor celor trei etaje constitutive:

$$A_{dd1} = g_{m1}(r_{ds2} // r_{ds4}) \qquad (4.32)$$

$$A_{dd2} = g_{m5}(r_{ds5} // r_{ds12}) \qquad (4.33)$$

$$A_{dd3} = g_{m6}(r_{ds8} // r_{ds9}) \qquad (4.34)$$

Se obţine:

$$a = \frac{1}{2\lambda^3}\left(\frac{K}{I_O}\right)^{3/2} \tag{4.35}$$

Problema 4.5

Se consideră etajul de intrare într-un amplificator operaţional prezentat în Figura 4.5a. Să se analizeze funcţionarea acestuia şi să se calculeze expresia transconductanţei $G_m = (i_{D2} - i_{D1})/(v_2 - v_1)$. Să se proiecteze un amplificator operaţional cu amplificare în buclă deschisă de valoare ridicată utilizând ca etaj de intrare structura prezentată. Ce expresie are a pentru întregul amplificator operaţional proiectat?

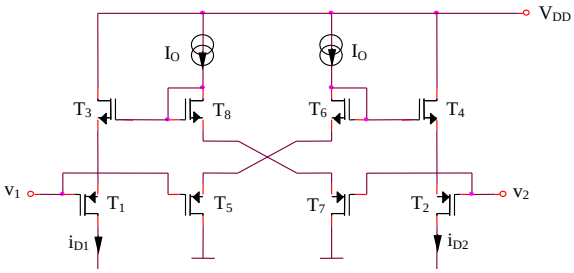

Figura 4.5a

Rezolvare

Notăm cu $V_{GS}(I)$ modulul tensiunii grilă-sursă a unui tranzistor MOS având curentul de drenă de valoare I. Se pot scrie relaţiile:

$$v_1 - v_2 = 2v_{GS}(I_O) - 2v_{GS}(i_{D1}) = 2\sqrt{\frac{2}{K}}\left(\sqrt{I_O} - \sqrt{i_{D1}}\right) \tag{4.36}$$

$$v_1 - v_2 = 2v_{GS}(i_{D2}) - 2v_{GS}(I_O) = 2\sqrt{\frac{2}{K}}\left(\sqrt{i_{D2}} - \sqrt{I_O}\right) \tag{4.37}$$

Rezultă:

$$\sqrt{i_{D1}} = \sqrt{I_O} - \frac{v_1 - v_2}{2}\sqrt{\frac{K}{2}} \tag{4.38}$$

$$\sqrt{i_{D2}} = \sqrt{I_O} + \frac{v_1 - v_2}{2}\sqrt{\frac{K}{2}} \tag{4.39}$$

Deci:

$$\sqrt{i_{D1}} + \sqrt{i_{D2}} = 2\sqrt{I_O} \tag{4.40}$$

$$\sqrt{i_{D2}} - \sqrt{i_{D1}} = (v_1 - v_2)\sqrt{\frac{K}{2}} \tag{4.41}$$

Curentul diferenţial de ieşire va avea expresia:

$$i_{D2} - i_{D1} = \left(\sqrt{i_{D2}} - \sqrt{i_{D1}}\right)\left(\sqrt{i_{D2}} + \sqrt{i_{D1}}\right) = \sqrt{2KI_O}(v_1 - v_2) = G_m(v_1 - v_2) \tag{4.42}$$

Transconductanţa echivalentă a etajului diferenţial este:

$$G_m = \sqrt{2KI_O} \tag{4.43}$$

Circuitul propus pentru structura de amplificator operaţional conţine amplificatorul diferenţial analizat şi un etaj de ieşire de tip cascod pentru creşterea rezitenţei de ieşire şi, implicit, a amplificării circuitului. V_C *reprezintă un potenţial fixat din exterior.*

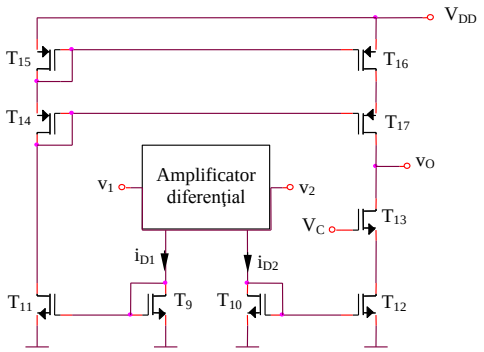

Figura 4.5b

Se obţin:

$$a = G_m R_O \tag{4.44}$$

şi:

$$R_O = r_{ds17} g_{m17} r_{ds16} \,//\, r_{ds13} g_{m13} r_{ds12} = \frac{1}{2} g_{m17} r_{ds17}^2 \tag{4.45}$$

Problema 4.6

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.6. Să se explice funcţionarea acestuia şi să se determine expresia amplificării circuitului. V_{C1}, V_{C2} şi V_{C3} sunt potenţiale constante, fixate din exterior.

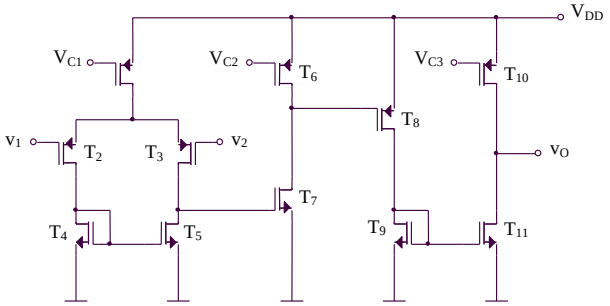

Figura 4.6

Rezolvare

Amplificatorul operaţional din Figura 4.6 este format din următoarele etaje de amplificare:

- amplificatorul diferenţial cu sarcină activă $T_2 - T_5$

- amplificatorul de tip sursă comună T_7 *având ca sarcină sursa de curent* T_6

- amplificatorul de tip sursă comună T_8 *având ca sarcină sursa de curent* T_{10}*, curentul de drenă al tranzistorului* T_8 *fiind reflectat prin oglinda de curent* $T_9 - T_{11}$

Amplificările celor trei etaje constitutive sunt:

$$A_{dd1} = g_{m2}\left(r_{ds3} \,//\, r_{ds5}\right) \tag{4.46}$$

$$A_{dd2} = g_{m7}\left(r_{ds6} \,//\, r_{ds7}\right) \tag{4.47}$$

$$A_{dd3} = g_{m8}\left(r_{ds10} \,//\, r_{ds11}\right) \tag{4.48}$$

iar amplificarea întregii stucturi este egală cu produsul celor trei amplificări anterioare.

Problema 4.7

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.7. Să se explice funcţionarea acestuia şi să se determine expresia amplificării circuitului. A_1 şi A_2 reprezintă două amplificatoare operaţionale adiţionale având amplificările în buclă deschisă $a_1 = a_2 = a$, iar V_{C1}, V_{C2} şi V_{C3} sunt potenţiale constante, fixate din exterior.

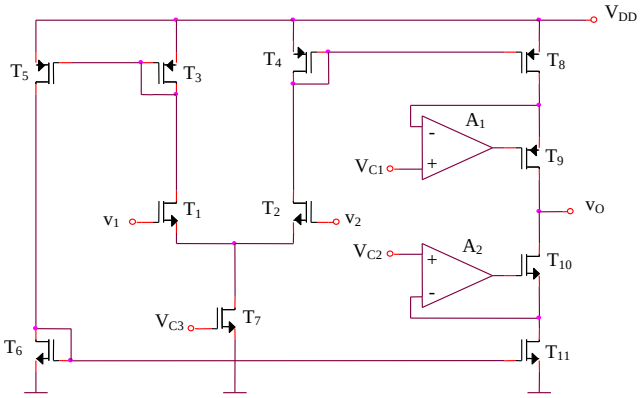

Figura 4.7

Rezolvare

Circuitul prezentat în Figura 4.7 reprezintă o structură clasică de amplificator operaţional, etajul diferenţial de intrare $T_1 - T_2$ *debitând curent prin sursele de curent îmbunătăţite* $T_8 - T_9 - A_1$ *şi* $T_{10} - T_{11} - A_2$. *Rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional are expresia:*

$$R_O = r_{ds9} g_{m9} r_{ds8} a_1 \,//\, r_{ds10} g_{m10} r_{ds11} a_2 = \frac{1}{2} a g_{m9} r_{ds9}^2 \qquad (4.49)$$

iar amplificarea întregii structuri este:

$$a = g_{m1} R_O = \frac{1}{2} a g_{m1} g_{m9} r_{ds9}^2 \qquad (4.50)$$

remarcându-se o creştere importantă a acesteia prin introducerea amplificatoarelor operaţionale adiţionale.

Problema 4.8

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.8. Să se explice funcţionarea acestuia şi să se determine amplificarea circuitului.

Rezolvare

Structura de amplificator operaţional prezentată în Figura 4.8 este formată din amplificatorul diferenţial $T_1 - T_2$ *şi sursele de curent cascod realizate cu celelalte tranzistoare din circuit. Amplificarea va avea expresia:*

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m10} r_{ds10}^2 \qquad (4.51)$$

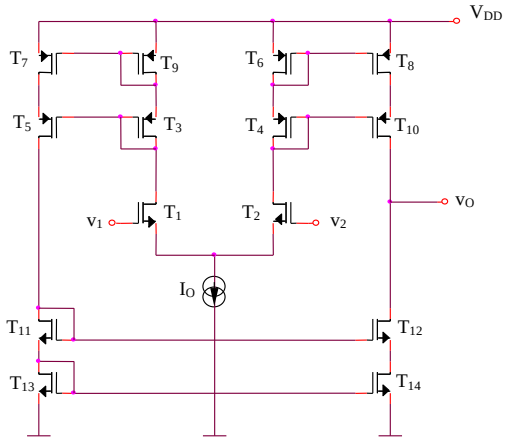

Figura 4.8

Dezavantajele circuitului sunt necesitatea alimentării la o tensiune relativ ridicată şi domeniul restrâns al tensiunii de intrare de mod comun (valoarea maximă a acestuia):

$$v_{IC\max}^{+} = V_{DD} - 2V_{SG3} - V_{DS1sat} + V_{GS1} = V_{DD} - V_T - 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \qquad (4.52)$$

Problema 4.9

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.9. Să se explice funcţionarea acestuia şi să se determine amplificarea circuitului. I_{12} şi I_{34} sunt două surse de curent constant, ale căror valori sunt stabilite din exterior.

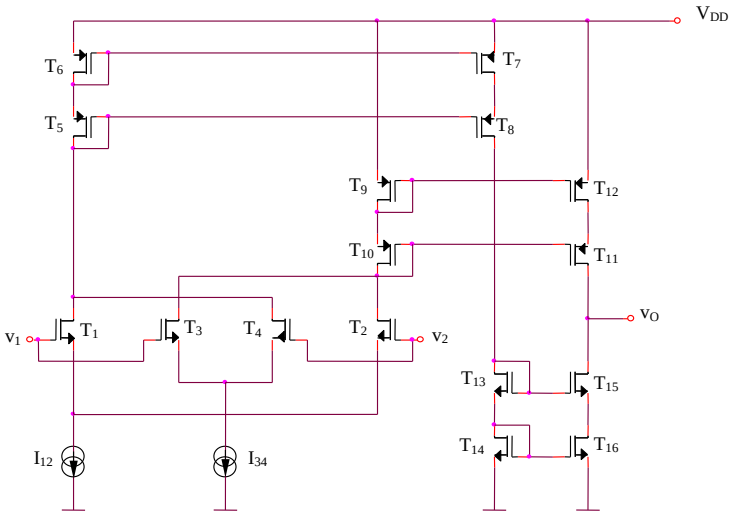

Figura 4.9

Rezolvare

Amplificatorul operaţional din Figura 4.9 are ca etaj de intrare conexiunea antiparalel a două amplificatoare diferenţiale clasice, $T_1 - T_2$*, respectiv* $T_3 - T_4$*, polarizate la curenţi diferiţi,* I_{12}*, respectiv* I_{34}*. Curenţii de ieşire ai acestei conexiuni parcurg sursele de curent cascod realizate cu celelalte tranzistoare din circuit, tensiunea de ieşire a întregii structuri având expresia:*

$$v_O = i_O R_O \tag{4.53}$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional:*

$$R_O = \frac{1}{2} g_{m11} r_{ds12}^2 \tag{4.54}$$

cu:

$$g_{m11} = \sqrt{K(I_{12} + I_{34})} \tag{4.55}$$

şi:

$$r_{ds12} = \frac{2}{\lambda(I_{12} + I_{34})} \tag{4.56}$$

Datorită conexiunii antiparalel, transconductanţa echivalentă a etajului de intrare va fi:

$$g_{mi} = g_{m12} - g_{m34} \tag{4.57}$$

deci:

$$a = (g_{m12} - g_{m34}) R_O = \frac{2K(\sqrt{I_{12}} - \sqrt{I_{34}})}{\lambda^2 (I_{12} + I_{34})^{3/2}} \tag{4.58}$$

Problema 4.10

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.10. Să se explice funcţionarea acestuia şi să se determine expresia amplificării circuitului. V_{C1}, V_{C2} şi V_{C3} sunt potenţiale constante, fixate din exterior.

Rezolvare

Curentul de ieşire al amplificatorului diferenţial $T_1 - T_2$ *parcurge sursa de curent cascod* $T_3 - T_7$*, generând, astfel, tensiunea de ieşire. Dezavantajele circuitului sunt aceleaşi cu cele ale structurii din Figura 4.8. Amplificarea circuitului din Figura 4.10 va avea expresia:*

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m7} r_{ds7}^2 \tag{4.59}$$

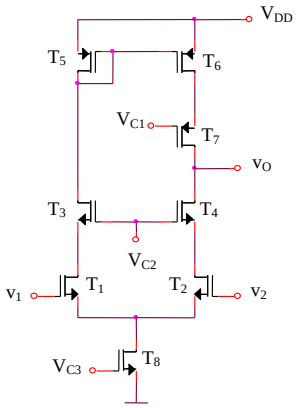

Figura 4.10

Problema 4.11

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.11 V_{C1} şi V_{C2} sunt potenţiale constante, fixate din exterior. Să se determine expresiile pentru:

a. Curenţii de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcţionare
b. Amplificarea circuitului
c. Rezistenţa de intrare
d. Rezistenţa de ieşire
e. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun

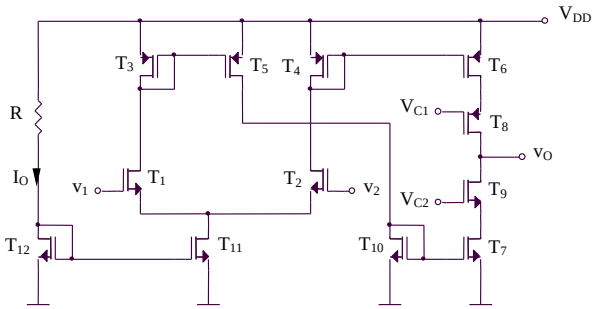

Figura 4.11

Rezolvare

a. Curenţii I_{D11} şi I_{D12} se determină în mod similar problemei 4.1. Datorită oglinzilor de curent,:

$$I_{D1} = I_{D2} = ... = I_{D10} = I_{D11}/2 = I_{D12}/2 = I_O/2 \qquad (4.60)$$

b. Amplificarea întregii structuri are expresia:

$$a = g_{m1} R_O \tag{4.61}$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional:*

$$R_O = g_{m9} r_{ds9} r_{ds7} \,//\, g_{m8} r_{ds8} r_{ds6} = \frac{1}{2} g_{m9} r_{ds9}^2 \tag{4.62}$$

rezultând:

$$a = \frac{2K}{\lambda^2 I_O} \tag{4.63}$$

c. Rezistenţa de intrare este:

$$R_{id} = \infty \tag{4.64}$$

d. Rezistenţa de ieşire are expresia:

$$R_O = \frac{1}{2} g_{m9} r_{ds9}^2 \tag{4.65}$$

echivalent cu:

$$R_O = \frac{2}{\lambda^2 I_O} \sqrt{\frac{K}{I_O}} \tag{4.66}$$

e. Procedând similar problemei 4.1, se obţin:

$$v_{IC\max}^{+} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_O}{K}} \tag{4.67}$$

şi:

$$v_{IC\max}^{-} = V_T + \left(\sqrt{2} + 1\right)\sqrt{\frac{I_O}{K}} \tag{4.68}$$

Problema 4.12

Se consideră circuitul din Figura 4.12a. V_C este un potenţial constant, fixat din exterior.

a. Să se explice funcţionarea acestuia
b. Să se determine expresia amplificării întregii structuri
c. Cum se poate mări amplificarea circuitului?
d. Ce dezavantaje prezintă circuitul şi cum se poate îmbunătăţi funcţionarea acestuia?

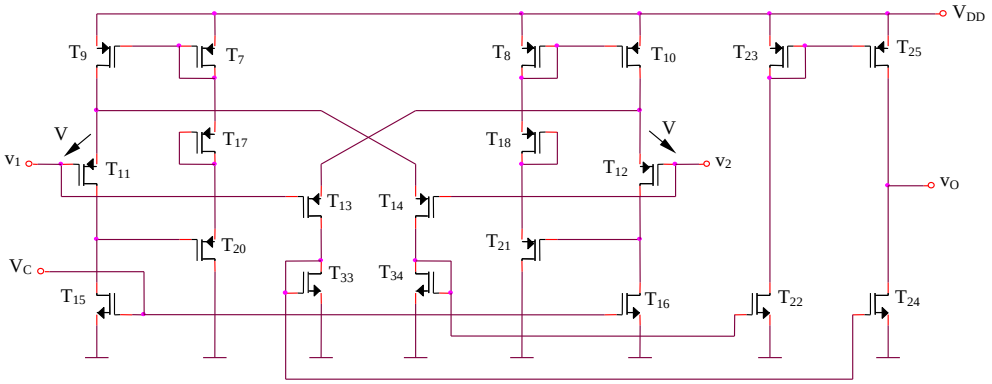

Figura 4.12a

Rezolvare

a. Schema simplificată a amplificatorului operaţional din Figura 4.12a este prezentată în Figura 4.12b.

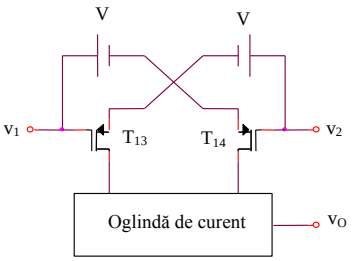

Figura 4.12b

Amplificatorul diferenţial este format din tranzistoarele T_{13} şi T_{14}, în timp ce sursele de tensiune comandate V sunt implementate utilizând tranzistoarele T_{11} şi T_{12}, polarizate la un curent constant impus de tranzistoarele T_{15} şi T_{16}, având tensiuni grilă-sursă fixate de tensiunea de control V_C. Oglinda de curent din Figura 4.12b este implementată concret utilizând oglinzile $T_{34}-T_{22}$, $T_{33}-T_{24}$ şi $T_{23}-T_{25}$, având rolul de a realiza diferenţa celor doi curenţi de drenă ai tranzistoarelor T_{13} şi T_{14}. Tensiunea de ieşire a amplificatorului operaţional va avea expresia:

$$v_o = (i_{D14} - i_{D13})R_O = G_m(v_1 - v_2)R_O \qquad (4.69)$$

echivalent cu o amplificare a întregii structuri din Figura 4.12a exprimată prin:

$$a = G_m R_O \qquad (4.70)$$

G_m reprezintă transconductanţa echivalentă a amplificatorului diferenţial din Figura 4.12a, iar R_{out} - rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional:

$$R_O = r_{ds25} \,//\, r_{ds24} \tag{4.71}$$

b. Pentru circuitul din Figura 4.12b se pot scrie relaţiile:

$$v_1 - v_2 = v_{SG14} - V \tag{4.72}$$

$$v_1 - v_2 = V - v_{SG13} \tag{4.73}$$

Considerând suma, respectiv diferenţa celor două relaţii anterioare se obţin:

$$v_{SG14} - v_{SG13} = 2(v_1 - v_2) \tag{4.74}$$

$$v_{SG14} + v_{SG13} = 2V \tag{4.75}$$

Expresia curentului diferenţial de ieşire al amplificatorului din Figura 4.12a devine:

$$i_{D14} - i_{D13} = \frac{K}{2}(v_{SG14} - V_T)^2 - \frac{K}{2}(v_{SG13} - V_T)^2 = \frac{K}{2}(v_{SG14} - v_{SG13})(v_{SG13} + v_{SG14} - 2V_T) \tag{4.76}$$

Inlocuind expresiile diferenţei şi sumei celor două tensiuni grilă-sursă se obţine:

$$i_{D14} - i_{D13} = 2K(v_1 - v_2)(V - V_T) \tag{4.77}$$

Revenind la structura din Figura 4.12a, sursele de tensiune V *vor avea expresiile:*

$$V = v_{SG11} = v_{SG12} = v_{SG15} = v_{SG16} = V_C \tag{4.78}$$

deoarece tranzistoarele T_{11}, T_{12}, T_{15} *şi* T_{16} *sunt identice şi parcurse de acelaşi curent. Rezultă:*

$$i_{D14} - i_{D13} = 2K(v_1 - v_2)(V_C - V_T) \tag{4.79}$$

Tensiunea de ieşire a circuitului din Figura 4.12a are expresia:

$$v_O = (i_{D14} - i_{D13})R_O \tag{4.80}$$

Se obţine:

$$v_O = 2K(v_1 - v_2)(V_C - V_T)(r_{ds24} \,//\, r_{ds25}) \tag{4.81}$$

echivalent cu o amplificare a amplificatorului operaţional exprimată prin:

$$a = 2K(V_C - V_T)(r_{ds24} \,//\, r_{ds25}) \tag{4.82}$$

c. Creşterea a *este posibilă prin înlocuirea surselor de curent* $T_{33} - T_{24}$ *şi* $T_{23} - T_{25}$ *cu variantele lor cascod, aşa cum este arătat în Figura 4.12c.*

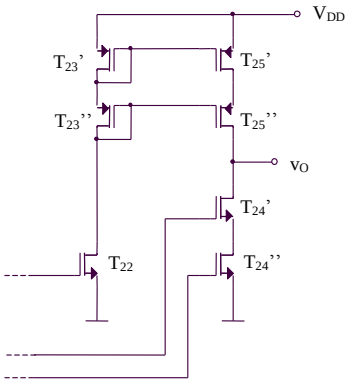

Figura 4.12c

Efectul acestei înlocuiri este o creştere importantă a rezistenţei de ieşire a amplificatorului operaţional, reflectată într-o creştere de acelaşi număr de ori a amplificării acestuia. Rezistenţa de ieşire a sursei de amplificatorului operaţional din Figura 4.12c are expresia:

$$R_O' = g_{m25}'' r_{ds25}'' r_{ds25}' // g_{m24}' r_{ds24}' r_{ds24}'' \qquad (4.83)$$

$$R_O' \cong \frac{1}{2} g_{m25} r_{ds25}^2 \qquad (4.84)$$

iar amplificarea acestuia este:

$$a' = K(V_C - V_T) g_{m25} r_{ds25}^2 \qquad (4.85)$$

adică o creştere cu un factor de $g_{m25} r_{ds25}$ *a a .*

d. Dezavantajul circuitului din Figura 4.12a este dependenţa amplificării acestuia de tensiunea de prag, concretizată în apariţia unor erori cauzate de efectul de substrat (tensiunea de prag nu este constantă, fiind dependentă de polarizarea V_{BS} *a substratului). Eliminarea acestui inconvenient este posibilă prin înlocuirea tranzistoarelor* T_{11} *şi* T_{12} *cu câte o grupare serie* $T_{11}'–T_{11}''$*, respectiv* $T_{12}'–T_{12}''$*, fiecare dintre cele 4 tranzistoare având* $K' = K'' = 4K$ *(Figura 4.12d).*

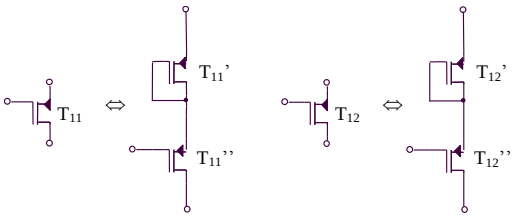

Figura 4.12d

Noua expresie a tensiunii V este:

$$V = v_{SG11}' + v_{SG11}'' = 2v_{SG11}' \tag{4.86}$$

$$V = 2\left(V_T + \sqrt{\frac{2I_{D11}'}{4K}}\right) = 2V_T + \sqrt{\frac{2}{K}\frac{K}{2}(V_C - V_T)^2} \tag{4.87}$$

rezultând:

$$V = V_C + V_T \tag{4.88}$$

Expresiile amplificărilor devin independente de tensiunea de prag:

$$a = 2KV_C\left(r_{ds24} \,//\, r_{ds25}\right) = KV_C r_{ds24} \tag{4.89}$$

$$a' = KV_C g_{m25} r_{ds25}^2 \tag{4.90}$$

Problema 4.13

Se consideră amplificatorul diferenţial din Figura 4.13a funcţionând la un curent I_B fixat de blocul „Polarizare adaptivă”, având schema bloc prezentată în Figura 4.13b. Implementarea propusă pentru blocul „Detector tensiune de mod comun” este prezentată în Figura 4.13c, în timp ce „Amplificatorul de separare” furnizează un curent I_B pentru polarizarea etajului diferenţial de intrare $T_1 - T_2$ invers proporţional cu tensiunea de intrare de mod comun, V_{CMS} şi, în plus, are amplificarea în tensiune unitară. Să se explice funcţionarea întregului ansamblu şi să se determine curenţii de drenă ai tranzistoarelor T_1 şi T_2 din amplificatorului diferenţial de intrare în punctul static de funcţionare.

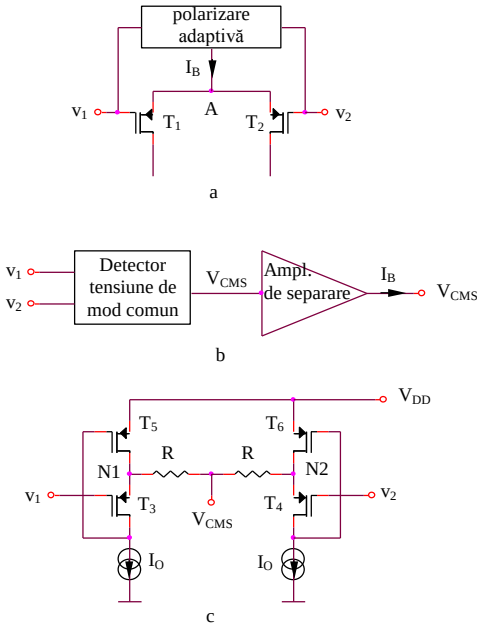

Figura 4.13

Rezolvare

Datorită simetriei structurii din Figura 4.13c, tensiunea de ieşire a acestuia va fi media aritmetică a potenţialelor din punctele N1 şi N2, deci:

$$V_{CMS} = \frac{V_{N1} + V_{N2}}{2} = \frac{v_1 + v_2}{2} + V_{SG3} = V_{CM} + V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \qquad (4.91)$$

V_{CM} fiind tensiunea de intrare de mod comun. Creşterea V_{CM} conduce la creşterea V_{CMS}, deci la scăderea I_B, rezultând o scădere a amplificării etajului $T_1 - T_2$, deci o reacţie pe mod comun care stabilizează amplificarea circuitului faţă de variaţiile tensiunii de intrare de mod comun.
In punctul static de funcţionare, $v_1 = v_2$, deci $V_{CM} = v_1 = v_2$ şi, deoarece $V_A = V_{CMS}$, rezultă $V_{CM} + V_{SG1} = V_{CMS} = V_{CM} + V_{SG3}$, deci $V_{SG1} = V_{SG3}$, adică $I_1 = I_2 = I_O$ (deoarece tranzistoarele $T_1 - T_4$ sunt presupuse identice). In concluzie, curenţii prin amplificatorul diferenţial $T_1 - T_2$ în punctul static de funcţionare şi, implicit, amplificarea etajului pot fi controlate prin curentul de polarizare I_O.

Problema 4.14

Să se repete problema 4.13 înlocuindu-se circuitul din Figura 4.13c cu circuitul din Figura 4.14. Tranzistoarele $T_3 - T_6$ sunt presupuse identice.

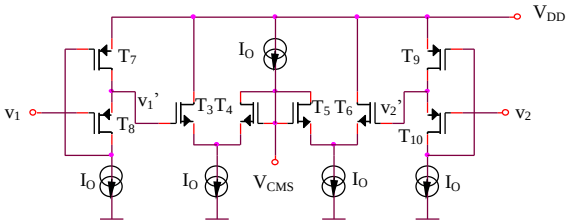

Figura 4.14

Rezolvare

Deoarece $I_{D3} + I_{D4} = I_{D4} + I_{D5} = I_{D5} + I_{D6} = I_O$, rezultă $I_{D3} = I_{D5}$ şi $I_{D4} = I_{D6}$, deci $V_{GS3} = V_{GS5}$ şi $V_{GS4} = V_{GS6}$. Se pot scrie relaţiile:

$$v_1' - V_{CMS} = V_{GS3} - V_{GS4} \qquad (4.92)$$

$$V_{CMS} - v_2' = V_{GS5} - V_{GS6} \qquad (4.93)$$

rezultând:

$$V_{CMS} = \frac{v_1' + v_2'}{2} = \frac{v_1 + v_2}{2} + V_{SG8} = V_{CM} + V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \qquad (4.94)$$

Circuitul din Figura 4.14 indeplineşte aceeaşi funcţie cu cel din Figura 4.13c, media aritmetică a potenţielelor v_1 şi v_2 fiind realizată utilizând exclusiv tranzistoare MOS, deci cu un consum mai redus de arie ocupată pe siliciu.

Problema 4.15

Se consideră amplificatorul operaţional din Figura 4.15. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine expresia amplificării acestuia.

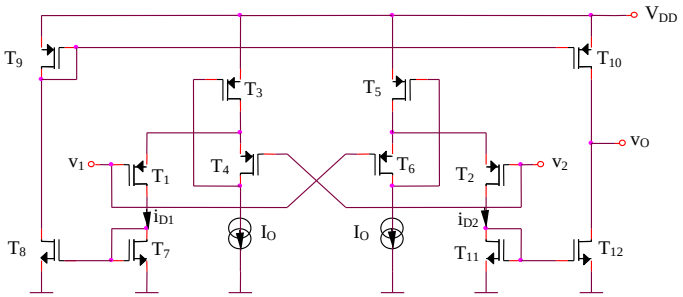

Figura 4.15

Rezolvare

Amplificatorul diferenţial format din tranzistoarele $T_1 - T_6$ *este de tipul celui prezentat în Figura 4.12b. Sursele de tensiune comandate* V *din Figura 4.12b sunt implementate utilizând tranzistoarele* T_4 *şi* T_6 *funcţionând la un curent constant* I_O*:*

$$V = V_{SG4} = V_{SG6} = V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \tag{4.95}$$

Curentul diferenţial de ieşire are expresia:

$$i_{D2} - i_{D1} = 2K(V - V_T)(v_1 - v_2) = 2\sqrt{2KI_O}(v_1 - v_2) \tag{4.96}$$

iar tensiunea de ieşire este:

$$v_O = (i_{D1} - i_{D2})(r_{ds10} // r_{ds12}) = -2\sqrt{2KI_O}(r_{ds10} // r_{ds12})(v_1 - v_2) \tag{4.97}$$

Amplificarea circuitului va fi exprimată prin:

$$a = \sqrt{2KI_O}\, r_{ds10} \tag{4.98}$$

Problema 4.16

Se consideră amplificatorul diferenial din Figura 4.16. Să se determine expresia transconductanţei acestuia definită ca $G_m = i_O / (v_1 - v_2)$, unde $i_O = (i_{D1} + i_{D3}) - (i_{D2} + i_{D4})$.

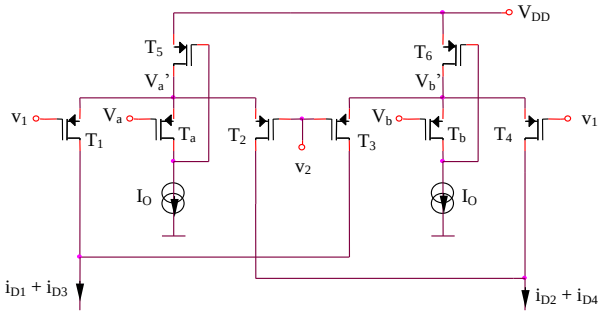

Figura 4.16

Rezolvare

$$i_O = \frac{K}{2}(V_a' - v_1 - V_T)^2 + \frac{K}{2}(V_b' - v_2 - V_T)^2 - \frac{K}{2}(V_a' - v_2 - V_T)^2 - \frac{K}{2}(V_b' - v_1 - V_T)^2 \quad (4.99)$$

$$i_O = \frac{K}{2}(v_2 - v_1)(2V_a' - v_1 - v_2 - 2V_T) + \frac{K}{2}(v_1 - v_2)(2V_b' - v_1 - v_2 - 2V_T) \quad (4.100)$$

$$i_O = K(V_b' - V_a')(v_1 - v_2) = K(V_b - V_a)(v_1 - v_2) \quad (4.101)$$

$$G_m = K(V_b - V_a) \quad (4.102)$$

Problema 4.17

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.17. Să se explice funcţionarea acestuia şi să se determine expresia amplificării circuitului. V_a şi V_b sunt potenţiale constante, fixate din exterior, iar I_O sunt surse de curent constant.

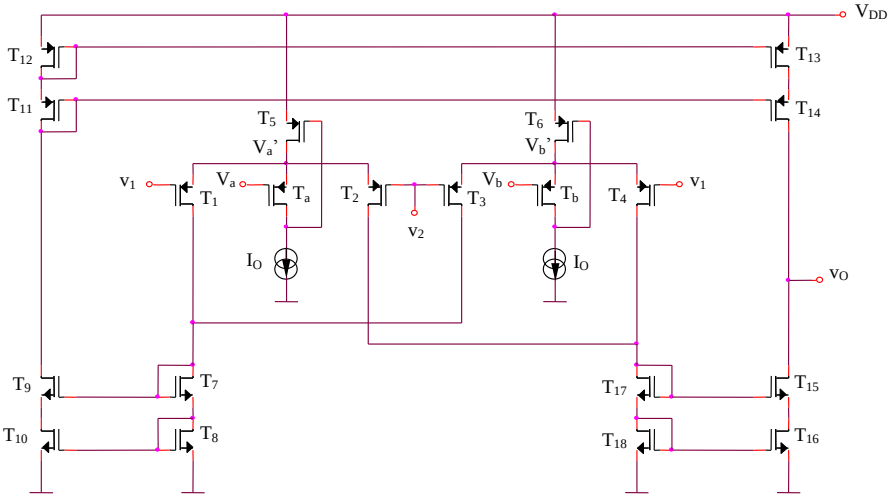

Figura 4.17

Rezolvare

Conform problemei 4.16, transconductanţa echivalentă a etajului de intrare este $G_m = K(V_b - V_a)$. *Deoarece rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional are expresia:*

$$R_O = r_{ds14} g_{m14} r_{ds13} \,//\, r_{ds15} g_{m15} r_{ds16} = \frac{1}{2} g_{m15} r_{ds15}^2 \qquad (4.103)$$

se obţine următoarea expresie a amplificării structurii:

$$a = G_m R_O = \frac{1}{2} K(V_b - V_a) g_{m15} r_{ds15}^2 \qquad (4.104)$$

Problema 4.18

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.18. V_{C1} şi V_{C2} reprezintă potenţiale constante, stabilite din exterior, care fixează curenţii de drenă ai tranzistoarelor T_1 şi T_2 la valorile I_{O1}, respectiv I_{O2}, iar tensiunea $V_{P2} - V_{P1}$ se consideră constantă şi cunoscută. Să se determine expresia amplificării circuitului.

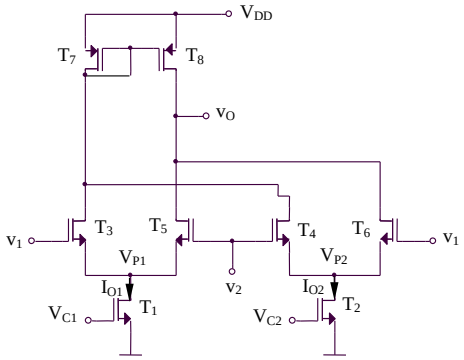

Figura 4.18

Rezolvare

Amplificatorul operaţional din Figura 4.18 este format din două amplificatoare diferenţiale ($T_3 - T_5$ *şi* $T_4 - T_6$*), conectate antiparalel şi polarizate diferit (*I_{O1}*, respectiv* I_{O2}*), diferenţa celor doi curenţi de ieşire fiind realizată utilizându-se oglinda de curent* $T_7 - T_8$. *Curentul de ieşire al amplificatorului operaţional are expresia:*

$$i_O = i_{D3} + i_{D4} - i_{D5} - i_{D6} \qquad (4.105)$$

echivalent cu:

$$i_O = \frac{K}{2}(v_1 - V_{P1} - V_T)^2 + \frac{K}{2}(v_2 - V_{P2} - V_T)^2 - \frac{K}{2}(v_2 - V_{P1} - V_T)^2 - \frac{K}{2}(v_1 - V_{P2} - V_T)^2 \quad (4.106)$$

sau:

$$i_O = K(v_1 - v_2)(V_{P2} - V_{P1}) \quad (4.107)$$

Tensiunea de ieşire va fi exprimată astfel:

$$v_O = i_O R_O \quad (4.108)$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a structurii:*

$$R_O = r_{ds8} \,//\, r_{ds6} \,//\, r_{ds5} \quad (4.109)$$

Amplificarea va avea, deci, expresia:

$$a = KR_O(V_{P2} - V_{P1}) \quad (4.110)$$

Rezistenţele drenă-sursă care intră în componenţa rezistenţei de ieşire sunt:

$$r_{ds8} = \frac{2}{\lambda(I_{O1} + I_{O2})} \quad (4.111)$$

$$r_{ds6} = \frac{2}{\lambda I_{O2}} \quad (4.112)$$

şi:

$$r_{ds5} = \frac{2}{\lambda I_{O1}} \quad (4.113)$$

rezultând:

$$R_O = \frac{1}{\lambda(I_{O1} + I_{O2})} = \frac{2}{K\lambda[(V_{C1} - V_T)^2 + (V_{C2} - V_T)^2]} \quad (4.114)$$

deci:

$$a = \frac{2(V_{P2} - V_{P1})}{\lambda[(V_{C1} - V_T)^2 + (V_{C2} - V_T)^2]} \quad (4.115)$$

Problema 4.19

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.19. Să se determine expresiile pentru:

a. Curenţii de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcţionare
b. Amplificarea circuitului
c. Rezistenţa de intrare
d. Rezistenţa de ieşire

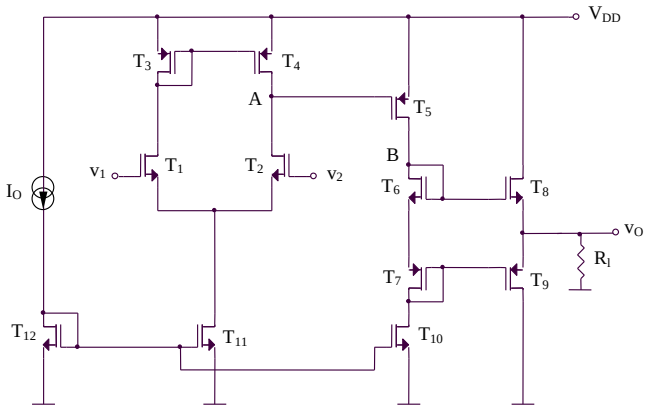

Figura 4.19

Rezolvare

a.

$$I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D10} = I_{D11} = I_{D12} = I_O \tag{4.116}$$

$$I_{D1} = ... = I_{D4} = \frac{I_O}{2} \tag{4.117}$$

Pentru aflarea curenţilor I_{D8} *şi* I_{D9} *se pot scrie relaţiile:*

$$V_{GS6} + V_{SG7} = V_{GS8} + V_{SG9} \tag{4.118}$$

echivalent cu:

$$\sqrt{\frac{2I_O}{K_6}} = \sqrt{\frac{2I_F}{K_8}} \tag{4.119}$$

rezultând:

$$I_F = I_O \frac{K_8}{K_6} \tag{4.120}$$

S-a notat cu $I_F = I_{D8} = I_{D9}$ *valoarea de repaus a curentului prin tranzistoarele finale* T_8 *şi* T_9.

b. Amplificarea structurii este egală cu produsul amplificărilor celor două etaje constitutive: amplificatorul diferenţial cu sarcină activă realizat cu tranzistoarele $T_1 - T_4$, *respectiv amplificatorul sursă comună implementat de tranzistorul* T_5. *Tranzistoarele* $T_6 - T_9$ *formează etajul de ieşire în clasă AB, curentul prin tranzistoarele finale* T_8 *şi* T_9 *fiind fixat prin ajustarea valorii curentului* I_{D10} *(care modifică, însă, curenţii prin toate tranzistoarele circuitului, deci şi*

amplificarea acestuia), sau prin alegerea corespunzătoare a factorilor de aspect ai tranzistoarelor etajului final.

$$a \cong g_{m2}(r_{ds2} // r_{ds4}) g_{m5}(r_{ds5} // r_{ds10}) \frac{g_{m8} R_l}{1 + g_{m8} R_l} \cong \frac{1}{4} g_{m2} g_{m5} r_{ds2} r_{ds5} = \frac{K}{\sqrt{2}\lambda^2 I_O} \quad (4.121)$$

c. Rezistenţa de intrare a amplificatorului operaţional este:

$$R_i = \infty \quad (4.122)$$

d. Rezistenţa de ieşire a structurii are expresia:

$$R_O = \frac{1}{g_{m8}} // \frac{1}{g_{m9}} = \frac{1}{2 g_{m8}} = \frac{1}{2\sqrt{2KI_O}} \quad (4.123)$$

(pentru $K_6 = K_8$*, deci* $I_F = I_O$*).*

Problema 4.20

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.20. V_{C1} şi V_{C2} sunt potenţiale constante, fixat din exterior. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine A_{dd}. Ce avantaj prezintă circuitul comparativ cu cel din Figura 4.12a? Se consideră că tranzistoarele T_5, T_6, T_{12} şi T_{13} au constanta K de 4 ori mai mare decât a celorlalte tranzistoare.

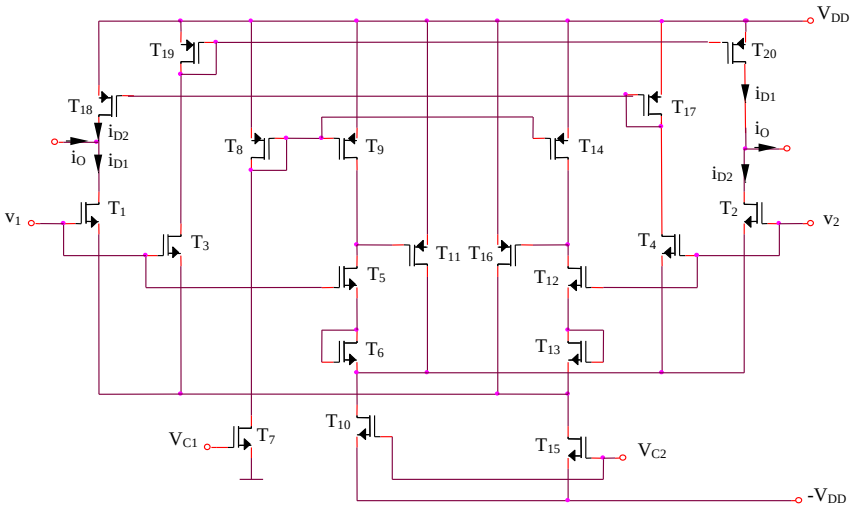

Figura 4.20

Rezolvare

Principiul de funcţionare al amplificatorului operaţional din Figura 4.20 este similar cu cel al structurii din Figura 4.12a. Tranzistoarele T_1 *şi* T_2 *formează amplificatorul diferenţial de intrare, excitat de tensiunea diferenţială* $v_1 - v_2$*, în timp ce tranzistoarele* T_3 *şi* T_4*, împreună cu oglinzile de curent* $T_{17} - T_{18}$ *şi* $T_{19} - T_{20}$ *au rolul de a reflecta curenţii de ieşire din amplificatorul diferenţial (*i_{D1} *şi* i_{D2}*) în scopul obţinerii tensiunii de ieşire. Sursele de curent* V *din Figura 4.12b sunt implementate concret în Figura 4.20 prin intermediul perechilor* $T_5 - T_6$*, respectiv* $T_{12} - T_{13}$*, polarizate la un curent constant impus prin intermediul oglinzii multiple de curent* $T_8 - T_9 - T_{14}$ *de către tranzistorul* T_7*, având tensiunea grilă-sursă constantă şi fixată de potenţialul de comandă* V_C*. Deci:*

$$V = V_{GS5} + V_{GS6} = 2\left(V_T + \sqrt{\frac{2I_{D5}}{4K}}\right) = 2V_T + \sqrt{\frac{2}{K}\frac{K}{2}\left(V_{C1} - V_T\right)^2} = V_{C1} + V_T \qquad (4.124)$$

deci, folosind relaţia (4.77) din problema 4.12:

$$G_m = 2KV_{C1} \qquad (4.125)$$

G_m *fiind transconductanţa circuitului,* $i_O = G_m(v_1 - v_2)$*. Se obţine* $a = G_m\left(r_{ds2} \,//\, r_{ds20}\right)$

Circuitul prezintă avantajul posibilităţii controlului valorii transconductanţei G_m *prin intermediul potenţialului* V_{C1}*, precum şi avantajul unei transconductanţe independente de tensiunea de prag, deci o funcţionare a circuitului neafectată de efectul de substrat.*

Problema 4.21

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.21. Să se explice funcţionarea acestuia şi să se determine expresia amplificării circuitului. $V_{C1} - V_{C5}$ sunt potenţiale constante, fixate din exterior.

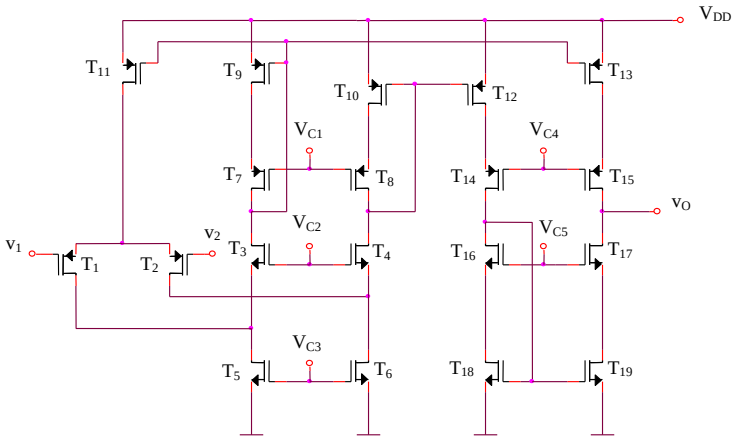

Figura 4.21

Rezolvare

Amplificatorul operaţional din Figura 4.21 este format din amplificatorul diferenţial $T_1 - T_2$ *şi din sursele de curent cascod realizate cu tranzistoarel* $T_3 - T_{19}$. *Curentul de ieşire din amplificatorul operaţional are expresia:*

$$i_O = i_{D15} - i_{D17} \tag{4.126}$$

Deoarece $T_{18} - T_{19}$, $T_{10} - T_{12}$ *şi* $T_9 - T_{13}$ *formează oglinzi de curent, rezultă:*

$$i_O = i_{D9} - i_{D10} = i_{D3} - i_{D4} = (i_{D5} - i_{D1}) - (i_{D6} - i_{D2}) \tag{4.127}$$

Oglinda de curent $T_5 - T_6$ *impune* $i_{D5} = i_{D6}$, *deci:*

$$i_O = i_{D2} - i_{D1} = g_{m1}(v_2 - v_1) \tag{4.128}$$

Tensiunea de ieşire a amplificatorului operaţional are expresia:

$$v_O = i_O R_O \tag{4.129}$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a structurii:*

$$R_O = r_{ds15} g_{m15} r_{ds13} \,//\, r_{ds17} g_{m17} r_{ds19} = \frac{1}{2} g_{m17} r_{ds17}^2 \tag{4.130}$$

rezultând o amplificare exprimată prin:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m17} r_{ds17}^2 \tag{4.131}$$

Problema 4.22

Se consideră structura de amplificator operaţional din Figura 4.22. V_{C1} şi V_{C2} sunt potenţiale constante, fixate din exterior. Să se determine expresiile pentru:

a. Curenţii de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcţionare
b. Amplificarea circuitului
c. Rezistenţa de intrare
d. Rezistenţa de ieşire
e. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun

Rezolvare

a. $I_{D1} = I_{D2} = I_O / 2$, $I_{D11} = I_{D12} = I_O$.

$$I_{D5} = I_{D6} = \frac{K}{2}(V_{DD} - V_{C2} - V_T)^2 \tag{4.132}$$

$$I_{D3} = I_{D4} = I_{D7} = ... = I_{D10} = I_{D6} - I_{D2} \tag{4.133}$$

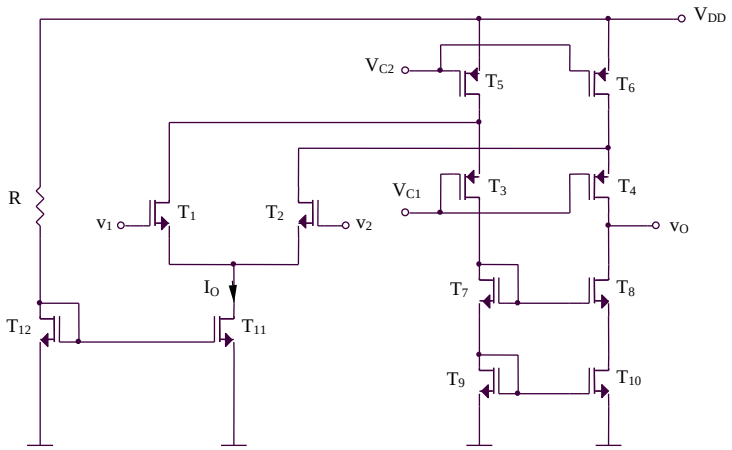

Figura 4.22

b,d. Amplificatorul operaţional este o structură clasică de cascodă întoarsă, etajul de intrare fiind implementat de amplificatorul diferenţial $T_1 - T_2$*, în timp ce etajul de ieşire este relizat utilizând sursa de curent de tip cascod* $T_3 - T_{10}$*, necesară pentru creşterea impedanţei de ieşire a amplificatorului operaţional şi, deci, a amplificării acestuia. Potenţialul* V_{C2} *fixează curentul de repaus prin tranzistoarele* T_5 *şi* T_6*.*

Amplificarea întregii structuri are expresia:

$$a = g_{m1} R_O \tag{4.134}$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional, exprimată prin:*

$$R_O = r_{ds8} g_{m8} r_{ds10} // \left[r_{ds4} g_{m4} \left(r_{ds6} // r_{ds2} \right) \right] \tag{4.135}$$

c. Rezistenţa de intrare a circuitului este:

$$R_i = \infty \tag{4.136}$$

e. Tensiunea maximă de intrare de mod comun are expresia:

$$v_{IC\max}^{+} = V_{C1} + V_{SG3} - V_{DS1sat} + V_{GS1} = V_{C1} + V_{SG3} + V_T \tag{4.137}$$

Condiţia de funcţionare în saturaţie a tranzistorului T_5 *se poate scrie:*

$$V_{DD} - \left(V_{C1} + V_{SG3} \right) \geq V_{DD} - V_{C2} - V_T \tag{4.138}$$

echivalent cu:

$$V_{C2} - V_{C1} \geq V_{SG3} - V_T = \sqrt{\frac{2}{K}\left[\frac{K}{2} \left(V_{DD} - V_{C2} - V_T \right)^2 - \frac{I_O}{2} \right]} = \sqrt{\left(V_{DD} - V_{C2} - V_T \right)^2 - \frac{I_O}{K}} \tag{4.139}$$

rezultând următoarea condiţie pentru funcţionarea în saturaţie a tranzistorului T_5 *:*

$$\frac{I_O}{K} \geq (V_{DD} - V_{C2} - V_T)^2 - (V_{C2} - V_{C1})^2 \qquad (4.140)$$

Tensiunea de intrare de mod comun este exprimată prin relaţia (4.28).

Problema 4.23

Se consideră amplificatorul operaţional de tip cascodă întoarsă din Figura 4.23. Să se determine expresiile pentru:

a. Curenţii de drenă în punctul static de funcţionare

b. Amplificarea circuitului

Se consideră că potenţialele V_{C1} şi V_{C3} (fixate din exterior) asigură curenţii $I_{D9} = I_{D5} = I_{D4} = I_{D3} = I_O$, iar V_{C2} şi V_{C4} sunt, de asemenea, potenţiale fixate.

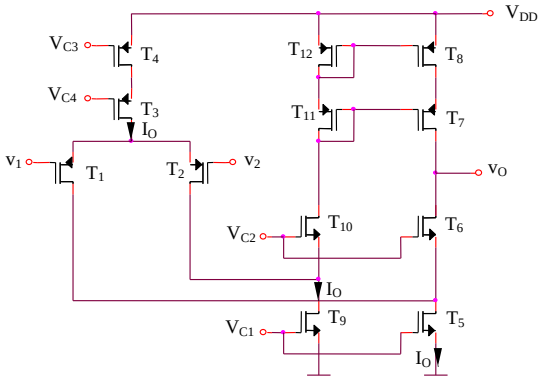

Figura 4.23

Rezolvare

a.

$$I_{D3} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D8} = I_{D10} = I_{D11} = I_{D12} = I_{D9} - I_{D2} = \frac{I_O}{2} \qquad (4.141)$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{D3}}{2} = \frac{I_O}{2} \qquad (4.142)$$

b. Curentul de ieşire din amplificatorul operaţional are expresia:

$$i_O = \left(I_O - \frac{I_O}{2} - g_{m1}v_2\right) - \left(I_O - \frac{I_O}{2} - g_{m1}v_1\right) = g_{m1}(v_1 - v_2) \qquad (4.143)$$

iar tensiunea de ieşire a acestuia este:

$$v_O = i_O R_O = i_O\left[r_{ds7} g_{m7} r_{ds8} \,//\, r_{ds6} g_{m6}\left(r_{ds5} \,//\, r_{ds1}\right)\right] \tag{4.144}$$

deci:

$$a = g_{m1}\left[g_{m7} r_{ds8}^2 \,//\, g_{m6} r_{ds6}\left(r_{ds5} \,//\, r_{ds1}\right)\right] = \frac{K}{\lambda^2 I_O} \tag{4.145}$$

Problema 4.24

Să se determine expresia amplificării structurii de amplificator operaţional din Figura 4.24. V_C este potenţial de polarizare fixat din exterior.

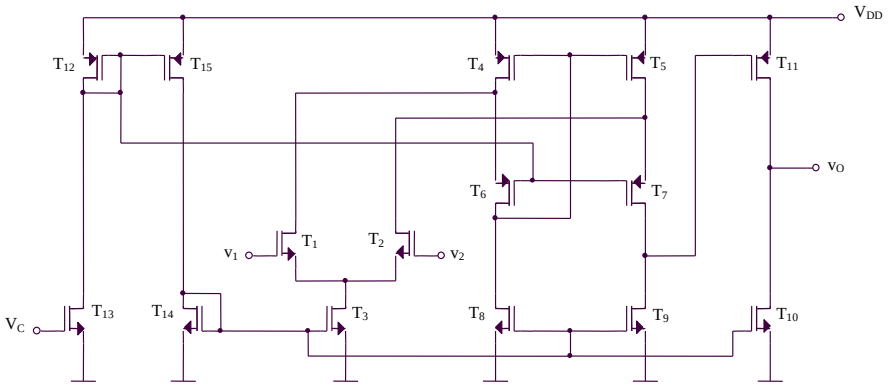

Figura 4.24

Rezolvare

Amplificatorul operaţional este de tip cascodă întoarsă, amplificarea etajului diferenţial $T_1 - T_2$ *fiind:*

$$A_{dd1} = g_{m1}\left\{r_{ds9} \,//\, r_{ds7}\left[1 + g_{m7}\left(r_{ds2} \,//\, r_{ds5}\right)\right]\right\} \cong g_{m1} r_{ds9} \tag{4.146}$$

Amplificarea etajului al doilea, realizat cu tranzistorul T_{11} *în configuraţia sursă comună are expresia:*

$$A_{dd2} = g_{m11}\left(r_{ds10} \,//\, r_{ds11}\right) \tag{4.147}$$

Amplificarea întregii structuri este:

$$a = A_{dd1} A_{dd2} \tag{4.148}$$

Problema 4.25

Se consideră amplificatorul operaţional din Figura 4.25, V_C şi $V_{C1} - V_{C4}$ fiind potenţiale constante, fixate din exterior care stabilesc prin circuit curenţii I_{D0}, I_{D1} şi I_O (v. Figura 4.25) . Toate tranzistoarele sunt identice, cu excepţia T_0 şi T_1 care au factorii K_0, respectiv K_1. Să se determine amplificarea întregii stucturi.

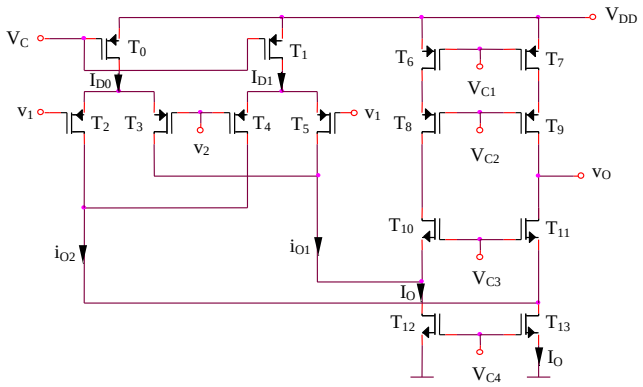

Figura 4.25

Rezolvare

Tensiunea de ieşire a amplificatorului operaţional are expresia:

$$v_O = \left[\left(I_O - \frac{I_{D0} + I_{D1}}{2} - i_{O1}\right) - \left(I_O - \frac{I_{D0} + I_{D1}}{2} - i_{O2}\right)\right] R_O = (i_{O2} - i_{O1}) R_O \qquad (4.149)$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a circuitului:*

$$R_O = r_{ds9} g_{m9} r_{ds7} \,//\, r_{ds11} g_{m11} (r_{ds13} \,//\, r_{ds2} \,//\, r_{ds4}) \qquad (4.150)$$

iar cu i_{o1} *şi* i_{o2} *notându-se componentele de semnal mic de la ieşirea celor două amplificatoare diferenţiale* $T_2 - T_3$ *şi* $T_4 - T_5$. *Aceste componente sunt suprapuse peste curenţii din punctul static de funcţionare,* $I_{D2} = I_{D3} = I_{D0}/2$ *şi* $I_{D4} = I_{D5} = I_{D1}/2$.

Curentul diferenţial de ieşire poate fi scris astfel:

$$i_{O2} - i_{O1} = (i_{D2} + i_{D4}) - (i_{D3} + i_{D5}) = (i_{D2} - i_{D3}) + (i_{D4} - i_{D5}) \qquad (4.151)$$

$$i_{O2} - i_{O1} = g_{m2,3}(v_2 - v_1) + g_{m4,5}(v_1 - v_2) = (g_{m4,5} - g_{m2,3})(v_1 - v_2)$$

$$i_{O2} - i_{O1} = \left(\sqrt{KI_{D1}} - \sqrt{KI_{D0}}\right)(v_1 - v_2) \qquad (4.152)$$

rezultând o amplificare exprimată prin:

$$a = \left(\sqrt{KI_{D1}} - \sqrt{KI_{D0}}\right) R_O = \sqrt{\frac{K}{2}}\left(\sqrt{K_1} - \sqrt{K_0}\right)(V_{DD} - V_C - V_T) R_O \qquad (4.153)$$

Problema 4.26

Pentru amplificatorul operaţional din Figura 4.26a să se determine amplificarea circuitului, considerându-se că tranzistoarele $T_5 - T_8$ sunt tranzistoare MOS super-cascod, având structura descrisă în Figura 4.26b. Se cunosc $I_{O1} = I_{O2} = I_O / 2$, iar potenţialele $V_{C1} - V_{C4}$ sunt fixate din exterior astfel încât stabilesc prin circuit curenţii din Figura 4.26a.

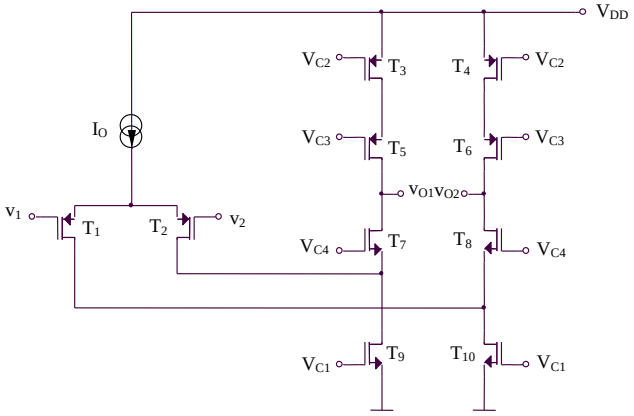

Figura 4.26a

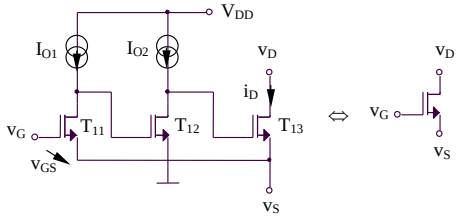

Figura 4.26b

Rezolvare

Echivalarea celor două structuri din Figura 4.26b este posibilă pornind de la relaţia generală care le caracterizează, $i_D = G_m v_{GS}$, *cu* G_m *notându-se transconductanţa echivalentă a structurii formate din cele trei tranzistoare. Se pot scrie relaţiile:*

$$i_D = g_{m13} v_{GS13} = g_{m13} g_{m12} v_{GS12} r_{ds12} = g_{m13} g_{m12} r_{ds12} g_{m11} r_{ds11} v_{GS} \qquad (4.154)$$

rezultând:

$$G_m = g_{m13} g_{m12} r_{ds12} g_{m11} r_{ds11} = g_{m11}^3 r_{ds11}^2 = \frac{4K^{3/2}}{\lambda^2 I_O^{1/2}} = G_{m5} = G_{m6} = G_{m7} = G_{m8} \qquad (4.155)$$

Structura de amplificator operaţional din Figura 4.26a este formată din etajul diferenţial clasic realizat cu tranzistoarele T_1 şi T_2, curentul de ieşire al acestuia parcurgând sursa de curent $T_3 - T_{10}$ realizată în varianta cascod pentru creşterea rezistenţei de ieşire şi, deci, a amplificării circuitului. Amplificarea va avea expresia:

$$a = g_{m1} R_O \tag{4.156}$$

R_O *fiind rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional, exprimată astfel:*

$$R_O = r_{ds8}\left[1 + G_{m8}\left(r_{ds10} \,//\, r_{ds1}\right)\right] // \, r_{ds6}\left(1 + G_{m6} r_{ds4}\right) \tag{4.157}$$

Inlocuirea tranzistoarelor clasice cu tranzistoarele de tip supercascodă, având o transconductanţă echivalentă mult superioară conduce la o importantă creştere a rezistenţei de ieşire a amplificatorului operaţional şi, implicit, a amplificării acestuia.

Problema 4.27

Se consideră amplificatorul operaţional din Figura 4.27. Să se explice funcţionarea circuitului şi să se determine amplificarea acestuia. Toate tranzistoarele sunt identice, cu excepţia T_{15} şi T_{14} care au $K_{15} = 4K_{14} = 4K$. Potenţialele V_{C1} şi V_{C2} sunt constante şi stabilite din exterior, V_{C2} fixând curenţii de drenă ai tranzistoarelor T_4 şi T_5 la valoarea $I_{D4} = I_{D5} = I_O / 2$. Ce relaţie există între potenţialul V_{C2} şi curentul I_O?

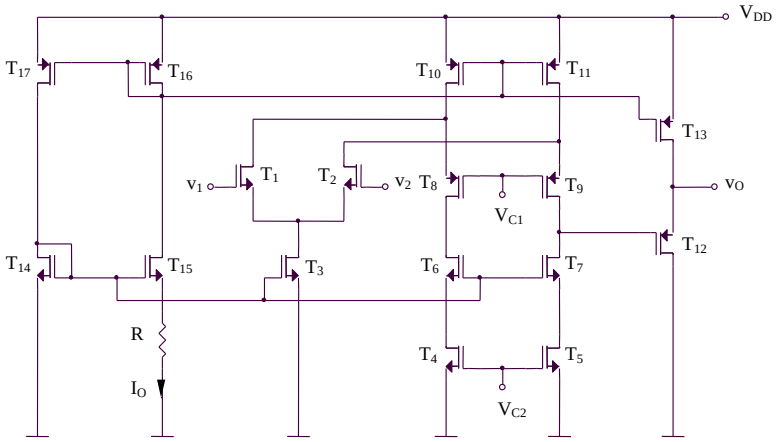

Figura 4.27

Rezolvare

Amplificatorul operaţional prezentat în Figura 4.27 reprezintă o structură clasică de cascodă întoarsă, formată din:

- amplificatorul diferenţial T_1 şi T_2;

- sursa de curent $T_4 - T_{11}$ realizată în variantă cascod pentru creşterea impedanţei de ieşire;
- etajul de ieşire T_{12} de tip drenă comună, având amplificare unitară în tensiune, cu rolul de a reduce imdepanţa de ieşire a amplificatorului operaţional;
- sursa de curent $T_{14} - T_{17}$ necesară pentru polarizarea amplificatorului diferenţial (prin T_3), a sursei cascod (prin potenţialul grilei tranzistorului T_{16}), respectiv a etajului de ieşire (prin T_{13}).

Pentru determinarea curenţilor statici prin tranzistoarele circuitului se pot scrie relaţiile:

$$V_{GS14} = V_{GS15} + I_O R \tag{4.158}$$

echivalent cu:

$$V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} = V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{4K}} + I_O R \tag{4.159}$$

deci:

$$I_O = \frac{1}{2KR^2} \tag{4.160}$$

Curenţii de drenă ai tranzistoarelor circuitului au valorile:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D4} = ... = I_{D9} = \frac{I_O}{2} \tag{4.161}$$

$$I_{D3} = I_O = I_{D10} = ... = I_{D17} \tag{4.162}$$

$$I_{D4} = \frac{I_O}{2} = \frac{1}{4KR^2} = \frac{K}{2}\left(V_{C2} - V_T\right)^2 \tag{4.163}$$

rezultând:

$$V_{C2} = V_T + \frac{1}{\sqrt{2}KR} \tag{4.164}$$

Amplificarea structurii are expresia:

$$a = g_{m1}\left\{r_{ds7} g_{m7} r_{ds5} // \left[r_{ds9} g_{m9}\left(r_{ds11} // r_{ds2}\right)\right]\right\} \tag{4.165}$$