

ANCA MANOLESCU

ANTON MANOLESCU

COSMIN POPA

**ANALIZA ȘI PROIECTAREA
CIRCUITELOR INTEGRATE ANALOGICE
VLSI CMOS**

Culegere de probleme

Partea I

2006

CUPRINS

1. Surse de curent.....	1
2. Referințe de tensiune.....	53
3. Amplificatoare diferențiale.....	126
4. Amplificatoare operaționale.....	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 și rezistență de sarcină, cerințele principale impuse acestei clase de circuite fiind: rejecție ridicată a sursei de alimentare, coeficient de temperatură redus, impedanță de ieșire ridicată și domeniu extins al tensiunii de ieșire. Reducerea dependenței de tensiunea de alimentare se realizează prin autopolarizarea sursei de curent elementare, minimizarea coeficientului de variație cu temperatura al curentului de ieșire este posibilă prin implementarea unor tehnici de corecție a caracteristicii de temperatură a curentului de ieșire, în timp ce creșterea rezistenței de ieșire a sursei de curent se obține prin proiectarea unor circuite de tip cascod. Dezavantajul acestor circuite este creșterea tensiunii minime de ieșire a sursei de curent, fiind necesară realizarea unui compromis între $V_{O\min}$ și R_O , de obicei realizat prin proiectarea unor surse de curent cascod modificate prin polarizarea tranzistorului inferior al structurii la limita de saturație.

Parametrii surselor de curent

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

$$TCR = \frac{1}{I} \frac{dI}{dT}$$

- **Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile 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 și 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:

- Curentul de ieșire I_O , neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului
- Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$
- Rezistența de ieșire R_O
- Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}
- Factorul de transfer I_O/I în ipoteza considerării efectului de modulare a lungimii canalului

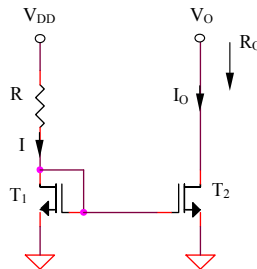


Figura 1.1

Rezolvare

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

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

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

$$V_{DD} = I_0 R + V_{GS1} \quad (1.2)$$

$$I_0 = \frac{K}{2} (V_{GS1} - V_T)^2 \quad (1.3)$$

rezultând:

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

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

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

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:

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

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

$$I_0 = \frac{1}{KR^2} \left[1 + KR(V_{DD} - V_T) - \sqrt{1 + 2KR(V_{DD} - V_T)} \right] \quad (1.7)$$

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

$$S_{I_0}^{V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{I_0} \frac{dI_0}{dV_{DD}} \quad (1.8)$$

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

$$I = R \frac{dI_0}{dV_{DD}} + \frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} \quad (1.9)$$

și:

$$\frac{dI_0}{dV_{DD}} = K(V_{GS1} - V_T) \frac{dV_{GS1}}{dV_{DD}} \quad (1.10)$$

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

$$\frac{dI_0}{dV_{DD}} = K(V_{GS1} - V_T) \left(1 - R \frac{dI_0}{dV_{DD}} \right) \quad (1.11)$$

și, deci:

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

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

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

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

$$R_O = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_O} \quad (1.14)$$

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

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

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

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

De remarcat dependența factorului de transfer de tensiunea de ieșire V_O .

Problema 1.2

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

- Să se determine valorile curentului de ieșire I_O , rezistenței de ieșire R_O și tensiunii minime de ieșire $V_{O\min}$, considerându-se pentru acest punct $V_O = 9V$.
- Să se determine valoarea factorului de transfer $I_O(I)$ în ipoteza considerării efectului de modulare a lungimii canalului pentru $V_O = 2V$ și $V_O = 15V$.
- Să se determine valoarea sensibilității curentului de ieșire față de variațiile 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 ieșire 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 ieșire a oglinzii de curent are valoarea:

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

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

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

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

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

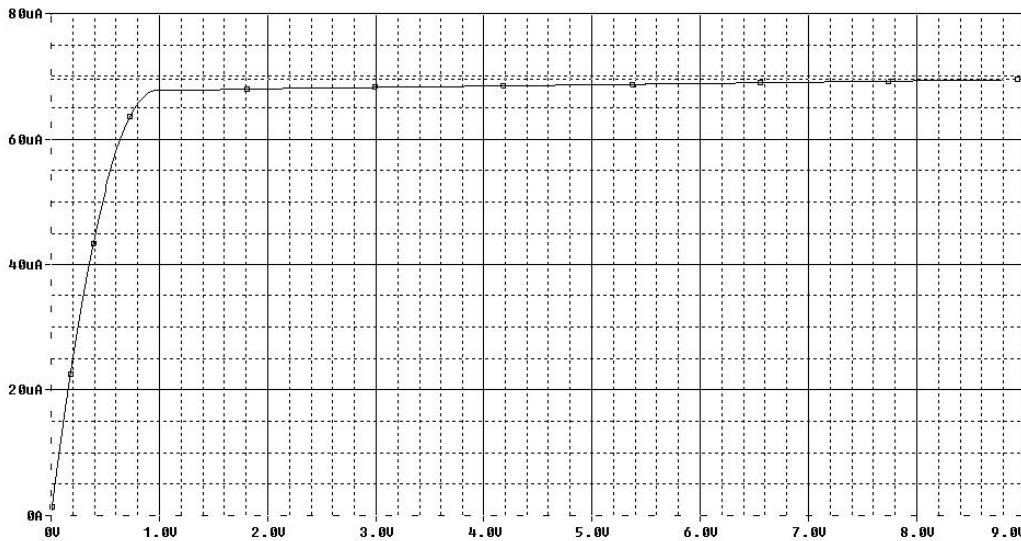


Figura 1.2a

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

$$I_O = 69,5\mu A \quad (1.19)$$

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

și

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

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 ieșire, $V_O = 2V$ și $V_O = 15V$. În vederea comparării rezultatelor teoretice cu cele obținute prin simulare, simularea SPICE $I_O(I)$ se va realiza pentru aceleași două valori diferite ale tensiunii de ieșire, $V_O = 2V$ și $V_O = 15V$:

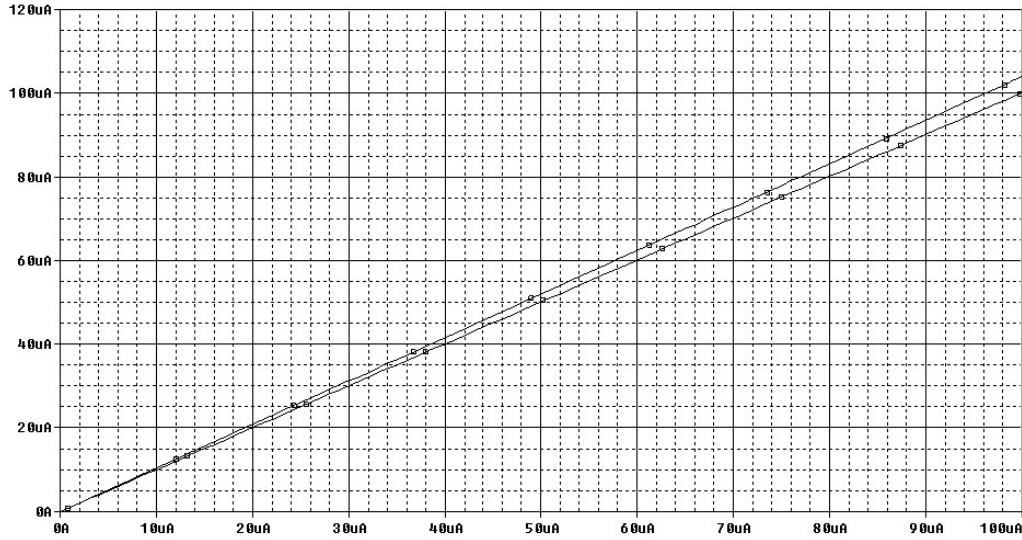


Figura 1.2b

Valorile simulate ale factorului de transfer sunt 1,002, respectiv 1,04.

c. Utilizând relația (1.13) a sensibilității curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare și 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 și 9V (Figura 1.2c) conduce la obținerea unei valori a sensibilității $S_{I_O}^{V_{DD}} = 1,31$.

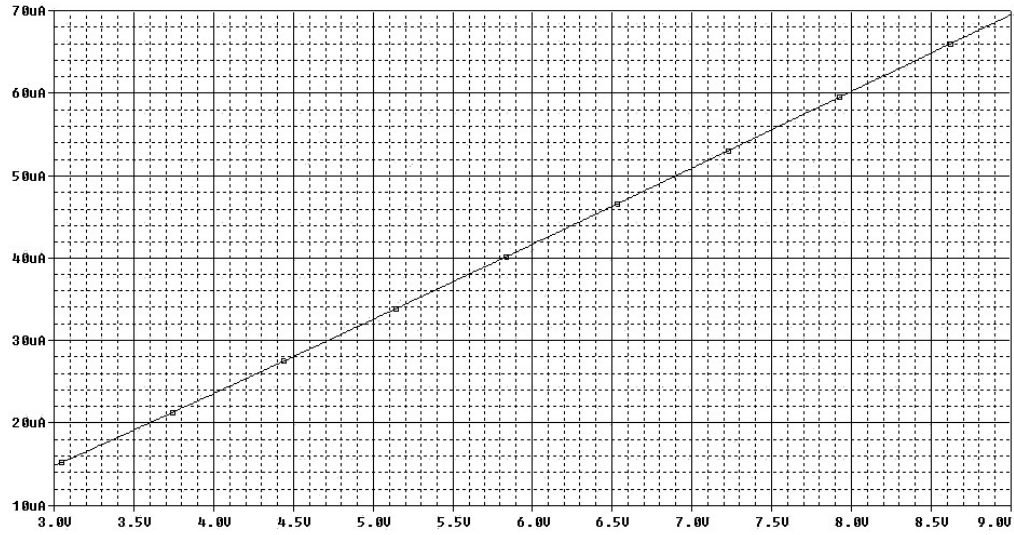


Figura 1.2c

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 ieșire	71,08μA		69,5μA	2,22
R_O	Rezistență de ieșire	4,69MΩ		4,767MΩ	1,64
V_{Omin}	Tensiune minimă de ieșire	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
$S_{I_O}^{V_{DD}}$	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:

- Curentul de ieșire I_O , neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului
- Rezistența de ieșire R_O
- Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}

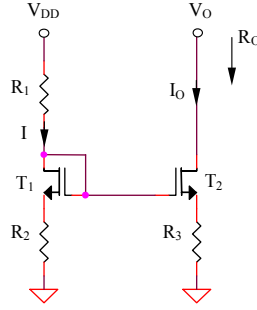


Figura 1.3

Rezolvare

a. Determinarea expresiei curentului I este posibilă rezolvând următorul sistem de 2 ecuații cu 2 necunoscute (V_{GS1} și I):

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

și:

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

Soluția valabilă pentru V_{GS1} este cea care corespunde funcționării în saturație a tranzistorului T_1 :

$$V_{GS1} > V_T \quad (1.24)$$

Sistemul este similar celui din Problema 1.1, cu modificarea:

$$R \rightarrow R_1 + R_2 \quad (1.25)$$

soluția sa fiind, conform relației (1.6):

$$V_{GS1} = V_T - \frac{I}{K(R_1 + R_2)} + \frac{I}{K(R_1 + R_2)} \sqrt{I + 2K(R_1 + R_2)(V_{DD} - V_T)} \quad (1.26)$$

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

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

V_{GS1} având valoarea determinată anterior.

b. Rezistența de ieșire 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 :

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

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

$$V_{O\min} = V_{DS2\text{sat}} + I_O R_3 = V_{GS2} - V_T + I_O R_3 = \sqrt{\frac{2I_O}{K}} + I_O R_3 \quad (1.29)$$

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 ieșire I_O , rezistenței de ieșire R_O și tensiunii minime de ieșire $V_{O\min}$.

Rezolvare

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

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

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

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

având soluția valabilă $V_{GS2} = 2,019V$, ceea ce conduce la un curent de ieșire de valoare:

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

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

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

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

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

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

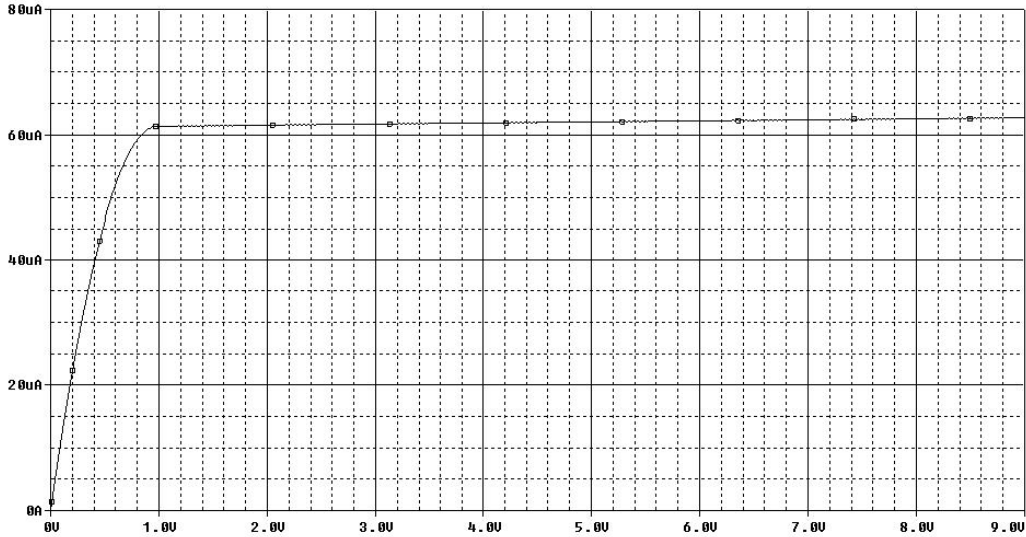


Figura 1.4

In urma simulării se obțin:

$$I_O = 62,689 \mu A \quad (1.34)$$

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

și

$$V_{O\min} \cong 1,1V \quad (1.36)$$

deci valori foarte apropiate de cele obținute teoretic.

Tabelul 1.2

Param.	Semnificație	Valoare calcul manual	Valoare simulată	Eroare (%)
I_O	Curent de ieșire	$63,96\mu A$	$62,689\mu A$	1,99
R_O	Rezistență de ieșire	$6,5M\Omega$	$5,83M\Omega$	10,3
V_{Omin}	Tensiune minimă de ieșire	$1,15V$	$1,1V$	4,35

Problema 1.5

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

- Curentul de ieșire I_O , neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului
- Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului
- Rezistența de ieșire R_O
- Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}

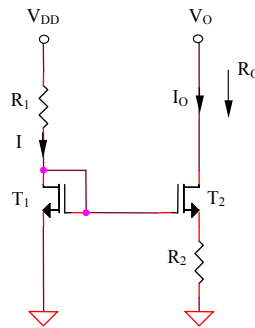


Figura 1.5

Rezolvare

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

$$V_{GS1} = V_T - \frac{I}{KR_1} + \frac{I}{KR_1} \sqrt{I + 2KR_1(V_{DD} - V_T)} \quad (1.37)$$

Ecuția pentru obținerea tensiunii V_{GS2} este:

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

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

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

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

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

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

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

Similar, relația (1.38) devine prin derivare:

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

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

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

Din cele patru relații anterioare se obține:

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

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

c. Expresia rezistenței de ieșire este:

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

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

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

Problema 1.6

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

- Să se determine valorile curentului de ieșire I_O , rezistenței de ieșire R_O și tensiunii minime de ieșire $V_{O\min}$
- 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):

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

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

$$I_O = 63,1\mu A \quad (1.49)$$

Utilizând relația (1.46) se obține:

$$R_O = 5,93M\Omega \quad (1.50)$$

și, din relația (1.47):

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

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: $I_O = 62,689\mu A$, $R_O = 5,83M\Omega$ și $V_{O\min} = 1,1V$, deci valori foarte apropiate de cele obținute teoretic.

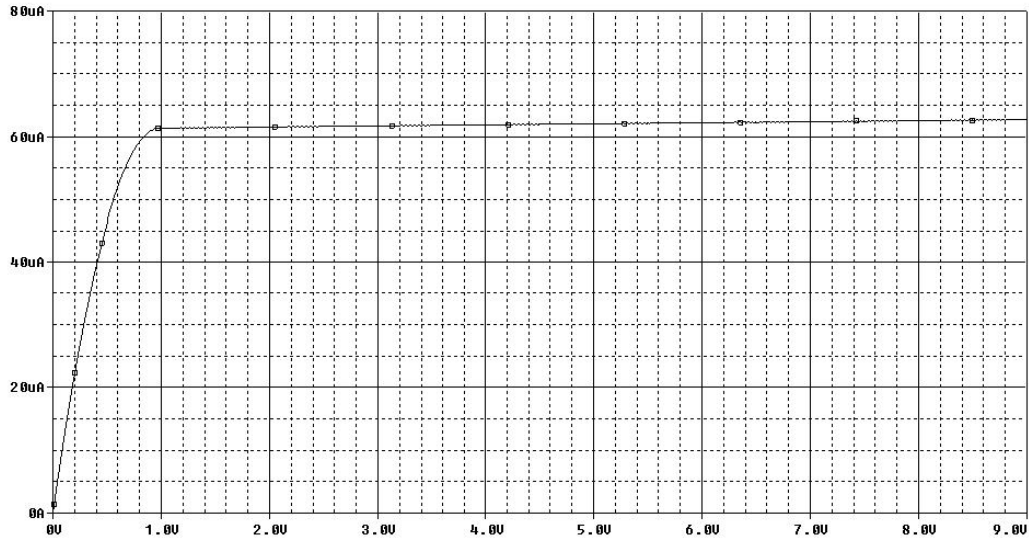


Figura 1.6a

Tabelul 1.3

Param.	Semnificație	Valoare calcul manual	Valoare simulată	Eroare (%)
I_O	Curent de ieșire	$63,1\mu A$	$62,689\mu A$	0,65
R_O	Rezistență de ieșire	$5,93M\Omega$	$5,83M\Omega$	1,69
V_{Omin}	Tensiune minimă de ieșire	$1,08V$	$1,1V$	1,85

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

$$V_{GS1} = I_O R_2 + V_{GS2} \quad (1.52)$$

echivalentă cu:

$$\sqrt{I} = R_2 I_O \sqrt{\frac{K}{2}} + \sqrt{I_O} \quad (1.53)$$

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

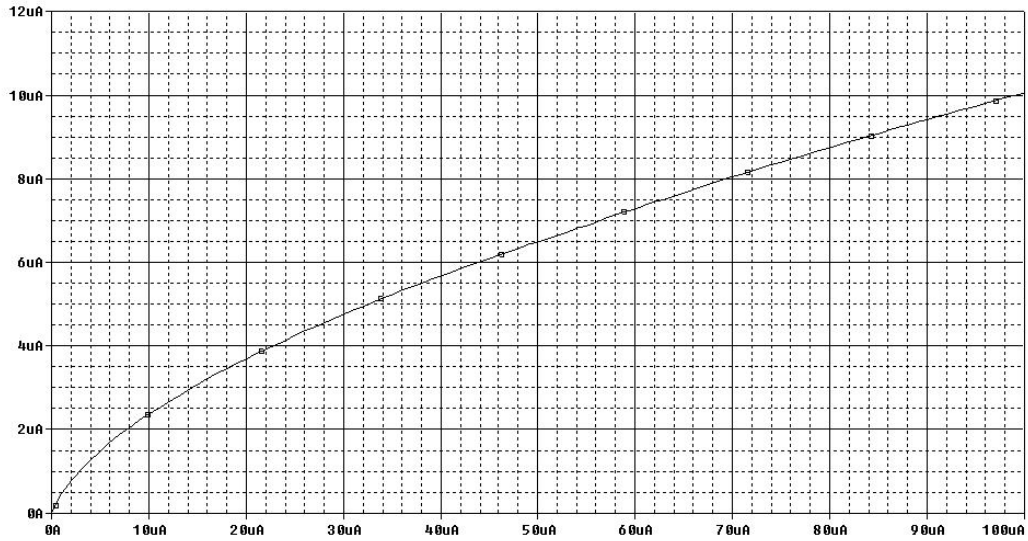


Figura 1.6b

Problema 1.7

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

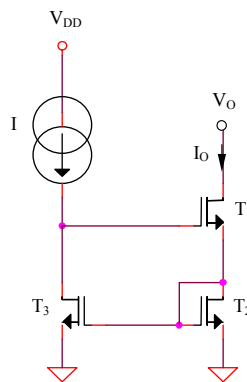


Figura 1.7

Rezolvare

Valorile diferite ale celor două tensiuni drenă-sursă pentru tranzistoarele oglizii de curent T_2-T_3 ($V_{DS2} = V_{GS2} = V_{GS}$ și $V_{DS3} = V_{GS1} + V_{GS2} = 2V_{GS}$) vor conduce la obținerea unor valori diferite ale curenților I și I_O , consecință a efectului de modulare a lungimii canalului:

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

Problema 1.8

Se consideră sursa de curent MOS din Figura 1.8a

- a. Să se determine expresia curentului de ieșire în condițiile considerării efectului de modulare a lungimii canalului
- b. Să se determine expresiile rezistenței de ieșire R_O și tensiunii minime de ieșire V_{Omin}

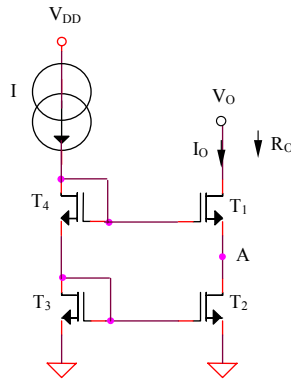


Figura 1.8a

Rezolvare

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

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

Introducerea suplimentară a tranzistorului T_4 impune tensiuni drenă-sursă de valori foarte apropiate tranzistoarelor T_2 și 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 rezistenței de ieșire R_O este:

$$R_O = r_{ds1} (I + g_{m1} r_{ds2}) \cong g_{m1} r_{ds}^2 \quad (1.56)$$

iar cea a tensiunii minime de ieșire este:

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

Problema 1.9

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

Rezolvare

Conform problemei 1.8, polarizarea tranzistoarelor T_2 și T_3 la tensiuni drenă-sursă de valori apropiate conduce la o valoare a curentului de ieșire $I_O \cong I = 100\mu A$ și, 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 ieșire, $R_O = 1718M\Omega$, în timp ce relația (1.57) implică $V_{O\min} = 3,58V$. Rezultă $1 / R_O I_O = 5,82 \times 10^{-6}$.

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 ieșire (practic, pentru $V_O = 5V$ și $V_O = 20V$ cele două caracteristici se suprapun).

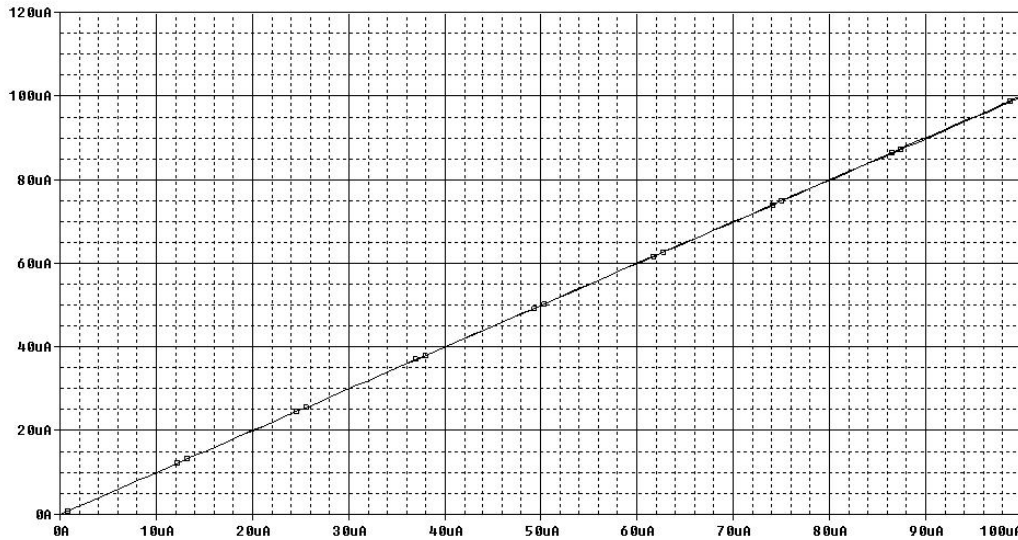


Figura 1.9

Problema 1.10

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

- Curentul de ieșire I_O , neglijând efectul de modulare a lungimii canalului
- Rezistența de ieșire R_O
- Tensiunea minimă de ieșire $V_{O\min}$

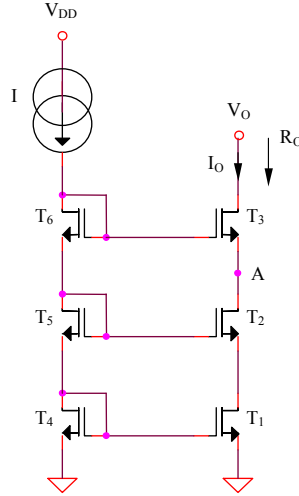


Figura 1.10

Rezolvare

a. Tranzistoarele T_1 și 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:

$$I_O = I \quad (1.58)$$

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

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

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

$$V_{O\min} = V_A + V_{DS3\text{sat}} = 3V_{GS} - V_T \quad (1.60)$$

Problema 1.11

Să se repete problema 1.9 pentru circuitul din Figura 1.10.

Rezolvare

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

Problema 1.12

Se consideră sursa de curent din Figura 1.12.

- Ce expresie trebuie să aibă potențialul V_C pentru ca tranzistorul T_1 să funcționeze la limită de saturație?
- Să se determine expresia tensiunii minime de ieșire $V_{O\min}$ pentru valoarea potențialului V_C dedusă la punctul anterior

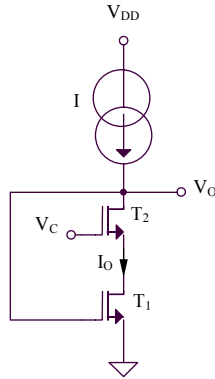


Figura 1.12

Rezolvare

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

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

b. Deoarece tranzistorul T_1 este polarizat la limita de saturație, tensiunea minimă de ieșire va avea expresia:

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

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

Problema 1.13

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

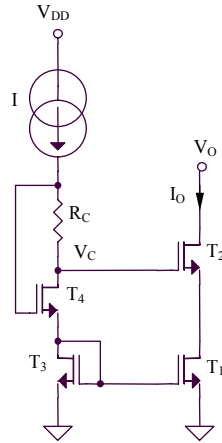


Figura 1.13

Rezolvare

$$V_C = V_{GS3} + V_{GS4} - IR_C \quad (1.64)$$

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

$$V_C - V_{GS2} = V_{DS1sat} = V_{GS1} - V_T \quad (1.65)$$

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

$$R_C = \frac{V_T}{I} \quad (1.66)$$

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 ieșire.

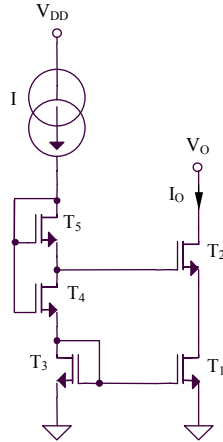


Figura 1.14

Rezolvare

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

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

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

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

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

$$V_{DS4} = V_{GS4} - V_{GS5} \cong V_{GS4} - V_T = V_{DS4sat} \quad (1.69)$$

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 ieșire.

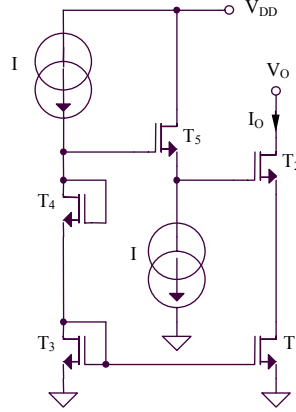


Figura 1.15

Rezolvare

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

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

toate tensiunile grilă-sursă având valori egale, deoarece tranzistoarele sunt identice și polarizate de același curent de drenă I . Deci, tranzistorul T_1 este polarizat la limita de saturație. Tensiunea minimă de ieșire va fi impusă de funcționarea în saturație a tranzistorului T_2 :

$$V_{O\min} = V_{DS2\text{sat}} + V_{DS1} = 2(V_{GS1} - V_T) = V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \quad (1.71)$$

Problema 1.16

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

- Curentul de ieșire I_O
- Rezistența de ieșire R_O
- Tensiunea minimă de ieșire $V_{O\min}$, considerându-se o polarizare a tranzistorului T_1 la limita de saturație. Pentru punctele a. și a. se va neglija efectul de modulare a lungimii canalului.

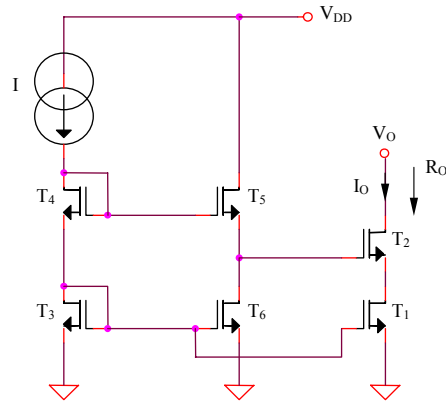


Figura 1.16

Rezolvare

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

$$I_O = I \quad (1.72)$$

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

$$R_O = r_{ds2}(1 + g_{m2}r_{ds1}) \cong g_{m2}r_{ds2}^2 \quad (1.73)$$

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

$$V_{DS1} = V_{GS3} + V_{GS4} - V_{GS5} - V_{GS2} \quad (1.74)$$

echivalent cu:

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

S-a utilizat faptul că toate tranzistoarele din circuit funcționează la același 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 ieșire a sursei de curent va fi impusă de condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_2 :

$$V_{O\min} = V_{DS2\text{sat}} + V_{DS1} = 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \quad (1.76)$$

Problema 1.17

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

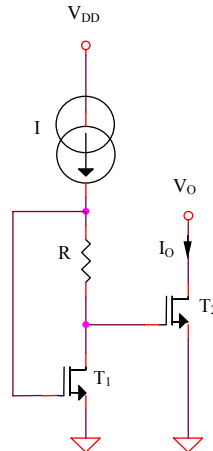


Figura 1.17

Rezolvare

$$V_{GS1} = IR + V_{GS2} \quad (1.77)$$

echivalent cu:

$$V_T + \sqrt{\frac{2I}{K}} = IR + V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \quad (1.78)$$

Rezultă următoarea dependență a curentului de ieșire de curentul I :

$$I_O = I + \frac{KR^2}{2} I^2 - R\sqrt{2KI}^{3/2} \quad (1.79)$$

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

$$K^2 R^4 I^2 - \frac{5}{2} R^2 KI + I = 0 \quad (1.80)$$

rezolvarea acestei ecuații conduce la obținerea soluțiilor:

$$I_1 = \frac{2}{R^2 K} \quad (1.81)$$

și:

$$I_2 = \frac{I}{2R^2 K} \quad (1.82)$$

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

$$I_{O1} = 0 \quad (1.83)$$

și:

$$I_{O2} = \frac{I}{8R^2 K} \quad (1.84)$$

deci maximul caracteristici $I_O(I)$ se va obține 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 dependența curentului de ieșire I_O de curentul I și să se evidențieze valoarea acestuia din urmă pentru care caracteristica $I_O(I)$ prezintă un maxim. Ce valoare va avea curentul de ieșire în acest punct?

Rezolvare

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

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

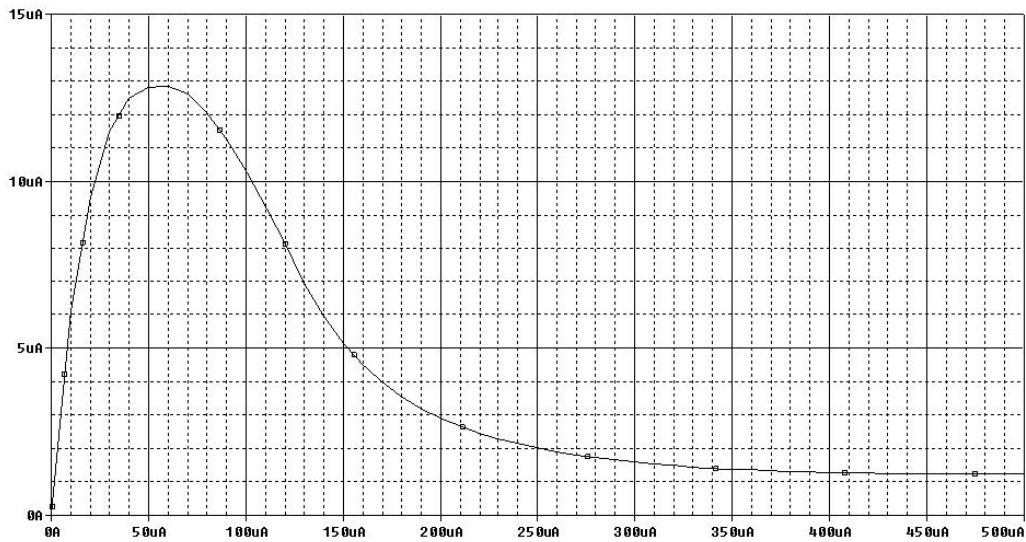


Figura 1.18

In urma simulării se obțin următoarele valori:

$$I = 50\mu A \quad (1.85)$$

și:

$$I_O = 11,532\mu A \quad (1.86)$$

Apare o mică eroare față de analiza teoretică în sensul că valoarea curentului de ieșire nu se anulează pentru un curent I exprimat prin relația (1.81), deci pentru $I = 166,67\mu A$. Pentru această 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 și care au fost neglijate în analiza anterioară. Se obține $I / R_O I_O = \lambda = 0,003V^{-1}$.

Problema 1.19

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

- Curentul de ieșire I_O . Se va neglija efectul de modulare a lungimii canalului pentru toate dispozitivele MOS active.
- Rezistența de ieșire R_O
- Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}

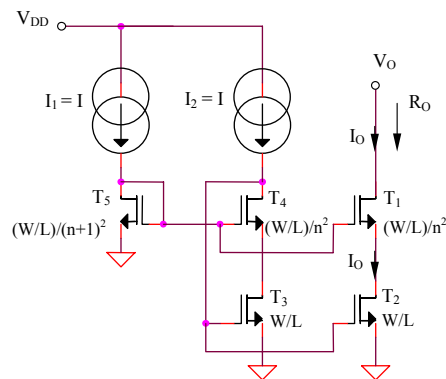


Figura 1.19

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:

$$I_O = I \quad (1.87)$$

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

$$R_0 = r_{ds1}(1 + g_{m1}r_{ds2}) \cong g_{m1}r_{ds2}^2 \quad (1.88)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

Deoarece sursele de curent de tip cascod limitează inferior tensiunea de ieșire 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:

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

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

$$V_{Omin} = V_{DS1sat} + V_{DS2} = (n+1)(V_{GS2} - V_T) = (n+1)\sqrt{\frac{2I}{K}} \quad (1.95)$$

Constanta n se alege de valoare cât mai mică pentru a se obține o valoare redusă a V_{Omin} .

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:

- Expresia curentului de ieșire I_O
- Expresia tensiunii minime de ieșire $V_{O\min}$
- Ce condiție trebuie să îndeplinească potențialul V_C și ce relație trebuie să existe între elementele circuitului pentru ca toate tranzistoarele să funcționeze în saturație?

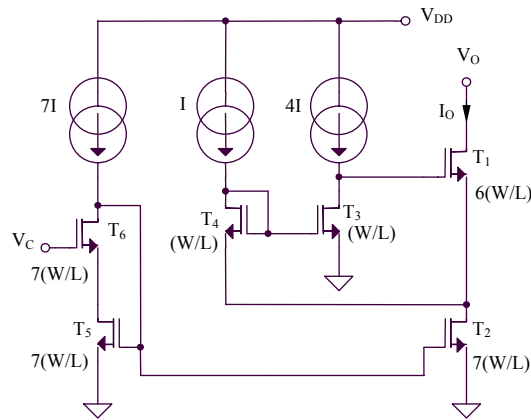


Figura 1.20

Rezolvare

a. Expresia curentului de ieșire este:

$$I_O = 7I - I = 6I \quad (1.96)$$

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

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

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

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

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

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

echivalent cu:

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

sau:

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

deci potențialul V_C trebuie să respecte următoarea inegalitate:

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

Condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_5 este:

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

echivalent cu:

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

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

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

Se impune, suplimentar, condiția ca:

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

Problema 1.21

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

- a. Curentul de ieșire I_O
- b. Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}

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

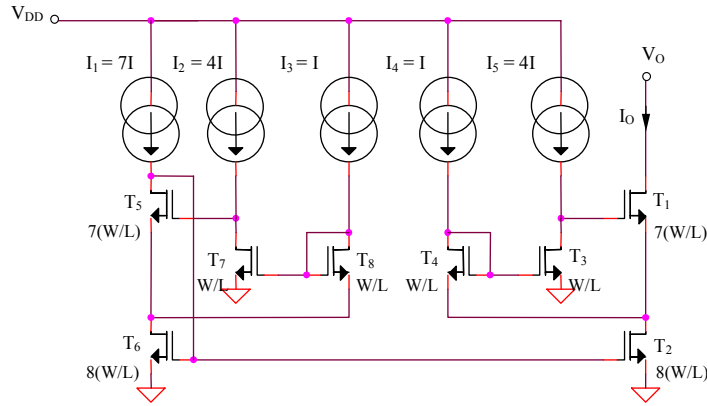


Figura 1.21

Rezolvare

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

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

b. Principiul de funcționare este similar circuitului din Figura 1.20, deci se bazează pe polarizarea la limită de saturație a tranzistorului T_2 . Ecuațiile care caracterizează funcționarea în saturație 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:

$$V_{GS4} - V_T = V_{GS2} - V_T \quad (1.112)$$

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

$$V_{GS1} - V_T = V_{GS2} - V_T \quad (1.114)$$

Deci:

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

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

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

Problema 1.22

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

- a. Curentul de ieșire I_O în funcție de curentul I
- b. Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}

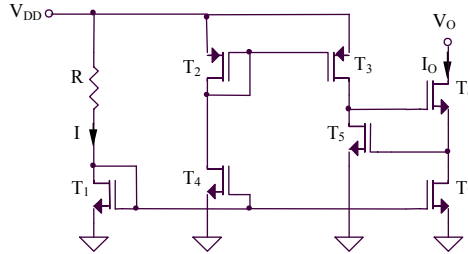


Figura 1.22

Rezolvare

a. Expresia curentului de ieșire 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 și funcționează la același curent de drenă, deci vor avea tensiuni grilă-sursă egale. Circuitul cascod este format din $T_5 - T_7$, tranzistoarele T_2 și T_3 fiind utilizate pentru a asigura un curent de polarizare pentru T_5 cvasi-independent de tensiunea de alimentare.

$$V_{Omin} = V_{DS6sat} + V_{DS7} = 2V_{GS} - V_T = V_T + 2\sqrt{\frac{2I}{K}} \quad (1.117)$$

Problema 1.23

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

- a. Curentul de ieșire I_O
- b. Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}

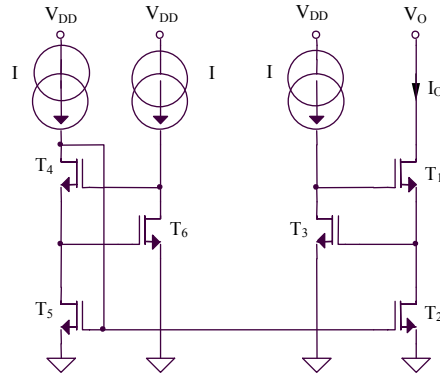


Figura 1.23

Rezolvare

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

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

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

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

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

Problema 1.24

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

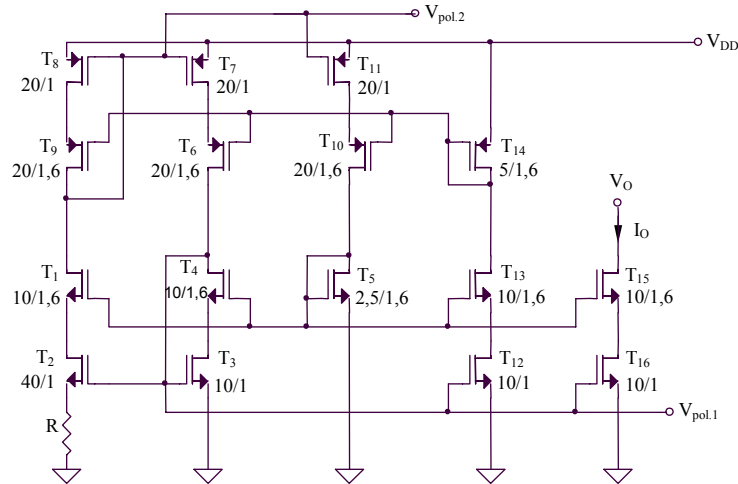


Figura 1.24

Rezolvare

Oglinda de curent de tip NMOS cu domeniu extins al tensiunii de ieșire 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 și T_4 este asigurat de dioda T_5 , iar curentul de polarizare a tranzistoarelor provine din bucla de polarizare prin T_{10} și T_{11} . Similar, oglinda de curent de tip PMOS cu domeniu extins al tensiunii de ieșire este realizată cu tranzistoarele T_6 - T_9 . Tranzistoarele T_6 și 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} și T_{13} . Expresia curentului de ieșire este:

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

Rezultă:

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

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

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

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

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

$$V_{GS5} - V_T = (V_{GS16} - V_T) \sqrt{\frac{(W/L)_{16}}{(W/L)_5}} \quad (1.124)$$

Inlocuind (1.95) și (1.96) în (1.94) se obține:

$$V_{DS16} = \left(\sqrt{\frac{(W/L)_{16}}{(W/L)_5}} - \sqrt{\frac{(W/L)_{16}}{(W/L)_{15}}} \right) (V_{GS16} - V_T) \frac{4}{\sqrt{10}} (V_{GS16} - V_T) > V_{GS16} - V_T \quad (1.125)$$

ceea ce asigură funcționarea în saturație a tranzistorului T_{16} și o marjă de siguranță $(4/\sqrt{10} - 1)(V_{GS16} - V_T) \cong 0,26(V_{GS16} - V_T)$ 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:

- Curentul de ieșire I_O
- Rezistența de ieșire R_O
- Tensiunea minimă de ieșire V_{Omin}

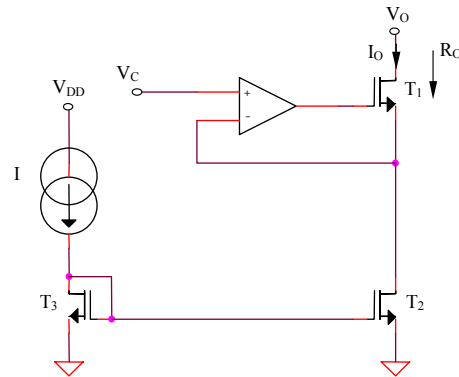


Figura 1.25a

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 ieșire a sursei de curent din Figura 1.25a este prezentat în Figura 1.25b.

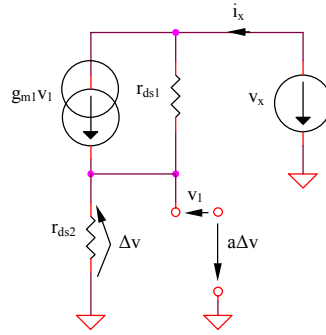


Figura 1.23b

Se pot scrie următoarele ecuații:

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

și, deci:

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

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

rezultând expresia aproximativă a rezistenței de ieșire 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 creștere foarte mare a rezistenței de ieșire a acesteia.

c. Tensiunea de ieșire 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 ieșire al circuitului, I_O .

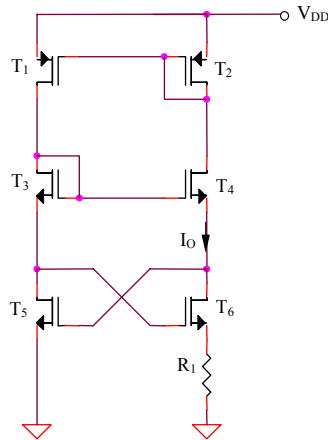


Figura 1.26

Rezolvare

Funcționarea în inversie slabă a dispozitivelor MOS active este caracterizată de relația generală:

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

Se obține:

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

Avantajul acestei implementări a sursei de curent constă în obținerea unei expresii a curentului de ieșire 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 ieșire I_O .

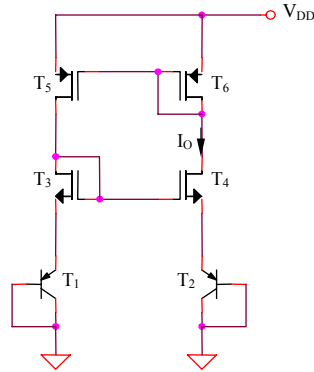


Figura 1.27

Rezolvare

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

Rezultă:

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

Problema 1.28

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

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

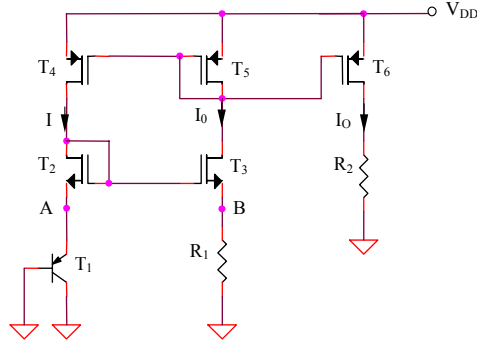


Figura 1.28

Rezolvare

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

$$I_O = \frac{V_{EB1}}{R_1} \quad (1.136)$$

b. Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare este:

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{I_O} \frac{dI_O}{dV_{DD}} \quad (1.137)$$

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

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

Derivând în raport cu tensiunea de alimentare relația anterioară și înlocuind $V_{SD4} = V_{DD} - V_{GS2} - V_{EB1}$, $V_{SD5} = V_{SG5}$, se obține:

$$\frac{dI_O}{dV_{DD}} = \frac{V_{th}}{R_1 I_O} \frac{dI_O}{dV_{DD}} + \frac{\lambda V_{th}}{R_1} \quad (1.139)$$

S-a considerat că V_{GS2} , V_{EB1} și V_{SG5} au o dependență neglijabilă de tensiunea de alimentare. Din relațiile (1.137) și (1.139) rezultă:

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

Problema 1.29

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

- Coeficientul de variație cu temperatura al curentului de ieșire, considerând o variație aproximativ liniară negativă cu temperatura a tensiunii bază-emitor, iar $dV_{BE} / dT = -2,1mV / K$
- Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare

Rezolvare

a. Coeficientul de variație cu temperatura al curentului de ieșire este:

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

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

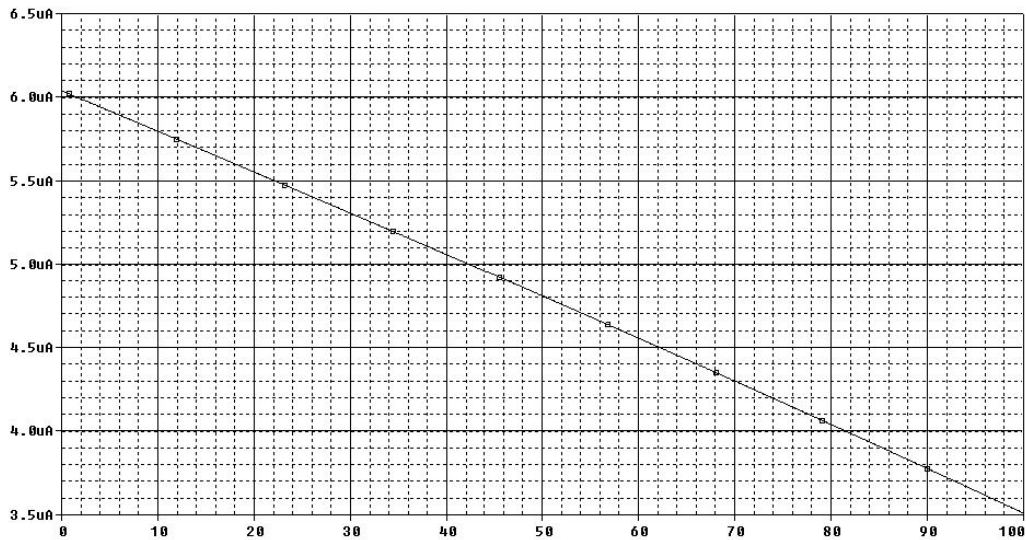


Figura 1.29a

Coeficientul de variație cu temperatura al curentului de ieșire rezultat în urma simulării este.

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

b. Valoarea sensibilității curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare obținută prin aplicarea relației (1.140) este $1,22 \times 10^{-3}$. Simularea dependenței $I_O(V_{DD})$ pentru circuitul din Figura 1.28 este prezentată în Figura 1.29b.

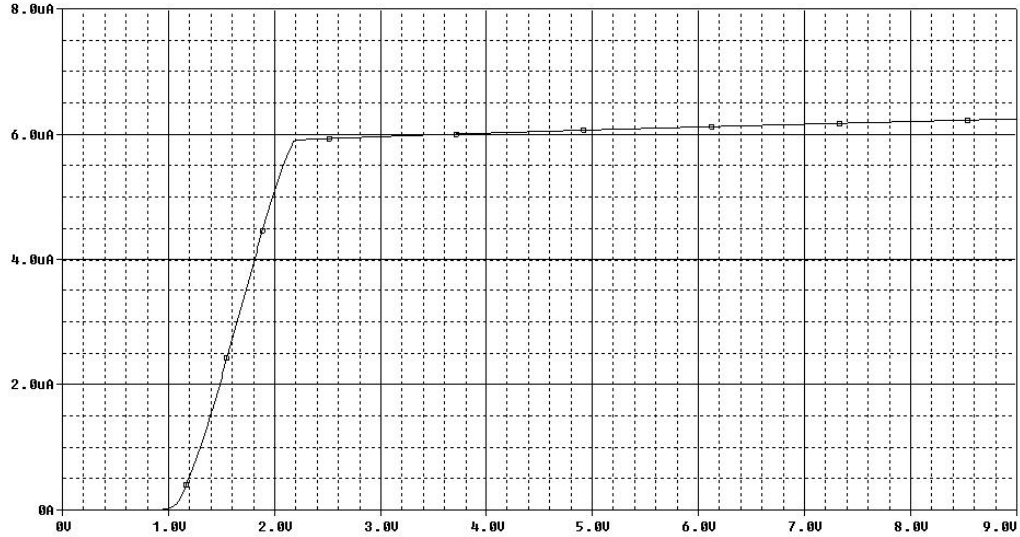


Figura 1.29b

Problema 1.30

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

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

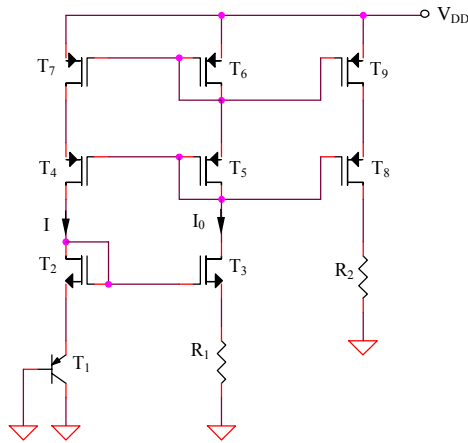


Figura 1.30a

Rezolvare

a. Similar problemei 1.28:

$$I_O = \frac{V_{EB1}}{R_1} \quad (1.143)$$

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

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

deoarece configurația circuitului și egalitatea $V_{SG4} = V_{SG5}$ forțează $V_{SD7} = V_{SD6} = V_{SG6}$, obținându-se:

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

Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare se reduce față de circuitul din Figura 1.28 ca o consecință 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 îmbunătățită cascod permite minimizarea $S_{I_O}^{V_{DD}}$ în ipoteza teoretică a unei împerecheri perfecte a dispozitivelor MOS active ($\lambda_7 = \lambda_8$). Simularea dependenței $I_O(V_{DD})$ pentru circuitul din Figura 1.30a este prezentată în Figura 1.30b, remarcându-se scăderea dependenței curentului de ieșire de tensiunea de alimentare, cu dezavantajul creșterii tensiunii minime de alimentare la aproximativ $3,6V$ (consecință a utilizării sursei de curent de tip cascod).

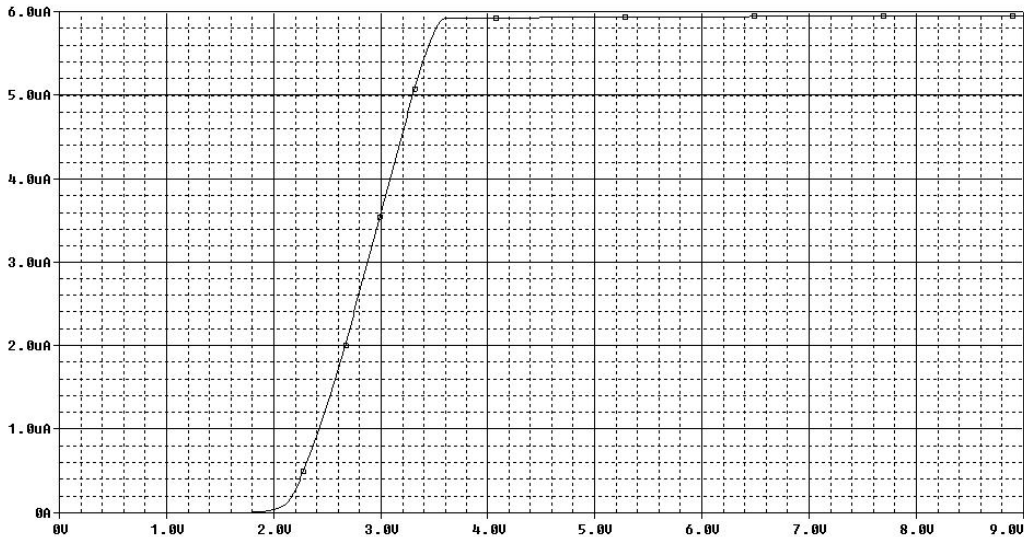


Figura 1.30b

Problema 1.31

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

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

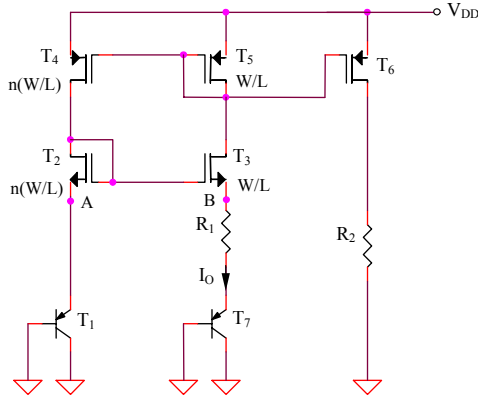


Figura 1.31

Rezolvare

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

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

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

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

Procedând similar problemelor anterioare, se obține:

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

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 $I_{S7} / I_{S1} = 10$, iar factorii de aspect ai tranzistoarelor MOS - egali. Să se determine coeficientul de variație cu temperatura al curentului de ieșire.

Rezolvare

Similar problemei 1.31 se obține:

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

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

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

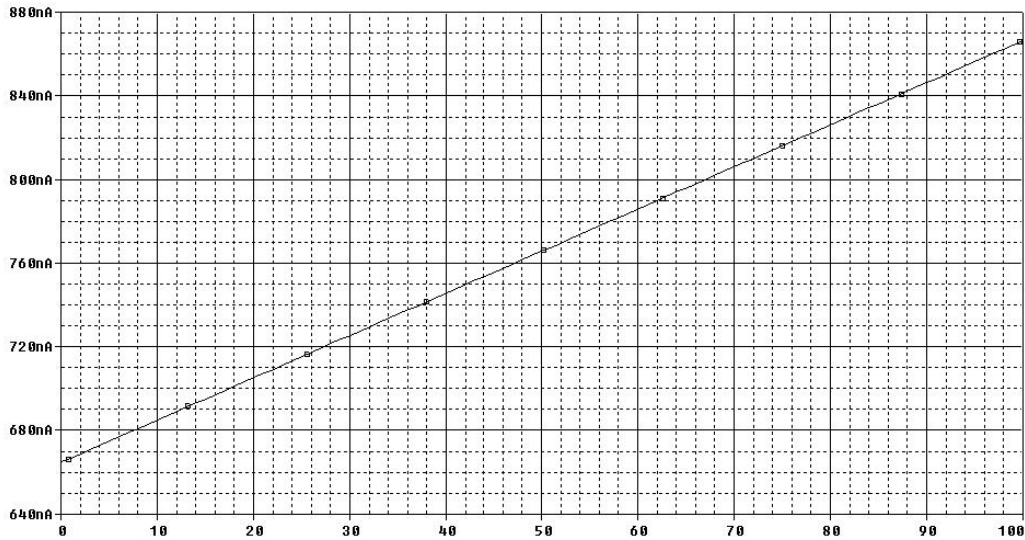


Figura 1.32

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:

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

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 și q fiind constante în raport cu variațiile temperaturii.

- a. Să se determine dependența de temperatură a curentului de ieșire, $I_O(T)$
- 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 ieșire în acest caz?

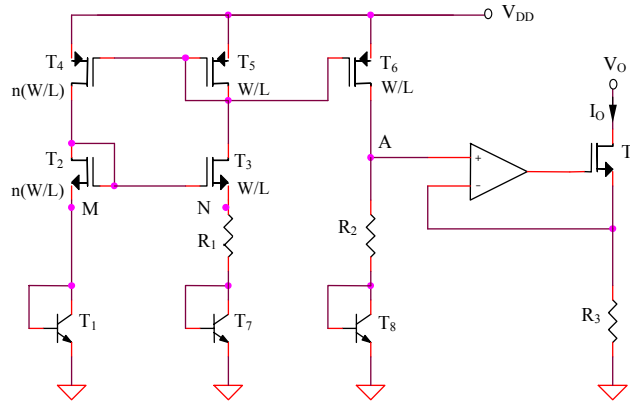


Figura 1.33

Rezolvare

a. Deoarece:

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

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

$$V_{R2} = R_2 \frac{V_{BE1} - V_{BE7}}{R_1} = V_{PTAT} = \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln(n) \quad (1.153)$$

Expresia curentului de ieșire I_O este, deci:

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

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:

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

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

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

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

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

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 ieșire al circuitului. Această 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 $I_{S7} / I_{S1} = I_{S7} / I_{S8} = 10$, 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 ieșire I_O .

b. În 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 și N să fie egale?

Rezolvare

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

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

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 $R_2 = 235 k\Omega$. Erorile calculului manual sunt explicabile prin neglijarea curenților de bază ai tranzistoarelor bipolare, având o puternică dependență de temperatură, precum și prin neglijarea efectelor de ordin secundar care afectează funcționarea tranzistoarelor MOS.

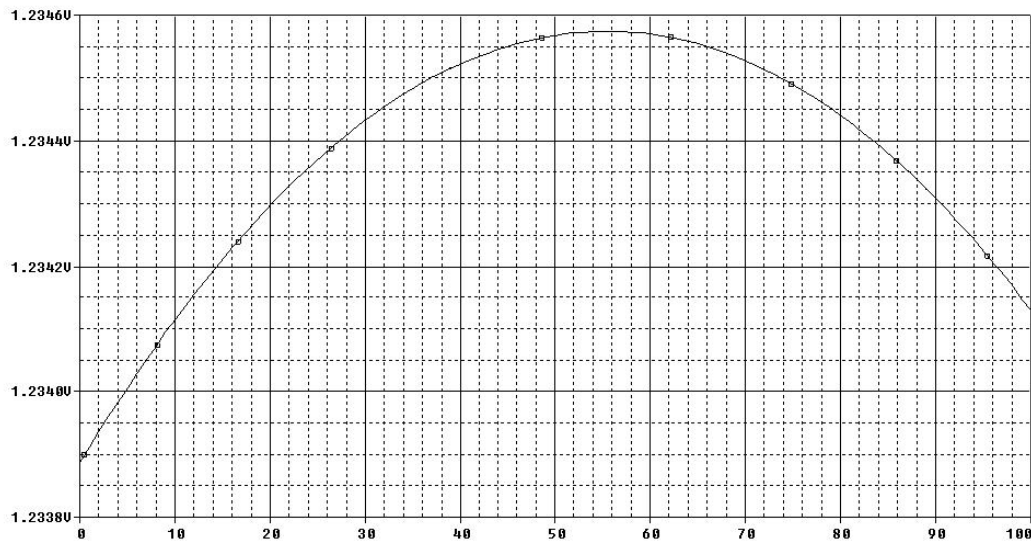


Figura 1.34a

b. Condiția $V_M = V_N$ implică $V_{GS2} = V_{GS3}$, deci:

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

echivalent cu:

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

Oglina de curent $T_4 - T_5$ impune:

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

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

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

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 $(W/L)_4 = 5$).

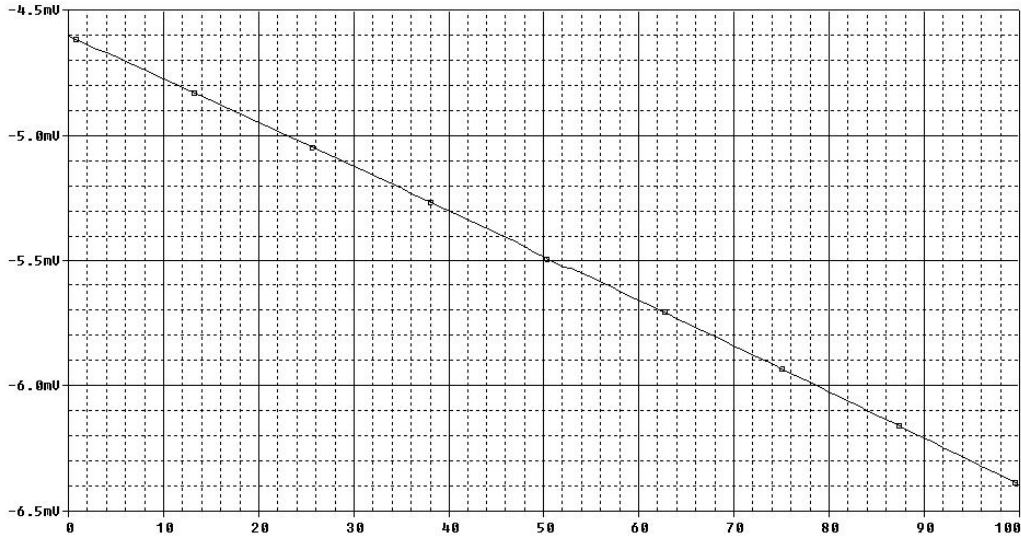


Figura 1.34b

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.

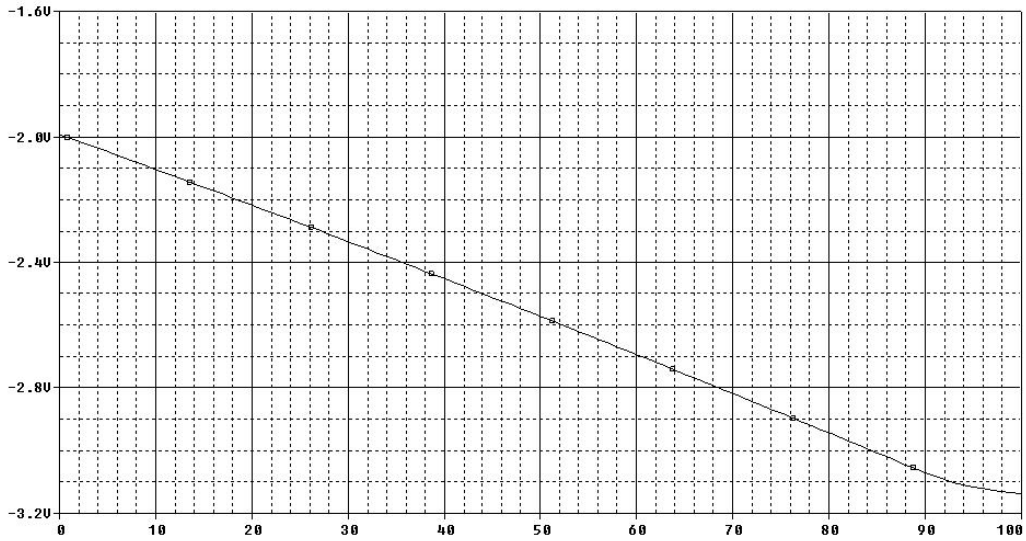


Figura 1.34c

Problema 1.35

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

- Curentul de ieșire I_O , neglijând efectul de modulare a lungimii canalului
- Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, considerând efectul de modulare a lungimii canalului doar pentru tranzistoarele T_4 și T_5

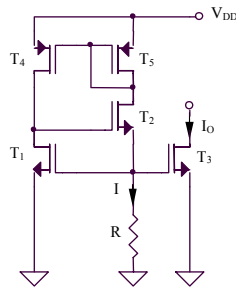


Figura 1.35

Rezolvare

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

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

echivalentă cu:

$$\frac{KR}{2} V_{GS}^2 - (I + KR V_T) V_{GS} + \frac{KR}{2} V_T^2 \quad (1.164)$$

Cele două soluții au următoarele expresii:

$$V_{GS1,2} = V_T + \frac{I}{KR} \pm \frac{\sqrt{2KR V_T + I}}{KR} \quad (1.165)$$

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

$$V_{GS} = V_T + \frac{I}{KR} + \frac{\sqrt{2KR V_T + I}}{KR} \quad (1.166)$$

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

$$I_O = \frac{V_T}{R} + \frac{\sqrt{2KR V_T + I} + I}{KR^2} \quad (1.167)$$

rezultând:

$$I_O = \frac{I}{KR^2} (I + KR V_T + \sqrt{I + 2KR V_T}) \quad (1.168)$$

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

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

rezultând:

$$I_O = \frac{K}{2} [I_O R (I - \lambda(V_{CC} - 3V_{GS})) - V_T]^2 \quad (1.170)$$

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

$$S_{I_O}^{V_{DD}} = \frac{V_{CC}}{I_O} \frac{dI_O}{dV_{DD}} = \frac{\lambda V_{DD}}{I - \frac{I}{KR(I_O R - V_T)}} \quad (1.171)$$

Problema 1.36

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

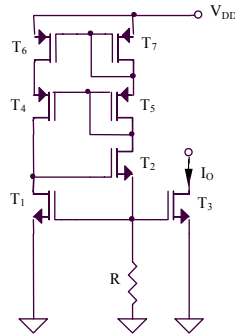


Figura 1.36

Rezolvare

Inlocuirea oglinzii de curent clasice $T_4 - T_5$ din Figura 1.35 cu oglinda de tip cascod $T_4 - T_7$ permite obținerea unei valori a $S_{I_O}^{V_{DD}}$ mult mai reduse ca o consecință a polarizării tranzistoarelor T_6 și 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:

- Curentul de ieșire I_O , neglijând efectul de modulare a lungimii canalului
- Sensibilitatea curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{I_O}^{V_{DD}}$, considerând efectul de modulare a lungimii canalului

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

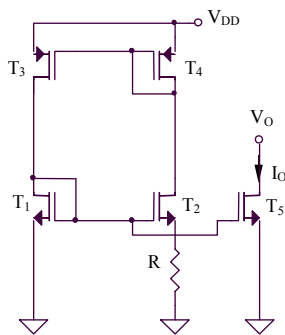


Figura 1.37

Rezolvare

a. Expresia curentului de ieșire este:

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

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

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

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

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

Prin derivare în raport cu V_{DD} a relației anterioare se obține:

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

Problema 1.38

Să se proiecteze o sursă de curent care să furnizeze un curent de tip PTAT, coeficientul de variație cu temperatura al acestuia fiind $0,1\mu A/K$, iar domeniul maxim de variație al temperaturii fiind limitat la $\Delta T = 10K$ față de valoarea T_0 a temperaturii de referință. Se va considera $V_{BE} \cong 0,6V$ pentru tot domeniul de variație 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 relației (1.146), considerând, de exemplu, $R_1 = 1k\Omega$, coeficientul de variație cu temperatura al curentului de ieșire este:

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

Se obține $n = 3,16$, rezultând, de exemplu, $(W/L)_3 = (W/L)_5 = 2$ și $(W/L)_2 = (W/L)_4 = 6,32$. Deoarece asimetria necesară pentru a se obține un curent de ieșire

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

Tensiunea minimă de alimentare trebuie să asigure funcționarea în saturație a tranzistoarelor MOS din circuit și în regim activ normal a tranzistoarelor bipolare, pentru tot domeniul maxim de variație a temperaturii. Deoarece curentul de ieșire este de tip PTAT, cazul cel mai restrictiv din punct de vedere al tensiunii minime de alimentare este cel al temperaturii de funcționare maxime, deci pentru $T = T_0 + \Delta T = 308K$. În acest caz, curentul de ieșire va avea valoarea $I_O = 30,8\mu A$. Tensiunea minimă de alimentare va avea expresia:

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

Se alege, de exemplu, $V_{DD} = 5V$ pentru a se asigura o funcționare corectă a circuitului în condițiile considerării efectelor de ordin secundar neglijate în analiza anterioară. Valoarea rezistenței R_2 se alege, în mod similar, punându-se condiția de funcționare în saturație 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 ieșire cu o variație redusă cu temperatura (sa va impune condiția de corecție liniară a caracteristicii). Valoarea curentului de ieșire va fi $I_O = 120\mu A$, iar dependența de tensiunea de alimentare va fi redusă. Se va considera $V_{BE} \cong 0,6V$ pentru tot domeniul de variație admis al temperaturii.

Rezolvare

Pentru a se obține o sensibilitate redusă a curentului de ieșire față de variațiile tensiunii de alimentare și o dependență redusă de temperatură a acestuia, se va alege sursa de curent cu autopolarizare prezentată în Figura 1.33. În vederea minimizării ariei ocupate pe siliciu, se impune, de exemplu, $n = 2$. Se alege $(W/L) = 2$. Din relația (1.155) rezultă următoarea valoare a raportului celor două rezistoare:

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

Se aleg valorile $R_2 = 33,29k\Omega$ și $R_1 = 1k\Omega$. Corecția liniară a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință fiind asigurată, neglijând termenul cu o variație logaritmică cu temperatura din expresia curentului de ieșire, se obține, conform relației (1.157):

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

deci $R_3 = 10k\Omega$.

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

CAPITOLUL II

REFERINȚE DE TENSIUNE

INTRODUCERE

O referință de tensiune este un circuit care produce o tensiune independentă de temperatură și tensiunea de alimentare, cerințele principale impuse acestei clase de circuite fiind: rejecție ridicată a sursei de alimentare, coeficient de temperatură redus, impedanță de ieșire redusă. Reducerea dependenței de tensiunea de alimentare se realizează prin autopolarizarea sursei de tensiune elementare, metoda uzuală fiind utilizarea unei oglinzi de curent complementare nucleului referinței de tensiune. Deoarece toate componentele electronice prezintă o variație a parametrilor cu temperatura, tehnica de bază utilizată pentru reducerea dependenței de temperatură este proiectarea circuitului astfel încât variațiile diferitelor componente să se compenseze reciproc într-un domeniu fixat de temperatură. Necesitatea obținerii unei rezistențe de ieșire de valoare redusă impune utilizarea unor etaje de amplificare suplimentare în structura referinței de tensiune.

Parametrii referințelor de tensiune

- **Coeficientul relativ de variație cu temperatura TCR (ppm / K)** reprezintă variația relativă a tensiunii de referință în raport cu variația temperaturii. Poate fi îmbunătățit prin tehnici de corecție a caracteristicii și prin circuite de stabilizare termică.

$$TCR = \frac{1}{T} \frac{dV_{REF}}{dT}$$

- **Sensibilitatea tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{V_{REF}}^{V_{DD}}$ (adimensională)** reprezintă raportul dintre variația relativă a tensiunii de referință și variația relativă a tensiunii de alimentare. Se poate îmbunătăți prin autopolarizarea referinței de tensiune.

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

- **Rezistența de ieșire R_O (Ω)** modelează scăderea tensiunii la bornele referinței de tensiune atunci când aceasta debitează curent pe o sarcină finită.

$$R_O = \frac{dV_{REF}}{dI_{REF}}$$

Clasificarea referințelor de tensiune din punct de vedere al dependenței de temperatură

a. Referințe de tensiune fără corecție a caracteristicii de temperatură. Prezintă dezavantajul unui coeficient de temperatură de valoare ridicată, în condițiile unei implementări relativ simple:

- Tensiunea bază-emitor a unui transistor bipolar polarizat în regim activ normal. Are o dependență de temperatură aproximativ liniar negativă, cu o pantă de $B = -2,1mV/K$ în jurul temperaturii ambiante $T_0 = 298K$, o analiză mai exactă punând în evidență și un termen logaritmic dependent de temperatură:

$$V_{BE}(T) = A + BT + CT \ln \frac{T}{T_0}$$

- Tensiunea termică $V_{th} = kT/q$. Are o variație liniar pozitivă cu temperatura.
- Tensiunea de prag V_T , a cărei variație cu temperatura poate fi aproximată printr-o funcție liniară și negativă:

$$V_T(T) = V_{T0} + a(T - T_0)$$

- Tensiunea de la bornele unei diode Zener, prezentând dezavantajele unui zgomot ridicat și al necesității alimentării la tensiune relativ mare. În funcție de mecanismul de stabilizare, are o dependență de temperatură liniară, pozitivă sau negativă.

$$V_Z(T) = V_{Z0} + b(T - T_0)$$

b. Referințe de tensiune cu corecție liniară (de ordin I) a caracteristicii de temperatură

Combină avantajul unei complexități medii cu cel al unui coeficient de temperatură relative redus. Modalitățile concrete de implementare a acestor circuite se referă la referințele de tensiune bandgap și la alte posibile realizări având impusă condiția de anulare a termenului liniar dependent de temperatură al tensiunii de referință.

- Referința de tensiune bandgap se bazează pe compensarea termenului liniar dependent de temperatură din expresia $V_{BE}(T)$ prin însumarea tensiunii bază-emitor (considerată a avea o dependență CTAT – Complementary To Absolute Temperature) cu o tensiune proporțională cu tensiunea termică (de tip PTAT – Proportional To Absolute Temperature):

$$V_{REF}(T) = V_{BE}(T) + DV_{th}$$

Condiția de anulare a termenului liniar dependent de temperatură din expresia tensiunii de referință este:

$$B + D \frac{k}{q} = 0$$

Cunoscând că $B \cong -2,1mV/K$ și $V_{th0} = kT_0/q = 25,9mV$, se obține $D = -BT_0/V_{th0} \cong 24$.

- Referința de tensiune utilizând compensarea variației liniare cu temperatura a tensiunii de prag V_T sau a tensiunii Zener V_Z prin însumarea acestuia cu o tensiune de tip PTAT sau CTAT.

c. Referințe de tensiune cu corecție de ordin superior a caracteristicii de temperatură

Implică realizarea corecției liniare a caracteristicii de temperatură, presupunând, în plus, anularea sau minimizarea termenului cu o variație complexă cu temperatura din expresia tensiunii de referință (de exemplu, $CT \ln(T/T_0)$ pentru referința de tensiune de tip bandgap). Prețul plătit pentru îmbunătățirea comportamentului termic al referinței de tensiune este creșterea importantă a complexității acesteia.

Parametrii dispozitivelor active

Parametrii utilizați pentru caracterizarea dispozitivelor active bipolare și 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 $|V_T| = IV$
- 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, $W/L = 30\mu m / 20\mu m$

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

PROBLEME

Problema 2.1

Se consideră circuitul din Figura 2.1. Cunoscând faptul că energia benzii interzise a siliciului E_{G0} este aproximativ independentă de temperatură, iar dependențele de temperatură ale curentului de saturație I_S și curentului de polarizare I_0 sunt exprimate prin:

$$I_S(T) = CT^\eta \exp\left(-\frac{qE_{G0}}{kT}\right) \quad (2.1)$$

$$I_0(T) = DT^\alpha \quad (2.2)$$

C , D , α și η fiind constante independente de temperatură, să se determine expresia dependenței de temperatură a tensiunii bază-emitor a tranzistorului bipolar din Figura 2.1.

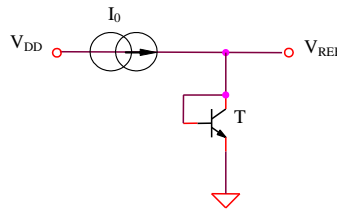


Figura 2.1: Joncțiunea bază-emitor

Rezolvare

Dependența logaritmică a tensiunii bază-emitor de curentul de colector este:

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.3)$$

Inlocuind (2.1) în (2.3) va rezulta:

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{I_C(T)}{CT^\eta}\right] \quad (2.4)$$

Calculul dependenței de temperatură a tensiunii bază-emitor se va face considerând abaterea acesteia de la o valoare de referință, $V_{BE}(T_0)$, T_0 fiind numită temperatură de referință.

$$V_{BE}(T_0) = E_{G0} + \frac{kT_0}{q} \ln\left[\frac{I_C(T_0)}{CT_0^\eta}\right] \quad (2.5)$$

Din (2.4) și (2.5) rezultă:

$$V_{BE}(T) - \frac{T}{T_0} V_{BE}(T_0) = E_{G0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_0)}\right] - \eta \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.6)$$

echivalent cu:

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_0)}\right] - \eta \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.7)$$

Considerând dependența particulară de temperatură (2.2) a curentului de polarizare a tranzistorului bipolar, rezultă:

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.8)$$

Vor exista, deci, trei termeni: un termen independent de temperatură, unul având o variație liniară negativă de variabilă temperatura și un termen complex, cu o dependență complexă de temperatură.

Problema 2.2

Se consideră circuitul din Figura 2.1, alegându-se $V_{DD} = 9V$, $I_0 = 1mA$ și $V_{BE}(T_0) = 0,6V$. Să se evalueze cantitativ coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii de referință cauzat de termenul liniar dependent de temperatură din expresia acesteia.

Rezolvare

Utilizându-se relația (2.8), se obține:

$$TC_{V_{REF}} = \frac{dV_{REF}}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT} \cong \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = -2,01mV/K \quad (2.9)$$

Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință este prezentată în Figura 2.2, rezultând un coeficient de variație cu temperatura de aproximativ $1,81ppm/K$.

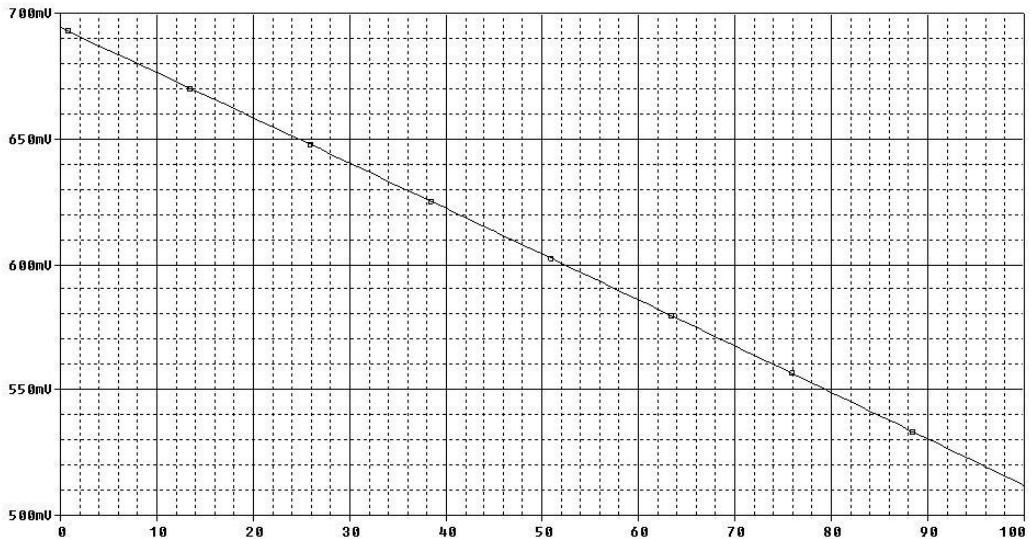


Figura 2.2

Problema 2.3

Se consideră circuitul din Figura 2.3.

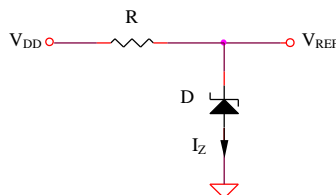


Figura 2.3

Considerând că dioda Zener este caracterizată printr-o tensiune de stabilizare $V_{ZO} = 6V$, o rezistență dinamică $r_Z = 10\Omega$ și un coeficient de temperatură $a = 2mV/K$ să se determine:

a. Dependența de temperatură a tensiunii de ieșire

b. Sensibilitatea tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare $S_{V_{REF}}^{V_{DD}}$

Se cunosc: $V_{DD} = 12V$, $R = 1k\Omega$.

Rezolvare

a.

$$V_{REF}(T) = V_Z(T) = V_{ZO} + a(T - T_0) = 6V + 2mV/K(T - 298K) \quad (2.10)$$

b.

$$V_{REF} = V_Z = V_{ZO} + r_Z I_Z = V_{ZO} + r_Z \frac{V_{DD} - V_{ZO}}{R} \quad (2.11)$$

$$S_{V_{REF}}^{V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{V_{REF}} \frac{dV_{REF}}{dV_{DD}} = \frac{V_{DD}}{V_{ZO}} \frac{r_Z}{R} = 0,02 \quad (2.12)$$

Problema 2.4

Se consideră circuitul din Figura 2.4. Să se determine expresia tensiunii de referință.

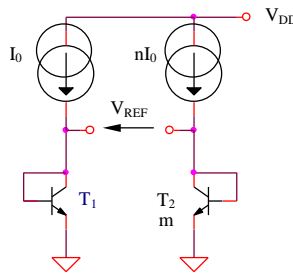


Figura 2.4

Rezolvare

Neglijând curenții de bază, se poate scrie:

$$V_{REF}(T) = V_{th} \ln\left(\frac{nI_0}{mI_S}\right) - V_{th} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) = V_{th} \ln\left(\frac{n}{m}\right) \quad (2.13)$$

Problema 2.5

Se consideră circuitul din Figura 2.4. Să se determine valoarea coeficientului de variație cu temperatura a tensiunii de referință. Se cunosc $I_0 = 1\text{mA}$, $m = 1$ și $n = 10$.

Rezolvare

Conform relației (2.13), coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii de referință va avea expresia:

$$TC_{V_{REF}} = \frac{k}{q} \ln(nm) = 0,2\text{mV} / \text{K} \quad (2.14)$$

Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință este prezentată în Figura 2.5, rezultând un coeficient de variație cu temperatura de aproximativ $0,198\text{mV} / \text{K}$.

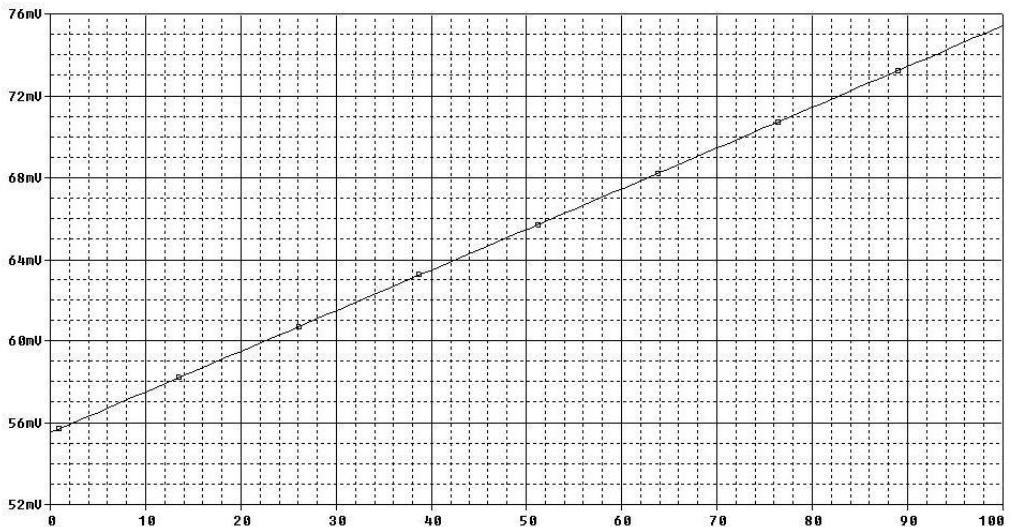
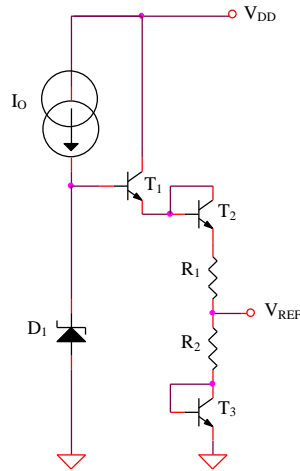


Figura 2.5

Problema 2.6

Se consideră circuitul din Figura 2.6, tranzistoarele fiind identice.

- Să se determine expresia tensiunii de referință în funcție de V_Z , V_{BE} și de raportul R_1 / R_2
- Considerând variații liniare cu temperatura ale tensiunilor Zener, respectiv bază-emitor, evaluate cantitativ prin coeficienții de temperatură $TC_{V_Z} = dV_Z / dT$ și $TC_{V_{BE}} = dV_{BE} / dT$, să se determine raportul R_1 / R_2 astfel încât dependența de temperatură a tensiunii de referință să se anuleze
- Ce expresie are tensiunea de referință în condițiile de la punctul b.?



Problema 2.6

Rezolvare

a.

$$V_{REF} = V_{BE} + R_2 \frac{V_Z - 3V_{BE}}{R_1 + R_2} = \frac{I}{I + \frac{R_1}{R_2}} \left[V_Z + V_{BE} \left(\frac{R_1}{R_2} - 2 \right) \right] \quad (2.15)$$

b. Derivând în raport cu temperatura relația (2.15) se obține:

$$\frac{dV_{REF}}{dT} = \frac{I}{I + \frac{R_1}{R_2}} \left[\frac{dV_Z}{dT} + \frac{dV_{BE}}{dT} \left(\frac{R_1}{R_2} - 2 \right) \right] \quad (2.16)$$

Condiția de anulare a dependenței de temperatură a tensiunii de referință conduce la:

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 - \frac{dV_Z / dT}{dV_{BE} / dT} \quad (2.17)$$

c. Inlocuind expresia anterioară a raportului R_1 / R_2 în (2.15) rezultă:

$$V_{REF} = \frac{I}{3 - \frac{dV_Z / dT}{dV_{BE} / dT}} \left(V_Z - V_{BE} \frac{dV_Z / dT}{dV_{BE} / dT} \right) \quad (2.18)$$

Problema 2.7

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.6, cunoscându-se $I_0 = 1\text{mA}$, $V_{DD} = 9\text{V}$, $V_Z = 4,42\text{V}$, $V_{BE} = 0,65\text{V}$, $TC_{V_Z} = -1,017\text{ppm/K}$, $TC_{V_{BE}} \cong -1,756\text{ppm/K}$. Să se determine valoarea raportului R_1/R_2 pentru care dependența de temperatură a tensiunii de referință se minimizează și valoarea acesteia în urma corecției caracteristicii de temperatură menționate.

Rezolvare

Conform relațiilor (2.17) și (2.18), $R_1/R_2 = 1,43$, iar $V_{REF} = 1,67\text{V}$. Alegându-se $R_1 = 1,43\text{k}\Omega$ și $R_2 = 1\text{k}\Omega$, termenul liniar dependent de temperatură (CTAT) din expresia tensiunii bază-emitor va fi compensat de termenul complementar (PTAT) reprezentat de tensiunea la bornele rezistenței R_2 , dependența de temperatură a tensiunii de referință obținută în urma acestei corecții liniare a caracteristicii termice fiind generată doar de termenul logaritmic din expresia (2.8) a $V_{BE}(T)$. Simularea caracteristicii $V_{REF}(T)$ pentru $R_1/R_2 = 1,43$ este prezentată în Figura 2.7a.

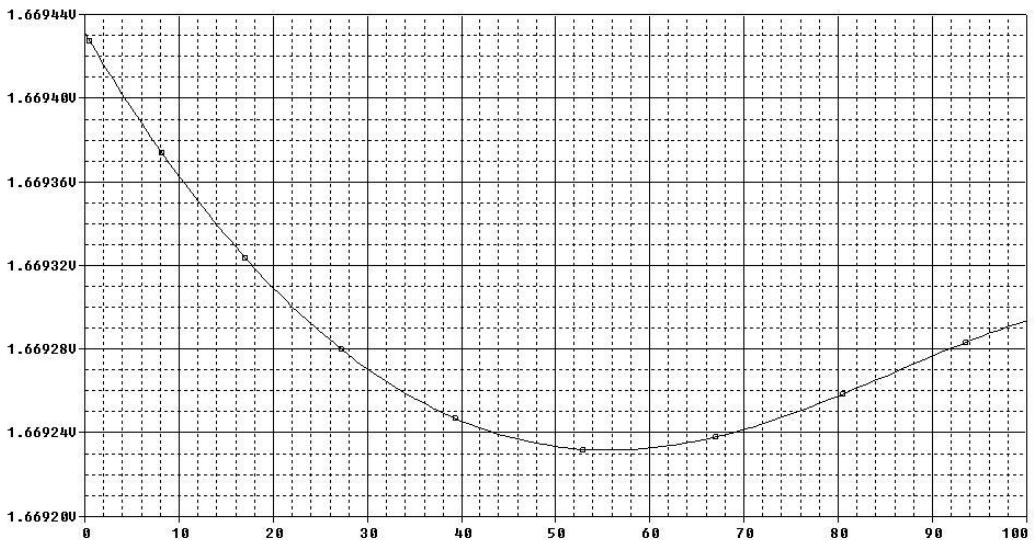


Figura 2.7a

Modificându-se succesiv valoarea rezistenței R_1 la $1\text{k}\Omega$ și, respectiv, $10\text{k}\Omega$, dependența de temperatură a tensiunii de referință va fi preponderant de tip liniar, pozitivă sau negativă în funcție de relația dintre termenii de tip PTAT și CTAT (care nu vor mai fi complementari). Simularea caracteristicii $V_{REF}(T)$ pentru $R_1/R_2 = 1$ este prezentată în Figura 2.7b, iar pentru $R_1/R_2 = 10$ este prezentată în Figura 2.7c.

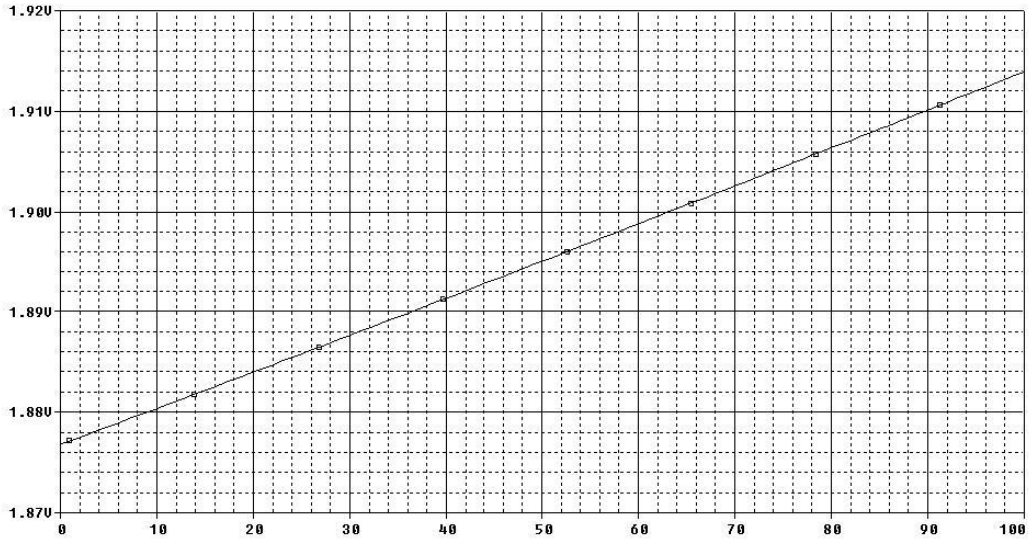


Figura 2.7b

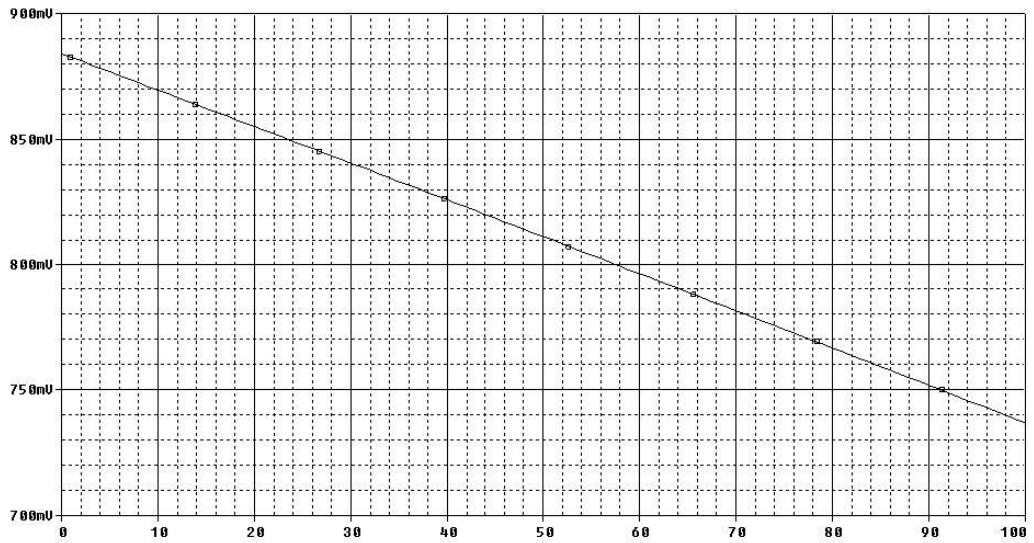


Figura 2.7c

Problema 2.8

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.8. Cunoscând coeficienții constanți de variație cu temperatura ai tensiunii bază-emitor și tensiunii Zener, să se determine expresia raportului R_2/R_3 pentru ca tensiunea de referință să nu fie funcție de temperatură. Ce expresie va avea tensiunea de referință în acest caz?

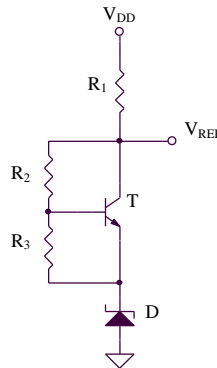


Figura 2.8

Rezolvare

Expresia tensiunii de referință este:

$$V_{REF} = V_Z + \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_{BE} \quad (2.19)$$

Condiția de anulare a dependenței de temperatură a acesteia se poate scrie:

$$TC_{V_Z} + \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) TC_{V_{BE}} = 0 \quad (2.20)$$

rezultând:

$$\frac{R_2}{R_3} = -\frac{TC_{V_Z}}{TC_{V_{BE}}} - 1 \quad (2.21)$$

Se obține:

$$V_{REF} = V_Z - \frac{TC_{V_Z}}{TC_{V_{BE}}} V_{BE} \quad (2.22)$$

Problema 2.9

Se consideră circuitul din Figura 2.8, cu $V_Z = 7,5V$, $V_{BE} = 0,68V$, $V_{DD} = 15V$, $R_1 = 1k\Omega$, $TC_{V_Z} = 3,83ppm/K$ și $TC_{V_{BE}} = -1,65mV/K$. Să se determine valoarea raportului R_2/R_3 pentru care dependența de temperatură a tensiunii de referință se minimizează și valoarea acesteia în urma corecției caracteristicii de temperatură menționate.

Rezolvare

Conform relațiilor (2.21) și (2.22), $R_2/R_3 = 1,32$, iar $V_{REF} = 9,078V$. Alegându-se $R_2 = 1,2k\Omega$ și $R_3 = 1k\Omega$ (diferența între valoarea obținută în urma analizei manuale și cea obținută prin simulare fiind cauzată de neglijarea curenților de bază și a dependenței de temperatură a acestora, precum și a tensiunii Zener, termenul liniar dependent de temperatură (CTAT) din expresia tensiunii bază-emitor multiplicat cu $1 + R_2/R_3$ va fi compensat de termenul complementar (PTAT) reprezentat de tensiunea Zener V_Z , dependența de temperatură a tensiunii de referință obținută în urma acestei corecții liniare a caracteristicii termice fiind generată doar de termenul logaritmic din expresia (2.8) a $V_{BE}(T)$. Simularea caracteristicii $V_{REF}(T)$ pentru $R_2/R_3 = 1,2$ este prezentată în Figura 2.9a.

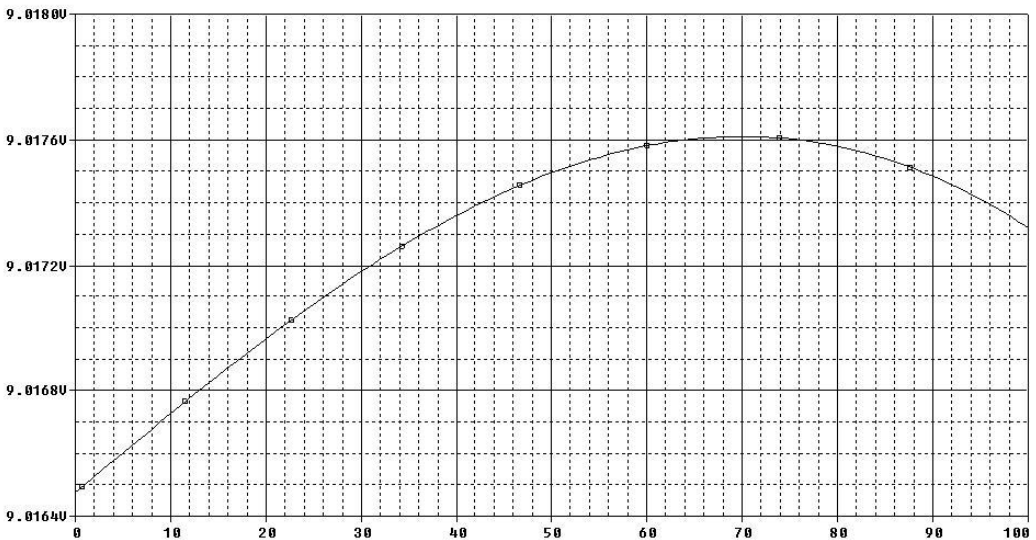


Figura 2.9a

Modificându-se succesiv valoarea rezistenței R_2 la $0,5k\Omega$ și, respectiv, $3k\Omega$, dependența de temperatură a tensiunii de referință va fi preponderant de tip liniar, pozitivă sau negativă în funcție de relația dintre termenii de tip PTAT și CTAT care nu vor mai fi complementari.

Simularea caracteristicii $V_{REF}(T)$ pentru $R_2/R_3 = 0,5$ este prezentată în Figura 2.9b, iar pentru $R_2/R_3 = 3$ este prezentată în Figura 2.9c.

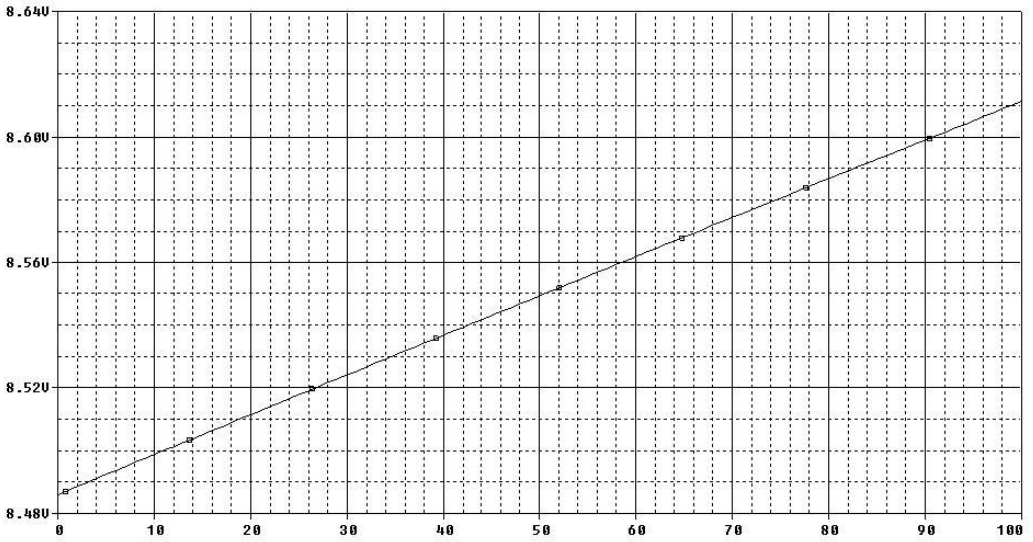


Figura 2.9b

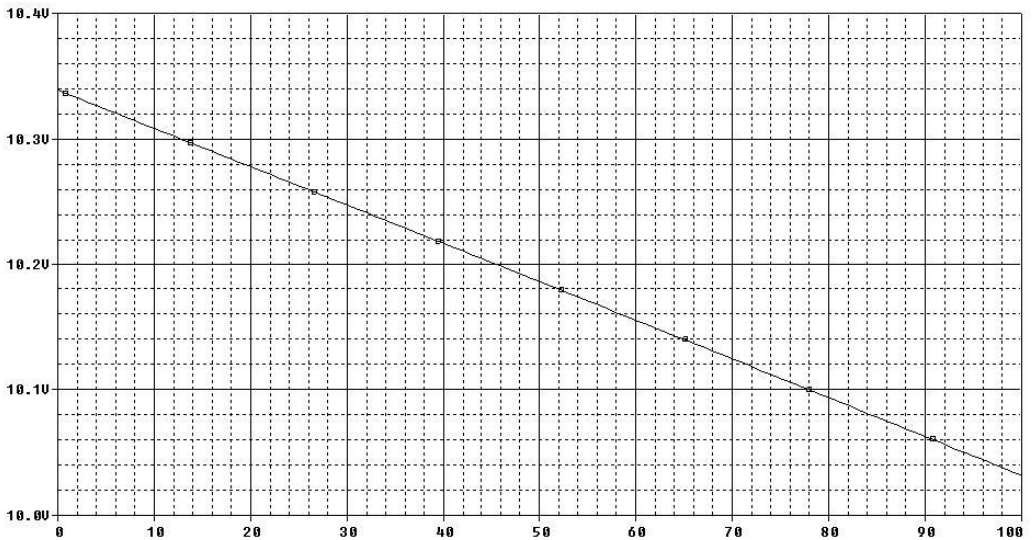


Figura 2.9c

Problema 2.10

Se consideră circuitul pentru extragerea tensiunii de prag prezentat în Figura 2.10a. Toate tranzistoarele MOS funcționează în saturație, fiind caracterizate prin următoarea expresie a curentului de drenă:

$$I_D = \frac{K}{2}(V_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda V_{DS}) \tag{2.23}$$

$V_C = 3V$ reprezintă o tensiune de polarizare a circuitului, iar $V_{DD} = 6V$.

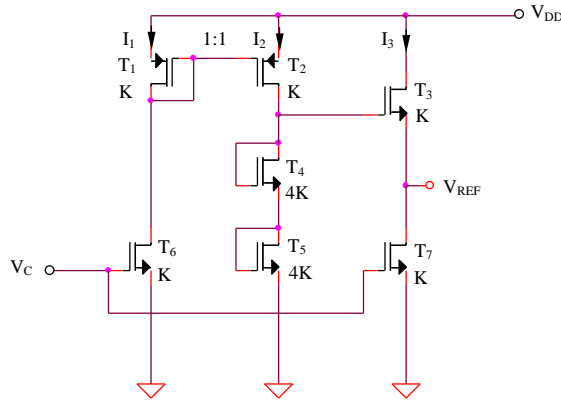


Figura 2.10a

- a. Neglijând dependența $I_D(V_{DS})$, să se determine expresia tensiunii de referință
- b. Considerând dependența completă $I_D(V_{GS}, V_{DS})$ pentru tranzistoarele PMOS și $\lambda \rightarrow 0$ pentru tranzistoarele NMOS, să se determine $S_{V_{REF}}^{V_{DD}}$

Rezolvare

a. Expresia tensiunii de referință este:

$$V_{REF} = V_{GS4} + V_{GS5} - V_{GS3} \tag{2.24}$$

Deoarece T_4 și T_5 sunt identice și polarizate la curenți de drenă egali, $V_{GS4} = V_{GS5}$. Deci:

$$V_{REF} = 2V_{GS4} - V_{GS3} \tag{2.25}$$

Tranzistoarele T_3 , T_7 și T_6 sunt, de asemenea, identice și polarizate la același curent de drenă, deci $V_{GS3} = V_{GS7} = V_{GS6}$. Rezultă:

$$V_{REF} = 2V_{GS4} - V_{GS6} \tag{2.26}$$

echivalent cu:

$$V_{REF} = 2 \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_2}{4K}} \right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_1}{K}} \right) \quad (2.27)$$

Tranzistoarele T_1 și T_2 formează o oglindă de curent și, deoarece s-a neglijat pentru acest punct dependența $I_D(V_{DS})$, se obține $I_1 = I_2$. Tensiunea de referință va fi egală, deci, cu tensiunea de prag a dispozitivelor MOS:

$$V_{REF} = V_T = 2V \quad (2.28)$$

Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință este prezentată în Figura 2.10b.

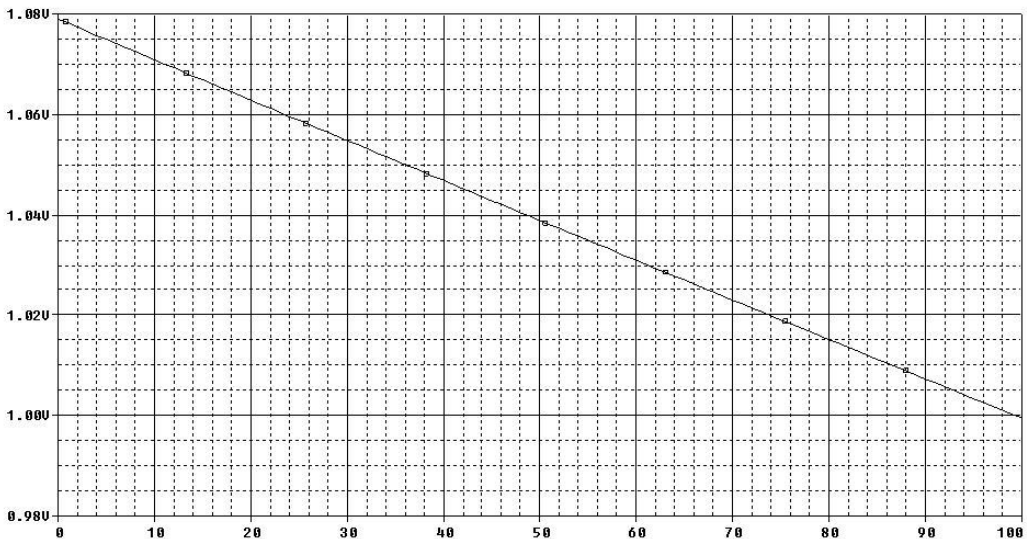


Figura 2.10b

b. Evaluarea sensibilității tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare presupune considerarea efectului de modulare a lungimii canalului, modelat prin parametrul λ . Reluând analiza de la punctul a. rezultă:

$$V_{REF} = V_T + \sqrt{\frac{2}{K}} (\sqrt{I_2} - \sqrt{I_1}) = V_T + \sqrt{\frac{2I_1}{K}} \left(\sqrt{\frac{I_2}{I_1}} - 1 \right) \quad (2.29)$$

Raportul celor doi curenți are expresia:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\frac{K}{2} (|V_{GS2}| - V_T)^2 (1 + \lambda |V_{DS2}|)}{\frac{K}{2} (|V_{GS1}| - V_T)^2 (1 + \lambda |V_{DS1}|)} = \frac{1 + \lambda |V_{DS2}|}{1 + \lambda |V_{DS1}|} \quad (2.30)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I + \lambda(V_{DD} - 2V_{GS4})}{I + \lambda|V_{GS1}|} \cong I + \lambda(V_{DD} - 2V_{GS4} - |V_{GS1}|) \quad (2.31)$$

$$\sqrt{\frac{I_2}{I_1}} \cong \sqrt{I + \lambda(V_{DD} - 2V_{GS4} - |V_{GS1}|)} = I + \frac{\lambda(V_{DD} - 2V_{GS4} - |V_{GS1}|)}{2} \quad (2.32)$$

Rezultă:

$$V_{REF} = V_T + \sqrt{\frac{2I_1}{K}} \frac{\lambda(V_{DD} - 2V_{GS4} - |V_{GS1}|)}{2} \quad (2.33)$$

Pentru simplitate se va presupune că $|V_{GS1}|$ și V_{GS4} au o dependență neglijabilă de tensiunea de alimentare V_{DD} . I_1 reprezintă curentul de drenă al tranzistorului T_6 :

$$I_1 = \frac{K}{2}(V_C - V_T)^2 \quad (2.34)$$

deci este independent de V_{DD} . Rezultă:

$$S_{V_{REF}}^{V_{DD}} = \frac{V_{DD}}{V_{REF}} \sqrt{\frac{2I_1}{K}} \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda V_{DD}}{2V_T}(V_C - V_T) = 0,018 \quad (2.35)$$

Simularea dependenței tensiunii de referință de tensiunea de alimentare este prezentată în Figura 2.10c.

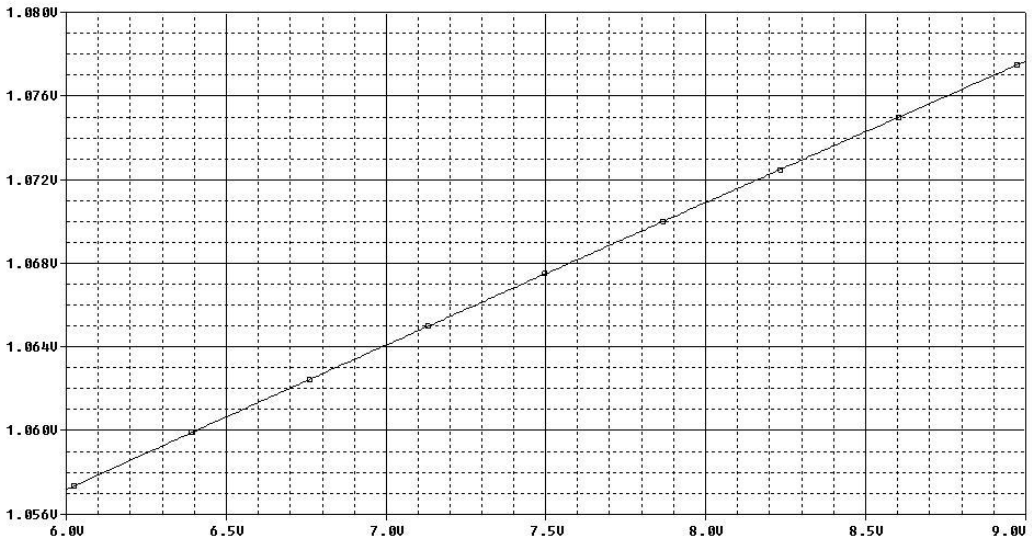


Figura 2.10c

Problema 2.11

Să se repete problema anterioară pentru circuitul din Figura 2.11a.

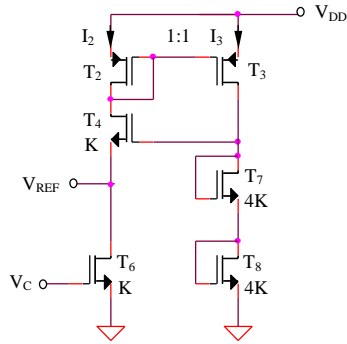


Figura 2.11a

Rezolvare

a.

$$V_{REF} = 2V_{GS7} - V_{GS4} = 2\left(V_T + \sqrt{\frac{2I_3}{4K}}\right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_2}{K}}\right) = V_T \quad (2.36)$$

deoarece $I_2 = I_3$ datorită oglinzii de curent $T_2 - T_3$. Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință este prezentată în Figura 2.11b.

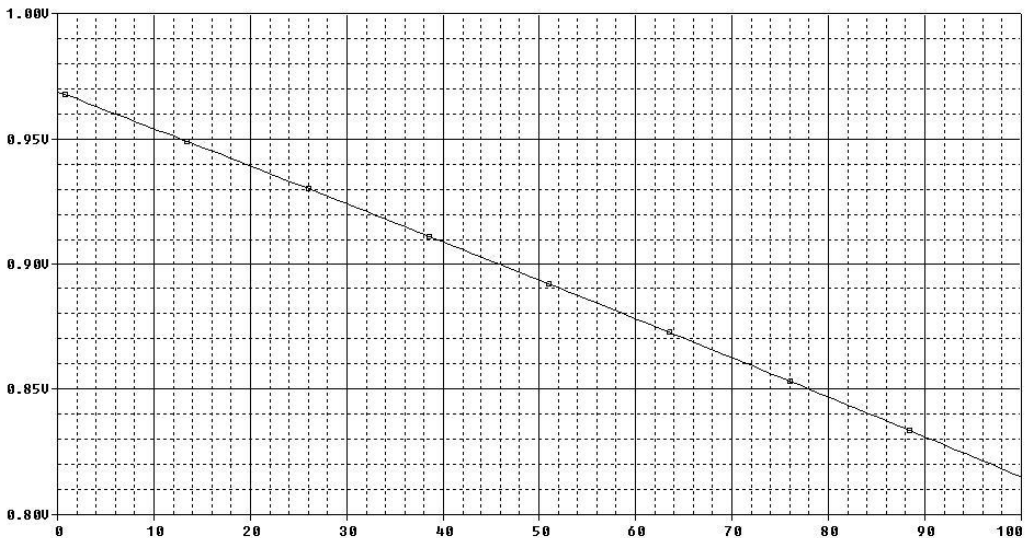


Figura 2.11b

b.

$$V_{REF} = V_T + \sqrt{\frac{2I_2}{K}} \left(\sqrt{\frac{I_3}{I_2}} - 1 \right) \quad (2.37)$$

$$\frac{I_3}{I_2} = \frac{I + \lambda|V_{DS3}|}{I + \lambda|V_{DS2}|} = \frac{I + \lambda(V_{DD} - 2V_{GS7})}{I + \lambda|V_{GS2}|} \cong I + \lambda(V_{DD} - 2V_{GS7} - |V_{GS2}|) \quad (2.38)$$

$$\sqrt{\frac{I_3}{I_2}} \cong 1 + \frac{\lambda(V_{DD} - 2V_{GS7} - |V_{GS2}|)}{2} \quad (2.39)$$

$$V_{REF} = V_T + \sqrt{\frac{2I_2}{K}} \frac{\lambda}{2} (V_{DD} - 2V_{GS7} - |V_{GS2}|) = V_T + (V_C - V_T) \frac{\lambda}{2} (V_{DD} - 2V_{GS7} - |V_{GS2}|) \quad (2.40)$$

$$S_{V_{REF}}^{V_{DD}} = \frac{\lambda V_{DD}}{2V_T} (V_C - V_T) = 0,018 \quad (2.41)$$

Simularea dependenței tensiunii de referință de tensiunea de alimentare este prezentată în Figura 2.11c.

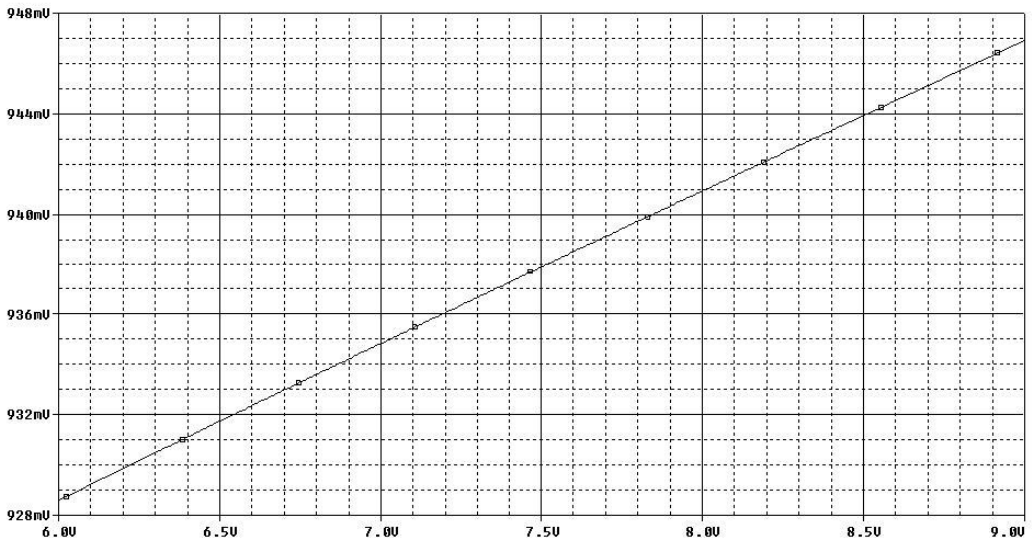


Figura 2.11c

Problema 2.12

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.12a.

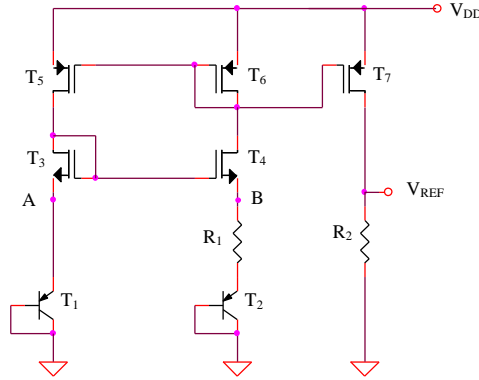


Figura 2.12a

Tranzistoarele MOS sunt caracterizate de ecuația generală:

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \tag{2.42}$$

Se consideră $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $V_{DD} = 9V$, $I_{S2} = 100I_{S1}$. Să se determine:

- Expresia curentului prin rezistența R_1 , considerându-se toate tranzistoarele NMOS, respectiv PMOS identice și neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului. Ce dependență de temperatură prezintă acest curent?
- Expresia tensiunii de referință V_{REF} ca funcție de temperatură în condițiile de la punctul anterior
- Neglijându-se efectul de modulare a lungimii canalului, iar tranzistoarele $T_3 - T_6$ având factorii de aspect diferiți, ce condiție trebuie îndeplinită pentru ca $V_A = V_B$?
- Să se determine expresia sensibilității tensiunii de referință față de variațiile tensiunii de alimentare.

Rezolvare

a. Datorită oglinzii de curent $T_5 - T_6$, $I_{D3} = I_{D4}$. Tranzistoarele T_3 și T_4 fiind identice, se obține $V_{GS3} = V_{GS4}$, deci $V_A = V_B$.

$$I_{R1}(T) = \frac{|V_{BE1}(T)| - |V_{BE2}(T)|}{R_1} = \frac{V_{th} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) - V_{th} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right)}{R_1} \tag{2.43}$$

$$\frac{dI_{R_1}(T)}{dT} = \frac{k}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = \frac{k}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = 41 \text{ nA/K} \quad (2.44)$$

Deoarece I_{S2}/I_{S1} nu este funcție de temperatură, I_{R_1} va avea o variație liniară cu temperatura, pozitivă sau negativă în funcție de valoarea raportului celor doi curenți de saturație. Simularea dependenței de temperatură a curentului I_{R_1} este prezentată în Figura 2.12b, rezultând o variație cu temperature a acestuia de $43,13 \text{ nA/K}$.

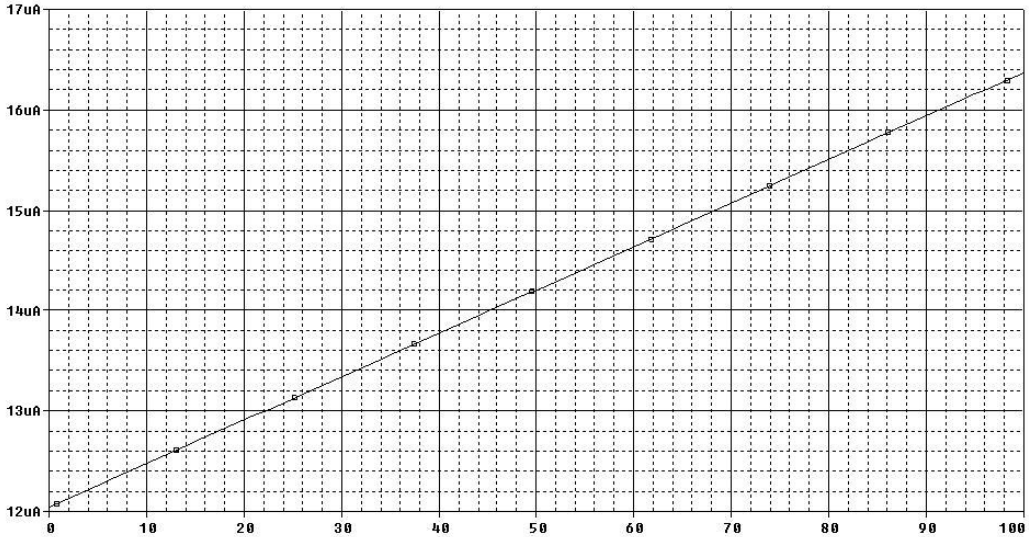


Figura 2.12b

b. $T_5 - T_7$ formează o oglindă multiplă de curent, deci $I_{D7} = I_{D6} = I_{R_1}$ (se neglijează efectul de modulare a lungimii canalului), rezultând:

$$V_{REF}(T) = I_{R_1}(T)R_2 = \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \quad (2.45)$$

Deoarece R_2/R_1 și I_{S2}/I_{S1} sunt independente de temperatură, tensiunea de referință va fi o funcție liniară de temperatură. Se pot obține generatoare de tip PTAT, impunându-se prin proiectare $I_{S2} > I_{S1}$ sau CTAT, pentru $I_{S2} < I_{S1}$. De exemplu, pentru $I_{S2} = 100I_{S1}$, tensiunea de referință va avea, conform relației (2.45) un coeficient de temperatură egal cu $0,4 \text{ mV/K}$. Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință este prezentată în Figura 2.13c, rezultând un coeficient de temperatură egal cu $0,44 \text{ mV/K}$.

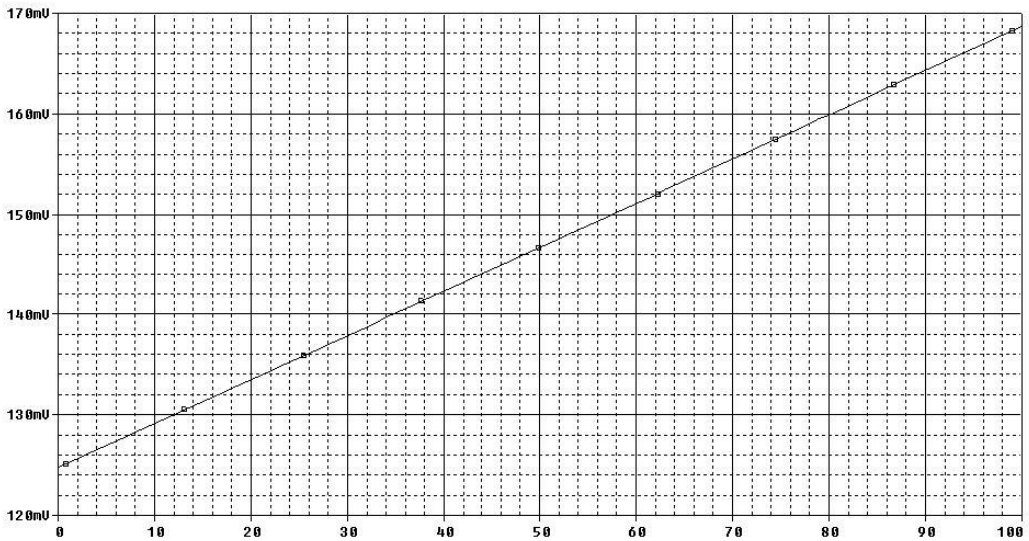


Figura 2.12c

c. Se consideră tranzistoarele $T_3 - T_6$ diferite. Diferența $V_A - V_B$ va avea expresia:

$$V_A - V_B = V_{GS4} - V_{GS3} = \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_{D4}}{K_4}} \right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_{D3}}{K_3}} \right) = \sqrt{\frac{2I_{D4}}{K_4}} - \sqrt{\frac{2I_{D3}}{K_3}} \quad (2.46)$$

Condiția $V_A = V_B$ impune:

$$\frac{I_{D4}}{I_{D3}} = \frac{K_4}{K_3} \quad (2.47)$$

Dar:

$$\frac{I_{D4}}{I_{D3}} = \frac{I_{D6}}{I_{D5}} = \frac{K_6}{K_5} \quad (2.48)$$

Rezultă:

$$K_3 K_6 = K_4 K_5 \quad (2.49)$$

Deoarece $K = K'(W/L)$, K' având aceeași expresie pentru toate tranzistoarele, condiția anterioară devine:

$$\left(\frac{W}{L} \right)_3 \left(\frac{W}{L} \right)_6 = \left(\frac{W}{L} \right)_4 \left(\frac{W}{L} \right)_5 \quad (2.50)$$

d. Considerarea suplimentară a efectului de modulare a lungimii canalului pentru tranzistoarele T_5 și T_6 conduce la modificarea relației (2.44) astfel:

$$I_{R_1}(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{C2} I_{S1}}\right) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{D5} I_{S2}}{I_{D6} I_{S1}}\right) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{I + \lambda V_{DS5}}{I + \lambda V_{DS6}}\right) \quad (2.51)$$

$$I_{R_1}(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left[\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{I + \lambda(V_{DD} - V_{GS3} - V_{BE1})}{I + \lambda|V_{GS6}|}\right] \quad (2.52)$$

$$I_{R_1}(T) \cong \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{kT}{qR_1} \ln\left[I + \lambda(V_{DD} - V_{GS3} - V_{BE1} - |V_{GS6}|)\right] \quad (2.53)$$

$$V_{REF}(T) \cong \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left[I + \lambda(V_{DD} - V_{GS3} - V_{BE1} - |V_{GS6}|)\right] \quad (2.54)$$

Neglijând dependența de tensiunea de alimentare a tensiunilor V_{GS3} , $|V_{GS6}|$ și V_{BE1} rezultă:

$$S_{V_{REF}}^{V_{DD}} \cong \frac{V_{DD}}{V_{REF}} \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \lambda \quad (2.55)$$

Considerând și relația (2.45) rezultă:

$$S_{V_{REF}}^{V_{DD}} \cong \frac{\lambda V_{DD}}{\ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)} = 0,0058 \quad (2.56)$$

Problema 2.13

Să se repete problema anterioară pentru referința de tensiune din Figura 2.13 (pentru punctul d. se vor presupune toate tranzistoarele MOS identice) și să se explice rolul elementelor de circuit R_3 , D_1 și D_2 .

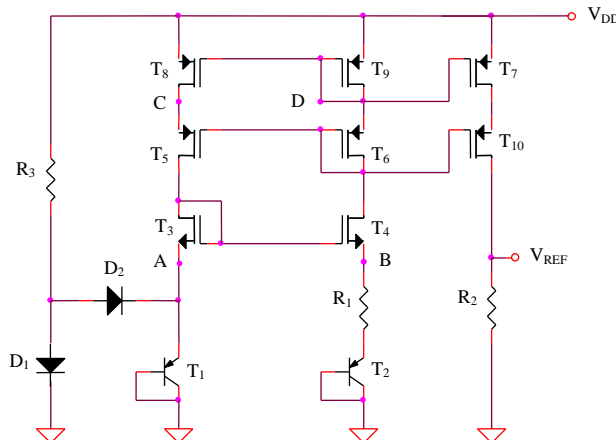


Figura 2.13

Rezolvare

a. Similar problemei anterioare se obține:

$$I_{R_1}(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \quad (2.57)$$

b.

$$V_{REF}(T) = I_{R_1}(T)R_2 = \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \quad (2.58)$$

c.

$$K_3K_9 = K_4K_8 \quad (2.59)$$

d.

$$I_{R_1}(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{I_{D8}}{I_{D9}}\right) \quad (2.60)$$

$$V_C - V_D = |V_{GS5}| - |V_{GS6}| \quad (2.61)$$

Deoarece T_8 și T_9 sunt identice, rezultă $I_{D8} = I_{D9}$, deci $I_{D5} = I_{D6}$. T_5 și T_6 fiind, de asemenea, identice, rezultă $|V_{GS5}| = |V_{GS6}|$, deci $V_C - V_D = 0$. Adică $|V_{DS8}| = |V_{DS9}| = |V_{GS9}|$.

$$\frac{I_{D8}}{I_{D9}} = \frac{I + \lambda_8 |V_{GS9}|}{I + \lambda_9 |V_{GS9}|} \quad (2.62)$$

$$V_{REF}(T) \cong \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{kT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln\left[1 + (\lambda_8 - \lambda_9) |V_{GS9}|\right] \quad (2.63)$$

Rezultă:

$$S_{V_{DD}}^{V_{REF}} = \frac{(\lambda_8 - \lambda_9) V_{DD} \frac{d|V_{GS8}|}{dV_{DD}}}{\ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)} \quad (2.64)$$

deci o importantă reducere a $S_{V_{REF}}^{V_{DD}}$ prin înlocuirea oglinzii de curent $T_5 - T_6$ din Figura 2.12a cu oglinda de curent cascod T_5, T_6, T_8, T_9 din Figura 2.13.

Ansamblul format din R_3, D_1 și D_2 reprezintă circuitul de pornire al referinței de tensiune, având rolul de a scoate circuitul din starea inițială caracterizată prin curenți nuli. Înainte de pornire, $V_A = 0$, R_3 și D_1 injectează un curent nenul în structura referinței. După pornirea circuitului, $V_A = |V_{BE1}|$, iar D_2 decuplează circuitul de pornire.

Problema 2.14

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.14a, tranzistoarele T_2 și T_4 având ariile de n ori mai mari decât cele ale tranzistoarelor T_1 și T_3 . Se consideră $R = 100k\Omega$, $V_{DD} = 9V$, $n = 100$.

- a. Ce condiție trebuie să existe între factorii de aspect ai tranzistoarelor MOS pentru ca $V_A = V_B$?
- b. Să se determine expresia tensiunii de referință
- c. Care este condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a acesteia?

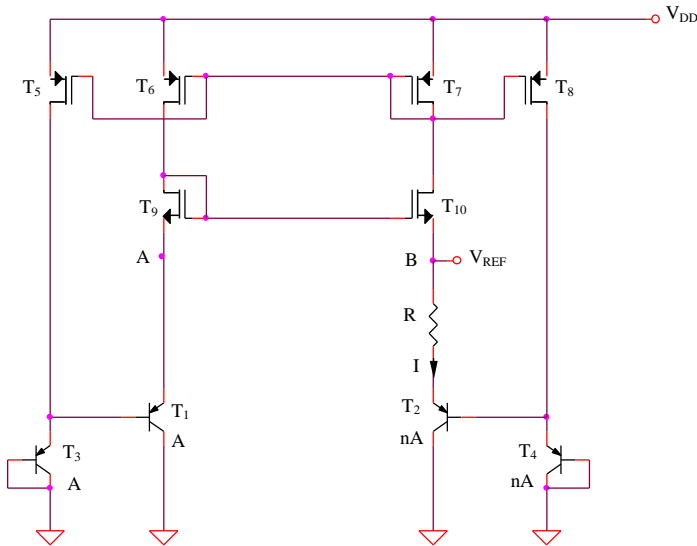


Figura 2.14a

Rezolvare

a. Similar unei probleme anterioare, condiția $V_A = V_B$ implică:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_7 \left(\frac{W}{L}\right)_9 = \left(\frac{W}{L}\right)_6 \left(\frac{W}{L}\right)_{10} \tag{2.65}$$

b. Funcționarea tranzistoarelor $T_1 - T_4$ la același curent datorită oglinzii multiple $T_5 - T_8$ permite determinarea curentului I :

$$I = \frac{V_{EB1} + V_{EB3} - V_{EB2} - V_{EB4}}{R} = 2 \frac{V_{th}}{R} \ln(n) \tag{2.66}$$

echivalent cu obținerea unui coeficient de variație cu temperature a curentului I exprimat prin:

$$\frac{dI}{dT} = 2 \frac{k}{qR} \ln(n) = 8nA / K \tag{2.67}$$

Simularea dependenței de temperatură a curentului I este prezentată în Figura 2.14b, rezultând un coeficient de variație cu temperatura de $8,13\text{nA/K}$.

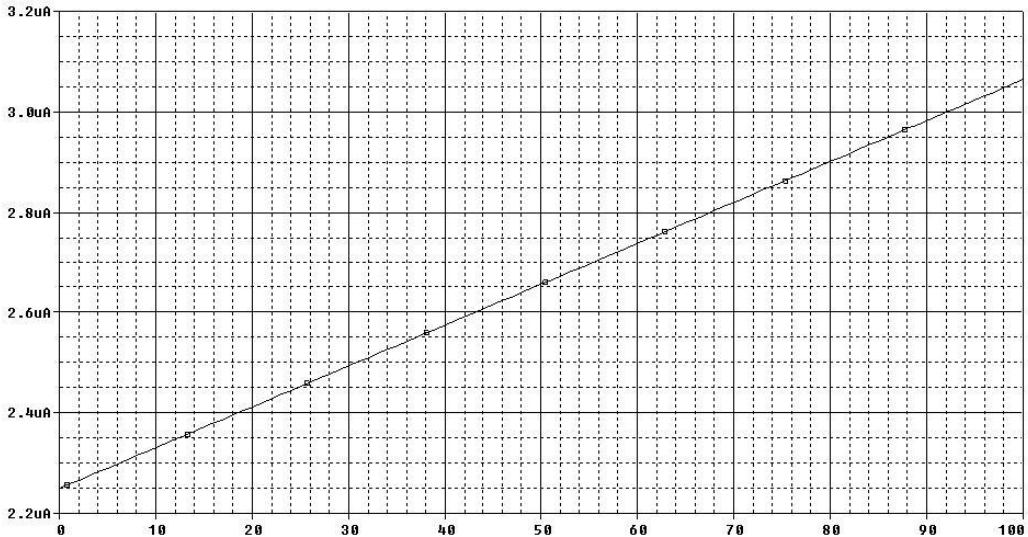


Figura 2.14b

Deci, tensiunea de referință va avea expresia:

$$V_{REF} = IR + 2V_{EB4} = 2V_{th} \ln(n) + 2V_{EB4} \quad (2.68)$$

Se obține:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \ln(n) \right] \quad (2.69)$$

deoarece toate tranzistoarele funcționează la un curent de tip PTAT (I).

c. Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este:

$$\frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} + \frac{k}{q} \ln(n) = 0 \quad (2.70)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.71)$$

Problema 2.15

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.15. Toate tranzistoarele MOS și bipolare au factori de aspect, respectiv arii diferite, iar $R_3 = R_4$.

- a. Să se determine relația care trebuie să existe între factorii de aspect ai dispozitivelor MOS pentru ca potențialele în punctele A și B să fie egale
- b. Să se calculeze expresiile dependențelor de temperatură ale curenților I_3 și I_4
- c. In ipoteza identității tuturor tranzistoarelor MOS, să se determine expresia curentului I_1 și să se evedențieze dependența de temperatură a acestuia
- d. Să se determine dependența de temperatură a tensiunii de referință
- e. Care este condiția realizării unei corecții de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință?

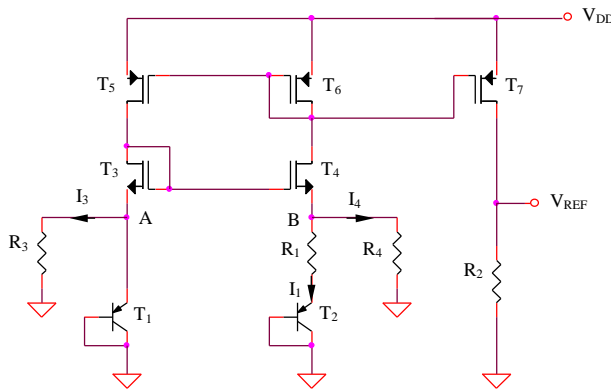


Figura 2.15

Rezolvare

a. Diferența de tensiune $V_A - V_B$ are expresia:

$$V_A - V_B = V_{GS4} - V_{GS3} = \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_{D4}}{K_4}} \right) - \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_{D3}}{K_3}} \right) = \sqrt{\frac{2I_{D4}}{K_4}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D3}}{I_{D4}} \frac{K_4}{K_3}} \right) \quad (2.72)$$

Datorită oglinzii de curent $T_5 - T_6$ se poate scrie:

$$\frac{I_{D3}}{I_{D4}} = \frac{I_{D5}}{I_{D6}} = \frac{K_5}{K_6} \quad (2.73)$$

rezultând:

$$V_A - V_B = \sqrt{\frac{2I_{D4}}{K_4}} \left(1 - \sqrt{\frac{K_5}{K_6} \frac{K_4}{K_3}} \right) \quad (2.74)$$

Condiția de anulare a diferenței $V_A - V_B$ este:

$$K_4 K_5 = K_3 K_6 \quad (2.75)$$

echivalent cu:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_4 \left(\frac{W}{L}\right)_5 = \left(\frac{W}{L}\right)_3 \left(\frac{W}{L}\right)_6 \quad (2.76)$$

b. Deoarece $K_4 K_5 = K_3 K_6$, $V_A = V_B$ și rezultă:

$$I_3 = I_4 = \frac{|V_{BE1}|}{R_4} \quad (2.77)$$

c. Expresia curentului I_1 este:

$$I_1 = \frac{|V_{BE1}| - |V_{BE2}|}{R_1} = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) \quad (2.78)$$

Dar:

$$I_{C1} = I_{D5} - I_3 \quad (2.79)$$

și:

$$I_{C2} = I_{D6} - I_4 \quad (2.80)$$

Tranzistoarele T_5 și T_6 fiind identice, $I_{D5} = I_{D6}$, deci $I_{C1} = I_{C2}$, rezultând:

$$I_1 = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \quad (2.81)$$

d. Expresia tensiunii de referință este:

$$V_{REF}(T) = (I_1 + I_4)R_2 = \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{R_2}{R_4} |V_{BE1}(T)| \quad (2.82)$$

Inlocuind expresia (2.8) a tensiunii bază-emitor, rezultă:

$$V_{REF}(T) = \frac{R_2}{R_1} \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{R_2}{R_4} \left[E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.83)$$

S-a considerat $\alpha = 1$ în expresia (2.8) a dependenței de temperatură a tensiunii bază-emitor deoarece tranzistorul T_1 este polarizat la un curent de colector I_1 de tip PTAT.

e. Corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință implică:

$$\frac{k}{qR_I} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0 R_4} = 0 \quad (2.84)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = \frac{R_2}{R_4} \left[E_{G0} + (1-\eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.85)$$

Problema 2.16

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.15. Se cunosc: $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = R_4$, $V_{DD} = 6V$, $V_{BE}(T_0) = 0,6V$. Toate tranzistoarele MOS sunt identice, iar cele bipolare au raportul curenților de saturație $I_{S2}/I_{S1} = 100$.

- Să se evalueze dependența de temperatură a curenților I_1 , I_3 și I_4
- Să se evalueze dependența de temperatură a tensiunii de referință. Ce valoare trebuie să aibă raportul R_4/R_1 pentru a se putea realiza corecția liniară a caracteristicii de temperatură a V_{REF} ?

Rezolvare

Conform relației (2.81), dependența de temperatură a curenților I_1 este:

$$I_1(T) = AT \quad (2.86)$$

A fiind constant în raport cu variațiile temperaturii, $A = 40nA/K$. În urma simulării din Figura 2.16a rezultă $A = 42,78nA/K$.

b. Realizarea corecției liniare a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință impune respectarea relației (2.84), rezultând:

$$\frac{R_4}{R_1} = \frac{E_{G0} - V_{BE}(T_0)}{V_{th0} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)} = 5,01 \quad (2.87)$$

Raportul R_4/R_1 determinat prin simulare are valoarea 4,93, în acest caz dependența de temperatură a tensiunii de referință (Figura 2.16b) fiind produsă doar de termenul logaritmic din relația (2.85).

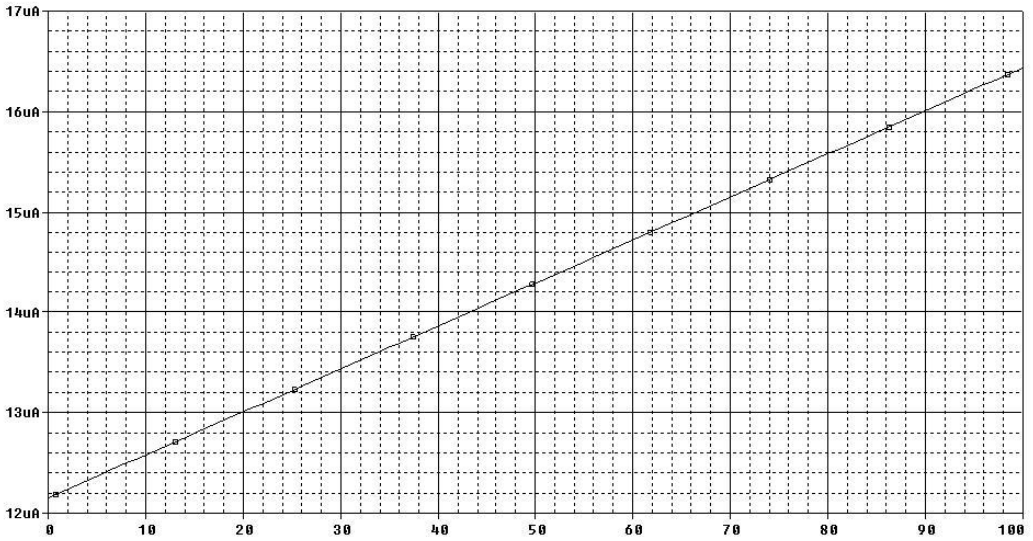


Figura 2.16a

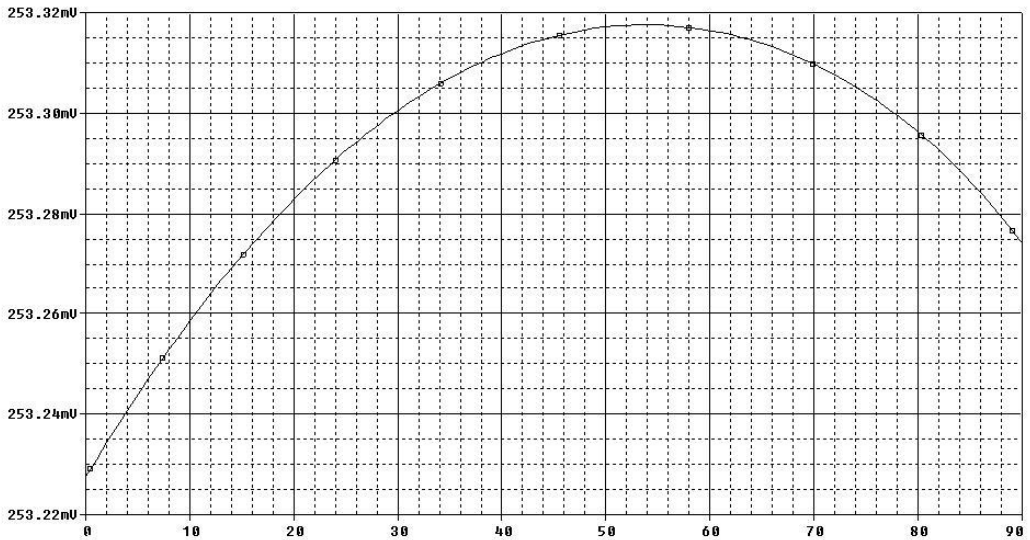


Figura 2.16b

Alegerea unui raport R_4/R_1 inferior valorii determinate prin simulare va conduce la obținerea unui curent I_4 având o variație de tip CTAT mai puternică decât variația PTAT a curentului I_1 , deci corecția liniară a caracteristicii de temperatură asigurată de relația (2.84) nu

se mai poate realiza, tensiunea de referință având o variație de tip CTAT (Figura 2.16c, $R_4 / R_1 = 3$).

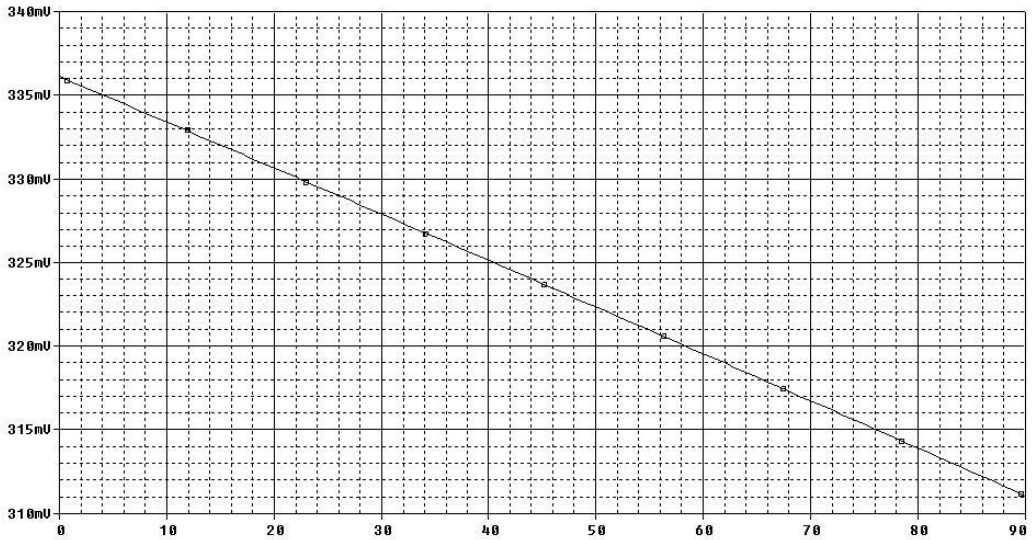


Figura 2.16c

În mod similar, pentru $R_4 / R_1 = 10$, tensiunea de referință va avea o variație de tip PTAT (Figura 2.16d).

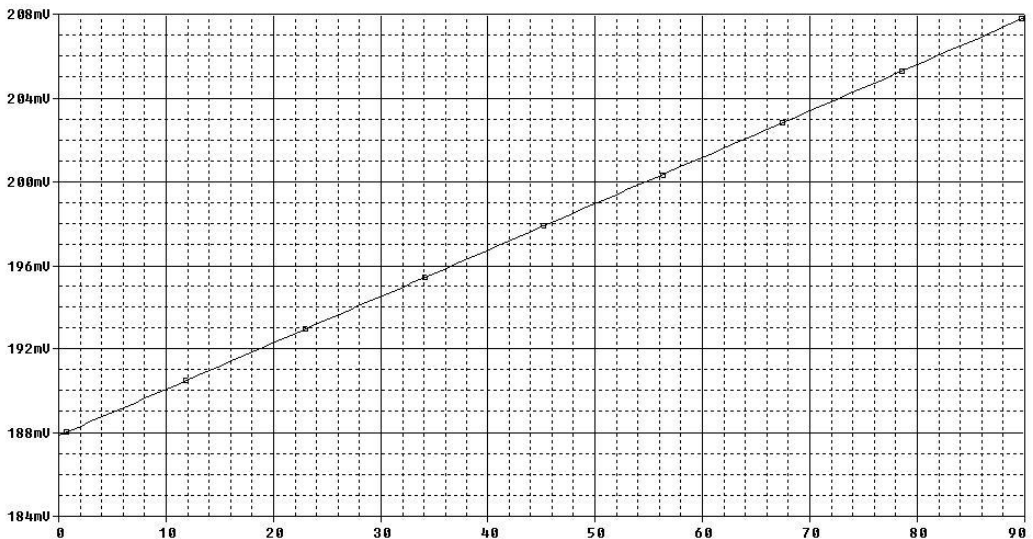


Figura 2.16d

Problema 2.17

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.17. Toate tranzistoarele MOS și diodele sunt identice, $R_3 = R_4$ și $R_5 = R_6$.

- a. Să se demonstreze că $V_A = V_B$, $I_3 = I_4$ și $I_5 = I_6$
- b. Să se determine expresia dependenței de temperatură a curentului I_3
- c. Să se determine expresia dependenței de temperatură a curentului I_1
- d. Să se determine dependența de temperatură a tensiunii de referință neglijând efectul curenților I_5 și I_6
- e. Care este condiția realizării unei corecții de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință?
- f. Să se determine expresia dependenței de temperatură a curentului I_5
- d. Să se determine dependența de temperatură a tensiunii de referință considerând și efectul curenților I_5 și I_6 considerând că s-a efectuat corecția de ordin I a caracteristicii de la punctul e.
- g. Care este condiția realizării unei corecții de ordin superior a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință?

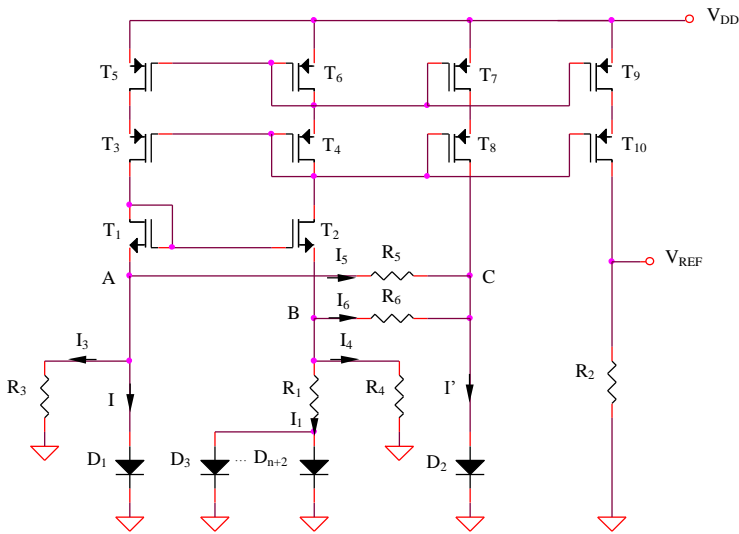


Figura 2.17

Rezolvare

a. Similar problemei anterioare toate tranzistoarele MOS fiind identice, $V_A = V_B$.

Deoarece $I_3 = V_A / R_3$, $I_4 = V_B / R_4$ și $R_3 = R_4$, rezultă $I_3 = I_4$.

Curenții I_5 și I_6 sunt egali pentru că $I_5 = (V_A - V_C) / R_5$, $I_6 = (V_B - V_C) / R_6$, $V_A = V_B$ și $R_5 = R_6$.

b.

$$I_3 = \frac{V_A}{R_3} = \frac{V_{D1}}{R_3} \quad (2.88)$$

echivalent cu:

$$I_3(T) = \frac{E_{G0}}{R_3} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{R_3 T_0} T + (\alpha - \eta) \frac{kT}{qR_3} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.89)$$

valoarea constantei α fiind dată de tipul de polarizare a diodei D_1 ($I = ct.T^\alpha$).

c. Deoarece $V_A = V_B$, expresia curentului I_1 este:

$$I_1(T) = \frac{V_{D1} - V_{D3}}{R_1} = \frac{kT}{qR_1} \ln\left(n \frac{I}{I_1}\right) \quad (2.90)$$

Tranzistoarele MOS fiind identice, curenții de drenă ai tranzistoarelor T_5 și T_6 sunt egali. Deoarece:

$$I = I_{D5} - I_3 - I_5 = I_{D6} - I_4 - I_6 = I_1 \quad (2.91)$$

rezultă:

$$I_1(T) = \frac{kT}{qR_1} \ln(n) \quad (2.92)$$

d. Neglijând efectul curenților I_5 și I_6 , tensiunea de referință va avea expresia:

$$V_{REF}(T) = [I_1(T) + I_3(T)]R_2 \quad (2.93)$$

echivalent cu:

$$V_{REF}(T) = R_2 \left[\frac{E_{G0}}{R_3} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_G}{R_3 T_0} T + (\alpha - \eta) \frac{kT}{qR_3} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{qR_1} \ln(n) \right] \quad (2.94)$$

Deoarece $I(T) = I_1(T)$ este un curent de tip PTAT, în relația anterioară $\alpha = 1$. Pot fi identificate în expresia tensiunii de referință două tipuri de dependență de temperatură: liniară (termenii al doilea și al patrulea) și logaritmică (termenul al treilea).

e. Condiția realizării unei corecții de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință impune anularea termenului liniar dependent de temperatură din expresia (2.94):

$$\frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{R_3 T_0} + \frac{k}{qR_1} \ln(n) = 0 \quad (2.95)$$

Expresia tensiunii de referință devine:

$$V_{REF}(T) = R_2 \left[\frac{E_{G0}}{R_3} + (1-\eta) \frac{kT}{qR_3} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \right] \quad (2.96)$$

f.

$$I_5 = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{R_5} \quad (2.97)$$

unde:

$$V_{D1}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1-\eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (2.98)$$

și:

$$V_{D2}(T) \cong E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (\alpha' - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (2.99)$$

α' fiind impus de dependența de temperatură a curentului de polarizare a diodei D_2 , $I'(T)$. Deoarece corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință a fost deja realizată, dependența de temperatură a curentului I' este foarte redusă, deci poate fi considerat, cu o bună aproximație, $\alpha' = 0$. Din cele trei relații anterioare rezultă:

$$I_5(T) = \frac{kT}{qR_5} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (2.100)$$

g. Considerând și efectul celor doi curenți de corecție I_5 și I_6 , expresia tensiunii de referință devine:

$$V_{REF}(T) = [I_1(T) + I_3(T) + I_5(T)] R_2 \quad (2.101)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = R_2 \left[\frac{E_{G0}}{R_3} + \left(\frac{1-\eta}{R_3} + \frac{1}{R_5} \right) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \right] \quad (2.102)$$

Devine, astfel, posibilă și anularea termenului logaritm dependent de temperatură din expresia $V_{REF}(T)$. Condiția realizării unei corecții de ordin superior a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este:

$$\frac{1-\eta}{R_3} + \frac{1}{R_5} = 0 \quad (2.103)$$

echivalent cu:

$$\frac{R_3}{R_5} = \eta - 1 \tag{2.104}$$

și:

$$V_{REF}(T) = \frac{R_2}{R_3} E_{G0} \tag{2.105}$$

Problema 2.18

Se consideră circuitul din Figura 2.18.

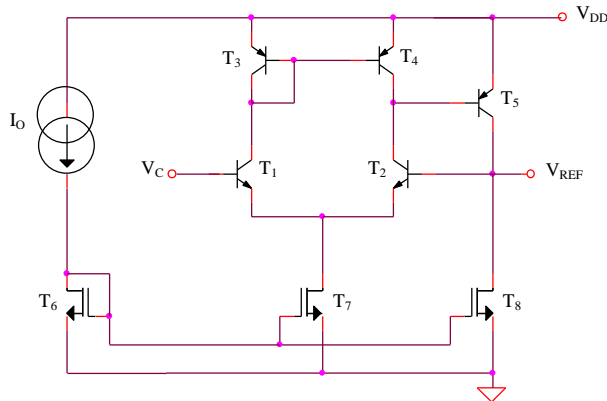


Figura 2.18

Presupunând tranzistoarele $T_1 - T_4$ diferite, să se determine expresia $V_{REF} - V_C$. Se va neglija efectul Early. Ce avantaj prezintă acest circuit față de alte generatoare PTAT?

Rezolvare

$$V_{REF} - V_C = V_{BE2} - V_{BE1} = V_{th} \ln\left(\frac{I_{C2} I_{S1}}{I_{C1} I_{S2}}\right) \tag{2.106}$$

Dar:

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{C4}}{I_{C3}} = \frac{I_{S4}}{I_{S3}} \tag{2.107}$$

Deci:

$$V_{REF} - V_C = V_{th} \ln \left(\frac{I_{S1} I_{S4}}{I_{S2} I_{S3}} \right) \tag{2.108}$$

Raportul a doi curenți de saturație nu depinde de temperatură și este egal cu raportul ariilor celor două tranzistoare:

$$V_{REF} - V_C = V_{th} \ln \left(\frac{A_1 A_4}{A_2 A_3} \right) \tag{2.109}$$

Deci, circuitul implementează un generator de tip PTAT sau CTAT, după cum $A_1 A_4$ este mai mare sau mai mic decât $A_2 A_3$. Avantajul acestui circuit față de alte realizări posibile ale generatoarelor de tensiune PTAT și CTAT este utilizarea exclusivă a dispozitivelor active bipolare și MOS, deci reducerea suprafeței circuitului și îmbunătățirea preciziei acestuia (împerecherea parametrilor tranzistoarelor este mai bună decât cea a valorilor a două rezistoare).

Problema 2.19

Să se repete problema anterioară pentru circuitul din Figura 2.19. Toate tranzistoarele MOS funcționează în inversie slabă, fiind caracterizate prin următoarea dependență a curentului de drenă de tensiunea grilă-sursă:

$$I_D = I_{D0} \frac{W}{L} \exp \left(\frac{V_{GS} - V_T}{nV_{th}} \right) \tag{2.110}$$

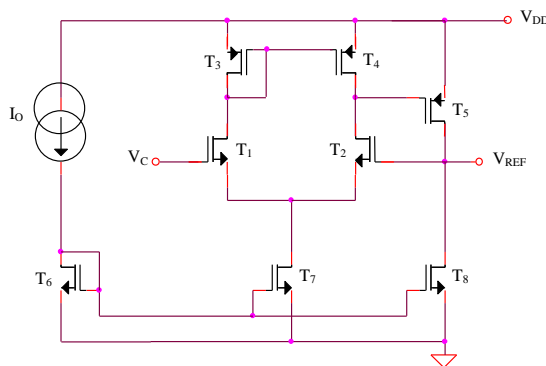


Figura 2.19

Rezolvare

$$V_{REF} - V_C = V_{GS2} - V_{GS1} = \left\{ V_T + \frac{nkT}{q} \ln \left[\frac{I_{D2}}{I_{D0} (W/L)_2} \right] \right\} - \left\{ V_T + \frac{nkT}{q} \ln \left[\frac{I_{D1}}{I_{D0} (W/L)_1} \right] \right\} \quad (2.111)$$

$$V_{REF} - V_C = \frac{nkT}{q} \ln \left[\frac{I_{D2}}{I_{D1}} \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \right] = \frac{nkT}{q} \ln \left[\frac{I_{D4}}{I_{D3}} \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \right] = \frac{nkT}{q} \ln \left[\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \frac{(W/L)_4}{(W/L)_3} \right] \quad (2.112)$$

deoarece $|V_{GS3}| = |V_{GS4}|$.

Problema 2.20

Se consideră circuitul din Figura 2.20.

- a. Să se determine expresia tensiunii de referință
- b. Ce condiție trebuie îndeplinită pentru ca tensiunea de referință să aibă o dependență redusă de temperatură?

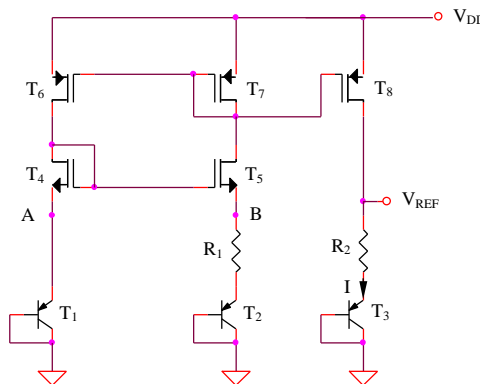


Figura 2.20

Rezolvare

a. Principiul de bază al acestui circuit este compensarea dependenței negative de temperatură a tensiunii $|V_{BE3}|$ prin tensiunea de tip PTAT existentă la bornele rezistenței R_2 . Există două posibilități de proiectare a referințelor de tensiune de acest tip.

Prima posibilitate utilizează tranzistoarele T_1 și T_2 identice și oglinda de curent $T_6 - T_7$ cu factor de transfer supraunitar, $(W/L)_6 > (W/L)_7$. Pentru ca potențialele punctelor A și B să fie egale, este necesar ca $V_{GS4} = V_{GS5}$. Considerând o funcționare în saturație a tranzistoarelor MOS, se obține următoarea condiție de proiectare:

$$\frac{(W/L)_4}{(W/L)_5} = \frac{(W/L)_6}{(W/L)_7} \quad (2.113)$$

A doua posibilitate constă în impunerea unui factor de transfer unitar oglinzii de curent $T_6 - T_7$. Curenții de drenă ai tranzistoarelor T_4 și T_5 fiind egali, condiția $V_A = V_B$ implică $(W/L)_4 = (W/L)_5$. Asimetria controlată este realizată de tranzistoarele T_1 și T_2 , $I_{S2} > I_{S1}$.

Este posibilă, evident, și proiectarea unei versiuni cu asimetrie dublă, datorată ambelor perechi de tranzistoare, utilă pentru obținerea unui coeficient de temperatură al curentului PTAT de valoare ridicată. În tehnologia CMOS, însă, obținerea tranzistoarelor bipolare ca dispozitive parazite necesită utilizarea unei suprafețe de siliciu mult mai mari decât cea aferentă unui tranzistor MOS, preferându-se utilizarea unor tranzistoare bipolare cu arie cât mai redusă.

Se va studia prima posibilitate de proiectare, considerându-se respectată relația (2.113). Expresia tensiunii de ieșire a referinței de tensiune bandgap este:

$$V_{REF}(T) = V_{BE3}(T) + \frac{R_2}{R_1} V_{th} \ln \left[\frac{(W/L)_6}{(W/L)_7} \right] \quad (2.114)$$

b. Considerând o dependență de temperatură a tensiunii bază-emitor exprimată prin relația:

$$V_{BE}(T) = E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (2.115)$$

condiția de anulare a termenului liniar dependent de temperatură din expresia (2.114) este:

$$V_{BE}(T_0) - E_{G0} + \frac{R_2}{R_1} V_{th0} \ln \left[\frac{(W/L)_6}{(W/L)_7} \right] = 0 \quad (2.116)$$

rezultând o tensiune de ieșire a referinței de tensiune bandgap cu corecție de ordin I a caracteristicii exprimată prin:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + (\alpha - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (2.117)$$

Deoarece tranzistorul T_3 funcționează la un curent de colector de tip PTAT, $\alpha = 1$, deci:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \quad (2.118)$$

Problema 2.21

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.20. Toate tranzistoarele MOS sunt caracterizate de ecuația generală:

$$I_D = \frac{K}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \quad (2.119)$$

Se consideră $V_{BE}(T_0) = 0,6V$, $R_I = 10k\Omega$, $V_{DD} = 9V$, $I_{S2} = 100I_{S1}$. Să se determine:

- Dependența de temperatură a curentului prin rezistența R_I
- Dependența de temperatură a tensiunii de referință V_{REF} . Ce relație trebuie să existe între rezistențele din circuit pentru realizarea corecției liniare a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință?

Rezolvare

Expresia dependenței de temperatură a curentului prin rezistența R_I este:

$$I_{R1}(T) = \frac{kT}{qR_I} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \quad (2.120)$$

deci un coeficient de temperatură al acestui curent de aproximativ $40,1nA/K$. Simularea dependenței de temperatură a curentului I_{R1} este prezentată în Figura 2.21a, rezultând $TC_{I_{R1}} = 40,1nA/K$

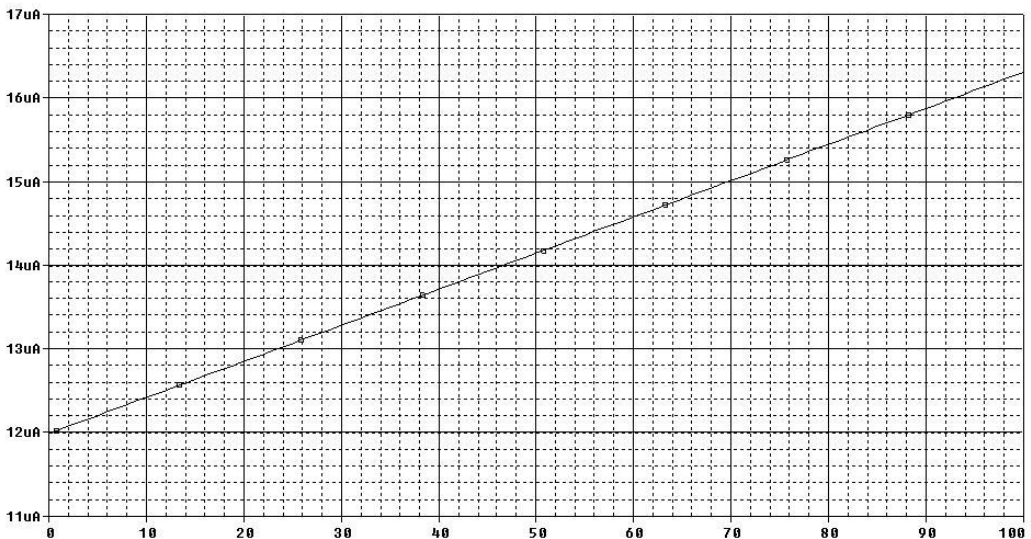


Figura 2.21a

b. Condiția de realizare a corecției liniare a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este:

$$V_{BE}(T_0) - E_{G0} + \frac{R_2}{R_1} V_{th0} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) = 0 \quad (2.121)$$

echivalentă cu:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{E_{G0} - V_{BE}(T_0)}{V_{th0} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)} = 5,01 \quad (2.122)$$

Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință pentru $R_2/R_1 = 5,7$ este prezentată în Figura 2.21b.

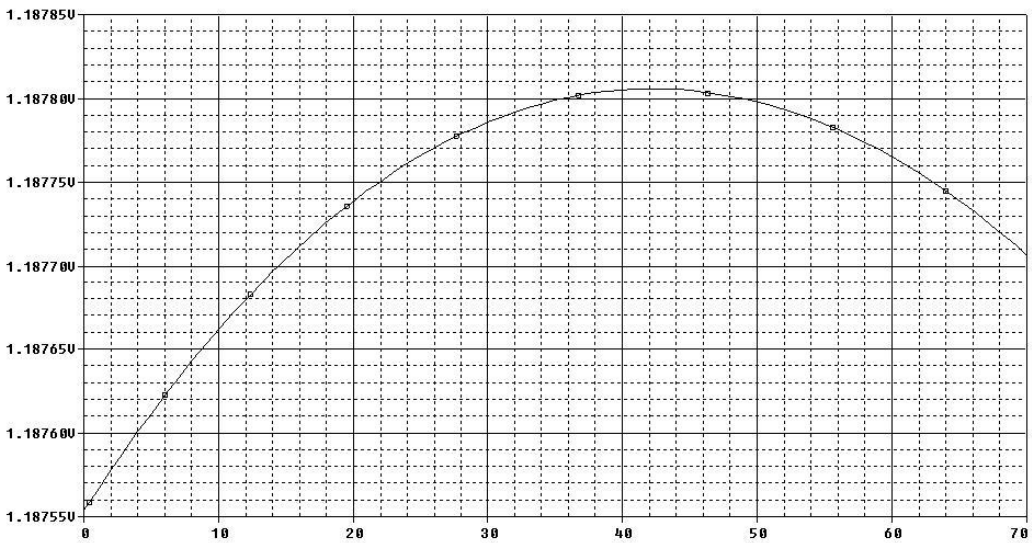


Figura 2.21b

Problema 2.22

Se consideră generatorul de tensiune de tip PTAT din Figura 2.22. Să se determine expresia dependenței de temperatură a curentului I . Ce rol are amplificatorul operațional?

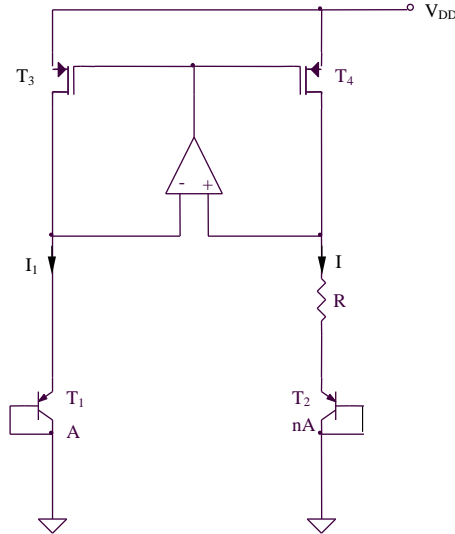


Figura 2.22

Rezolvare

$$I(T) = \frac{|V_{BE1}(T)| - |V_{BE2}(T)|}{R} = \frac{kT}{qR} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \quad (2.123)$$

Raportul I_{C1}/I_{C2} poate fi determinat considerând o funcționare în saturație a tranzistoarelor T_3 și T_4 :

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{\frac{K_3}{2} (V_{SG3} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{SD3})}{\frac{K_4}{2} (V_{SG4} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{SD4})} \quad (2.124)$$

Deoarece tranzistoarele oglinzii de curent sunt identice și funcționează la tensiuni drenă-sursă egale impuse de amplificatorul operațional, raportul anterior va fi unitar, deci:

$$I(T) = \frac{kT}{qR} \ln(n) \quad (2.125)$$

Introducerea amplificatorului operațional este, deci, necesară pentru eliminarea efectului de modulare a lungimii canalului prin menținerea tensiunilor drenă-sursă egale pentru cele două tranzistoare PMOS T_3 și T_4 .

Observație: tensiunea de offset a amplificatorului operațional și, mai mult, variația cu temperatura a acesteia vor afecta corecția caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință.

Problema 2.23

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.23. Să se deducă expresia dependenței de temperatură a tensiunii de referință.

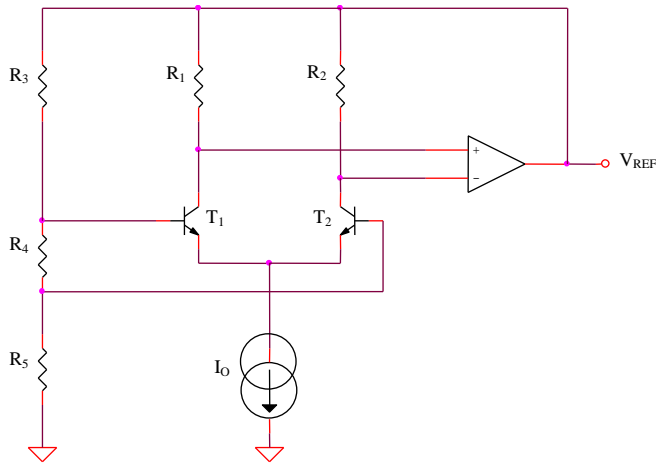


Figura 2.23

Rezolvare

$$V_{REF} \frac{R_4}{R_3 + R_4 + R_5} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_{th} \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \quad (2.126)$$

Deoarece amplificatorul operațional este ideal, $I_{C1} R_1 = I_{C2} R_2$, deci:

$$V_{REF} = \left(1 + \frac{R_3 + R_5}{R_4} \right) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2.127)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de referință este liniară, pozitivă sau negativă după cum R_2 este mai mare sau mai mic decât R_1 .

Problema 2.24

Se consideră circuitul din Figura 2.24a.

- Să se determine expresia tensiunii de ieșire
- Ce condiție trebuie îndeplinită pentru corecția de ordin I a caracteristicii?

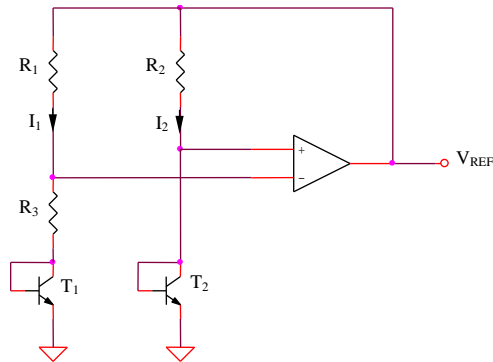


Figura 2.24a

Rezolvare

Expresia curentului I_1 poate fi determinată astfel:

$$I_1 = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{R_3} = \frac{kT}{qR_3} \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \quad (2.128)$$

Deoarece amplificatorul operațional este ideal, $I_1 R_1 = I_2 R_2$. Rezultă:

$$I_1 = \frac{kT}{qR_3} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2.129)$$

Tensiunea de referință va avea expresia:

$$V_{REF}(T) = I_1(T)R_1 + V_{BE2}(T) \quad (2.130)$$

Considerând dependența de temperatură a tensiunii bază-emitor exprimată prin relația (2.8), cu $\alpha = 1$ deoarece tranzistorul T_2 este polarizat la un curent de tip PTAT, se obține:

$$V_{REF}(T) = \frac{kT}{q} \frac{R_1}{R_3} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) + E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.131)$$

Condiția de anulare a termenului linear dependent de temperatură din expresia tensiunii de referință este:

$$\frac{k}{q} \frac{R_1}{R_3} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.132)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.133)$$

Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință pentru valorile rezistențelor rezultate din relația (2.132) care asigură realizarea corecției liniare a caracteristicii de temperatură a V_{REF} ($R_1 = 9,25k\Omega$, $R_2 = R_3 = 1k\Omega$) este prezentată în Figura 2.24b.

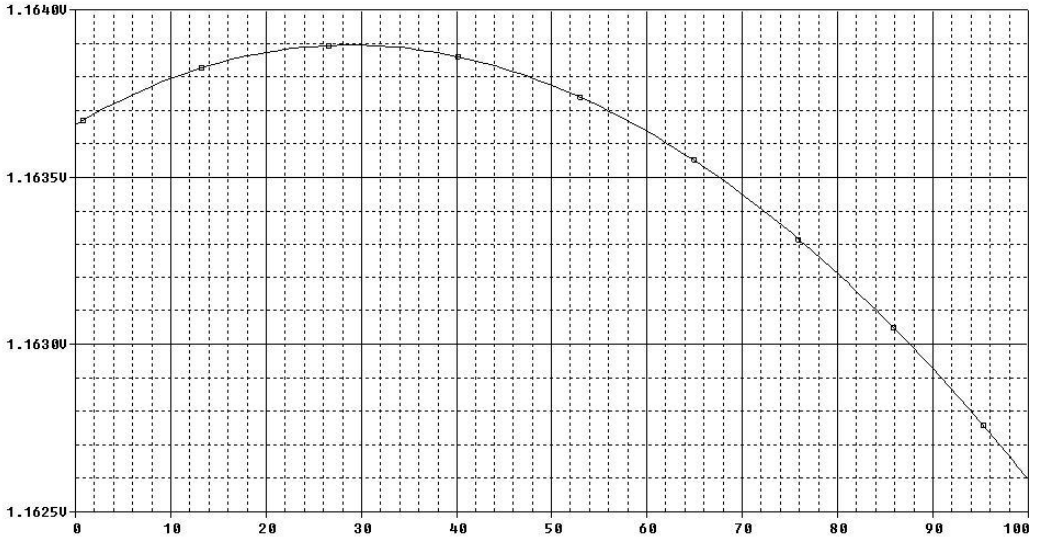


Figura 2.24b

Problema 2.25

Se consideră circuitul din Figura 2.25a.

- Să se determine expresia tensiunii de ieșire
- Ce condiție trebuie îndeplinită pentru corecția de ordin I a caracteristicii?

Rezolvare

Considerând o amplificare în curent mare a celor trei tranzistoare, tensiunea de referință poate fi exprimată astfel:

$$V_{REF}(T) = I(T)(R_3 + R_4 + R_5) + V_{BE3}(T) \quad (2.134)$$

Expresia curentului I este:

$$I(T) = \frac{V_{BE1}(T) - V_{BE2}(T)}{R_4} = \frac{kT}{qR_4} \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) \quad (2.135)$$

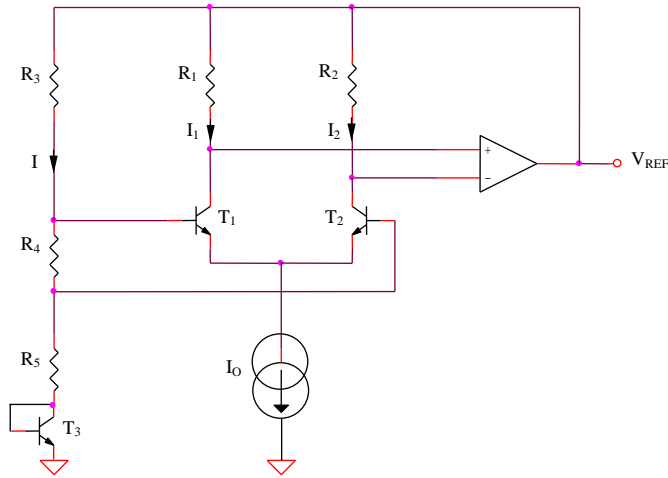


Figura 2.25a

Deoarece amplificatorul operațional este ideal, $I_1 R_1 = I_2 R_2$. Rezultă:

$$V_{REF}(T) = V_{BE3}(T) + \left(1 + \frac{R_3 + R_5}{R_4}\right) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.136)$$

Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a referinței de tensiune ($\alpha = 1$) implică:

$$\left(1 + \frac{R_3 + R_5}{R_4}\right) \frac{k}{q} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.137)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.138)$$

Simularea dependenței de temperatură a tensiunii de referință pentru valorile rezistențelor rezultate din relația (2.137) care asigură realizarea corecției liniare a caracteristicii de temperatură a V_{REF} ($R_1 = R_4 = R_5 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 9k\Omega$) este prezentată în Figura 2.25b.

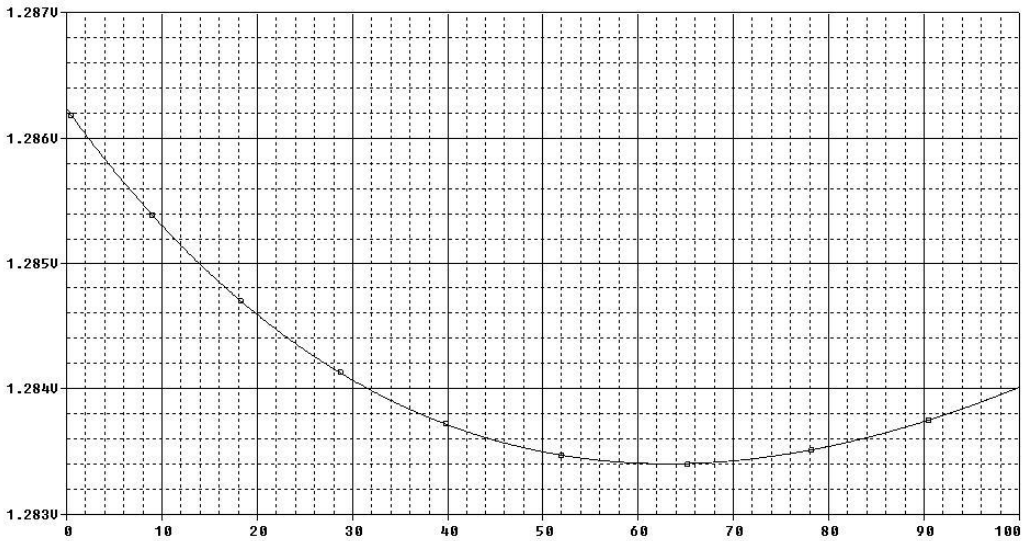


Figura 2.25b

Problema 2.26

Se consideră circuitul din Figura 2.26.

- a. Să se determine expresia tensiunii de ieșire
- b. Ce condiție trebuie îndeplinită pentru corecția de ordin I a caracteristicii?

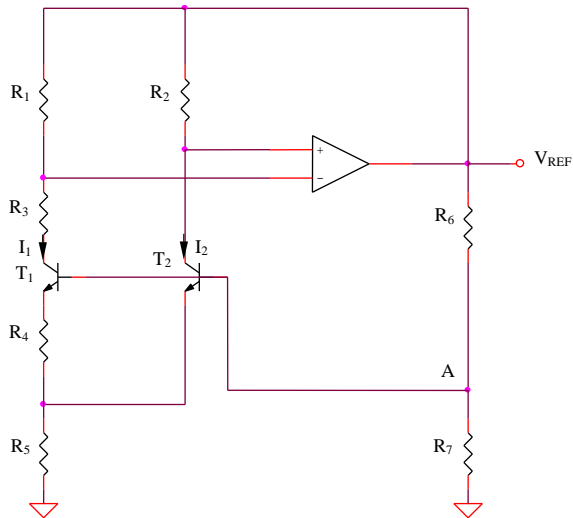


Figura 2.26

Rezolvare

Considerând o amplificare în curent mare a celor trei tranzistoare, potențialul punctului A poate fi exprimat astfel:

$$V_A(T) = V_{BE2}(T) + (I_1 + I_2)(T)R_5 \quad (2.139)$$

Expresia curentului I_1 este:

$$I_1(T) = \frac{V_{BE2}(T) - V_{BE1}(T)}{R_4} = \frac{kT}{qR_4} \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \quad (2.140)$$

Deoarece amplificatorul operațional este ideal, $I_1R_1 = I_2R_2$. Rezultă:

$$I_1(T) = \frac{kT}{qR_4} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2.141)$$

și:

$$I_2(T) = \frac{kT}{qR_4} \frac{R_1}{R_2} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2.142)$$

deci:

$$V_A(T) = V_{BE2}(T) + \frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2.143)$$

Neglijând curenții de bază, se poate scrie:

$$V_A = V_{REF} \frac{R_7}{R_6 + R_7} \quad (2.144)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) \left[V_{BE2}(T) + \frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \right] \quad (2.145)$$

Corecția liniară a caracteristicii este:

$$\frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{k}{q} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.146)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = \left(1 + \frac{R_6}{R_7} \right) \left[E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \right] \quad (2.147)$$

deoarece tranzistoarele T_1 și T_2 sunt polarizate la un curent de tip PTAT, deci $\alpha = 1$ în relația (2.8). Avantajul circuitului este posibilitatea obținerii unei tensiuni de referință egale cu un multiplu variabil al energiei benzii interzise a siliciului, $E_{G0} = 1,2V$. Reglarea valorii V_{REF} se realizează modificând în mod corespunzător raportul R_6 / R_7 , independent de temperatură.

Problema 2.27

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.27. Să se determine expresia tensiunii de referință. Care este condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a acesteia?

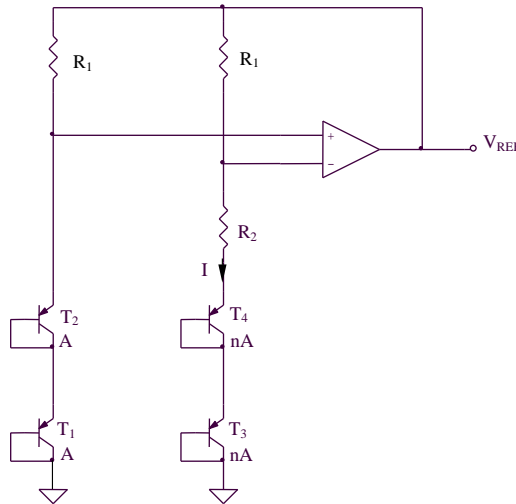


Figura 2.27

Rezolvare

Curenții de colector ai celor două tranzistoare sunt egali:

$$I = 2 \frac{V_{EB1} - V_{EB3}}{R_2} = 2 \frac{V_{th}}{R_2} \ln(n) \quad (2.148)$$

deci:

$$V_{REF}(T) = I(R_1 + R_2) + 2V_{EB3}(T) = 2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_{th} \ln(n) + 2V_{EB3}(T) \quad (2.149)$$

Se obține:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{kT}{q} \ln(n) \right] \quad (2.150)$$

deoarece toate tranzistoarele funcționează la un curent de tip PTAT (I). Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este:

$$\frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{k}{q} \ln(n) = 0 \quad (2.151)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.152)$$

Problema 2.28

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.28. Să se determine expresia tensiunii de referință. Care este condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a acesteia?

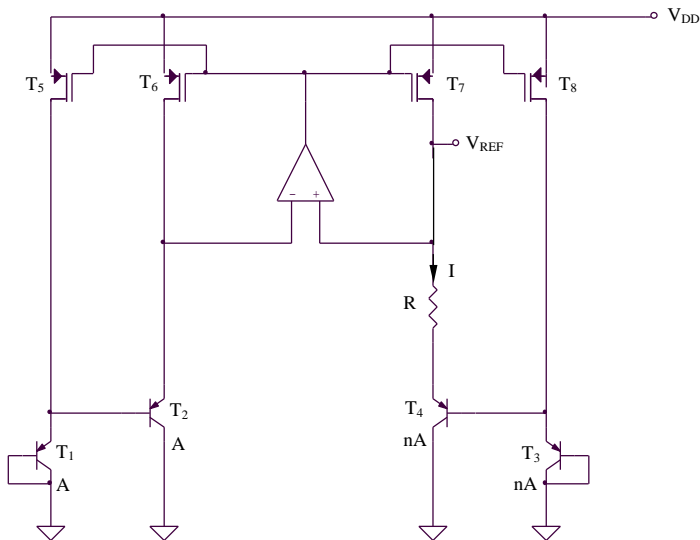


Figura 2.28

Rezolvare

Funcționarea tranzistoarelor $T_1 - T_4$ la același curent datorită oglinzii multiple $T_5 - T_8$ permite determinarea curentului I :

$$I = \frac{V_{EB1} + V_{EB2} - V_{EB3} - V_{EB4}}{R} = 2 \frac{V_{th}}{R} \ln(n) \quad (2.153)$$

Deci, tensiunea de referință va avea expresia:

$$V_{REF} = IR + 2V_{EB4} = 2V_{th} \ln(n) + 2V_{EB4} \quad (2.154)$$

Se obține:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (I - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{kT}{q} \ln(n) \right] \quad (2.155)$$

Constanta α din relația (2.8) are valoarea $\alpha = 1$ deoarece toate tranzistoarele funcționează la un curent I de tip PTAT. Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este:

$$\frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} + \frac{k}{q} \ln(n) = 0 \quad (2.156)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + (I - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.157)$$

Avantajul utilizării amplificatorului operațional este fixarea unor tensiuni drenă-sursă egale pentru tranzistoarele T_6 și T_7 care formează oglinda de curent MOS, obținându-se, astfel, eliminarea erorilor introduse de efectul de modulare a lungimii canalului. În plus, $V_{DS5} \cong V_{DS8} = V_{DD} - V_{EB}$, deci efectul de modulare a lungimii canalului nu va influența funcționarea oglinzii de curent $T_5 - T_8$.

Problema 2.29

Se consideră referința de tensiune de tip AD 680 (Analog Device) realizată în tehnologie bipolară (Figura 2.29). Să se explice funcționarea circuitului și să se determine expresia tensiunii de referință.

Rezolvare

Principiul de funcționare al circuitului din Figura 2.29 este clasic, bazându-se pe compensarea variației cu temperatura a tensiunii bază-emitor a tranzistorului T_{12} prin însumarea cu tensiunea PTAT existentă la bornele rezistenței R_2 , multiplicată de combinația $R_2 - R_3$. Reglarea rezistențelor $R_4 - R_5$ permite obținerea valorii dorite a tensiunii de referință, rezultatul fiind o tensiune de referință precisă și stabilă față de variațiile temperaturii, tensiunii de alimentare sau curentului de sarcină.

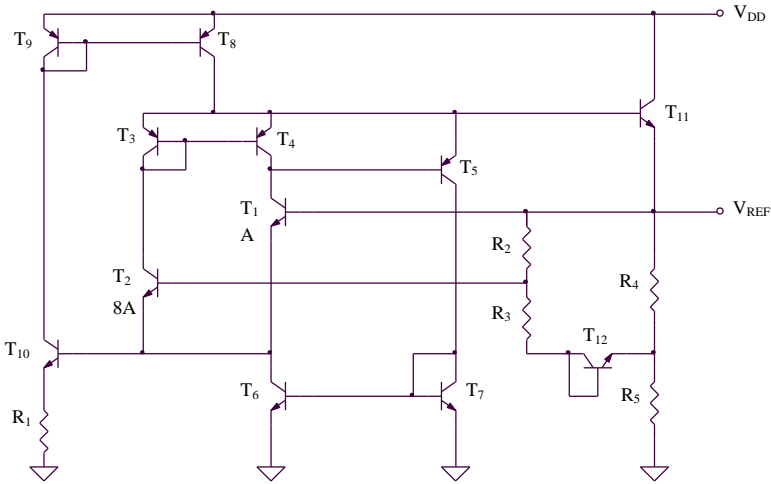


Figura 2.29

Datorită oglinzii de curent $T_3 - T_4$ (tranzistoare identice), curenții de colector ai tranzistoarelor T_1 și T_2 sunt egali, deci expresia curentului prin rezistența R_2 va fi:

$$I_{R_2} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_2} = \frac{V_{th} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right)}{R_2} = \frac{V_{th} \ln(8)}{R_2} \quad (2.158)$$

Expresia tensiunii la bornele rezistenței R_4 este, deci:

$$U_{R_4} = V_{BE12} + I_{R_2}(R_2 + R_3) = V_{BE12} + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) V_{th} \ln(8) \quad (2.159)$$

Datorită divizorului de tensiune $R_4 - R_5$, tensiunea de referință va avea expresia:

$$V_{REF} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \left[V_{BE12} + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) V_{th} \ln(8) \right] \quad (2.160)$$

S-a considerat curentul de bază al tranzistorului T_2 neglijabil în raport cu cel prin rezistența R_2 care, la rândul său, este mult mai mic decât curentul prin divizorul de tensiune $R_4 - R_5$. Se obține în urma aplicării condiției de corecție de ordin I a caracteristicii:

$$V_{REF}(T) = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \left[E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (2.161)$$

Problema 2.30

Se consideră referința de tensiune de tip LM 185 (National Semiconductor) realizată în tehnologie bipolară (Figura 2.30). Tranzistorul T_{10} are aria de 8 ori mai mare decât cea a tranzistorului T_{11} . Să se explice funcționarea circuitului și să se determine expresia tensiunii de referință.

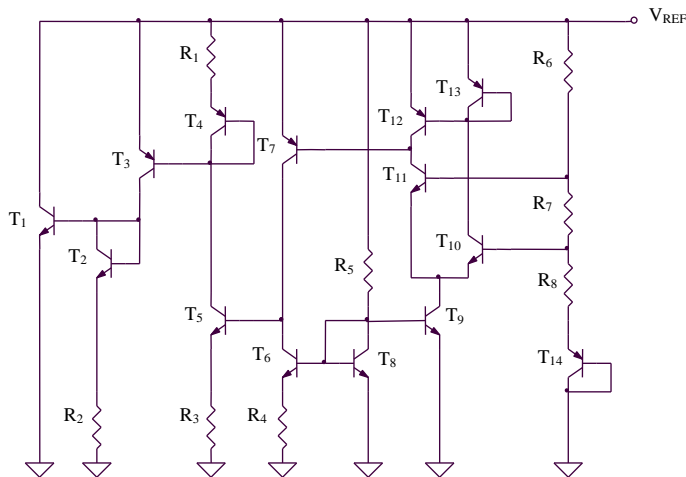


Figura 2.30

Rezolvare

Structura referinței de tensiune este clasică, o tensiune PTAT fiind însumată cu o tensiune având un coeficient de temperatură negativ (V_{EB14}). Există o valoare a temperaturii la care cele două tendințe se compensează, în jurul acestei temperaturi, coeficientul termic al tensiunii de referință având valori foarte reduse. Tensiunea la bornele rezistenței R_7 are expresia:

$$V_{R7} = V_{BE11} - V_{BE10} = V_{th} \ln(8) \quad (2.162)$$

Expresia tensiunii de referință va fi, deci:

$$V_{REF} = V_{EB14} + \left(1 + \frac{R_6 + R_8}{R_7}\right) V_{th} \ln(8) \quad (2.163)$$

rezultând, după corecția de ordin I a caracteristicii de temperatură:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.164)$$

deoarece tranzistorul T_{14} este polarizat la un curent de colector de tip PTAT.

Problema 2.31

Se consideră referința de tensiune de tip LT 1009 (Linear Tech), realizată în tehnologie bipolară (Figura 2.31). Să se explice funcționarea circuitului și să se determine expresia tensiunii de referință.

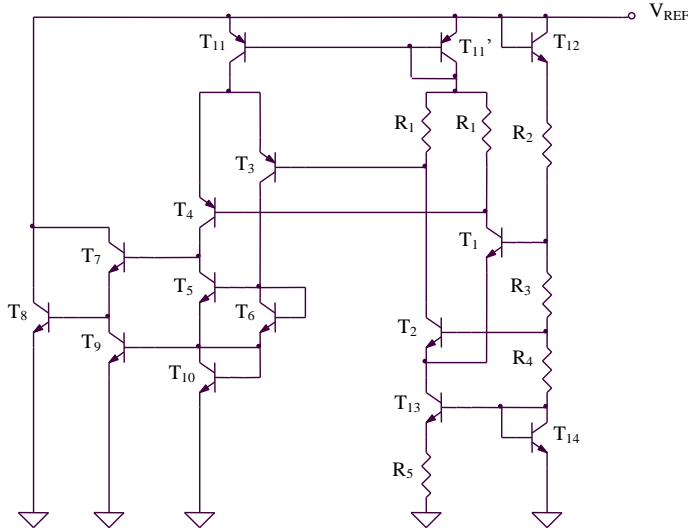


Figura 2.31

Rezolvare

Referința de tensiune de tipul LT 1009 este o referință bandgap care utilizează două etaje de amplificare diferențiale ($T_1 - T_2, T_3 - T_4$), precum și două etaje realizate cu tranzistoarele T_7 și T_8 pentru reducerea rezistenței de ieșire. Al doilea etaj diferențial are ca sarcină activă oglinda de curent $T_5 - T_6$, fiind polarizat prin intermediul oglinzii de curent $T_9 - T_{10}$. Oglinda de curent $T_{11} - T_{11}'$ asigură polarizarea celor două etaje diferențiale.

Tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor T_3 și T_4 sunt egale deoarece tranzistoarele sunt identice și funcționează la același curent de colector datorită oglinzii de curent $T_5 - T_6$. Prin urmare, tensiunile la bornele celor două rezistoare R_1 sunt egale, deci $I_{C1} = I_{C2}$. Tensiunea la bornele rezistenței R_3 va avea, deci, expresia:

$$V_{R3} = V_{th} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) \tag{2.165}$$

iar expresia tensiunii de referință este:

$$V_{REF}(T) = \left(1 + \frac{R_2 + R_4}{R_3}\right) V_{th} \ln\left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}}\right) + V_{BE12}(T) + V_{BE14}(T) \tag{2.166}$$

Impunând condiția de corecție de ordinul I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință se obține:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \right] \quad (2.167)$$

Problema 2.32

Se consideră referința de tensiune de tip LM 136 (National Semiconductor) realizată în tehnologie bipolară (Figura 2.32). Să se explice funcționarea circuitului și să se determine expresia tensiunii de referință.

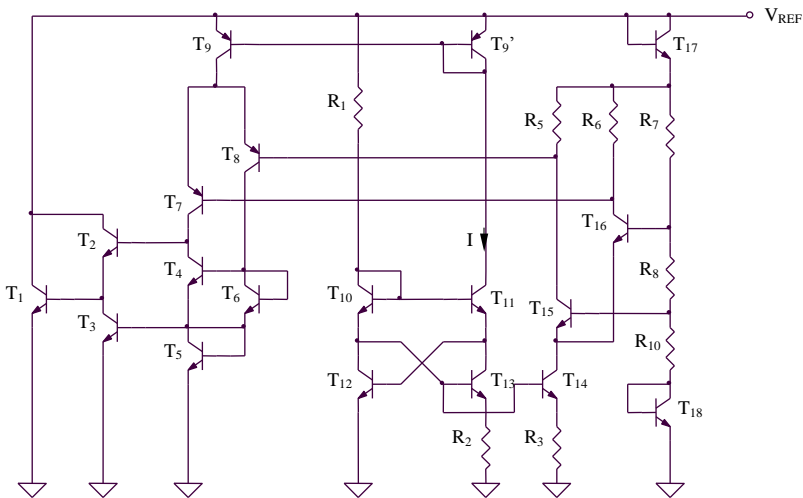


Figura 2.32

Rezolvare

Utilizarea sursei de curent în “X” $T_{10}-T_{13}$ pentru polarizarea nucleului referinței de tensiune $T_{15}-T_{16}$ permite o reducere importantă a dependenței tensiunii de referință de tensiunea de alimentare. Expresia curentului de polarizare I este:

$$I = \frac{V_{BE11} + V_{BE12} - V_{BE10} - V_{BE13}}{R_2} = \frac{V_{th}}{R_2} \ln \left(\frac{I_{C11} I_{C12} I_{S10} I_{S13}}{I_{C10} I_{C13} I_{S11} I_{S12}} \right) = \frac{V_{th}}{R_2} \ln \left(\frac{I_{S10} I_{S13}}{I_{S11} I_{S12}} \right) \quad (2.168)$$

deci independent de tensiunea de alimentare. Deoarece $I_{C15}R_5 = I_{C16}R_6$ ($V_{BE7} = V_{BE8}$ pentru că tranzistoarele T_7 și T_8 sunt identice și polarizate la curenți de colector egali impuși de oglinda de curent T_4-T_6), tensiunea la bornele rezistenței R_8 va avea expresia:

$$V_{R8} = V_{th} \ln\left(\frac{R_5}{R_6}\right) \tag{2.169}$$

iar tensiunea de referință va fi:

$$V_{REF} = \left(1 + \frac{R_7 + R_{10}}{R_8}\right) V_{th} \ln\left(\frac{R_5}{R_6}\right) + V_{BE17} + V_{BE18} \tag{2.170}$$

Impunând condiția de corecție de ordinul I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință se obține:

$$V_{REF}(T) = 2 \left[E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \tag{2.171}$$

Problema 2.33

Se consideră circuitul de stabilizare termică din Figura 2.33a. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine temperatura de declanșare a stabilizării termice. Se cunosc $V_Z = 7,5V$, $V_{BE} = 0,65V$ la $t = 20^\circ C$, $A_{T7} / A_{T7'} = 0,3$, $V_{DD} = 15V$, $TC_{V_Z} = 3,78mV/^\circ C$, $TC_{V_{BE}} = -1,56mV/^\circ C$, iar β suficient de mare.

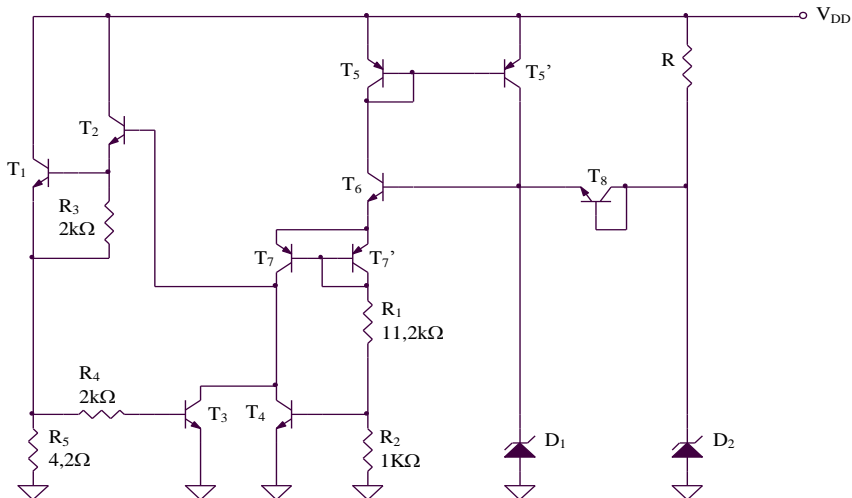


Figura 2.33a

Rezolvare

În vederea obținerii unui coeficient de temperatură de valoare cât mai scăzută, o posibilitate este limitarea domeniului maxim de variație a temperaturii cipului. T_4 este tranzistorul de blocare termică care controlează puterea disipată pe capsulă prin comanda etajului Darlington $T_1 - T_2$. Ori de câte ori temperatura capsulei este mult mai mică decât temperatura de echilibru, tranzistorul T_1 este în conducție puternică, curentul prin circuit fiind limitat doar de circuitul de limitare realizat cu T_3 și elementele aferente. Pentru temperaturi mici, căderea de tensiune pe R_2 nu este suficientă pentru a deschide tranzistorul T_4 . Pe măsură ce temperatura crește, T_4 începe să conducă, T_1 comută în blocare, ceea ce produce o scădere a puterii disipate și, deci, a ratei de creștere a temperaturii. Rezultatul acestei bucle de reacție va fi o caracteristică de temperatură care tinde asimptotic spre temperatura de echilibru.

Circuitul de termostatare este format din T_4, T_6, T_7, R_1, R_2 și dioda Zener D_1 . Valorile rezistențelor R_1 și R_2 sunt astfel alese încât să rezulte o tensiune la bornele rezistenței R_2 de valoare:

$$V_{R_2} = \frac{V_Z - 2V_{BE}}{R_1 + R_2} R_2 = 0,508V \quad (2.172)$$

Această valoare a tensiunii V_{R_2} care se obține pentru o temperatură a capsulei de $20^\circ C$ este insuficientă pentru deschiderea tranzistorului T_4 . $T_7 - T_7'$ este un tranzistor PNP lateral multicolector, având raportul ariilor $\frac{A}{A'} = 0,3$. Deci curentul prin colectorul lui T_7 va fi de circa $150\mu A$ (valoare suficientă pentru a comanda etajul Darlington la un curent de lucru limitat doar de T_3). La o tensiune de lucru de $15V$, aceasta înseamnă o putere disipată relativ mare care, luând în considerare impedanța termică de mică a materialului din care este realizată capsula, ar produce o creștere puternică a temperaturii capsulei, dacă nu ar exista bucla de reacție. Pe măsură ce temperatura crește, ținând cont de faptul că dioda Zener are un coeficient de temperatură pozitiv ($3,78mV/K$), iar tensiunea bază-emitor unul negativ ($-1,56mV/K$), căderea de tensiune pe rezistența R_2 va crește cu o rată:

$$\frac{1k\Omega}{12,2k\Omega} (3,78mV/K + 2 \times 1,56mV/K) = 0,56mV/K \quad (2.173)$$

Totodată, creșterea temperaturii are ca efect scăderea tensiunii de deschidere a tranzistorului T_4 . Ca un rezultat al celor două tendințe, considerând că tensiunea de deschidere a lui T_4 este de $650mV$ la temperatura de $20^\circ C$, acesta se va deschide pentru o variație de temperatură față de $20^\circ C$ de valoare:

$$\Delta t = \frac{(650 - 508)mV}{(0,56 + 1,56)mV/^\circ C} = 67^\circ C \quad (2.174)$$

În consecință, temperatura de echilibru va fi :

$$t_{ech} = 20^\circ C + \Delta t = 87^\circ C \quad (2.175)$$

T_8, R și dioda D_2 formează circuitul de pornire. După intrarea diodei D_1 în regim de stabilizare, T_8 se blochează și deconectează circuitul de pornire. Curentul prin T_5 este controlat de D_1 , T_6, T_7, R_1 și R_2 , fiind independent de tensiunea de alimentare. Folosirea acestui circuit cu autopolarizare are ca efect obținerea unei tensiuni de referință aproximativ independente de variațiile tensiunii V_{DD} .

Simulările SPICE $I_{C4}(T)$ și $I_{C3}(T)$ sunt prezentate în Figurile 2.33 b și c.

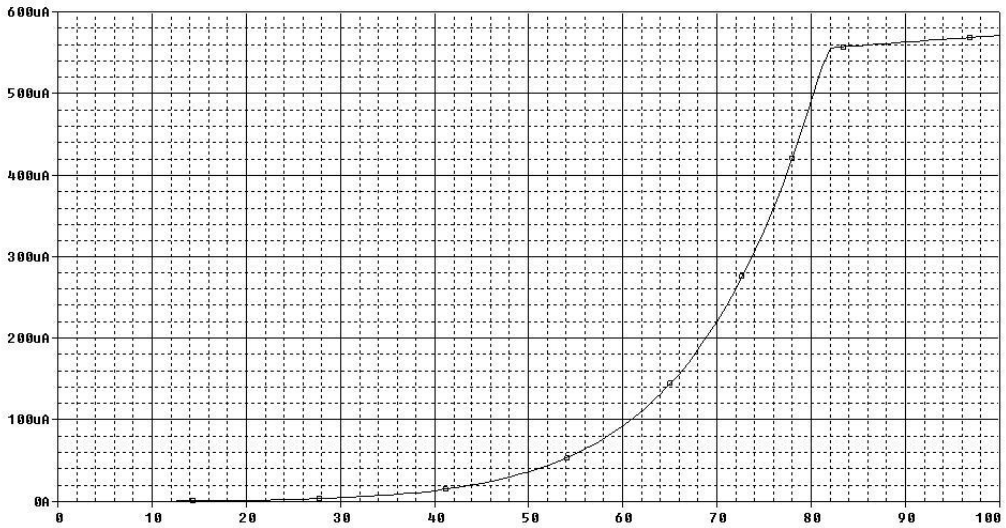


Figura 2.33b

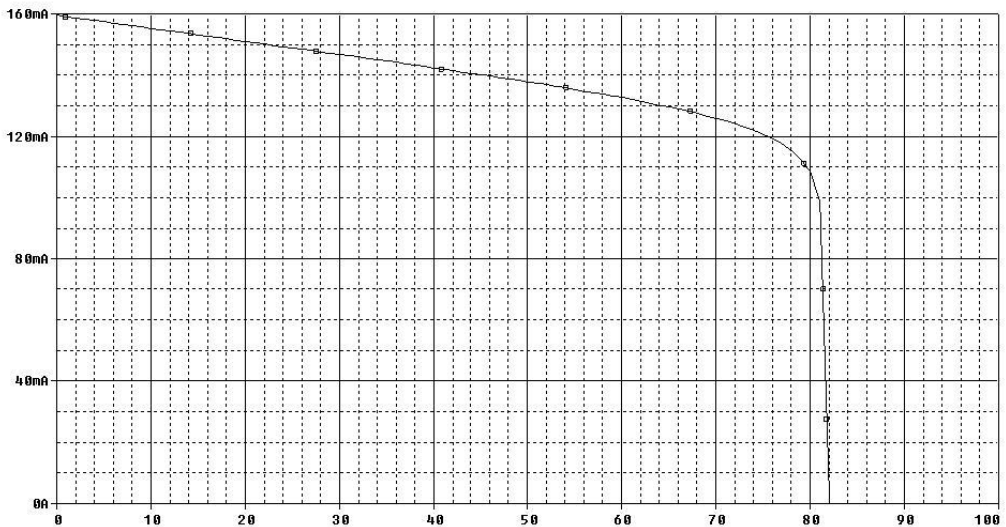


Figura 2.33c

Problema 2.34

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.34, curentul I_1 având o variație de tip PTAT. Să se determine expresia tensiunii de referință în ipoteza realizării corecțiilor de ordin I și de ordin superior ale caracteristicii de temperatură. Se va considera valoarea eproximativă $\eta = 4$.

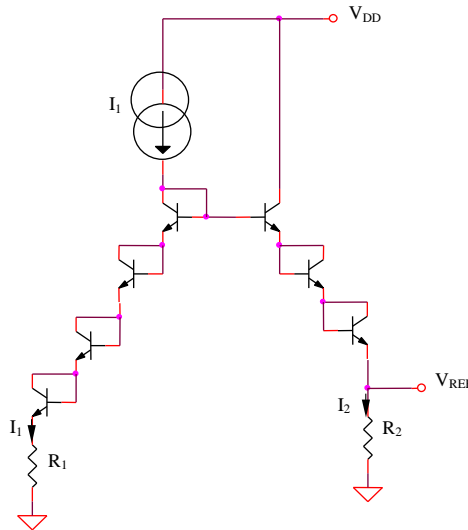


Figura 2.34

Rezolvare

Tensiunea de referință are expresia:

$$V_{REF}(T) = I_1(T)R_1 + 4V_{BE}(I_1) - 3V_{BE}(I_2) \tag{2.176}$$

Considerând expresia (2.8) a dependenței de temperatură a tensiunii bază-emitor, se obține:

$$V_{REF}(T) = AR_1T + E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0}T + [4(1 - \eta) - 3(a - \eta)]\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \tag{2.177}$$

deoarece tensiunile bază-emitor ale celor două ramuri au expresii diferite ca o consecință a polarizării tranzistoarelor bipolare la curenți cu dependențe diferite de temperatură ($I_1(T) = AT$, $I_2(T) = V_{REF}(T)/R_2 = BT^a$). Dar:

$$4(1 - \eta) - 3(a - \eta) = 4 - \eta - 3a \cong -3a \tag{2.178}$$

Curentul I_2 va avea, deci, o variație foarte redusă cu temperatura, produsă doar de termenul logaritm din expresia (2.177), termenul linear fiind deja anulat ca o consecință a aplicării corecție de ordin I a caracteristicii, $V_{BE}(T_0) - E_{G0} + AT_0R_1 = 0$. Deci, $a \cong 0$, rezultând:

$$V_{REF}(T) \cong E_{G0} \tag{2.179}$$

Problema 2.35

Se consideră referința de tensiune din Figura 2.35. Tranzistoarele bipolare au ariile în raportul $A_2 / A_1 = n$. Curentul I_3 are expresia $I_3(T) = CT^2$. Să se determine expresia dependenței de temperatură a tensiunii de referință în condițiile corecției de ordin I și a corecției de ordin superior a caracteristicii de temperatură a acesteia.

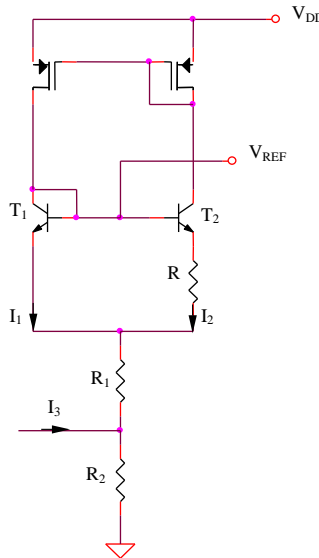


Figura 2.35

Rezolvare

Expresia curentului I_2 este:

$$I_2(T) = \frac{kT}{qR} \ln(n) \tag{2.180}$$

Tensiunea de referință va avea următoarea dependență de temperatură:

$$V_{REF}(T) = V_{BE1}(T) + 2I_2(T)R_1 + [2I_2(T) + I_3(T)]R_2 \tag{2.181}$$

echivalent cu:

$$V_{REF}(T) = \left[(R_1 + R_2) \frac{2k}{qR} \ln(n) \right] T + CR_2 T^2 + E_{G0} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} T + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \tag{2.182}$$

Condiția de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este:

$$(R_1 + R_2) \frac{2k}{qR} \ln(n) + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.183)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = CR_2 T^2 + E_{G0} + (1 - \eta) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.184)$$

Ultimul termen al expresiei anterioare poate fi dezvoltat în serie Taylor limitată la termenul de ordin III în jurul valorii $T = T_0$:

$$T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \cong (T - T_0) + \frac{(T - T_0)^2}{2T_0} - \frac{(T - T_0)^3}{6T_0^2} \quad (2.185)$$

$$T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \cong -\frac{T_0}{3} - \frac{T}{2} + \frac{T^2}{T_0} - \frac{T^3}{6T_0^2} \quad (2.186)$$

Expresia tensiunii de referință devine:

$$V_{REF}(T) = CR_2 T^2 + E_{G0} + (\eta - 1) \frac{kT_0}{3q} + (\eta - 1) \frac{kT}{2q} + (1 - \eta) \frac{kT^2}{qT_0} + (\eta - 1) \frac{kT^3}{6qT_0^2} \quad (2.187)$$

Condiția (2.183) de corecție de ordin I a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință trebuie ajustată pentru a permite și compensarea termenului liniar din relația (2.187), rezultat în urma dezvoltării în serie Taylor limitată a funcției (2.185):

$$(R_1 + R_2) \frac{2k}{qR} \ln(n) + (\eta - 1) \frac{k}{2q} + \frac{V_{BE}(T_0) - E_{G0}}{T_0} = 0 \quad (2.188)$$

Condiția de corecție de ordin superior a caracteristicii de temperatură a tensiunii de referință este:

$$CR_2 + (1 - \eta) \frac{k}{qT_0} = 0 \quad (2.189)$$

rezultând:

$$V_{REF}(T) = E_{G0} + (\eta - 1) \frac{kT_0}{3q} + (\eta - 1) \frac{kT^3}{6qT_0^2} \cong E_{G0} + (\eta - 1) \frac{kT^3}{6qT_0^2} \quad (2.190)$$

Dependența de temperatură a tensiunii de referință va fi dată doar de termenii de ordin mai mare sau egal cu trei ai dezvoltării în serie Taylor, având valori mult mai mici decât E_{G0} .

CAPITOLUL III

AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE

INTRODUCERE

Amplificatorul diferențial reprezintă un etaj fundamental în proiectarea circuitelor integrate VLSI, utilizat într-o serie largă de aplicații de tipul circuitelor integrate analogice și mixte: amplificatoare operaționale, comparatoare și referințe de tensiune, amplificatoare video, modulatori și demodulatori sau convertoare A/D și D/A. Inlocuirea tehnologiei bipolare cu tehnologia CMOS a rezolvat problema curenților de intrare și a rezistenței de intrare de valori finite, apărând dezavantajul unei amplificări reduse în tensiune datorită caracteristicii pătratice a tranzistorului MOS în saturație. În plus, liniaritatea amplificatorului diferențial elementar se menține slabă ca o consecință a caracteristicii fundamentale neliniare a tranzistoarelor bipolare și MOS, existând posibilitatea obținerii unei liniarități bune doar pentru un domeniu relativ restrâns al tensiunii de intrare. În consecință, este evidentă necesitatea unor tehnici de liniarizare pentru anularea termenilor de ordin superior din caracteristica de transfer a amplificatorului diferențial și a unor metode pentru extinderea domeniului tensiunii de intrare de mod comun.

Parametrii amplificatoarelor diferențiale

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

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

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

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

- **Rezistența de intrare de mod diferențial R_{id}** reprezintă raportul dintre tensiunea de intrare aplicată între cele două intrări diferențiale și curentul de intrare corespunzător, când semnalul de intrare este pur diferențial;
- **Rezistența de intrare de mod comun R_{ic}** reprezintă raportul dintre tensiunea de intrare de mod comun și curentul corespunzător printr-un singur terminal de intrare în situația 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 variație al tensiunii de intrare de mod comun pentru care amplificatorul diferențial funcționează normal;
- **Tensiunea de decalaj de intrare** V_{OS} reprezintă tensiunea care trebuie aplicată pe intrarea amplificatorului diferențial pentru a se obține o tensiune nulă la ieșire.

Parametrii dispozitivelor active

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

- Temperatura de referință $T_0 = 298K$
- Tensiunea de prag a dispozitivelor MOS $|V_T| = IV$
- 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, $W/L = 30\mu m / 20\mu m$

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

PROBLEME

Problema 3.1

Se consideră amplificatorul diferențial MOS elementar din Figura 3.1a. Tranzistoarele MOS sunt identice și funcționează în saturație, fiind caracterizate prin următoarea dependență pătratică a curentului de drenă de tensiunea grilă-sursă:

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

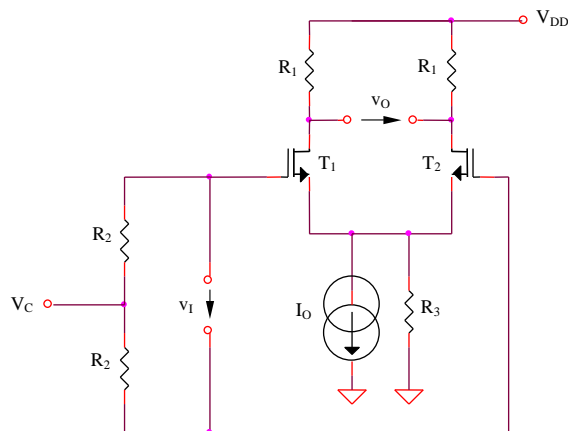


Figura 3.1a

Să se determine:

- Expresia funcției de transfer a circuitului $v_O(v_I)$
- Amplificarea de mod diferențial
- Amplificarea de mod comun
- Rezistențele de intrare de mod diferențial și de mod comun
- 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 ieșire al acesteia fiind notat cu T_3
- Expresia tensiunii de decalaj de intrare, presupunând existența unor mici asimetrii în structura tranzistoarelor MOS și a rezistențelor de sarcină R_I

Rezolvare

a. Tensiunea diferențială de intrare are expresia:

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

Prin ridicare la pătrat și înlocuirea sumei $i_{D1} + i_{D2}$ cu I_O se obține:

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

Ecuția de gradul II rezultată este:

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

având soluțiile:

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

deci:

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

Expresia tensiunii de ieșire este $v_O = R_I(i_{D2} - i_{D1})$, deci:

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

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

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

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

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

iar cea de ordin II:

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

rezultând:

.....

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

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

.....

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

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

Termenii de ordin par din dezvoltarea în serie Taylor a funcției de transfer a amplificatorului diferențial se anulează ca o consecință a simetriei circuitului.

$$v_O(v_I) = a_1v_I + a_3v_I^3 + a_5v_I^5 + \dots \tag{3.14}$$

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

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

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

Aceași expresie se poate obține în urma unei analize de semnal mic, semicircuitul de mod diferențial fiind prezentat în Figura 3.1b.

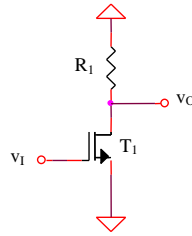


Figura 3.1b

Amplificarea de mod diferențial a circuitului sursă comună este:

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

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

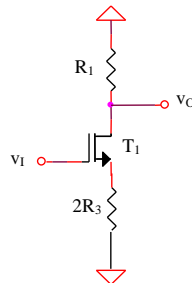


Figura 3.1c

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

d. Pe baza semicircuitelor din Figurile 3.1b și 3.1c, rezistențele de intrare de mod diferențial și de mod comun sunt:

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

e. Limita inferioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_3 :

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

Limita superioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiția de funcționare în saturație a tranzistoarelor T_1 și T_2 :

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

f. Tensiunea de decalaj de intrare reprezintă tensiunea ce trebuie aplicată pe intrarea amplificatorului diferențial pentru a obține o tensiune nulă de ieșire, fiind o consecință a asimetriilor parametrilor tranzistoarelor MOS și 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 și curenților de drenă i_D ai celor două tranzistoare MOS din Figura 3.1a (această din urmă asimetrie fiind o consecință a valorilor diferite ale celor două rezistențe de sarcină R_1). Pentru mărimea m se pot defini:

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

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

sau:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Condiția de anulare a tensiunii diferențiale de ieșire impune $i_{D1}R_1 = i_{D2}R_2$, cu R_1 și R_2 notându-se cele două valori ale rezistențelor de sarcină pentru T_1 și T_2 . Deci:

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

echivalent cu:

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

Din relațiile (3.28) și (3.30) se obține expresia tensiunii de decalaj de intrare:

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

Problema 3.2

Pentru amplificatorul diferențial 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:

- Reprezentarea grafică a funcției de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variație al tensiunii diferențiale de intrare v_I cuprins între $-0,4V$ și $0,4V$
- Reprezentarea grafică a funcției de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variație al tensiunii diferențiale de intrare v_I cuprins între $-0,4V$ și $0,4V$ și un curent de polarizare I_O având valorile $0,1mA$, $0,2mA$ și $0,3mA$
- Reprezentarea grafică a celor doi curenți de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferențial din Figura 3.1a pentru un domeniu de variație al tensiunii diferențiale de intrare v_I cuprins între $-0,4V$ și $0,4V$
- Amplificarea de mod diferențial v_O / v_I
- Amplificarea de mod comun
- 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 variație a tensiunii diferențiale de intrare v_i cuprins între $-0,4V$ și $0,4V$ este prezentată în Figura 3.2a.

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

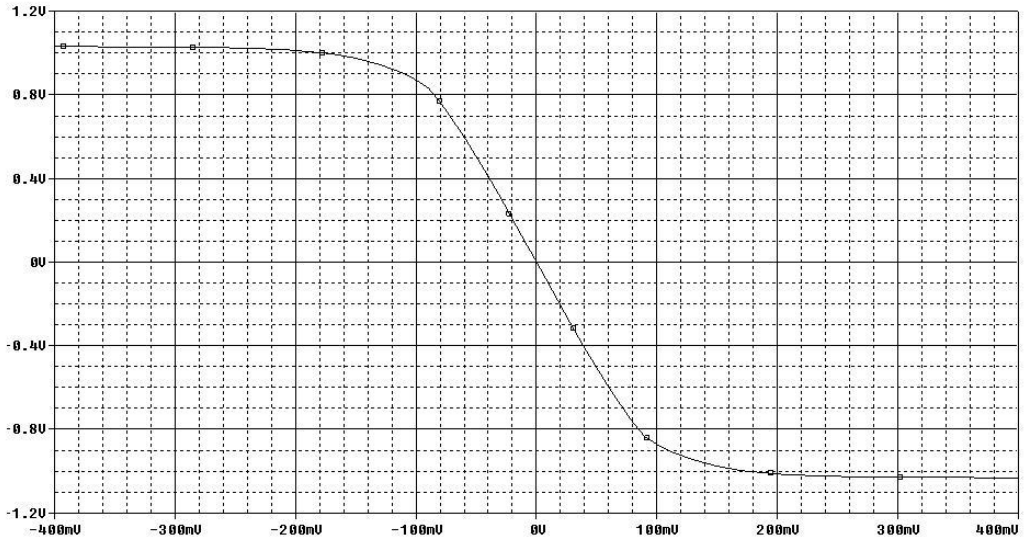


Figura 3.2a

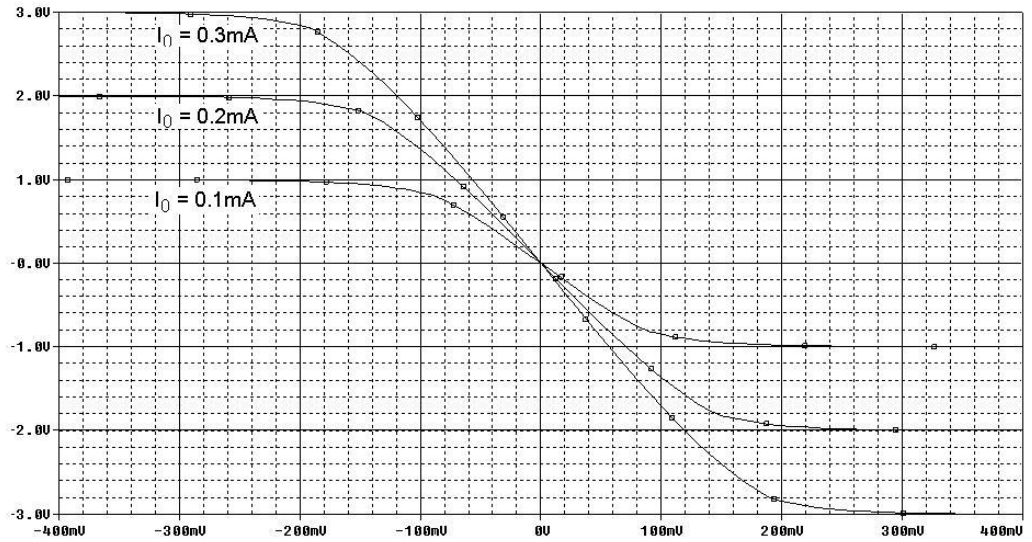


Figura 3.2b

c. Dependența de tensiunea diferențială de intrare v_I a celor doi curenți de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferențial din Figura 3.1a este prezentată în Figura 3.2c.

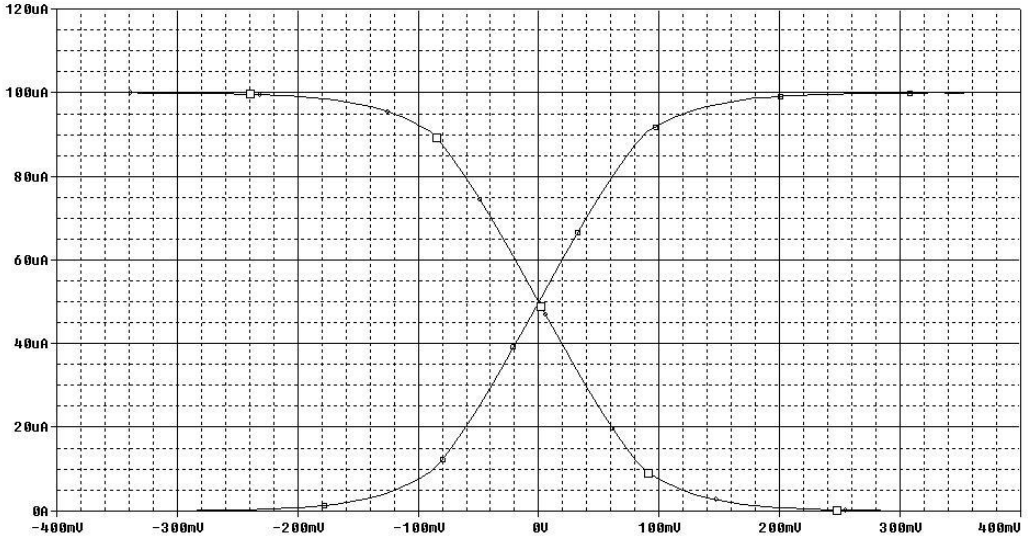


Figura 3.2c

d. Conform relației (3.15), amplificarea de mod diferențial a circuitului este egală cu $-10,95$, în timp ce valoarea obținută în urma simulării este $-10,43$.

e. Aplicând relația (3.17) se obține $A_{cc} = -5 \times 10^{-3}$. În 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 relațiilor (3.19) și (3.20), între $1,22V$ și $9,5V$.

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 : IV , $1,IV$, $1,2V$ și $1,3V$ (Figura 3.2d). Se remarcă că circuitul funcționează corect doar pentru $V_C \geq 1,2V$, deci $v_{IC\min} \cong 1,2V$.

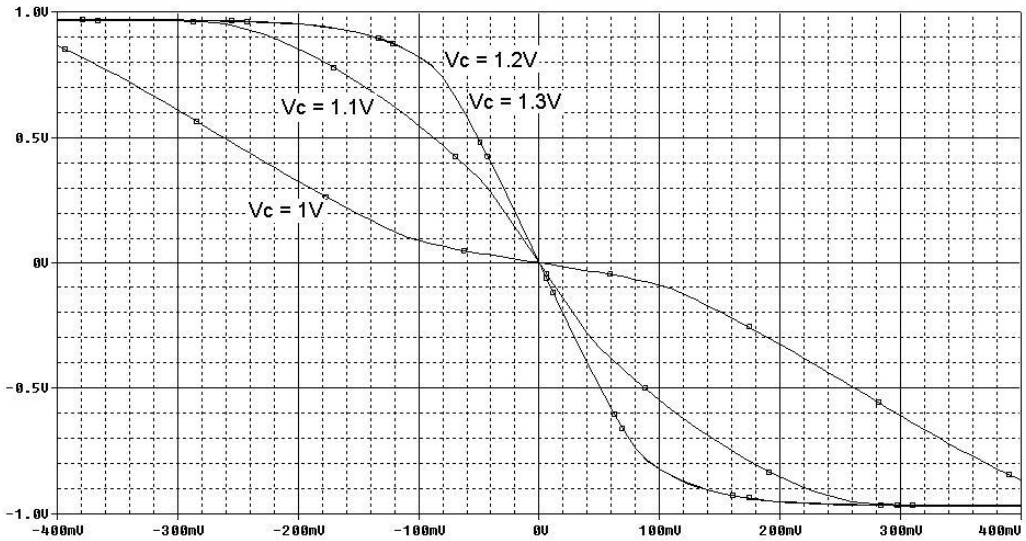


Figura 3.2d

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

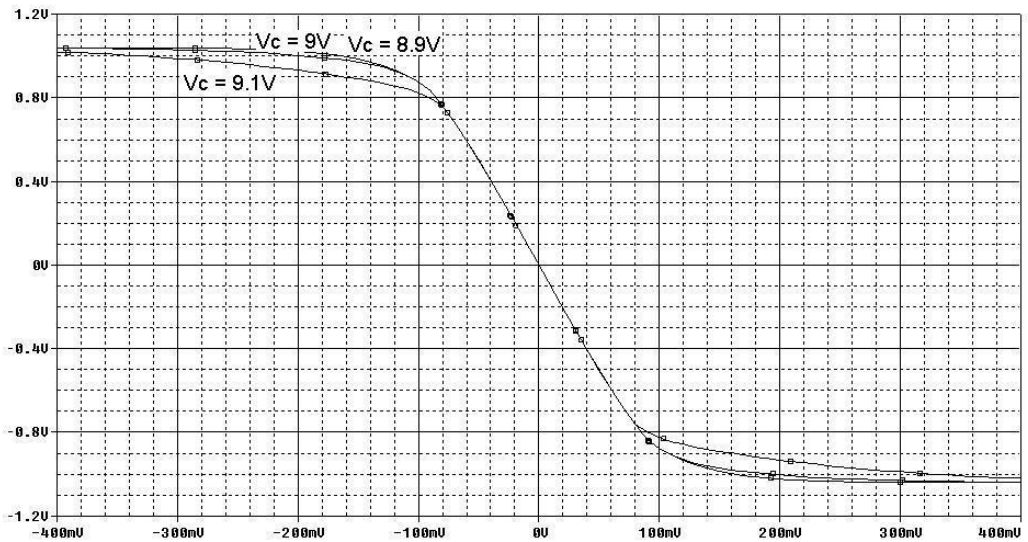


Figura 3.2e

Rezultatele obținute sunt centralizate în Tabelul 3.1.

Tabelul 3.1

Param.	Semnificație	Valoare calcul manual	Valoare simulată	Eroare (%)
A_{dd}	Amplificare de mod diferențial	-10,95	-10,43	4,75
A_{cc}	Amplificare de mod comun	-5×10^{-3}	$-5,12 \times 10^{-3}$	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 diferențial cu sarcină activă din Figura 3.3. Să se determine expresia amplificării de mod diferențial în sarcină și în gol.

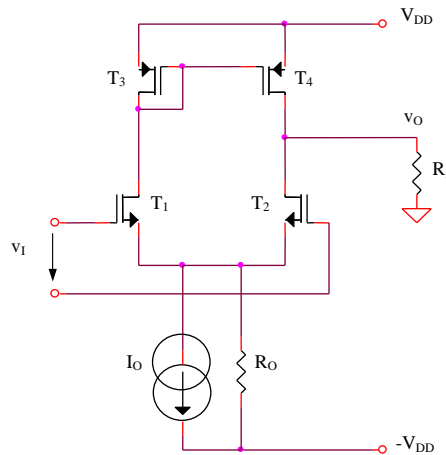


Figura 3.3

Rezolvare

Expresia generală a amplificării de mod diferențial este:

$$A_{dd} = g_m (r_{ds2} // r_{ds4} // R_l) \quad (3.32)$$

Particularizând pentru $R_I \rightarrow \infty$ se obține:

$$A_{dd}' = g_m (r_{ds2} // r_{ds4}) = g_m \frac{r_{ds}}{2} = \frac{I}{2\lambda} \sqrt{\frac{K}{I_O}} \quad (3.33)$$

Problema 3.4

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

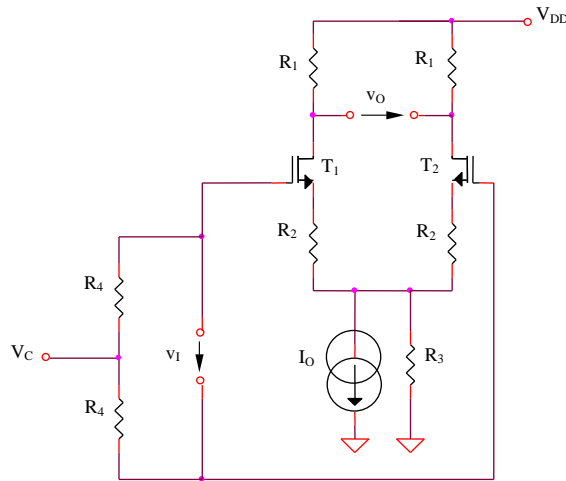


Figura 3.4

Să se determine:

- a. Amplificarea de mod diferențial 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 ieșire al acesteia fiind notat cu T_3

Rezolvare

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

$$A_{dd} = -\frac{g_m R_I}{I + g_m R_2} \quad (3.34)$$

$$A_{cc} = -\frac{g_m R_I}{I + g_m (R_2 + 2R_3)} \quad (3.35)$$

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

c. Limita inferioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_3 :

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

Limita superioară a tensiunii de mod comun de intrare este fixată de condiția de funcționare în saturație a tranzistoarelor T_1 și 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 aceeași expresie cu cea calculată pentru circuitul din Figura 1a.

Problema 3.5

Pentru amplificatorul diferențial 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:

- Reprezentarea grafică a funcției de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variație al tensiunii diferențiale de intrare v_I cuprins între $-IV$ și IV
- Reprezentarea grafică a funcției de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variație al tensiunii diferențiale de intrare v_I cuprins între $-IV$ și IV și un curent de polarizare I_O având valorile $0,1mA$, $0,2mA$ și $0,3mA$
- Reprezentarea grafică a celor doi curenți de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferențial din Figura 3.3 pentru un domeniu de variație al tensiunii diferențiale de intrare v_I cuprins între $-IV$ și IV
- Amplificarea de mod diferențial v_O / v_I
- Amplificarea de mod comun
- 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 funcției de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$ este prezentată în Figura 3.5a. Se remarcă o creștere a domeniului tensiunii de intrare pentru care funcția de transfer prezintă erori de liniaritate reduse. Această extindere s-a obținut prin introducerea celor două rezistențe în sursele tranzistoarelor MOS, cu dezavantajul reducerii amplificării circuitului ca o consecință a reacției negative realizate.

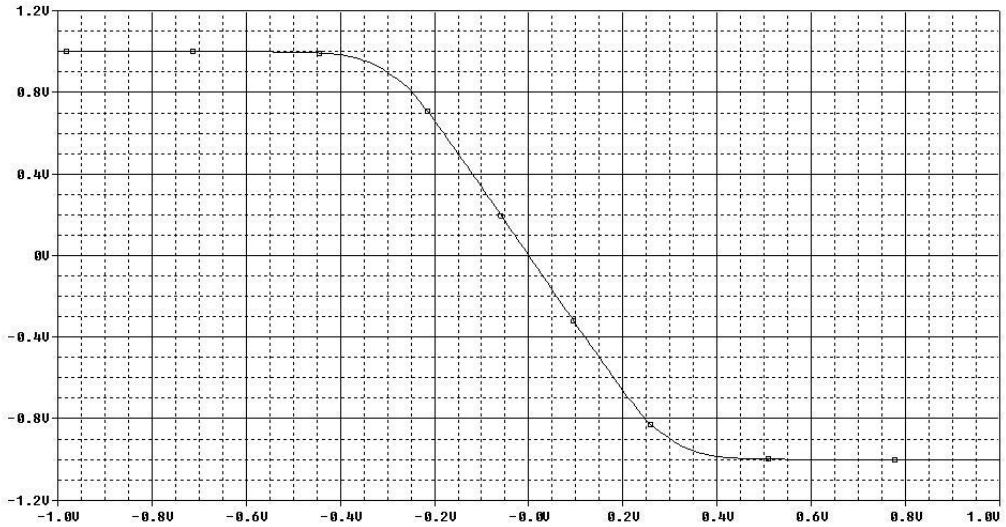


Figura 3.5a

b. Simularea caracteristicii de transfer a circuitului, $v_O(v_I)$, pentru un domeniu de variație al tensiunii diferențiale de intrare v_I cuprins între $-0,4V$ și $0,4V$ și un curent de polarizare I_O având valorile $0,1mA$, $0,2mA$ și $0,3mA$ este prezentată în Figura 3.5b. Ca o consecință a reacției negative introduse de rezistența R_2 , amplificatorul diferențial din Figura 3.3 va fi mai puțin sensibil la variațiile curentului de polarizare I_O decât amplificatorul elementar din Figura 3.1a (pantele caracteristicilor de transfer din Figura 3.5b prezintă o variație redusă în funcție de curentul de polarizare).

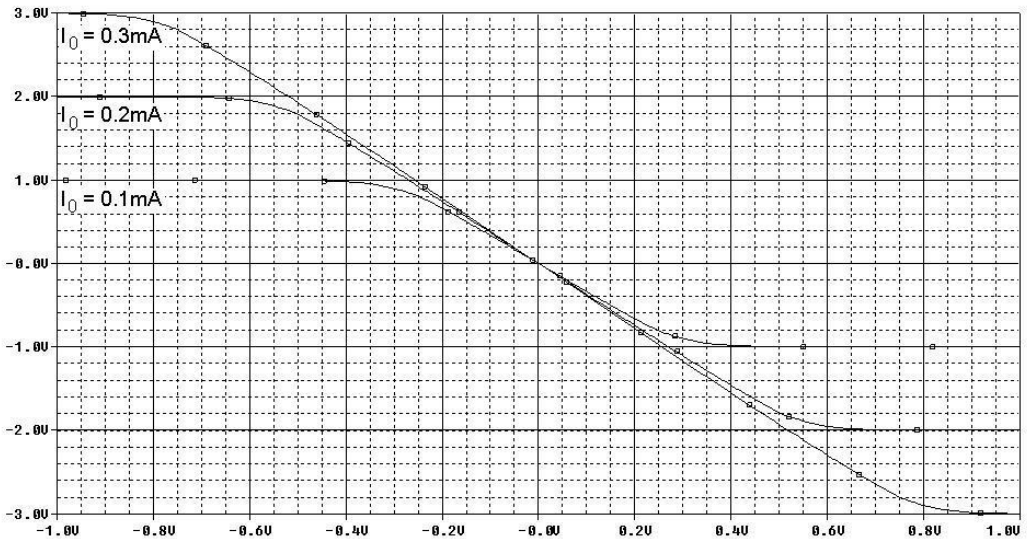


Figura 3.5b

c. Simularea dependenței de tensiunea diferențială de intrare v_I a celor doi curenți de drenă ai tranzistoarelor amplificatorului diferențial din Figura 3.3 este prezentată în Figura 3.5c.

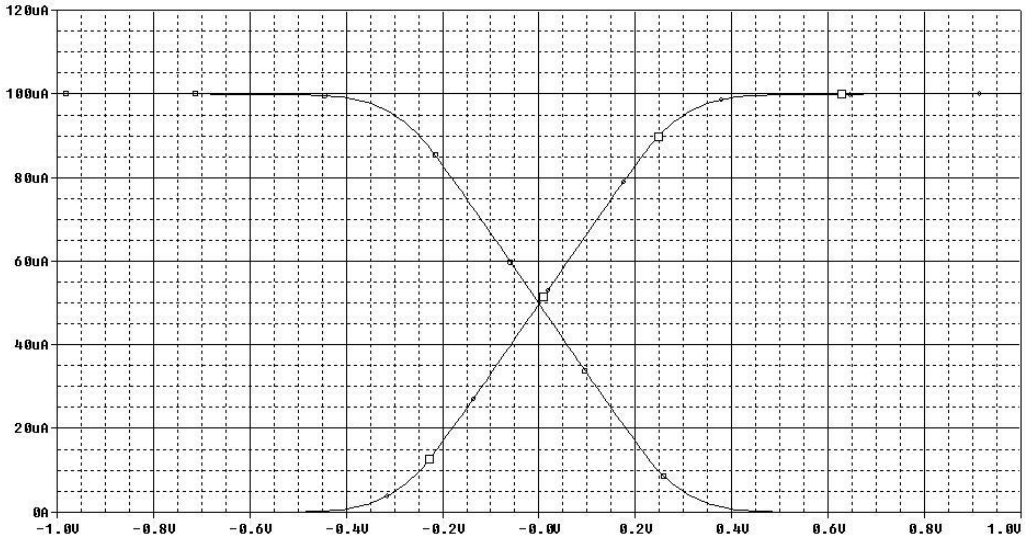


Figura 3.5c

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

e. Amplificarea de mod comun (conform relației (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 relațiilor (3.36) și (3.37), între 1,32V și 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 și 1,4V (Figura 3.5e). Se remarcă că circuitul funcționează corect doar pentru $V_C \geq 1,3V$, deci $v_{ICmin} \cong 1,3V$.

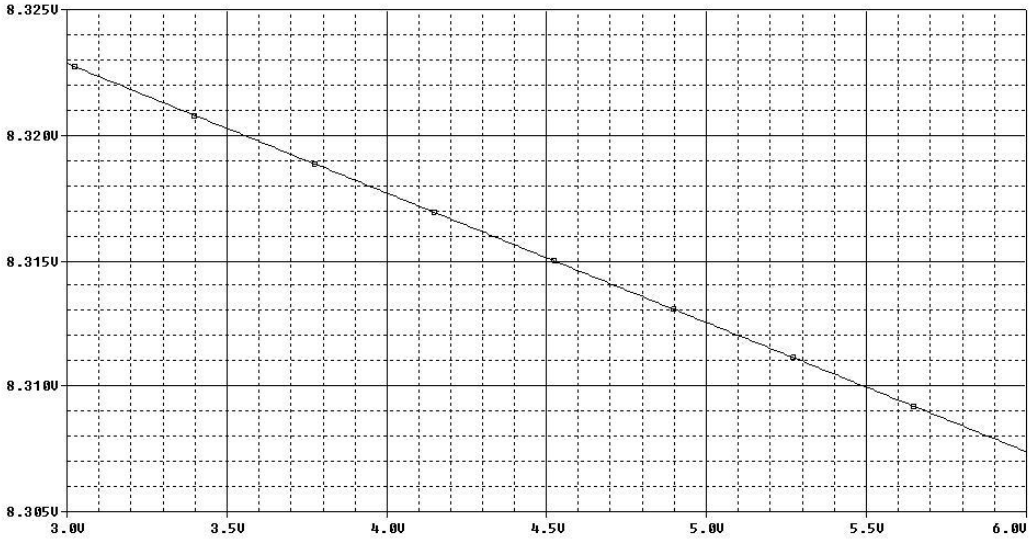


Figura 3.5d

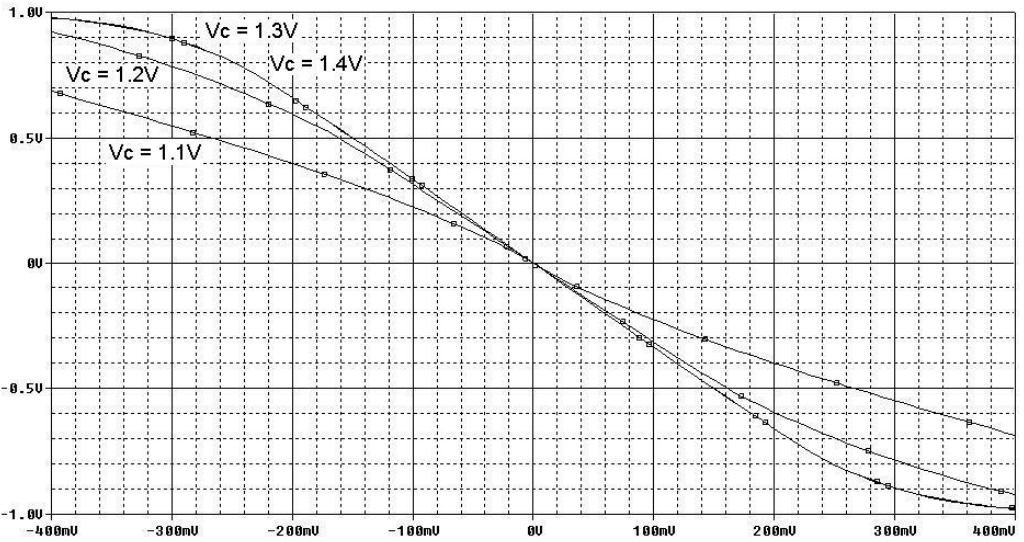


Figura 3.5e

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

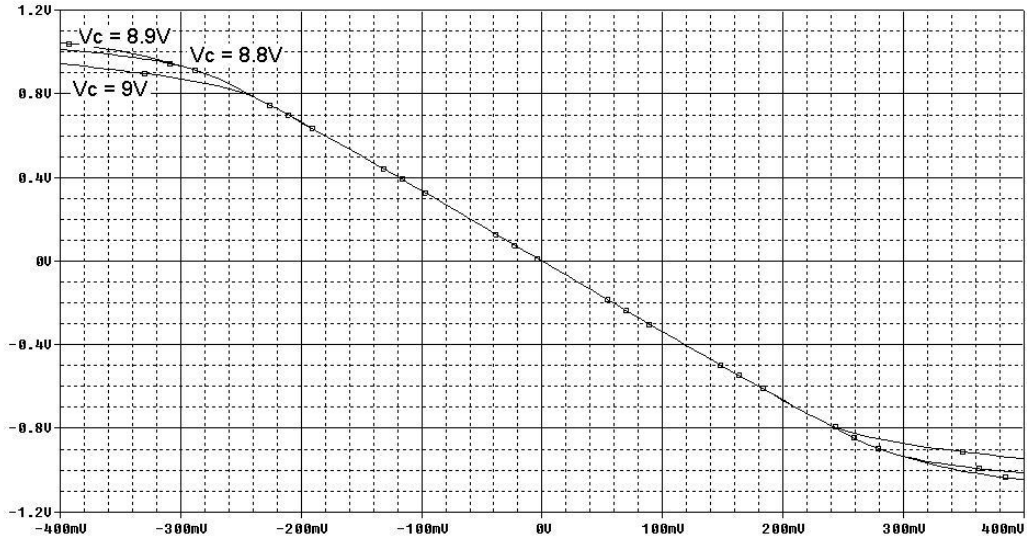


Figura 3.5f

Rezultatele obținute sunt centralizate în Tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

Param.	Semnificație	Valoare calcul manual	Valoare simulată	Eroare (%)
A_{dd}	Amplificare de mod diferențial	-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 diferențial din Figura 3.6. Considerând o funcționare în saturație a tranzistoarelor MOS și $K_1 = K_2$, $K_3 = K_4$, să se determine expresia amplificării de mod diferențial a acestuia.

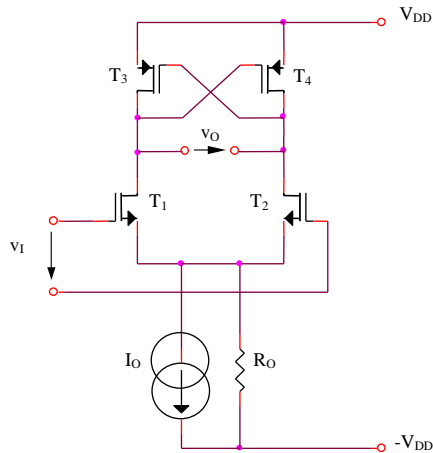


Figura 3.6

Rezolvare

Tensiunea de ieșire are următoarea expresie:

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

deci:

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

Problema 3.7

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

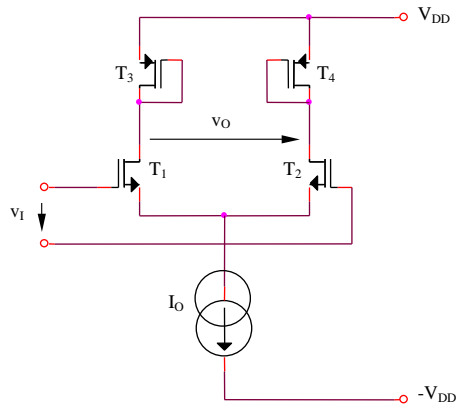


Figura 3.7

Rezolvare

Amplificarea de mod diferențial a circuitului are expresia:

$$A_{dd} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} \quad (3.40)$$

Presupunând o funcționare în saturație a tranzistoarelor circuitului, rezultă o expresie a amplificării independentă de curentul de polarizare I_O al amplificatorului diferențial:

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

Este dificil de obținut, deci, o valoare ridicată a amplificării circuitului datorită dependenței de tip rădăcină pătrată a amplificării de mod diferențial de raportul factorilor de aspect.

Problema 3.8

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

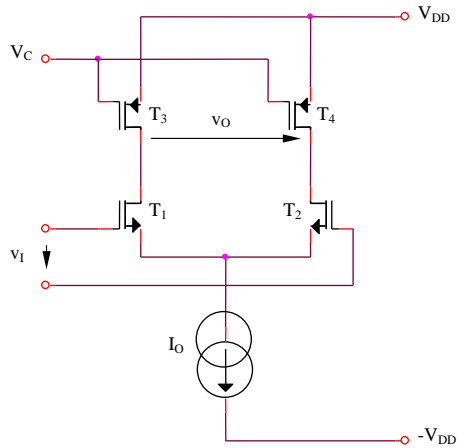


Figura 3.8

Rezolvare

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

$$A_{dd} = -g_{m1} (r_{ds1} // r_{ds3}) \quad (3.42)$$

Pentru o funcționare în saturație a tranzistoarelor, rezultă:

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

Problema 3.9

Se consideră amplificatorul diferențial din Figura 3.9. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine expresia amplificării de mod diferențial a acestuia.

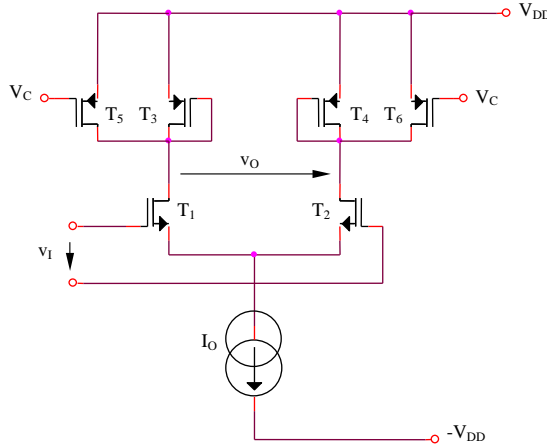


Figura 3.9

Rezolvare

Circuitul din Figura 3.9 reprezintă o variantă îmbunătățită a amplificatorului diferențial din Figura 3.7. Reducerea curentului de drenă al tranzistoarelor de sarcină T_3 și T_4 prin introducerea surselor de curent suplimentare T_5 și T_6 are ca efect creșterea amplificării circuitului prin scăderea transconducției g_m a tranzistoarelor T_3 și T_4 . Amplificarea de mod diferențial are expresia:

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

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

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

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

Problema 3.10

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

- Să se evalueze coeficientul de distorsiuni al amplificatorului diferențial clasic (Figura 3.1a)
- Să se determine relația care trebuie să existe între elementele circuitului pentru ca distorsiunile de ordin III din expresia funcției de transfer $v_O(v_I)$ să se anuleze
- Să se evalueze coeficientul de distorsiuni al amplificatorului diferențial paralel din Figura 3.10a

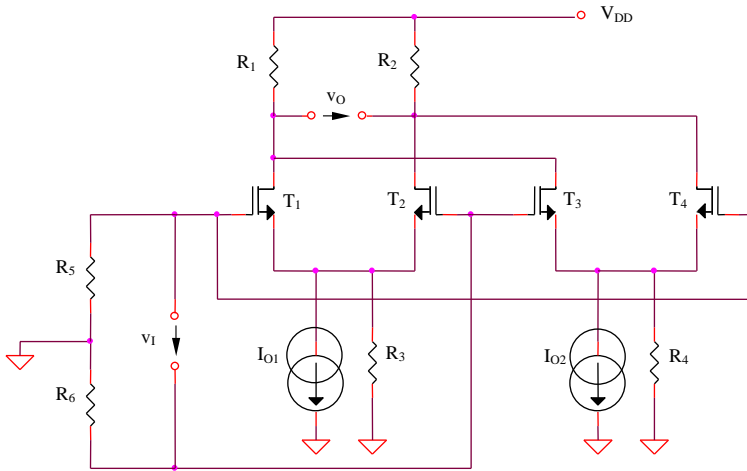


Figura 3.10a

Rezolvare

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

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

b. Metoda propusă în Figura 3.10a pentru liniarizarea caracteristicii de transfer a amplificatorului diferențial din Figura 3.1a se bazează pe anularea termenului de ordin III din expresia tensiunii de ieșire a acestuia. Factorul de distorsiuni rezultat va fi, în principal, o consecință 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 diferențiale polarizate diferit (I_{O1} , respectiv I_{O2}) și având o asimetrie controlată, $K_{1,2} \neq K_{3,4}$. Expresiile aproximative ale celor 4 curenți de drenă sunt obținute prin neglijarea termenilor de ordin mai mare decât 5:

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

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

Pentru anularea termenului de ordin III al seriei Taylor asociate tensiunii diferențiale de ieșire:

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

este necesar ca:

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

echivalent cu:

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

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

Nerespectarea condiției (3.51) conduce la o funcționare eronată a circuitului.

c. In aceste condiții, v_O va avea expresia aproximativă:

$$v_O \cong b_1 v_I + b_5 v_I^5 \quad (3.52)$$

unde:

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

și

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

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

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

deci o îmbunătățire cu cel puțin un ordin de mărime a liniarității circuitului față de varianta elementară din Figura 3.1a.

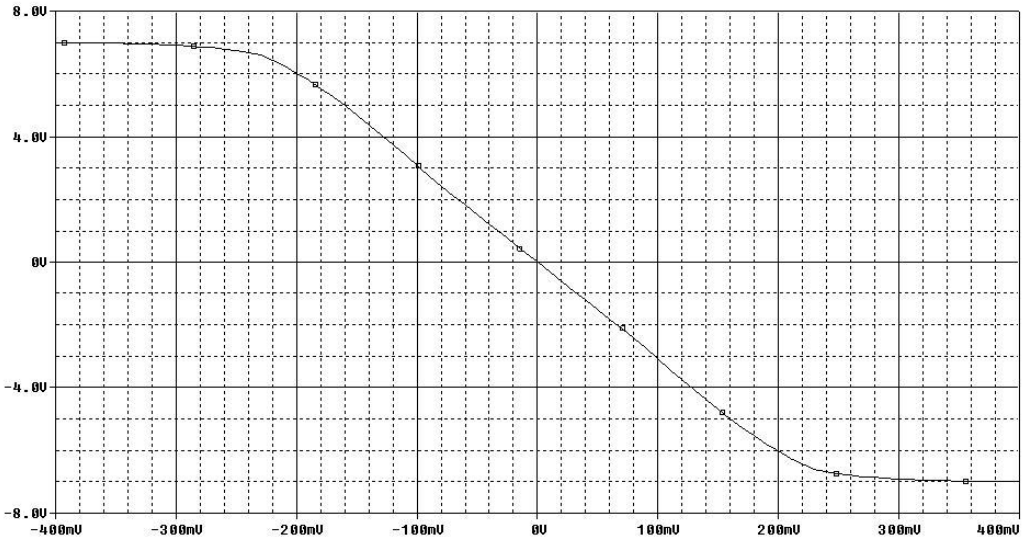


Figura 3.10b

Amplificarea teoretică va avea expresia:

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

Înlocuind valorile numerice rezultă $A_{dd} = 32,86$, în timp ce valoarea obținută 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 diferențial din Figura 3.11a cu $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ și $V_{I1} = V_{I2} = V$.

- a. Să se determine expresia funcției de transfer a circuitului $v_O(v_I)$
- b. Considerându-se suplimentar efectul de degradare a mobilității purtătorilor modelat prin relația următoare, să se evalueze cantitativ coeficientul total de distorsiuni al amplificatorului diferențial:

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

- c. Se consideră conectarea anti-paralel din Figura 3.11b a două amplificatoare diferențiale de tipul celui din Figura 3.11a, primul având sursele de tensiune V_{I1} și V_{I2} de valoare V_a , iar al doilea sursele de tensiune de valoare V_b . Ce expresie va avea coeficientul total de distorsiuni al structurii diferențiale paralele? Se va considera că $m(v_{GS} - V_T) \ll 1$.

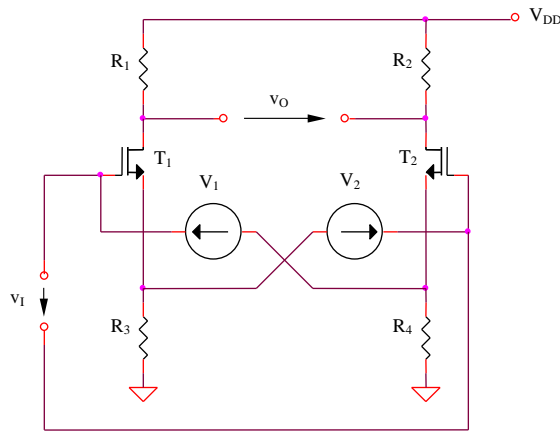


Figura 3.11a

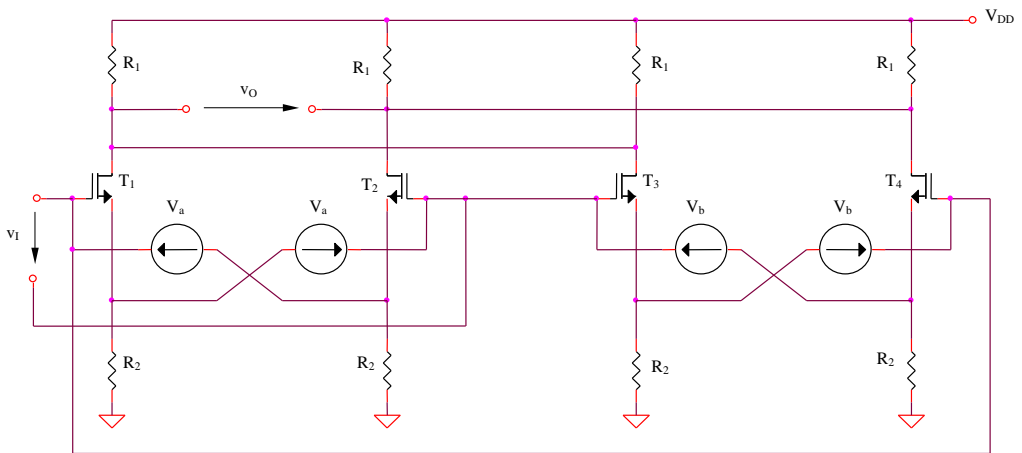


Figura 3.11b

Rezolvare

a. Dependențele celor doi curenți de drenă de tensiunile grilă-sursă sunt:

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

și:

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

Tensiunea diferențială de ieșire va avea expresia:

$$v_O = R_I(i_{D2} - i_{D1}) = \frac{KR_I}{2}(v_{GS2} - v_{GS1})(v_{GS2} + v_{GS1} - 2V_T) \quad (3.60)$$

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

$$v_I = V_I - v_{GS2} = v_{GS1} - V_2 \quad (3.61)$$

rezultând:

$$v_{GS1} - v_{GS2} = 2v_I \quad (3.62)$$

și:

$$v_{GS1} + v_{GS2} = 2V \quad (3.63)$$

Inlocuind (3.62) și (3.63) în (3.60), se obține:

$$v_O = -2KR_I(V - V_T)v_I \quad (3.64)$$

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

$$A_{dd} = \frac{v_O}{v_I} = -2KR_I(V - V_T) \quad (3.65)$$

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

b. Considerându-se efectul de degradare a mobilității purtătorilor, expresia curentului diferențial de ieșire este:

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

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

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

echivalent cu:

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

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

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

Grupând termenii după puterile tensiunii de intrare, se obține:

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

Tensiunea diferențială de ieșire va avea expresia:

$$v_O = R_I i_O \cong -2KR_I v_I (V - V_T) \left(1 - 3m \frac{V - V_T}{2} \right) + mKR_I v_I^3 \quad (3.71)$$

Comparând această expresie cu relația (3.64) determinată neglijând efectul de degradare a mobilității purtătorilor, se remarcă o foarte mică modificare a termenului liniar dependent de tensiunea de intrare v_I și apariția unui termen proporțional cu v_I^3 care modelează cea mai importantă neliniaritate introdusă în funcționarea amplificatorului diferențial de efectul de ordin secundar menționat. Coeficientul total de distorsiuni al circuitului din Figura 3.11a în condițiile considerării efectului de degradare a mobilității purtătorilor este dat de raportul dintre termenul de ordin III și termenul liniar dependent de tensiunea de intrare din relația (3.71):

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

Coeficientul total de distorsiuni este proporțional cu pătratul tensiunii diferențiale de intrare, deci va avea o creștere 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 funcției (3.66) prin considerarea suplimentară a termenului de ordin II:

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

Rezultă:

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

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

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

echivalent cu:

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

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

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

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

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

c_1 și c_3 fiind coeficienți constanți față de variațiile tensiunii de intrare, având expresiile:

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

și:

$$c_3 = mKR_I - 4m^2 KR_I (V - V_T) \quad (3.80)$$

Datorită imparității funcției $v_O(v_I)$, conectarea antiparelel din Figura 3.11b a celor două amplificatoare diferențiale conduce la obținerea unei tensiuni de ieșire egale cu diferența celor două tensiuni de ieșire individuale:

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

c_1^a și c_3^a fiind coeficienții funcției de transfer a amplificatorului diferențial $T_1 - T_2$, iar c_1^b și c_3^b - cei ai amplificatorului diferențial $T_3 - T_4$. Rezultă:

$$v_O = 2KR_I (V_b - V_a) v_I + 4m^2 KR_I (V_b - V_a) v_I^3 \quad (3.82)$$

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

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

Imbunătățirea liniarității circuitului prin metoda propusă este de cel puțin un ordin de mărime:

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

Problema 3.12

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

Rezolvare

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

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

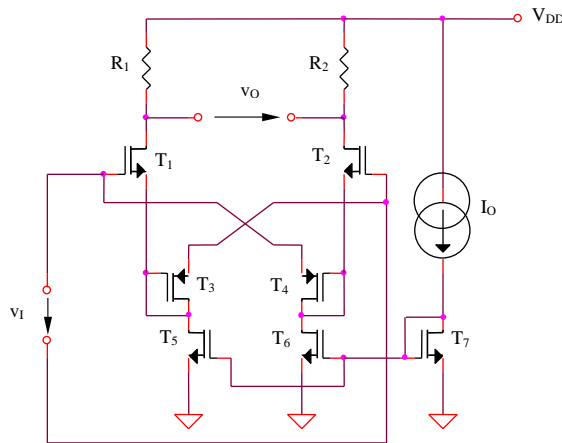


Figura 3.12

Inlocuind expresiile celor două surse de tensiune în relația generală (3.65) a amplificării de mod diferențial se obține:

$$A_{dd} \cong -2\sqrt{2KI_O} R_1 \tag{3.86}$$

Avantajul major al acestei implementări particulare a celor două surse de tensiune este obținerea unei amplificări a circuitului independente de tensiunea de prag V_T . Dezavantajul ambelor circuite constă în impedanța de intrare finită (curenții de drenă ai tranzistoarelor T_3 și T_4 vor fi injectați/extrași din sursa de tensiune de intrare). In analiza anterioară s-a presupus că tranzistoarele T_3 și T_4 funcționează la un curent de drenă aproximativ egal cu I_O , erorile introduse de această aproximare concretizându-se în afectarea liniarității întregului amplificator diferențial.

Problema 3.13

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

Rezolvare

Sursele de tensiune V_1 și V_2 din Figura 3.11a sunt implementate în Fig. 3.13 utilizând tensiunile grilă-sursă ale tranzistoarelor T_3 și T_4 , polarizate la un curent constant I_O . Tranzistoarele T_1 și T_2 reprezintă etajul diferențial de bază, celelalte tranzistoare realizând închiderea curenților $I_O + i_{D1}$, respectiv $I_O + i_{D2}$ spre sursa pozitivă de alimentare. Funcționarea tranzistoarelor T_3 și T_4 din Figura 3.13 la curent constant mărește precizia de realizare a surselor de tensiune V_1 și V_2 , efectul final fiind creșterea liniarității circuitului.

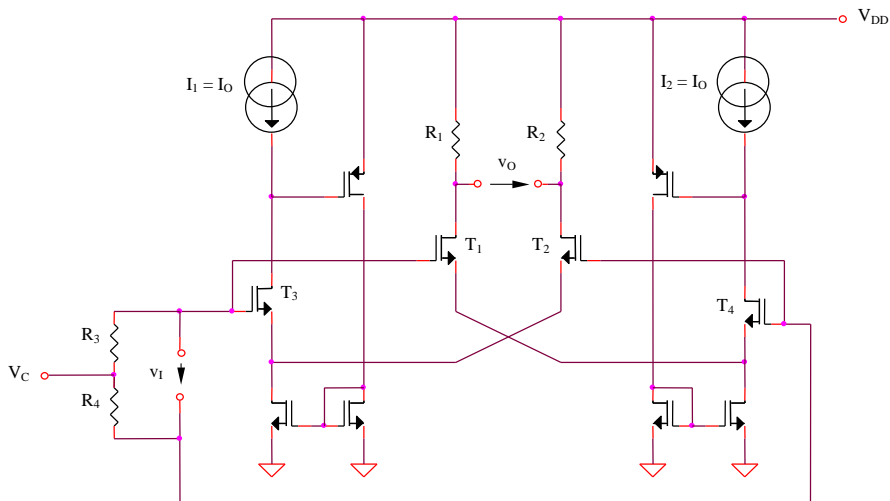


Figura 3.13

Deoarece:

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

rezultă:

$$A_{dd} = \frac{v_O}{v_I} = -2\sqrt{2KI_O} R_1 \tag{3.88}$$

Problema 3.14

Se consideră structura de amplificator diferențial din Figura 3.14. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine transconductanța echivalentă a acestuia, $G_m = i_O / v_I = (i_2 - i_1) / v_I$.

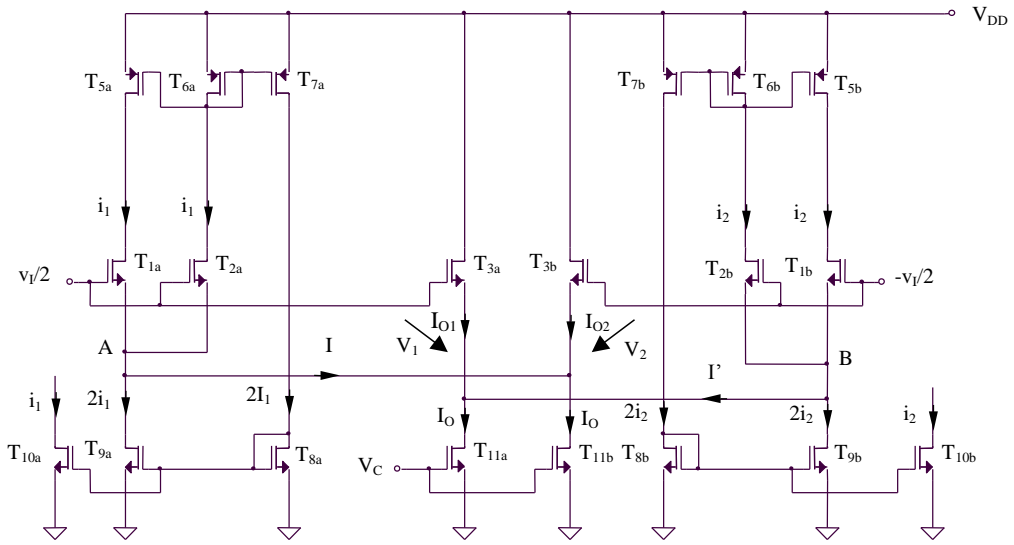


Figura 3.14

Rezolvare

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

Similar problemei 3.11, relația (3.65) se obține:

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

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 transconductanța rezultată din relația (3.91) nu depinde de tensiunea de prag V_T , erorile introduse de efectul de substrat vor fi anulate în ipoteza controlului în curent al G_m , prin intermediul curentului I_O . Pentru un control în tensiune al transconductanței echivalente, așa cum este prezentat circuitul din Figura 3.14, expresia G_m devine:

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

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

Problema 3.15

Se consideră structura de amplificator diferențial din Figura 3.15. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine transconductanța echivalentă a acestuia. Factorii de aspect ai tranzistoarelor $T_{3a'}$, $T_{3a''}$, $T_{3b'}$ și $T_{3b''}$ sunt de 4 ori mai mari decât ai celorlalte tranzistoare din circuit.

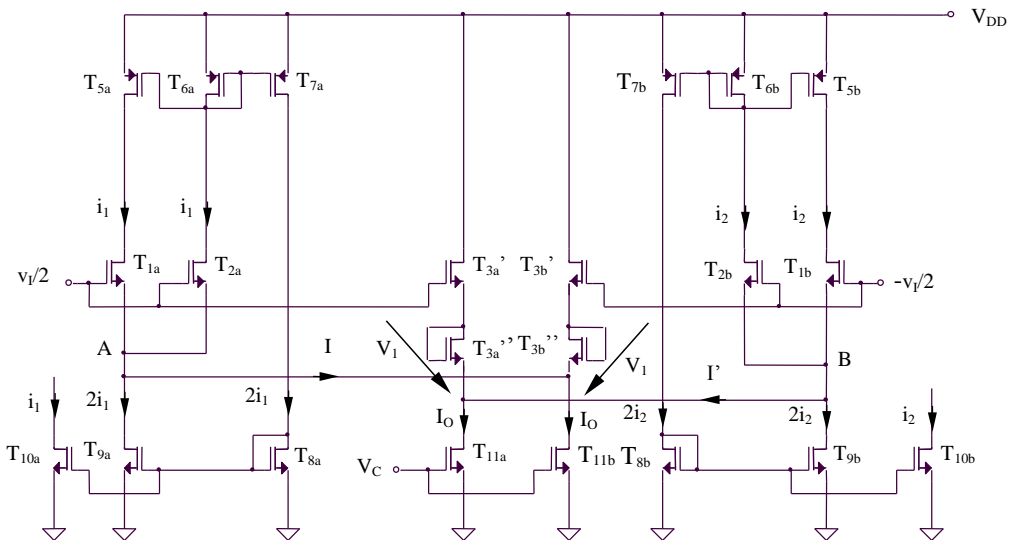


Figura 3.15

Rezolvare

Principiul de funcționare al structurii din Figura 3.15 este similar principiului de funcționare a structurii diferențiale prezentate în Figura 3.14, înlocuirea tranzistoarelor T_{3a} și T_{3b} din Figura 3.14 cu combinațiile serie $T_{3a}'-T_{3a}''$, respectiv $T_{3b}'-T_{3b}''$ având ca efect anularea degradării liniarității circuitului produse de efectul de substrat pentru un control în tensiune al transconductanței acestuia:

$$G_m = -2K(V_I - V_T) \quad (3.93)$$

tensiunea V_I având expresia:

$$V_I = V_{GS3a}' + V_{GS3a}'' = 2V_T + 2\sqrt{\frac{2I_O}{4K}} \quad (3.94)$$

rezultând:

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

deci:

$$G_m = -2KV_C \quad (3.96)$$

Pentru valorificarea avantajului circuitului (independența de efectul de substrat a transconductanței echivalente a acestuia), controlul amplificării trebuie să se realizeze în tensiune, prin intermediul potențialului de control V_C și nu prin curentul I_O .

Problema 3.16

Se consideră structura de amplificator diferențial din Figura 3.16. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine transconductanța echivalentă a acestuia.

Rezolvare

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

$$G_m = -2K(V_C - V_T) \quad (3.97)$$

Dezavantajul major al circuitului este dependența liniarității acestuia de erorile introduse de efectul de substrat.

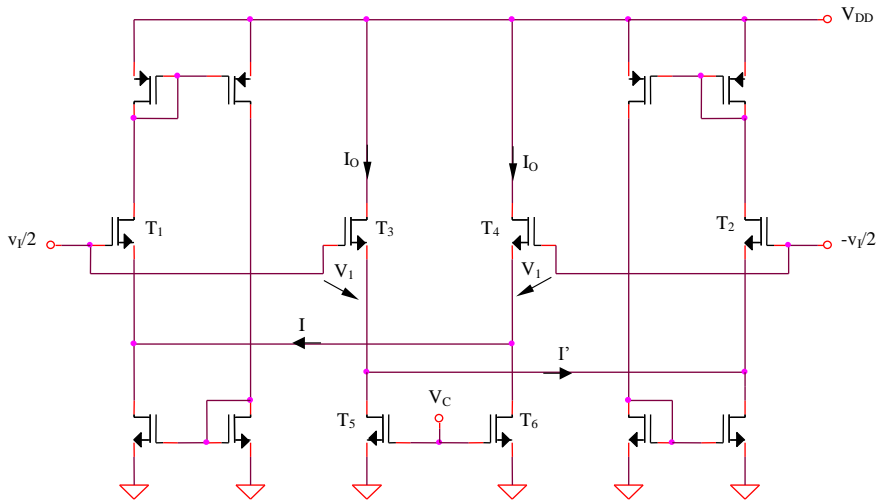


Figura 3.16

Problema 3.17

Se consideră structura de amplificator diferențial din Figura 3.17. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine transconductanța echivalentă a acestuia.

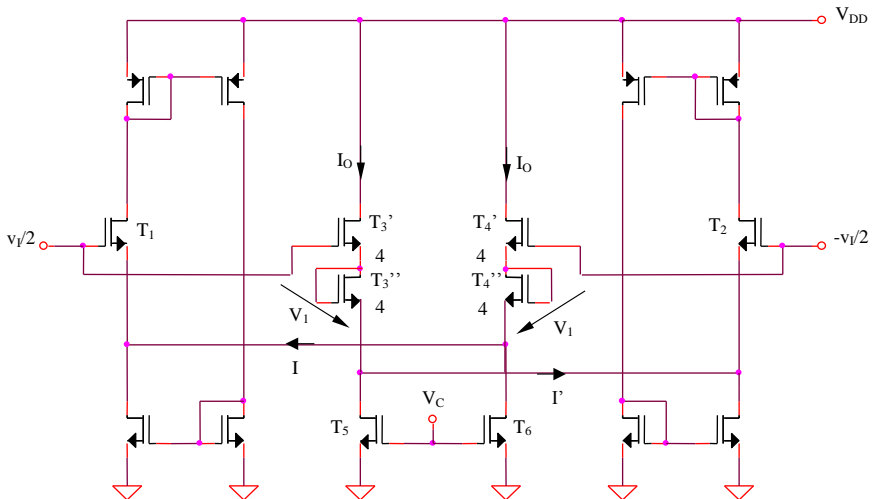


Figura 3.17

Rezolvare

Inlocuirea tranzistoarelor T_3 și T_4 din Figura 3.16 cu combinațiile serie $T_3'-T_3''$, respectiv $T_4'-T_4''$ are ca efect anularea degradării liniarității circuitului ca o consecință a efectului de substrat pentru un control în tensiune al transconductanței echivalente a acestuia:

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

tensiunea V_I având expresia:

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

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 diferențial din Figura 3.18. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine transconductanța echivalentă a acestuia, $G_m = i_O / v_I = (i_b - i_a) / v_I$.

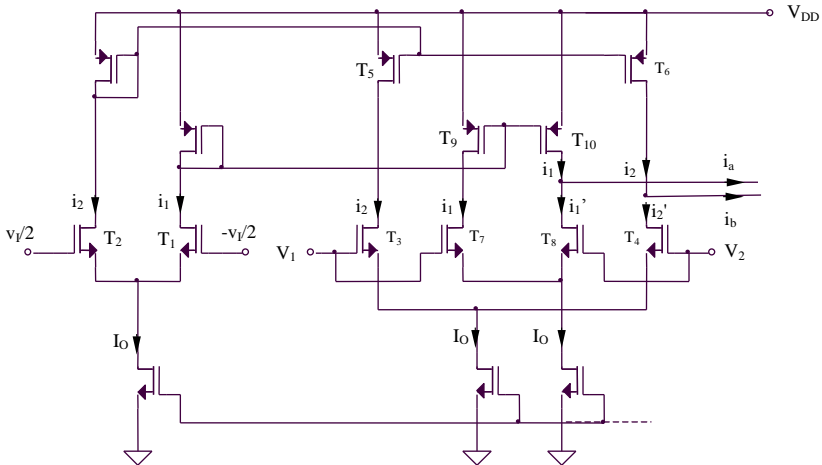


Figura 3.18

Rezolvare

Amplificatorul diferențial elementar este format din tranzistoarele T_1 și 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 funcționării tranzistorului MOS în saturație. Pentru un circuit de acest tip se poate scrie:

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

rezultă:

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

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

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

Similar:

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

Tinând cont de relația:

$$i_O = i_b - i_a \quad (3.106)$$

se obține:

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

Datorită funcționării în saturație a tranzistoarelor MOS, tensiunea de intrare diferențială a etajului $T_1 - T_2$ depinde de diferența rădăcinilor pătrate ale curenților de drenă, I_1 și I_2 :

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

Din relațiile anterioare rezultă:

$$i_O = K (V_1 - V_2) v_I \quad (3.109)$$

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

Problema 3.19

Se consideră structura diferențială din Figura 3.19a, realizată prin conectarea în paralel a două etaje diferențiale complementare, unul realizat cu tranzistoare NMOS ($T_1 - T_4$), celălalt cu tranzistoare PMOS ($T_5 - T_8$). Se consideră $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ și $R_6 = R_7$. Rolul acestei conexiuni este extinderea domeniului tensiunii de mod comun de intrare, necesară în special pentru aplicații de joasă tensiune. Blocurile *DIFF1* și *DIFF2* furnizează tensiunile de ieșire diferențiale ale celor două amplificatoare complementare (NMOS, respectiv PMOS). Insumarea celor două tensiuni de ieșire (realizată cu blocul *SUM*) este echivalentă cu obținerea unei transconductanțe totale a amplificatorului diferențial din Figura 3.19a egală cu suma celor două transconductanțe 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 diferențiale paralel prezentate
- b. Ce condiție trebuie impusă pentru ca domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare să includă intervalul $[0, V_{CC}]$?

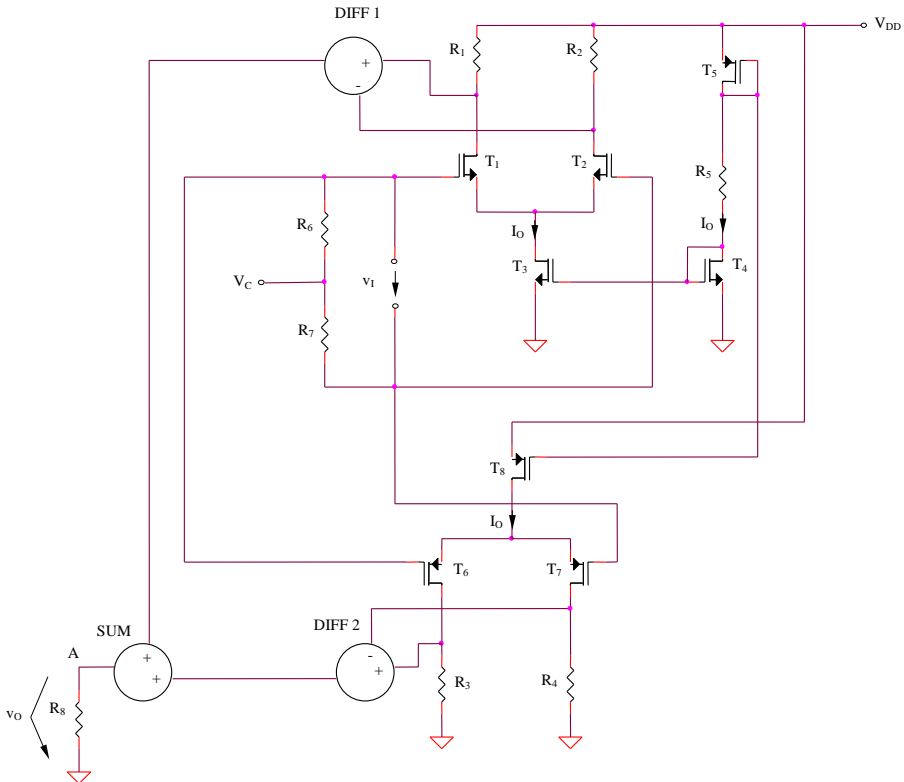


Figura 3.19a

Rezolvare

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

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

și:

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

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

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

și:

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

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 inecuațiile (3.110) – (3.113) (Figura 3.19b).

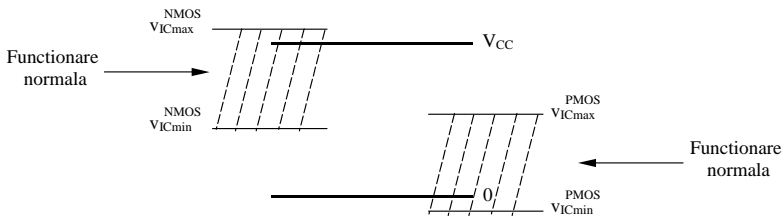


Figura 3.19b

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

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

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

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

echivalente cu:

$$I_O R_I < 2V_T \quad (3.117)$$

și:

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

Domeniile de mod comun de intrare ale celor două amplificatoare diferențiale 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 $G_m^{NMOS} = G_m^{PMOS} = G_m$, dependența transconductanței 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 tranziție bruscă între funcționare normală și blocare pentru fiecare amplificator diferențial ca funcție de tensiunea de mod comun de intrare.

Dezavantajul acestei structuri paralel de două amplificatoare diferențiale complementare este faptul că pentru tensiuni medii de mod comun de intrare ($v_{IC \min}^{NMOS} < v_{IC} < v_{IC \max}^{PMOS}$), transconductanța echivalentă este egală cu dublul transconductanței fiecărui etaj diferențial individual, deci amplificarea de mod diferențial 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 diferențiale 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 și V_C surse de tensiune continuă de valori $3V$, $1mV$, respectiv $1,5V$.

- Să se verifice funcționarea la semnal mare a amplificatoarelor diferențiale NMOS și PMOS, considerându-se un domeniu de variație a tensiunii diferențiale de intrare cuprins între $0,4V$ și $0,4V$
- Să se evalueze cantitativ domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferențial $T_1 - T_2$
- Să se evalueze cantitativ domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferențial $T_6 - T_7$
- Să se evalueze cantitativ domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al structurii obținute prin conectarea în paralel a amplificatoarelor diferențiale $T_1 - T_2$ și $T_6 - T_7$

Rezolvare

a. Deoarece tranzistoarele T_4 și T_5 sunt identice, se poate scrie următoarea ecuație pentru determinarea valorii curentului de polarizare a amplificatoarelor diferențiale, I_O :

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

echivalentă cu:

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

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

Simularea caracteristicii de transfer a amplificatorului diferențial $T_1 - T_2$ pentru un domeniu de variație a tensiunii diferențiale de intrare cuprins între $0,4V$ și $0,4V$ este prezentată în Figura 3.20a. Amplificarea de mod diferențial 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 diferențial $T_6 - T_7$.

b. Conform relațiilor (3.110) și (3.111), domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferențial NMOS $T_1 - T_2$ va fi cuprins între $1,1934V$ și $3,6135V$.

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

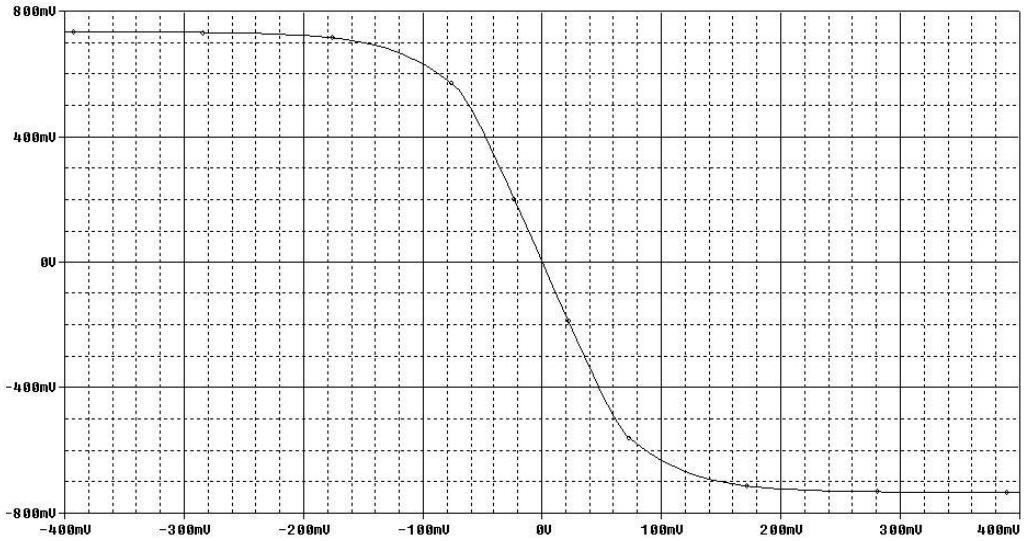


Figura 3.20a

În 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, $V_C = 1,1V$ și $V_C = 1,2V$ pune în evidență o tensiune minimă de mod comun de intrare de aproximativ $1,2V$.

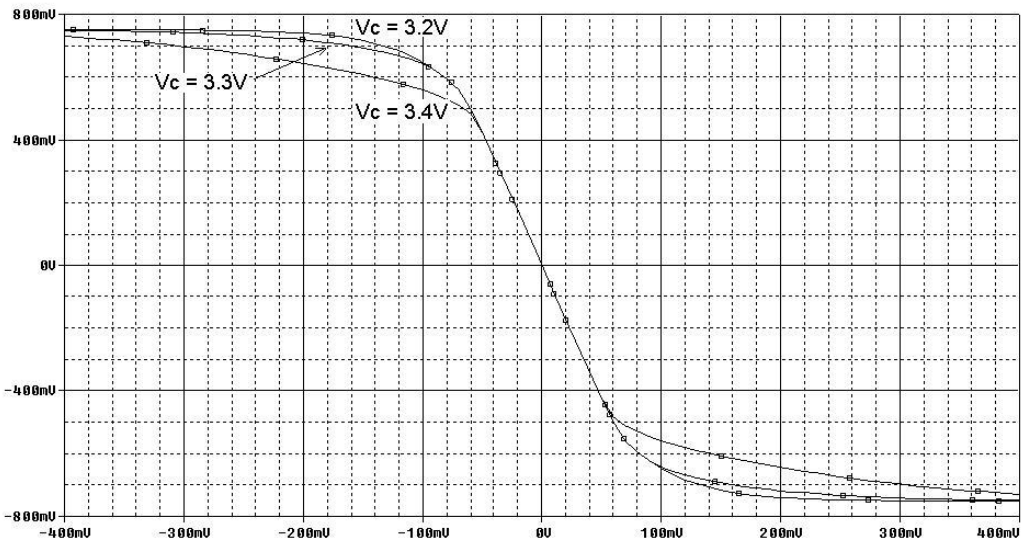


Figura 3.20b

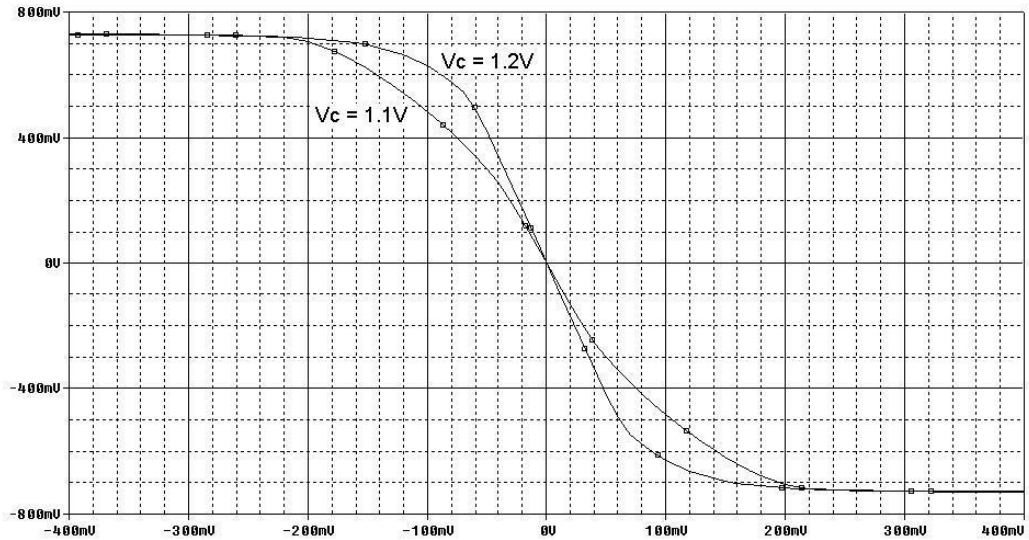


Figura 3.20c

c. Conform relațiilor (3.112) și (3.113), domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare al amplificatorului diferențial PMOS $T_6 - T_7$ va fi cuprins între $-0,6135V$ și $1,807V$.

Simularea prezentată în Figura 3.20d a caracteristicii de transfer a acestui amplificator pentru 3 valori ale tensiunii de mod comun de intrare, $V_C = -0,5V$, $V_C = -0,4V$ și $V_C = -0,3V$ pune în evidență o tensiune minimă de mod comun de intrare de aproximativ $-0,4V$.

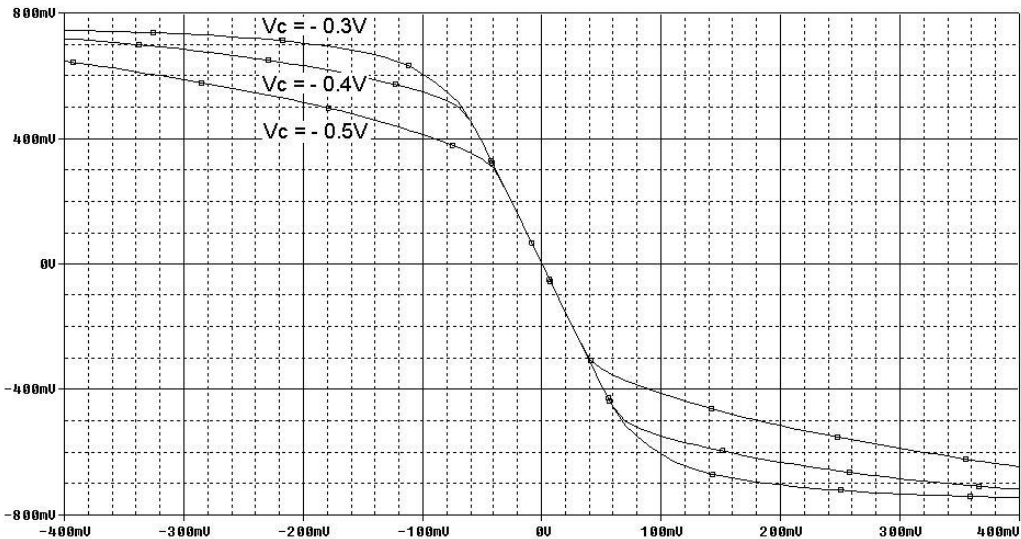


Figura 3.20d

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

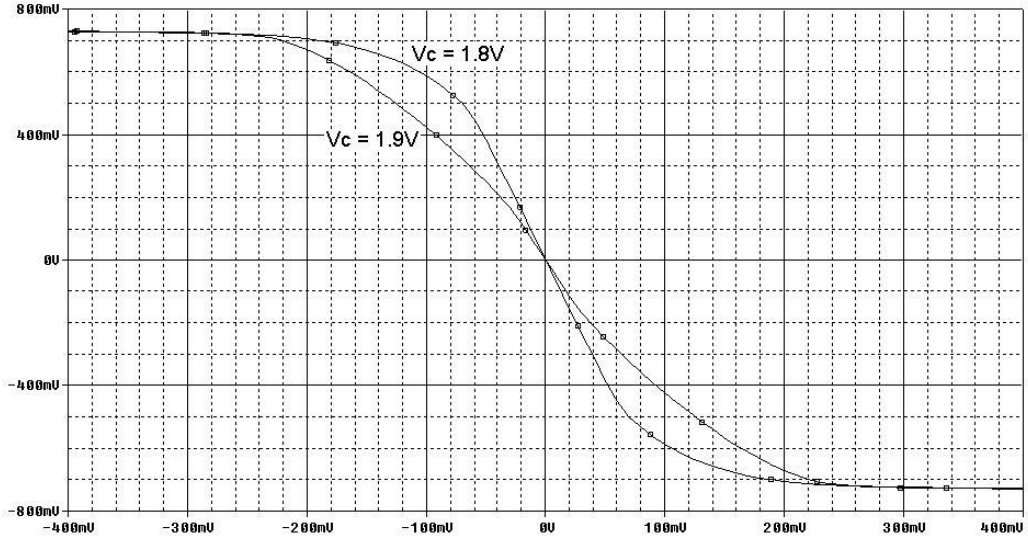


Figura 3.20e

d. În 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 și $1,2V < v_{IC} < 3,3V$ pentru amplificatorul NMOS. Conectarea în paralel a celor două amplificatoare va conduce la obținerea unui domeniu extins al tensiunii de mod comun de intrare al structurii, $-0,4V < v_{IC} < 3,3V$, cu dezavantajul obținerii unei transconductanțe duble pentru intervalul în care ambele amplificatoare diferențiale sunt active, $1,2V < v_{IC} < 1,8V$. Amplificarea de mod diferențial a structurii paralel nu va fi constantă pentru tot domeniul extins de variație a tensiunii de mod comun de intrare, ci va avea o valoare A_{dd} pentru extremitățile intervalului, $-0,4V < v_{IC} < 1,2V$ și $1,8V < v_{IC} < 3,3V$ și 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 extremitățile intervalului extins ($V_C = 0,5V$ și $V_C = 2,5V$), caracteristicile fiind aproximativ identice deoarece pentru fiecare caz este active un singur amplificator diferențial;
- 2 aflate cu puțin în afara domeniului extins ($V_C = -0,5V$ și $V_C = 3,5V$), remarcându-se o ușoară scădere în raport cu situația anterioară a amplificării de mod diferențial echivalente a structurii ca o consecință a ieșirii din saturație a unor tranzistoare din circuit;

- o valoare aflată în zona centrală a intervalului ($V_C = 1,5V$), amplificarea de mod diferențial echivalentă având o valoare dublă în comparație cu primul caz, deoarece ambele amplificatoare diferențiale sunt active, transconductanța echivalentă fiind suma celor două transconductanțe individuale.

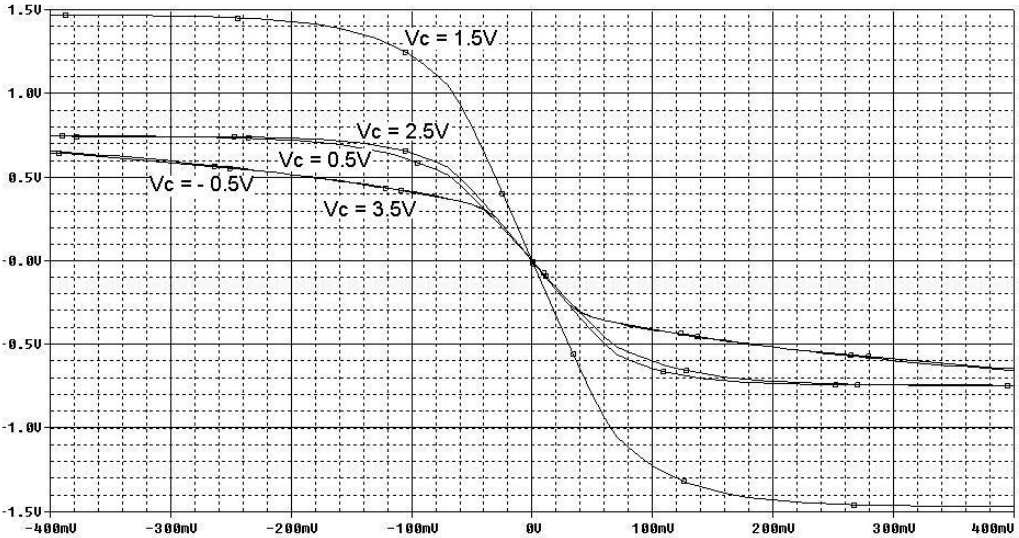


Figura 3.20f

Problema 3.21

Să se repete problema anterioară pentru circuitul din Figura 3.21a. Diferența între cele două circuite sunt inserarea blocului de calcul al maximumului a doi curenți (Figura 3.21b) și transformarea structurii diferențiale cu sarcină pasivă în etaj diferențial cu sarcină activă. Ce avantaj prezintă circuitul modificat față de circuitul din problema anterioară?

Rezolvare

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

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

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

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

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

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

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

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

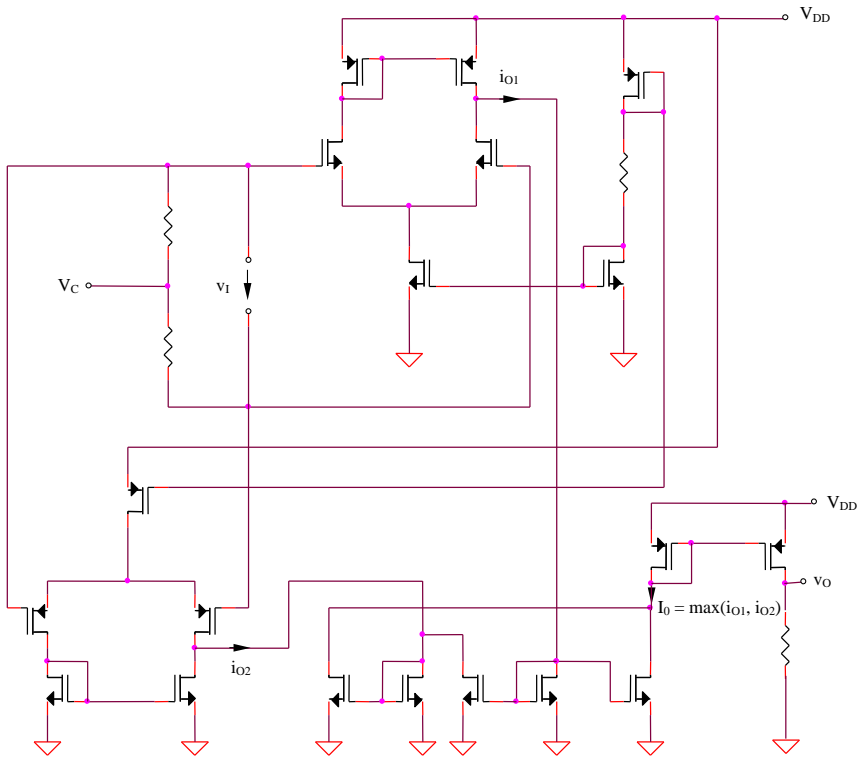


Figura 3.21a

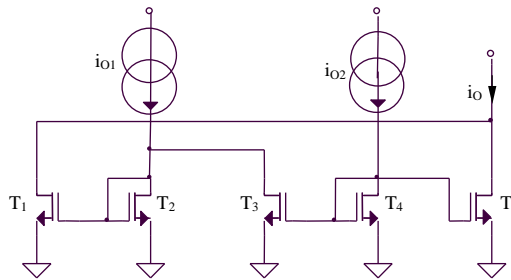


Figura 3.21b

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 transconductanța cu valoarea cea mai mare dintre G_m^{PMOS} și G_m^{PMOS} , deci transconductanța 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 diferențial din Figura 3.22. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine transconductanța și domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare.

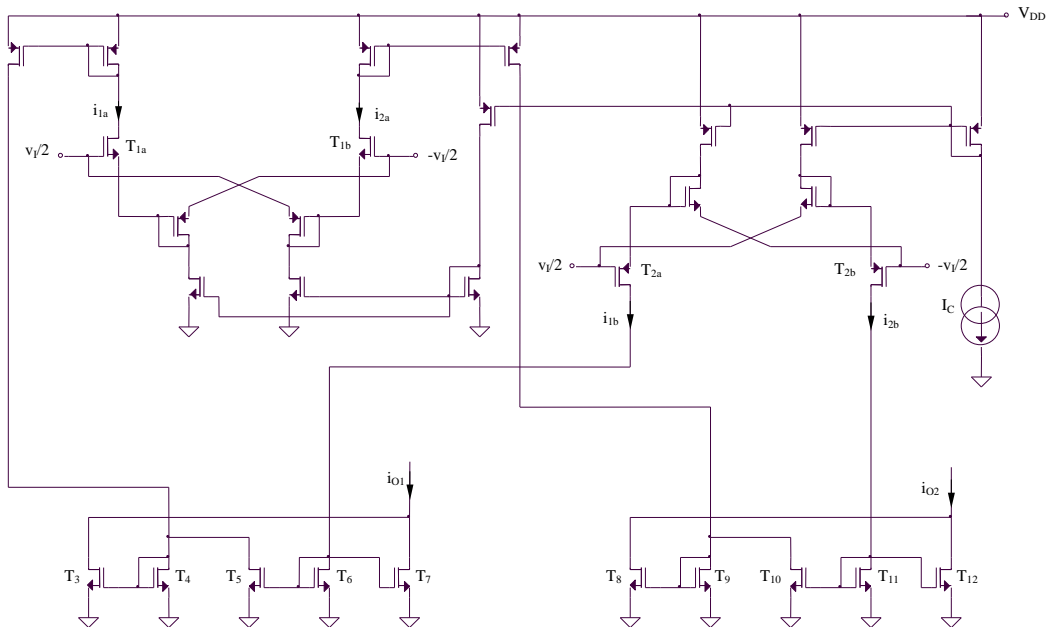


Figura 3.22

Rezolvare

Circuitul din Figura 3.22 prezintă avantajul unei transconductanțe 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 diferențiale complementare ($T_{1a}-T_{1b}$, respectiv $T_{2a}-T_{2b}$), în timp ce păstrarea unei transconductanțe constante este posibilă prin implementarea a două circuite de maxim (T_3-T_7 și T_8-T_{12}). Transconductanța întregului circuit este derivată din relația (3.86):

$$G_m = -2\sqrt{2KI_C} \tag{3.127}$$

Problema 3.23

Se consideră structura de amplificator diferențial din Figura 3.23. Să se explice funcționarea circuitului și să se evalueze domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun.

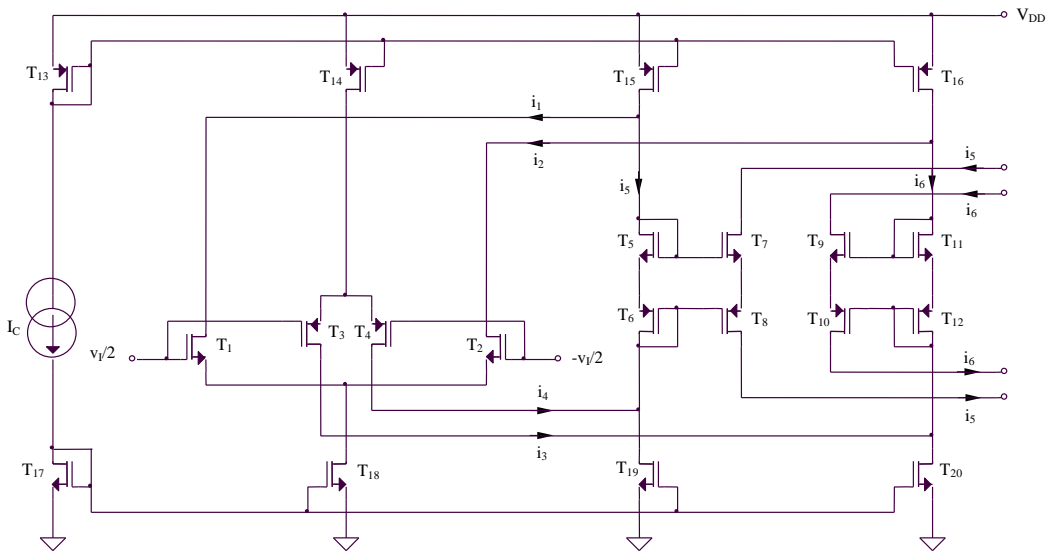


Figura 3.23

Rezolvare

Pentru obținerea unei transconductanțe constante a amplificatorului diferențial, circuitul din Figura 3.23 este format din două perechi diferențiale complementare, T_1-T_2 , respectiv T_3-T_4 , precum și din două oglinzi de curent flotante, $T_5 - T_8$ și $T_9 - T_{12}$. Datorită conexiunii serie a celor două surse de curent, i_5 și i_6 vor avea valoarea egală cu minimul dintre cei doi curenți de ieșire ai celor două surse de curent:

$$i_5 = \min(I_C - i_1, I_C - i_4) \tag{3.128}$$

$$i_6 = \min(I_C - i_2, I_C - i_3) \tag{3.129}$$

Considerând curentul de ieșire egal cu diferența celor doi curenți $i_O = i_6 - i_5$, există trei cazuri posibile:

- Tensiune de mod comun redusă; rezultă $i_3 > i_2$ și $i_4 > i_1$, deci $i_O = i_4 - i_3 = G_m^{PMOS} v_I$;
- Tensiune de mod comun mare; rezultă $i_3 < i_2$ și $i_4 < i_1$, deci $i_O = i_1 - i_2 = G_m^{NMOS} v_I$;
- Tensiune de mod comun medie; rezultă $i_3 = i_2$ și $i_4 = i_1$, 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, transconductanța amplificatorului diferențial din Figura 3.23 este aproximativ constantă, în ipoteza unor transconductanțe egale ale celor două amplificatoare diferențiale complementare.

Problema 3.24

Se consideră structura de amplificator diferențial din Figura 3.24. Să se explice funcționarea circuitului și să se evalueze domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun.

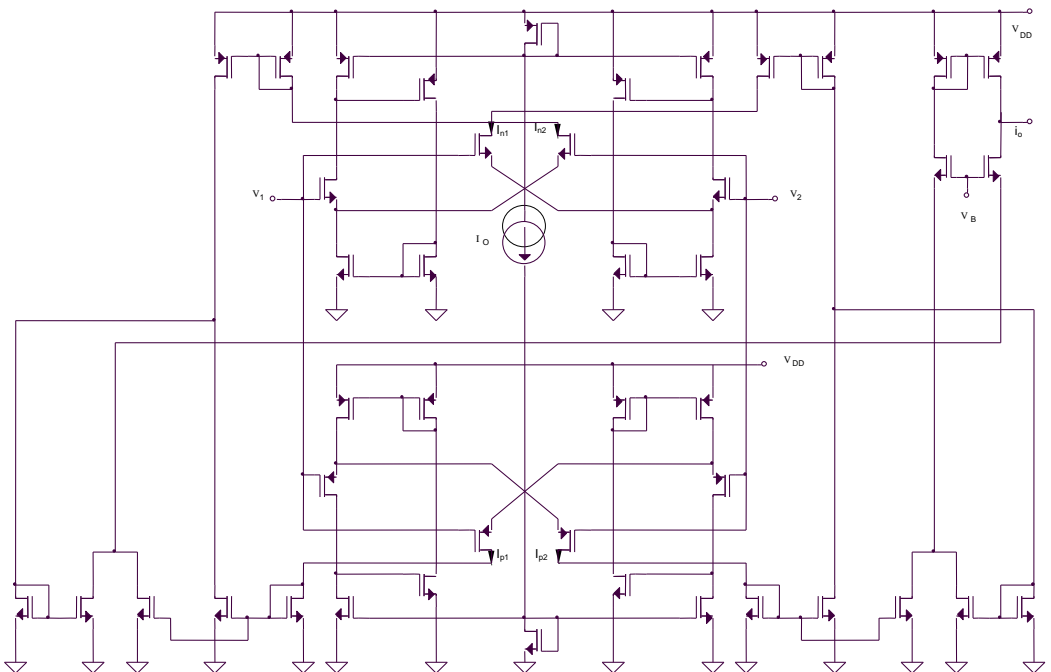


Figura 3.24

Rezolvare

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

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

Problema 3.25

Se consideră amplificatorul dublu diferențial având simbolul din Figura 3.25a. Să se propună schema bloc a unei implementări posibile pentru acest tip de structură diferențială. Dependența tensiunii de ieșire de cele 4 potențiale de intrare este:

$$v_O = a[(v_1 - v_2) - (v_3 - v_4)] \quad (3.131)$$

a reprezentând amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului dublu diferențial.

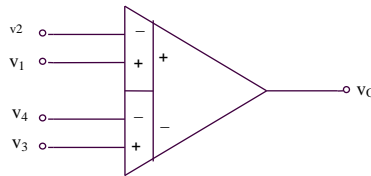


Figura 3.25a

Rezolvare

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

Expresia tensiunii de ieșire este:

$$v_O = i_O R = (i_{O1} - i_{O2})R = [G_{m12}(v_1 - v_2) - G_{m34}(v_3 - v_4)]R \quad (3.132)$$

Comparând relațiile (3.131) și (3.132) rezultă următoarea expresie a amplificării echivalente a circuitului:

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

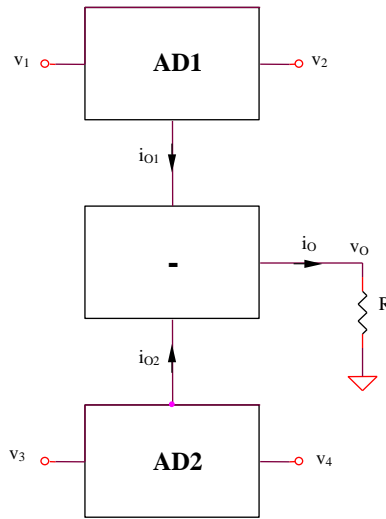


Figura 3.25b

Problema 3.26

Se consideră structura de amplificator diferențial din Figura 3.26. Să se explice funcționarea circuitului și să se evalueze domeniul maxim al tensiunii de mod comun de intrare.

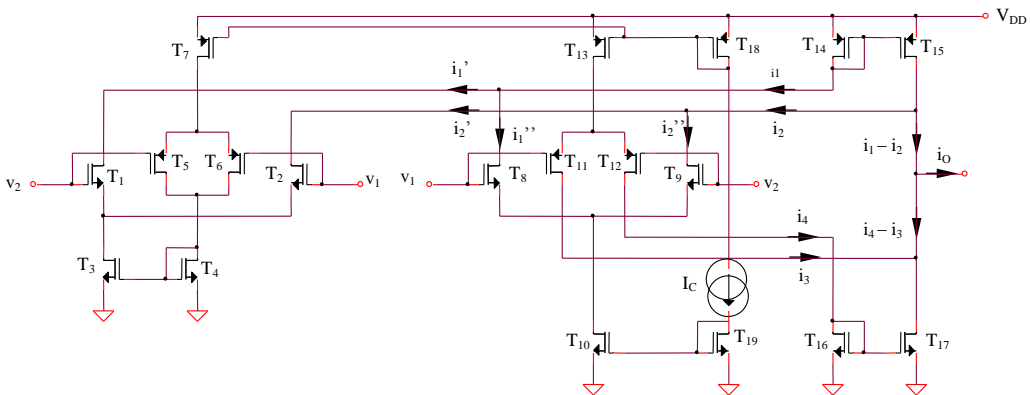


Figura 3.26

Rezolvare

Uzual, pentru lărgirea domeniului de mod comun al tensiunii de intrare a unui amplificator diferențial se utilizează o structură complementară de tranzistoare MOS, transconductanța totală fiind suma celor două transconductanțe ale perechilor complementare, în condițiile în care fiecare dintre acestea este o funcție pozitivă de tensiunea diferențială de intrare. O alternativă de etaj

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

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

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

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

- $v_{IC} = 0$

T_5, T_6 sunt în conducție, dar T_3 este blocat, deci etajul diferențial T_1-T_2 va prezenta o transconductanță nulă, neavând curent de polarizare;

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

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

- v_{IC} aproximativ 0

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

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

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

- v_{IC} medie

T_5, T_6 și T_3 sunt în saturație, deci etajul diferențial T_1-T_2 va fi polarizat la un curent I_C , rezultând o transconductanță $G_m^{NMOS}(T_1-T_2) = G_m^{NMOS}(I_C)$;

T_{10} funcționează în saturație, impunând un curent de polarizare I_C etajului diferențial T_8-T_9 , deci $G_m^{NMOS}(T_8-T_9) = G_m^{NMOS}(I_C)$;

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

- v_{IC} aproximativ V_{DD}

T_3 este în saturație, dar T_5 și T_6 sunt în zona liniară a caracteristicii. Etajul diferențial T_1-T_2 va fi polarizat, deci, la un curent I_p , rezultând o transconductanță

$$G_m^{NMOS}(T_1-T_2) = G_m^{NMOS}(I_p);$$

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

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

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

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

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

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

Transconductanțele celor trei etaje sunt centralizate în Tabelul 3.5.

Tabelul 3.5

v_{IC}	$T_8 - T_{13}$	$T_1 - T_2$	Etaj diferențial cu transconductanță 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 configurației din Figura 3.26 permite obținerea unei transconductanțe aproximativ constante pentru întregul amplificator diferențial, indiferent de regimul de funcționare al tranzistoarelor schemei (inversie slabă sau inversie puternică).

CAPITOLUL IV

AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

INTRODUCERE

Amplificatorul operațional este un circuit cu intrare diferențială și ieșire simplă, folosit în circuite cu reacție externă, având rolul de amplificare a semnalului de intrare sau de prelucrare a acestuia conform unei anumite relații matematice. Amplificatorul operațional ideal prezintă o amplificare în buclă deschisă infinită, rezistență de intrare infinită și rezistență de ieșire nulă. Deși amplificatoarele operaționale reale nu au aceste caracteristici ideale, performanțele lor sunt în mod obișnuit suficient de bune astfel încât în majoritatea aplicațiilor comportarea circuitului să poată fi bine aproximată cu cea a unui amplificator operațional ideal.

Parametrii amplificatoarelor operaționale

- **Amplificarea în buclă deschisă a** reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația tensiunii de intrare diferențiale:

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

v_{NI} și v_{INV} reprezentând potențialele intrărilor neinversoare, respectiv inversoare.

- **Impedanță de intrare Z_i** este definită ca raportul dintre variația tensiunii de intrare și variația corespunzătoare a curentului de intrare prin una din intrări, când cealaltă intrare este conectată la masă;
- **Impedanță de ieșire Z_O** este raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația corespunzătoare a curentului de ieșire pentru tensiuni de ieșire apropiate de zero.
- **Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun $V_{IC\max}^{\pm}$** este domeniul maxim de variație al tensiunii de intrare de mod comun pentru care amplificatorul operațional funcționează normal.

PROBLEME

Problema 4.1.

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

- a. Curenții de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcționare
- b. Amplificarea circuitului
- c. Rezistența de intrare
- d. Rezistența de ieșire a structurii
- e. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun

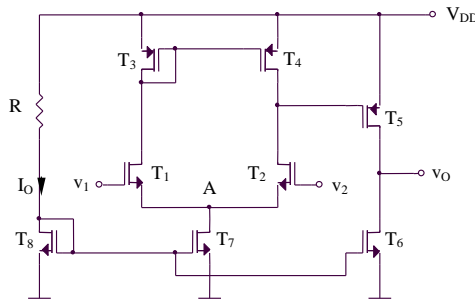


Figura 4.1

Rezolvare

a. Pentru determinarea curentului I_O se poate scrie relația:

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

Pentru o funcționare în saturație a tranzistorului T_8 și neglijând efectul de modulare a lungimii canalului se poate scrie:

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

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

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

Soluția valabilă este cea care corespunde funcționării în saturație a tranzistorului T_8 , adică $V_{GS8} > V_T$. Curentul I_{D8} se obține prin înlocuirea în relația (4.2) a valorii obținute pentru V_{GS8} , iar $I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D8} = I_O$ și $I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_{D7} / 2 = I_O / 2$.

b. Amplificarea circuitului are expresia:

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

înlocuind expresiile pentru transconductanțe și rezistențe drenă-sursă rezultă:

$$a = \frac{K}{\sqrt{2}\lambda^2 I_O} \quad (4.4)$$

c. Rezistența de intrare este:

$$R_{id} = \infty \quad (4.5)$$

d. Rezistența de ieșire are expresia:

$$R_O = r_{ds5} // r_{ds6} = \frac{1}{2\lambda I_O} \quad (4.6)$$

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

$$v_{ICmax}^+ = V_{DD} - V_{SG5} - V_{DS2sat} + V_{GS2} = V_{DD} - V_{SG5} + V_T = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \quad (4.7)$$

iar valoarea minimă a acesteia este stabilită de condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_7 :

$$v_{ICmax}^- = V_{DS7sat} + V_{GS1} = V_{GS7} + V_{GS1} - V_T = V_T + (\sqrt{2} + 1) \sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.8)$$

Problema 4.2

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.2a. V_{C1} este un potențial constant, stabilit din exterior, care fixează curentul de drenă al tranzistorului T_9 la valoarea I_O .

Să se determine expresiile pentru:

- Curenții de drenă în punctul static de funcționare
- Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun
- Amplificarea circuitului, explicându-se funcționarea acestuia
- Rezistența de ieșire
- Să se repete punctele anterioare pentru circuitul din Figura 4.2b și să se determine valoarea maximă a potențialului V_{C2} , respectiv valoarea minimă a potențialului V_{C3} pentru ca circuitul să funcționeze corect

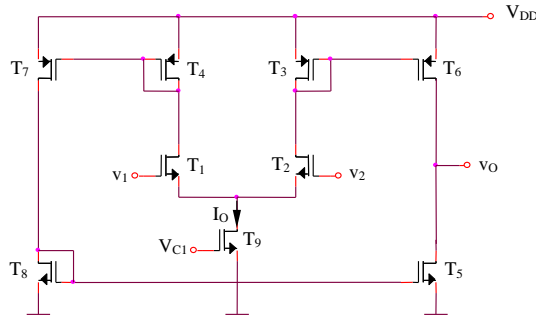


Figura 4.2a

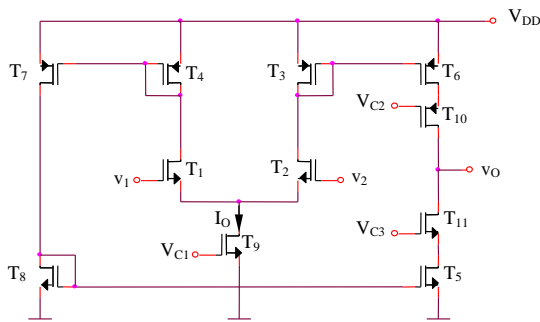


Figura 4.2b

Rezolvare

a.

$$I_{D9} = I_O = \frac{K}{2}(V_{C1} - V_T)^2 \quad (4.9)$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \dots = I_{D8} = I_O / 2 \quad (4.10)$$

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

$$v_{IC\max}^{\pm} = V_{DD} - V_{SG4} - V_{DS1sat} + V_{GS1} \quad (4.11)$$

echivalent cu:

$$v_{IC\max}^+ = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_O}{K}} = V_{DD} - \frac{V_{C1} - V_T}{\sqrt{2}} \quad (4.12)$$

iar limita minimă de condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_9 :

$$v_{IC\max}^- = V_{GS2} + V_{GS9sat} = V_T + \sqrt{\frac{I_O}{K}} + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} = \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)(V_{C1} - V_T) + V_T \quad (4.13)$$

c,d. Amplificatorul operațional este format din amplificatorul diferențial T_1-T_2 ai cărui curenți de ieșire sunt reflectați prin oglinzile de curent T_4-T_7 , T_3-T_6 și T_5-T_8 , în nodul de ieșire realizându-se diferența acestora:

$$i_{D6} - i_{D5} = i_{D3} - i_{D8} = i_{D3} - i_{D4} = i_{D2} - i_{D1} \quad (4.14)$$

Presupunându-se o funcționare la semnal mic a amplificatorului diferențial, caracteristica sa de transfer poate fi considerată liniară:

$$i_{D2} - i_{D1} = g_{m1}(v_2 - v_1) \quad (4.15)$$

Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional are expresia:

$$v_O = (i_{D6} - i_{D5})R_O \quad (4.16)$$

R_O fiind rezistența de ieșire a amplificatorului, $R_O = r_{ds6} // r_{ds5} = r_{ds5} / 2 = 1 / \lambda I_O$, deci:

$$v_O = g_{m1}(r_{ds6} // r_{ds5})(v_2 - v_1) = \frac{1}{2} g_{m1} r_{ds5} (v_2 - v_1) \quad (4.17)$$

rezultând o amplificare egală cu:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} r_{ds5} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{K}{I_O}} \quad (4.18)$$

e. Curenții în PSF și $v_{IC\max}^{\pm}$ nu se modifică prin schimbarea configurației, în schimb rezistența de ieșire a structurii și amplificarea acesteia vor crește cu același factor, devenind:

$$R_O' = r_{ds10} g_{m10} r_{ds6} // r_{ds11} g_{m11} r_{ds5} = \frac{1}{2} g_{m10} r_{ds10}^2 = \frac{2K}{\lambda^2 I_O} \sqrt{\frac{K}{I_O}} \quad (4.19)$$

$$a' = \frac{1}{2} g_{m10} g_{m11} r_{ds10}^2 = \frac{2K}{\lambda^2 I_O} \quad (4.20)$$

Creșterea importantă a R_O și a se datorează înlocuirii oglinzii de curent clasice cu varianta sa cascad.

Valoarea maximă a potențialului V_{C2} este fixată de funcționarea în saturație a tranzistorului T_6 :

$$V_{C2\max} = V_{DD} - V_{SD6\text{sat.}} - V_{SG10} = V_{DD} - V_T - 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.21)$$

În mod similar, valoarea minimă a potențialului V_{C3} este fixată de funcționarea în saturație a tranzistorului T_5 :

$$V_{C3\min} = V_{GS11} + V_{DS5\text{sat.}} = V_T + 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.22)$$

Problema 4.3

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.3. Să se determine expresiile pentru:

- a. Curenții de drenă în punctul static de funcționare
- b. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun, $v_{IC\max}^{\pm}$
- c. Amplificarea circuitului

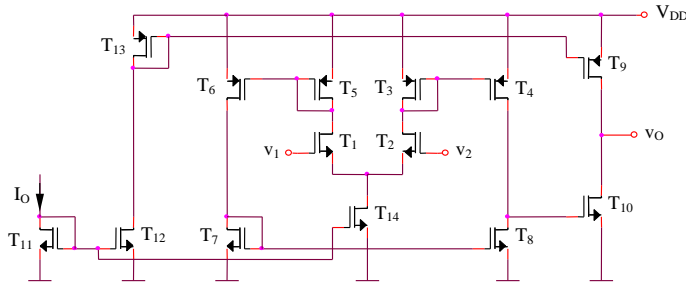


Figura 4.3

Rezolvare

a. Curenții de drenă în punctul static de funcționare au următoarele expresii:

$$I_{D1} = \dots = I_{D8} = \frac{I_O}{2} \tag{4.23}$$

$$I_{D9} = \dots = I_{D14} = I_O \tag{4.24}$$

b. Limita maximă a tensiunii de intrare de mod comun este impusă de funcționarea în saturație a tranzistoarelor T_1 și 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 condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_{14} :

$$v_{IC\max}^- = V_{GS2} + V_{DS14sat} \tag{4.27}$$

deci:

$$v_{IC\max}^- = (\sqrt{2} + 1) \sqrt{\frac{I_O}{K}} + V_T \tag{4.28}$$

(v. Problema 4.2).

c. Structura de amplificator operațional din Figura 4.3 este derivată din circuitul prezentat în Figura 4.2a. Creșterea amplificării este posibilă prin introducerea unui etaj suplimentar de amplificare (tranzistorul T_{10} în configurația sursă comună, având ca sarcină tranzistorul T_9 , componentă a sursei de curent $T_9 - T_{13}$). Polarizarea etajului diferențial 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:

$$a = g_{m1}(r_{ds4} // r_{ds8})g_{m10}(r_{ds10} // r_{ds9}) = \frac{I}{4} g_{m1}g_{m10}r_{ds4}r_{ds10} = \frac{K}{\sqrt{2}\lambda^2 I_O} \quad (4.29)$$

Problema 4.4

Se consideră amplificatorul operațional din Figura 4.4. Să se determine expresiile pentru:

- a. Curenții de drenă în punctul static de funcționare
- b. Amplificarea circuitului

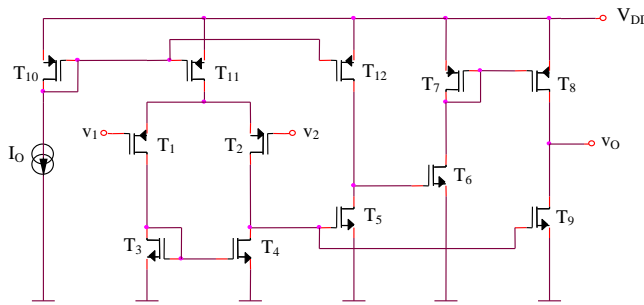


Figura 4.4

Rezolvare

a.

$$I_{D5} = \dots = I_{D12} = I_O \quad (4.30)$$

$$I_{D1} = \dots = I_{D4} = \frac{I_O}{2} \quad (4.31)$$

b. Amplificarea structurii este egală cu produsul amplificărilor celor trei etaje constitutive:

$$A_{dd1} = g_{m1}(r_{ds2} // r_{ds4}) \quad (4.32)$$

$$A_{dd2} = g_{m5}(r_{ds5} // r_{ds12}) \quad (4.33)$$

$$A_{dd3} = g_{m6}(r_{ds8} // r_{ds9}) \quad (4.34)$$

Se obține:

$$a = \frac{I}{2\lambda^3} \left(\frac{K}{I_O} \right)^{3/2} \tag{4.35}$$

Problema 4.5

Se consideră etajul de intrare într-un amplificator operațional prezentat în Figura 4.5a. Să se analizeze funcționarea acestuia și să se calculeze expresia transconducției $G_m = (i_{D2} - i_{D1}) / (v_2 - v_1)$. Să se proiecteze un amplificator operațional cu amplificare în buclă deschisă de valoare ridicată utilizând ca etaj de intrare structura prezentată. Ce expresie are a pentru întregul amplificator operațional proiectat?

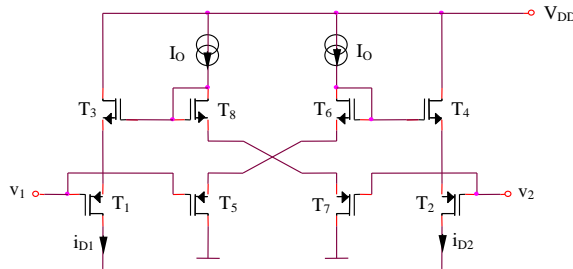


Figura 4.5a

Rezolvare

Notăm cu $V_{GS}(I)$ modulul tensiunii grilă-sursă a unui tranzistor MOS având curentul de drenă de valoare I . Se pot scrie relațiile:

$$v_1 - v_2 = 2v_{GS}(I_O) - 2v_{GS}(i_{D1}) = 2\sqrt{\frac{2}{K}} (\sqrt{I_O} - \sqrt{i_{D1}}) \tag{4.36}$$

$$v_1 - v_2 = 2v_{GS}(i_{D2}) - 2v_{GS}(I_O) = 2\sqrt{\frac{2}{K}} (\sqrt{i_{D2}} - \sqrt{I_O}) \tag{4.37}$$

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 diferențial de ieșire va avea expresia:

$$i_{D2} - i_{D1} = (\sqrt{i_{D2}} - \sqrt{i_{D1}})(\sqrt{i_{D2}} + \sqrt{i_{D1}}) = \sqrt{2KI_O}(v_1 - v_2) = G_m(v_1 - v_2) \tag{4.42}$$

Transconductanța echivalentă a etajului diferențial este:

$$G_m = \sqrt{2KI_O} \tag{4.43}$$

Circuitul propus pentru structura de amplificator operațional conține amplificatorul diferențial analizat și un etaj de ieșire de tip cascod pentru creșterea rezistenței de ieșire și, implicit, a amplificării circuitului. V_C reprezintă un potențial fixat din exterior.

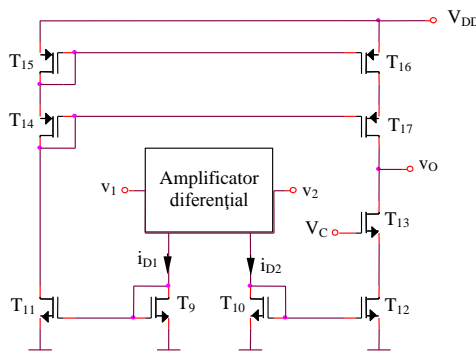


Figura 4.5b

Se obțin:

$$a = G_m R_O \tag{4.44}$$

și:

$$R_O = r_{ds17} g_{m17} r_{ds16} // r_{ds13} g_{m13} r_{ds12} = \frac{1}{2} g_{m17} r_{ds17}^2 \tag{4.45}$$

Problema 4.6

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.6. Să se explice funcționarea acestuia și să se determine expresia amplificării circuitului. V_{C1} , V_{C2} și V_{C3} sunt potențiale constante, fixate din exterior.

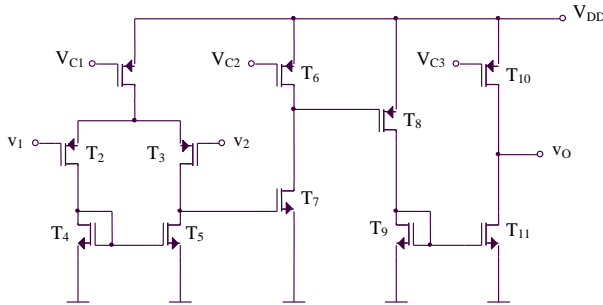


Figura 4.6

Rezolvare

Amplificatorul operațional din Figura 4.6 este format din următoarele etaje de amplificare:

- amplificatorul diferențial 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:

$$A_{dd1} = g_{m2}(r_{ds3} // r_{ds5}) \tag{4.46}$$

$$A_{dd2} = g_{m7}(r_{ds6} // r_{ds7}) \tag{4.47}$$

$$A_{dd3} = g_{m8}(r_{ds10} // r_{ds11}) \tag{4.48}$$

iar amplificarea întregii stucturi este egală cu produsul celor trei amplificări anterioare.

Problema 4.7

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.7. Să se explice funcționarea acestuia și să se determine expresia amplificării circuitului. A_1 și A_2 reprezintă două amplificatoare operaționale adiționale având amplificările în buclă deschisă $a_1 = a_2 = a$, iar V_{C1} , V_{C2} și V_{C3} sunt potențiale constante, fixate din exterior.

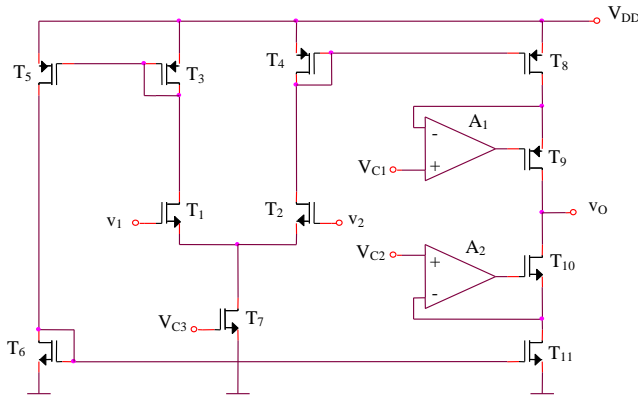


Figura 4.7

Rezolvare

Circuitul prezentat în Figura 4.7 reprezintă o structură clasică de amplificator operațional, etajul diferențial de intrare $T_1 - T_2$ debitând curent prin sursele de curent îmbunătățite $T_8 - T_9 - A_1$ și $T_{10} - T_{11} - A_2$. Rezistența de ieșire a amplificatorului operațional are expresia:

$$R_O = r_{ds9} g_{m9} r_{ds8} a_1 // r_{ds10} g_{m10} r_{ds11} a_2 = \frac{1}{2} a g_{m9} r_{ds9}^2 \tag{4.49}$$

iar amplificarea întregii structuri este:

$$a = g_{m1} R_O = \frac{1}{2} a g_{m1} g_{m9} r_{ds9}^2 \tag{4.50}$$

remarcându-se o creștere importantă a acesteia prin introducerea amplificatoarelor operaționale adiționale.

Problema 4.8

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.8. Să se explice funcționarea acestuia și să se determine amplificarea circuitului.

Rezolvare

Structura de amplificator operațional prezentată în Figura 4.8 este formată din amplificatorul diferențial $T_1 - T_2$ și sursele de curent cascod realizate cu celelalte tranzistoare din circuit. Amplificarea va avea expresia:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m10} r_{ds10}^2 \tag{4.51}$$

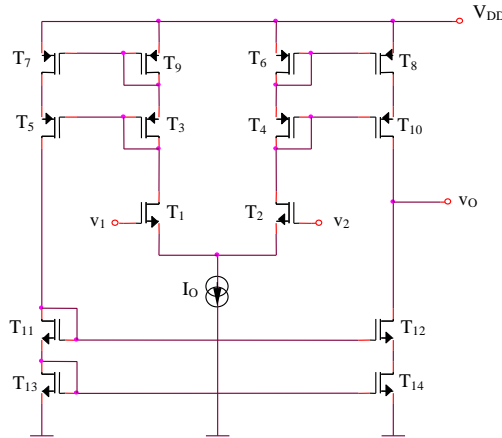


Figura 4.8

Dezavantajele circuitului sunt necesitatea alimentării la o tensiune relativ ridicată și domeniul restrâns al tensiunii de intrare de mod comun (valoarea maximă a acestuia):

$$v_{IC\max}^+ = V_{DD} - 2V_{SG3} - V_{DS1sat} + V_{GS1} = V_{DD} - V_T - 2\sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.52)$$

Problema 4.9

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.9. Să se explice funcționarea acestuia și să se determine amplificarea circuitului. I_{12} și I_{34} sunt două surse de curent constant, ale căror valori sunt stabilite din exterior.

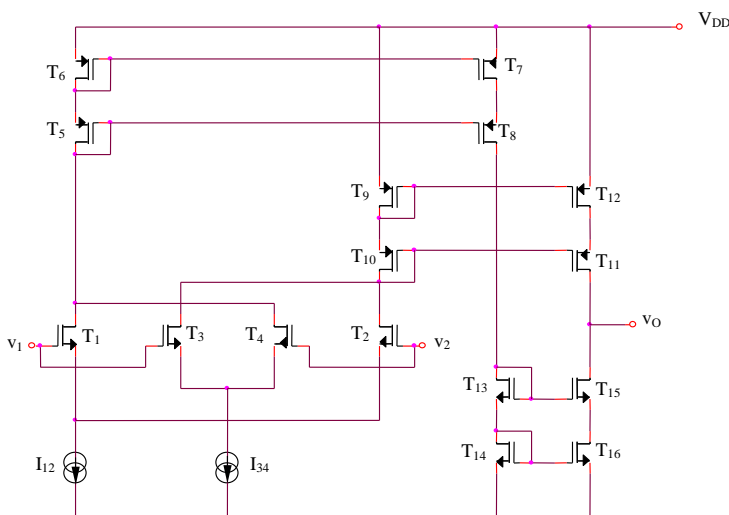


Figura 4.9

Rezolvare

Amplificatorul operațional din Figura 4.9 are ca etaj de intrare conexiunea antiparalelă a două amplificatoare diferențiale clasice, $T_1 - T_2$, respectiv $T_3 - T_4$, polarizate la curenți diferiți, I_{12} , respectiv I_{34} . Curenții de ieșire ai acestei conexiuni parcurg sursele de curent cascod realizate cu celelalte tranzistoare din circuit, tensiunea de ieșire a întregii structuri având expresia:

$$v_O = i_O R_O \quad (4.53)$$

R_O fiind rezistența de ieșire a amplificatorului operațional:

$$R_O = \frac{1}{2} g_{m11} r_{ds12}^2 \quad (4.54)$$

cu:

$$g_{m11} = \sqrt{K(I_{12} + I_{34})} \quad (4.55)$$

și:

$$r_{ds12} = \frac{2}{\lambda(I_{12} + I_{34})} \quad (4.56)$$

Datorită conexiunii antiparalele, transconductanța echivalentă a etajului de intrare va fi:

$$g_{mi} = g_{m12} - g_{m34} \quad (4.57)$$

deci:

$$a = (g_{m12} - g_{m34}) R_O = \frac{2K(\sqrt{I_{12}} - \sqrt{I_{34}})}{\lambda^2 (I_{12} + I_{34})^{3/2}} \quad (4.58)$$

Problema 4.10

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.10. Să se explice funcționarea acestuia și să se determine expresia amplificării circuitului. V_{C1} , V_{C2} și V_{C3} sunt potențiale constante, fixate din exterior.

Rezolvare

Curentul de ieșire al amplificatorului diferențial $T_1 - T_2$ parcurge sursa de curent cascod $T_3 - T_7$, generând, astfel, tensiunea de ieșire. Dezavantajele circuitului sunt aceleași cu cele ale structurii din Figura 4.8. Amplificarea circuitului din Figura 4.10 va avea expresia:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m7} r_{ds7}^2 \quad (4.59)$$

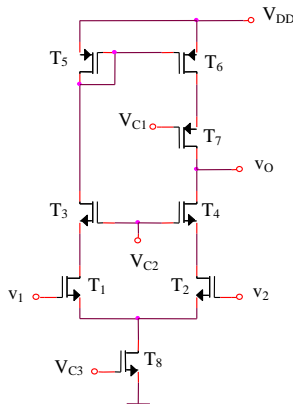


Figura 4.10

Problema 4.11

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.11 V_{C1} și V_{C2} sunt potențiale constante, fixate din exterior. Să se determine expresiile pentru:

- a. Curenții de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcționare
- b. Amplificarea circuitului
- c. Rezistența de intrare
- d. Rezistența de ieșire
- e. Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun

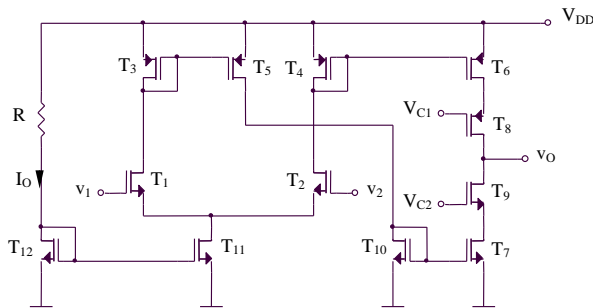


Figura 4.11

Rezolvare

a. Curenții I_{D11} și I_{D12} se determină în mod similar problemei 4.1. Datorită oglinzilor de curent,:

$$I_{D1} = I_{D2} = \dots = I_{D10} = I_{D11} / 2 = I_{D12} / 2 = I_{O} / 2 \tag{4.60}$$

b. Amplificarea întregii structuri are expresia:

$$a = g_{m1}R_O \quad (4.61)$$

R_O fiind rezistența de ieșire a amplificatorului operațional:

$$R_O = g_{m9}r_{ds9}r_{ds7} // g_{m8}r_{ds8}r_{ds6} = \frac{1}{2} g_{m9}r_{ds9}^2 \quad (4.62)$$

rezultând:

$$a = \frac{2K}{\lambda^2 I_O} \quad (4.63)$$

c. Rezistența de intrare este:

$$R_{id} = \infty \quad (4.64)$$

d. Rezistența de ieșire are expresia:

$$R_O = \frac{1}{2} g_{m9}r_{ds9}^2 \quad (4.65)$$

echivalent cu:

$$R_O = \frac{2}{\lambda^2 I_O} \sqrt{\frac{K}{I_O}} \quad (4.66)$$

e. Procedând similar problemei 4.1, se obțin:

$$v_{IC\max}^+ = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.67)$$

și:

$$v_{IC\max}^- = V_T + (\sqrt{2} + 1) \sqrt{\frac{I_O}{K}} \quad (4.68)$$

Problema 4.12

Se consideră circuitul din Figura 4.12a. V_C este un potențial constant, fixat din exterior.

- Să se explice funcționarea acestuia
- Să se determine expresia amplificării întregii structuri
- Cum se poate mări amplificarea circuitului?
- Ce dezavantaje prezintă circuitul și cum se poate îmbunătăți funcționarea acestuia?

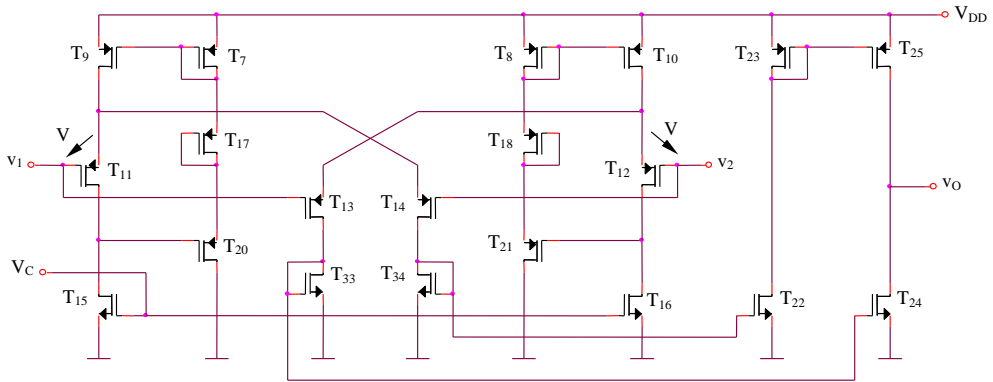


Figura 4.12a

Rezolvare

a. Schema simplificată a amplificatorului operațional din Figura 4.12a este prezentată în Figura 4.12b.

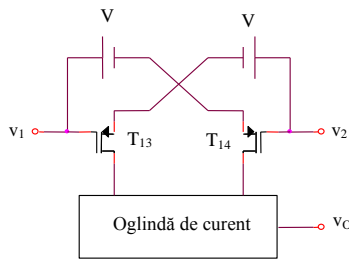


Figura 4.12b

Amplificatorul diferențial este format din tranzistoarele T_{13} și T_{14} , în timp ce sursele de tensiune comandate V sunt implementate utilizând tranzistoarele T_{11} și T_{12} , polarizate la un curent constant impus de tranzistoarele T_{15} și 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 $T_{34} - T_{22}$, $T_{33} - T_{24}$ și $T_{23} - T_{25}$, având rolul de a realiza diferența celor doi curenți de drenă ai tranzistoarelor T_{13} și T_{14} . Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional va avea expresia:

$$v_o = (i_{D14} - i_{D13})R_O = G_m(v_1 - v_2)R_O \tag{4.69}$$

echivalent cu o amplificare a întregii structuri din Figura 4.12a exprimată prin:

$$a = G_m R_O \tag{4.70}$$

G_m reprezintă transconductanța echivalentă a amplificatorului diferențial din Figura 4.12a, iar R_{out} - rezistența de ieșire a amplificatorului operațional:

$$R_O = r_{ds25} // r_{ds24} \quad (4.71)$$

b. Pentru circuitul din Figura 4.12b se pot scrie relațiile:

$$v_1 - v_2 = v_{SG14} - V \quad (4.72)$$

$$v_1 - v_2 = V - v_{SG13} \quad (4.73)$$

Considerând suma, respectiv diferența celor două relații anterioare se obțin:

$$v_{SG14} - v_{SG13} = 2(v_1 - v_2) \quad (4.74)$$

$$v_{SG14} + v_{SG13} = 2V \quad (4.75)$$

Expresia curentului diferențial de ieșire al amplificatorului din Figura 4.12a devine:

$$i_{D14} - i_{D13} = \frac{K}{2}(v_{SG14} - V_T)^2 - \frac{K}{2}(v_{SG13} - V_T)^2 = \frac{K}{2}(v_{SG14} - v_{SG13})(v_{SG13} + v_{SG14} - 2V_T) \quad (4.76)$$

Inlocuind expresiile diferenței și sumei celor două tensiuni grilă-sursă se obține:

$$i_{D14} - i_{D13} = 2K(v_1 - v_2)(V - V_T) \quad (4.77)$$

Revenind la structura din Figura 4.12a, sursele de tensiune V vor avea expresiile:

$$V = v_{SG11} = v_{SG12} = v_{SG15} = v_{SG16} = V_C \quad (4.78)$$

deoarece tranzistoarele T_{11} , T_{12} , T_{15} și T_{16} sunt identice și parcurse de același curent. Rezultă:

$$i_{D14} - i_{D13} = 2K(v_1 - v_2)(V_C - V_T) \quad (4.79)$$

Tensiunea de ieșire a circuitului din Figura 4.12a are expresia:

$$v_O = (i_{D14} - i_{D13})R_O \quad (4.80)$$

Se obține:

$$v_O = 2K(v_1 - v_2)(V_C - V_T)(r_{ds24} // r_{ds25}) \quad (4.81)$$

echivalent cu o amplificarea a amplificatorului operațional exprimată prin:

$$a = 2K(V_C - V_T)(r_{ds24} // r_{ds25}) \quad (4.82)$$

c. Creșterea a este posibilă prin înlocuirea surselor de curent $T_{33} - T_{24}$ și $T_{23} - T_{25}$ cu variantele lor cascod, așa cum este arătat în Figura 4.12c.

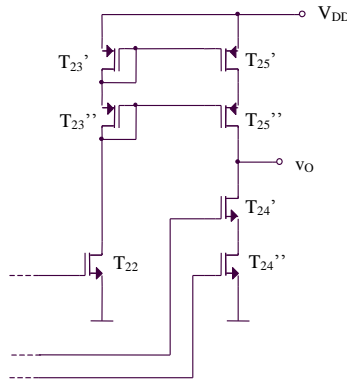


Figura 4.12c

Efectul acestei înlocuiri este o creștere importantă a rezistenței de ieșire a amplificatorului operațional, reflectată într-o creștere de același număr de ori a amplificării acestuia. Rezistența de ieșire a sursei de amplificatorului operațional din Figura 4.12c are expresia:

$$R_{O'} = g_{m25''} r_{ds25''} r_{ds25'} // g_{m24'} r_{ds24'} r_{ds24''} \quad (4.83)$$

$$R_{O'} \cong \frac{1}{2} g_{m25} r_{ds25}^2 \quad (4.84)$$

iar amplificarea acestuia este:

$$a' = K(V_C - V_T) g_{m25} r_{ds25}^2 \quad (4.85)$$

adică o creștere cu un factor de $g_{m25} r_{ds25}$ a a .

d. Dezavantajul circuitului din Figura 4.12a este dependența amplificării acestuia de tensiunea de prag, concretizată în apariția 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} și 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).

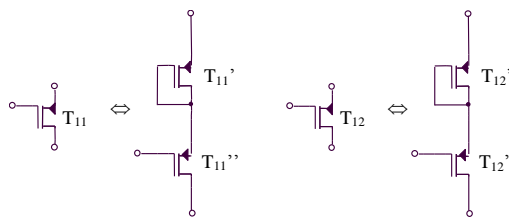


Figura 4.12d

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:

$$a = 2KV_C (r_{ds24} // r_{ds25}) = KV_C r_{ds24} \tag{4.89}$$

$$a' = KV_C g_{m25} r_{ds25}^2 \tag{4.90}$$

Problema 4.13

Se consideră amplificatorul diferențial din Figura 4.13a funcționând 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 diferențial de intrare $T_1 - T_2$ invers proporțional cu tensiunea de intrare de mod comun, V_{CMS} și, în plus, are amplificarea în tensiune unitară. Să se explice funcționarea întregului ansamblu și să se determine curenții de drenă ai tranzistoarelor T_1 și T_2 din amplificatorului diferențial de intrare în punctul static de funcționare.

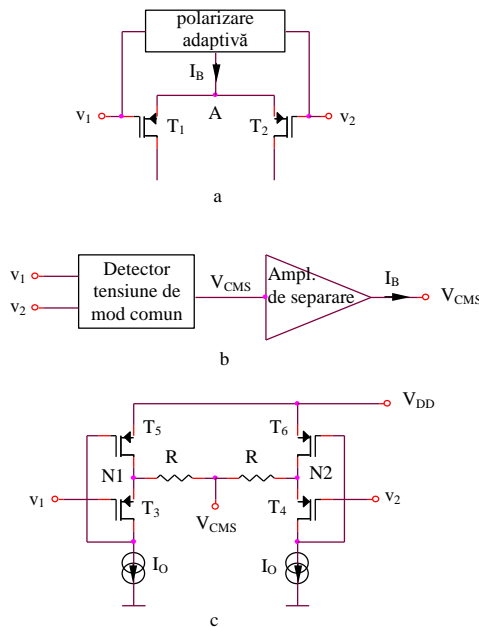


Figura 4.13

Rezolvare

Datorită simetriei structurii din Figura 4.13c, tensiunea de ieșire a acestuia va fi media aritmetică a potențialelor din punctele N1 și N2, deci:

$$V_{CMS} = \frac{V_{N1} + V_{N2}}{2} = \frac{v_1 + v_2}{2} + V_{SG3} = V_{CM} + V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \quad (4.91)$$

V_{CM} fiind tensiunea de intrare de mod comun. Creșterea V_{CM} conduce la creșterea V_{CMS} , deci la scăderea I_B , rezultând o scădere a amplificării etajului $T_1 - T_2$, deci o reacție pe mod comun care stabilizează amplificarea circuitului față de variațiile tensiunii de intrare de mod comun.

În punctul static de funcționare, $v_1 = v_2$, deci $V_{CM} = v_1 = v_2$ și, 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). În concluzie, curenții prin amplificatorul diferențial $T_1 - T_2$ în punctul static de funcționare și, 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.

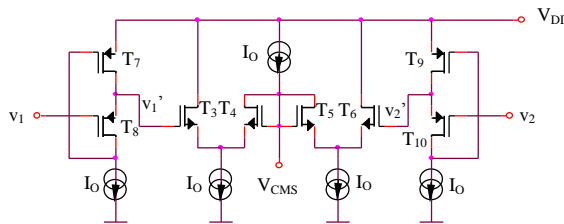


Figura 4.14

Rezolvare

Deoarece $I_{D3} + I_{D4} = I_{D4} + I_{D5} = I_{D5} + I_{D6} = I_O$, rezultă $I_{D3} = I_{D5}$ și $I_{D4} = I_{D6}$, deci $V_{GS3} = V_{GS5}$ și $V_{GS4} = V_{GS6}$. Se pot scrie relațiile:

$$v_1' - V_{CMS} = V_{GS3} - V_{GS4} \quad (4.92)$$

$$V_{CMS} - v_2' = V_{GS5} - V_{GS6} \quad (4.93)$$

rezultând:

$$V_{CMS} = \frac{v_1' + v_2'}{2} = \frac{v_1 + v_2}{2} + V_{SG8} = V_{CM} + V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \quad (4.94)$$

Circuitul din Figura 4.14 îndeplinește aceeași funcție cu cel din Figura 4.13c, media aritmetică a potențialelor v_1 și 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 operațional din Figura 4.15. Să se explice funcționarea circuitului și să se determine expresia amplificării acestuia.

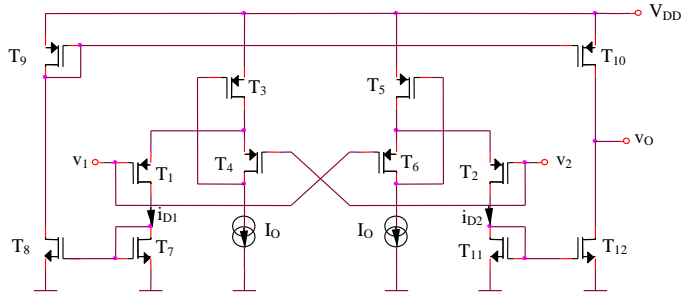


Figura 4.15

Rezolvare

Amplificatorul diferențial 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 și T_6 funcționând la un curent constant I_O :

$$V = V_{SG4} = V_{SG6} = V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} \tag{4.95}$$

Curentul diferențial de ieșire 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 ieșire 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 diferențial din Figura 4.16. Să se determine expresia transconducțanței acestuia definită ca $G_m = i_O / (v_1 - v_2)$, unde $i_O = (i_{D1} + i_{D3}) - (i_{D2} + i_{D4})$.

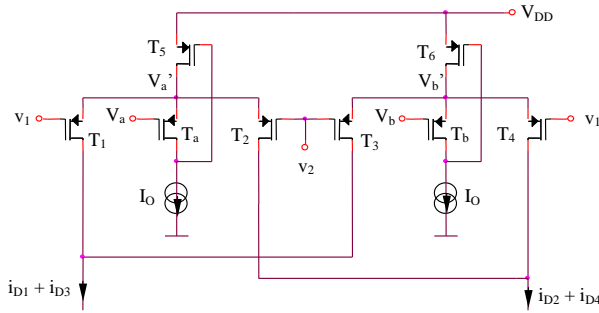


Figura 4.16

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 operațional din Figura 4.17. Să se explice funcționarea acestuia și să se determine expresia amplificării circuitului. V_a și V_b sunt potențiale constante, fixate din exterior, iar I_O sunt surse de curent constant.

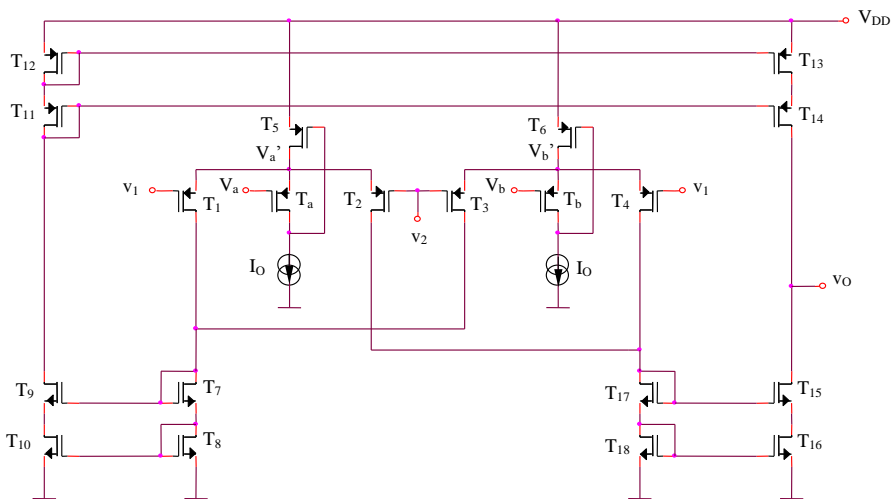


Figura 4.17

Rezolvare

Conform problemei 4.16, transconductanța echivalentă a etajului de intrare este $G_m = K(V_b - V_a)$. Deoarece rezistența de ieșire a amplificatorului operațional are expresia:

$$R_O = r_{ds14} g_{m14} r_{ds13} // r_{ds15} g_{m15} r_{ds16} = \frac{1}{2} g_{m15} r_{ds15}^2 \tag{4.103}$$

se obține următoarea expresie a amplificării structurii:

$$a = G_m R_O = \frac{1}{2} K(V_b - V_a) g_{m15} r_{ds15}^2 \tag{4.104}$$

Problema 4.18

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.18. V_{C1} și V_{C2} reprezintă potențiale constante, stabilite din exterior, care fixează curenții de drenă ai tranzistoarelor T_1 și T_2 la valorile I_{O1} , respectiv I_{O2} , iar tensiunea $V_{P2} - V_{P1}$ se consideră constantă și cunoscută. Să se determine expresia amplificării circuitului.

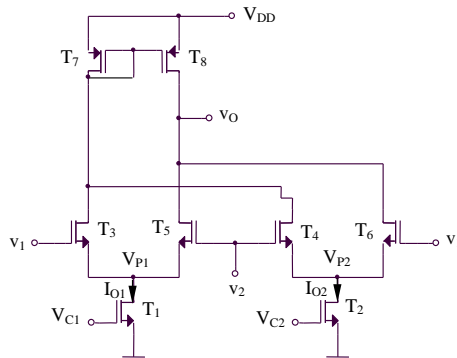


Figura 4.18

Rezolvare

Amplificatorul operațional din Figura 4.18 este format din două amplificatoare diferențiale ($T_3 - T_5$ și $T_4 - T_6$), conectate antiparalel și polarizate diferit (I_{O1} , respectiv I_{O2}), diferența celor doi curenți de ieșire fiind realizată utilizându-se oglinda de curent $T_7 - T_8$. Curentul de ieșire al amplificatorului operațional are expresia:

$$i_O = i_{D3} + i_{D4} - i_{D5} - i_{D6} \tag{4.105}$$

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 ieșire va fi exprimată astfel:

$$v_O = i_O R_O \quad (4.108)$$

R_O fiind rezistența de ieșire a structurii:

$$R_O = r_{ds8} // r_{ds6} // r_{ds5} \quad (4.109)$$

Amplificarea va avea, deci, expresia:

$$a = K R_O (V_{P2} - V_{P1}) \quad (4.110)$$

Rezistențele drenă-sursă care intră în componența rezistenței de ieșire sunt:

$$r_{ds8} = \frac{2}{\lambda(I_{O1} + I_{O2})} \quad (4.111)$$

$$r_{ds6} = \frac{2}{\lambda I_{O2}} \quad (4.112)$$

și:

$$r_{ds5} = \frac{2}{\lambda I_{O1}} \quad (4.113)$$

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 operațional din Figura 4.19. Să se determine expresiile pentru:

- Curenții de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcționare
- Amplificarea circuitului
- Rezistența de intrare
- Rezistența de ieșire

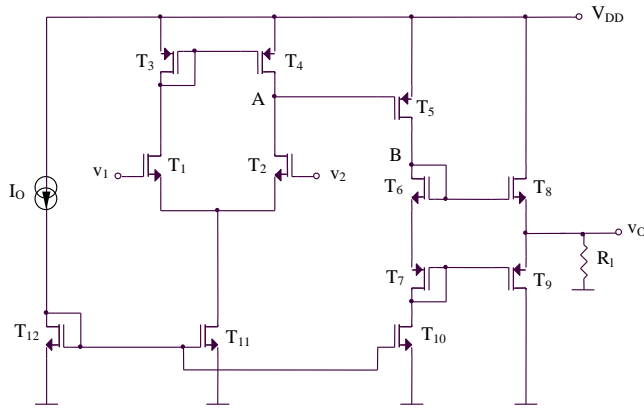


Figura 4.19

Rezolvare

a.

$$I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D10} = I_{D11} = I_{D12} = I_O \tag{4.116}$$

$$I_{D1} = \dots = I_{D4} = \frac{I_O}{2} \tag{4.117}$$

Pentru aflarea curenților I_{D8} și I_{D9} se pot scrie relațiile:

$$V_{GS6} + V_{SG7} = V_{GS8} + V_{SG9} \tag{4.118}$$

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 și T_9 .

b. Amplificarea structurii este egală cu produsul amplificărilor celor două etaje constitutive: amplificatorul diferențial 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 ieșire în clasă AB, curentul prin tranzistoarele finale T_8 și T_9 fiind fixat prin ajustarea valorii curentului I_{D10} (care modifică, însă, curenții prin toate tranzistoarele circuitului, deci și

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. Rezistența de intrare a amplificatorului operațional este:

$$R_i = \infty \quad (4.122)$$

d. Rezistența de ieșire a structurii are expresia:

$$R_O = \frac{1}{g_{m8}} // \frac{1}{g_{m9}} = \frac{1}{2g_{m8}} = \frac{1}{2\sqrt{2}KI_O} \quad (4.123)$$

(pentru $K_6 = K_8$, deci $I_F = I_O$).

Problema 4.20

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.20. V_{C1} și V_{C2} sunt potențiale constante, fixat din exterior. Să se explice funcționarea circuitului și 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} și T_{13} au constanta K de 4 ori mai mare decât a celorlalte tranzistoare.

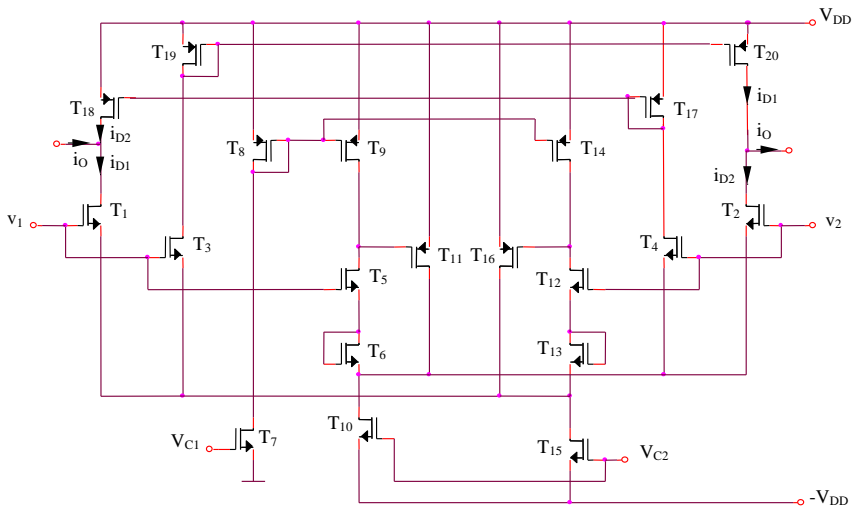


Figura 4.20

Rezolvare

Principiul de funcționare al amplificatorului operațional din Figura 4.20 este similar cu cel al structurii din Figura 4.12a. Tranzistoarele T_1 și T_2 formează amplificatorul diferențial de intrare, excitat de tensiunea diferențială $v_1 - v_2$, în timp ce tranzistoarele T_3 și T_4 , împreună cu oglizile de curent $T_{17}-T_{18}$ și $T_{19}-T_{20}$ au rolul de a reflecta curenții de ieșire din amplificatorul diferențial (i_{D1} și i_{D2}) în scopul obținerii tensiunii de ieșire. 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 și fixată de potențialul de comandă V_{C1} . Deci:

$$V = V_{GS5} + V_{GS6} = 2 \left(V_T + \sqrt{\frac{2I_{D5}}{4K}} \right) = 2V_T + \sqrt{\frac{2}{K} \frac{K}{2} (V_{C1} - V_T)^2} = V_{C1} + V_T \quad (4.124)$$

deci, folosind relația (4.77) din problema 4.12:

$$G_m = 2KV_{C1} \quad (4.125)$$

G_m fiind transconducța circuitului, $i_o = G_m(v_1 - v_2)$. Se obține $a = G_m(r_{ds2} // r_{ds20})$

Circuitul prezintă avantajul posibilității controlului valorii transconducței G_m prin intermediul potențialului V_{C1} , precum și avantajul unei transconducțe independente de tensiunea de prag, deci o funcționare a circuitului neafectată de efectul de substrat.

Problema 4.21

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.21. Să se explice funcționarea acestuia și să se determine expresia amplificării circuitului. $V_{C1} - V_{C5}$ sunt potențiale constante, fixate din exterior.

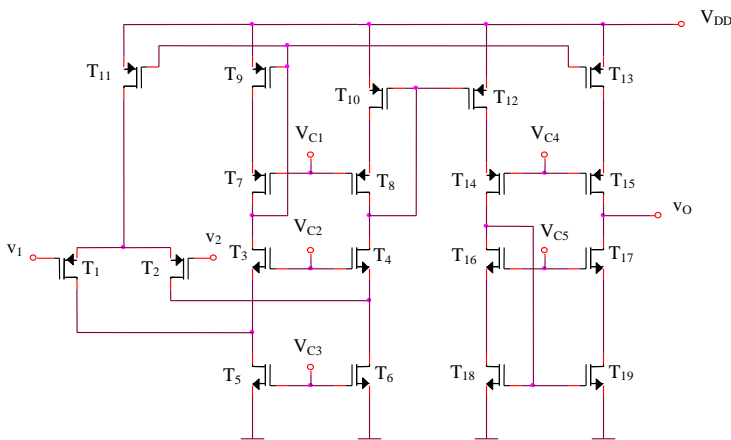


Figura 4.21

Rezolvare

Amplificatorul operațional din Figura 4.21 este format din amplificatorul diferențial $T_1 - T_2$ și din sursele de curent cascod realizate cu tranzistoarele $T_3 - T_{19}$. Curentul de ieșire din amplificatorul operațional are expresia:

$$i_O = i_{D15} - i_{D17} \quad (4.126)$$

Deoarece $T_{18} - T_{19}$, $T_{10} - T_{12}$ și $T_9 - T_{13}$ formează oglinzi de curent, rezultă:

$$i_O = i_{D9} - i_{D10} = i_{D3} - i_{D4} = (i_{D5} - i_{D1}) - (i_{D6} - i_{D2}) \quad (4.127)$$

Oglinda de curent $T_5 - T_6$ impune $i_{D5} = i_{D6}$, deci:

$$i_O = i_{D2} - i_{D1} = g_{m1}(v_2 - v_1) \quad (4.128)$$

Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional are expresia:

$$v_O = i_O R_O \quad (4.129)$$

R_O fiind rezistența de ieșire a structurii:

$$R_O = r_{ds15} g_{m15} r_{ds13} // r_{ds17} g_{m17} r_{ds19} = \frac{1}{2} g_{m17} r_{ds17}^2 \quad (4.130)$$

rezultând o amplificare exprimată prin:

$$a = \frac{1}{2} g_{m1} g_{m17} r_{ds17}^2 \quad (4.131)$$

Problema 4.22

Se consideră structura de amplificator operațional din Figura 4.22. V_{C1} și V_{C2} sunt potențiale constante, fixate din exterior. Să se determine expresiile pentru:

- Curenții de drenă ai tranzistoarelor în punctul static de funcționare
- Amplificarea circuitului
- Rezistența de intrare
- Rezistența de ieșire
- Domeniul maxim al tensiunii de intrare de mod comun

Rezolvare

a. $I_{D1} = I_{D2} = I_O / 2$, $I_{D11} = I_{D12} = I_O$.

$$I_{D5} = I_{D6} = \frac{K}{2} (V_{DD} - V_{C2} - V_T)^2 \quad (4.132)$$

$$I_{D3} = I_{D4} = I_{D7} = \dots = I_{D10} = I_{D6} - I_{D2} \quad (4.133)$$

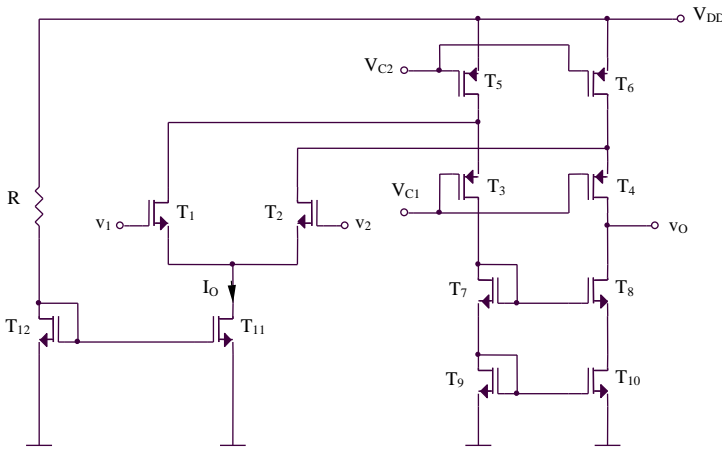


Figura 4.22

b,d. Amplificatorul operațional este o structură clasică de cascodă întoarsă, etajul de intrare fiind implementat de amplificatorul diferențial $T_1 - T_2$, în timp ce etajul de ieșire este realizat utilizând sursa de curent de tip cascod $T_3 - T_{10}$, necesară pentru creșterea impedanței de ieșire a amplificatorului operațional și, deci, a amplificării acestuia. Potențialul V_{C2} fixează curentul de repaus prin tranzistoarele T_5 și T_6 .

Amplificarea întregii structuri are expresia:

$$a = g_{m1}R_O \tag{4.134}$$

R_O fiind rezistența de ieșire a amplificatorului operațional, exprimată prin:

$$R_O = r_{ds8} g_{m8} r_{ds10} // [r_{ds4} g_{m4} (r_{ds6} // r_{ds2})] \tag{4.135}$$

c. Rezistența de intrare a circuitului este:

$$R_i = \infty \tag{4.136}$$

e. Tensiunea maximă de intrare de mod comun are expresia:

$$v_{IC\max}^+ = V_{C1} + V_{SG3} - V_{DS1sat} + V_{GS1} = V_{C1} + V_{SG3} + V_T \tag{4.137}$$

Condiția de funcționare în saturație a tranzistorului T_5 se poate scrie:

$$V_{DD} - (V_{C1} + V_{SG3}) \geq V_{DD} - V_{C2} - V_T \tag{4.138}$$

echivalent cu:

$$V_{C2} - V_{C1} \geq V_{SG3} - V_T = \sqrt{\frac{2}{K} \left[\frac{K}{2} (V_{DD} - V_{C2} - V_T)^2 - \frac{I_O}{2} \right]} = \sqrt{(V_{DD} - V_{C2} - V_T)^2 - \frac{I_O}{K}} \tag{4.139}$$

rezultând următoarea condiție pentru funcționarea în saturație a tranzistorului T_5 :

$$\frac{I_O}{K} \geq (V_{DD} - V_{C2} - V_T)^2 - (V_{C2} - V_{C1})^2 \tag{4.140}$$

Tensiunea de intrare de mod comun este exprimată prin relația (4.28).

Problema 4.23

Se consideră amplificatorul operațional de tip cascodă întoarsă din Figura 4.23. Să se determine expresiile pentru:

- a. Curenții de drenă în punctul static de funcționare
- b. Amplificarea circuitului

Se consideră că potențialele V_{C1} și V_{C3} (fixate din exterior) asigură curenții $I_{D9} = I_{D5} = I_{D4} = I_{D3} = I_O$, iar V_{C2} și V_{C4} sunt, de asemenea, potențiale fixate.

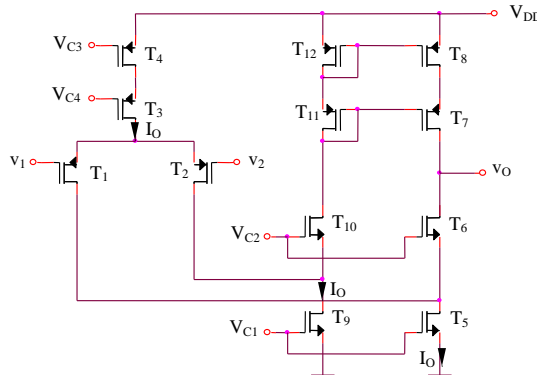


Figura 4.23

Rezolvare

a.

$$I_{D3} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D8} = I_{D10} = I_{D11} = I_{D12} = I_{D9} - I_{D2} = \frac{I_O}{2} \tag{4.141}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{D3}}{2} = \frac{I_O}{2} \tag{4.142}$$

b. Curentul de ieșire din amplificatorul operațional are expresia:

$$i_O = \left(I_O - \frac{I_O}{2} - g_{m1}v_2 \right) - \left(I_O - \frac{I_O}{2} - g_{m1}v_1 \right) = g_{m1}(v_1 - v_2) \tag{4.143}$$

iar tensiunea de ieșire a acestuia este:

$$v_O = i_O R_O = i_O [r_{ds7} g_{m7} r_{ds8} // r_{ds6} g_{m6} (r_{ds5} // r_{ds1})] \tag{4.144}$$

deci:

$$a = g_{m1} [g_{m7} r_{ds8}^2 // g_{m6} r_{ds6} (r_{ds5} // r_{ds1})] = \frac{K}{\lambda^2 I_O} \tag{4.145}$$

Problema 4.24

Să se determine expresia amplificării structurii de amplificator operațional din Figura 4.24. V_C este potențial de polarizare fixat din exterior.

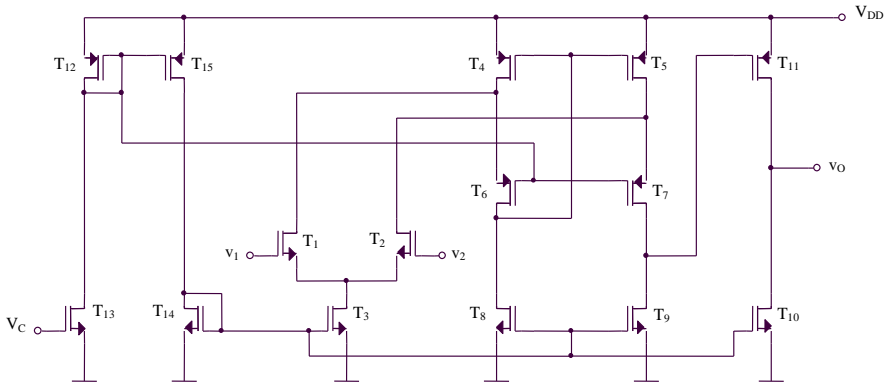


Figura 4.24

Rezolvare

Amplificatorul operațional este de tip cascodă întoarsă, amplificarea etajului diferențial $T_1 - T_2$ fiind:

$$A_{dd1} = g_{m1} \{r_{ds9} // r_{ds7} [1 + g_{m7} (r_{ds2} // r_{ds5})]\} \cong g_{m1} r_{ds9} \tag{4.146}$$

Amplificarea etajului al doilea, realizat cu tranzistorul T_{11} în configurația sursă comună are expresia:

$$A_{dd2} = g_{m11} (r_{ds10} // r_{ds11}) \tag{4.147}$$

Amplificarea întregii structuri este:

$$a = A_{dd1} A_{dd2} \tag{4.148}$$

Problema 4.25

Se consideră amplificatorul operațional din Figura 4.25, V_C și $V_{C1}-V_{C4}$ fiind potențiale constante, fixate din exterior care stabilesc prin circuit curenții I_{D0} , I_{D1} și I_O (v. Figura 4.25). Toate tranzistoarele sunt identice, cu excepția T_0 și T_1 care au factorii K_0 , respectiv K_1 . Să se determine amplificarea întregii stucturi.

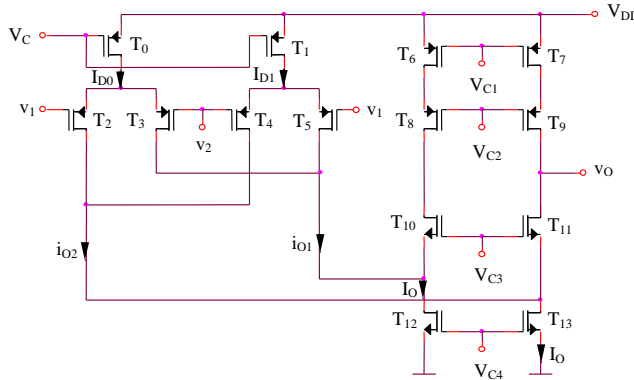


Figura 4.25

Rezolvare

Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional are expresia:

$$v_O = \left[\left(I_O - \frac{I_{D0} + I_{D1}}{2} - i_{O1} \right) - \left(I_O - \frac{I_{D0} + I_{D1}}{2} - i_{O2} \right) \right] R_O = (i_{O2} - i_{O1}) R_O \quad (4.149)$$

R_O fiind rezistența de ieșire a circuitului:

$$R_O = r_{ds9} g_{m9} r_{ds7} // r_{ds11} g_{m11} (r_{ds13} // r_{ds2} // r_{ds4}) \quad (4.150)$$

iar cu i_{O1} și i_{O2} notându-se componentele de semnal mic de la ieșirea celor două amplificatoare diferențiale T_2-T_3 și T_4-T_5 . Aceste componente sunt suprapuse peste curenții din punctul static de funcționare, $I_{D2} = I_{D3} = I_{D0} / 2$ și $I_{D4} = I_{D5} = I_{D1} / 2$.

Curentul diferențial de ieșire poate fi scris astfel:

$$i_{O2} - i_{O1} = (i_{D2} + i_{D4}) - (i_{D3} + i_{D5}) = (i_{D2} - i_{D3}) + (i_{D4} - i_{D5}) \quad (4.151)$$

$$i_{O2} - i_{O1} = g_{m2,3}(v_2 - v_1) + g_{m4,5}(v_1 - v_2) = (g_{m4,5} - g_{m2,3})(v_1 - v_2)$$

$$i_{O2} - i_{O1} = (\sqrt{K I_{D1}} - \sqrt{K I_{D0}})(v_1 - v_2) \quad (4.152)$$

rezultând o amplificare exprimată prin:

$$a = (\sqrt{K I_{D1}} - \sqrt{K I_{D0}}) R_O = \sqrt{\frac{K}{2}} (\sqrt{K_I} - \sqrt{K_0}) (V_{DD} - V_C - V_T) R_O \quad (4.153)$$

Problema 4.26

Pentru amplificatorul operațional din Figura 4.26a să se determine amplificarea circuitului, considerându-se că tranzistoarele $T_5 - T_8$ sunt tranzistoare MOS super-cascode, având structura descrisă în Figura 4.26b. Se cunosc $I_{O1} = I_{O2} = I_O / 2$, iar potențialele $V_{C1} - V_{C4}$ sunt fixate din exterior astfel încât stabilesc prin circuit curenții din Figura 4.26a.

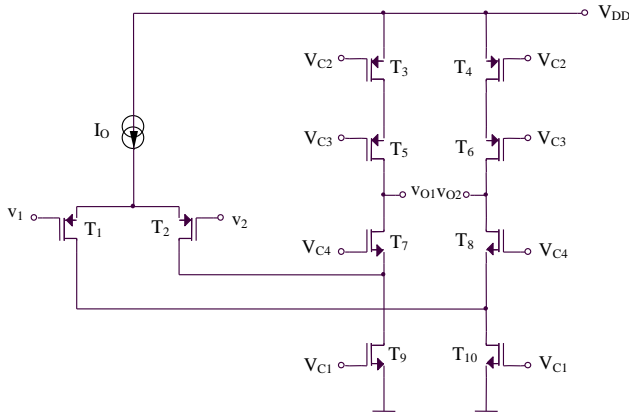


Figura 4.26a

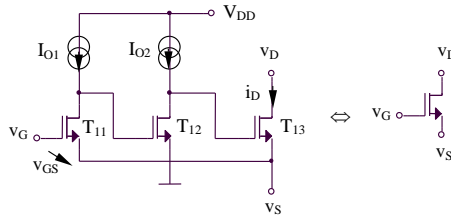


Figura 4.26b

Rezolvare

Echivalarea celor două structuri din Figura 4.26b este posibilă pornind de la relația generală care le caracterizează, $i_D = G_m v_{GS}$, cu G_m notându-se transconductanța echivalentă a structurii formate din cele trei tranzistoare. Se pot scrie relațiile:

$$i_D = g_{m13} v_{GS13} = g_{m13} g_{m12} v_{GS12} r_{ds12} = g_{m13} g_{m12} r_{ds12} g_{m11} r_{ds11} v_{GS} \quad (4.154)$$

rezultând:

$$G_m = g_{m13} g_{m12} r_{ds12} g_{m11} r_{ds11} = g_{m11}^3 r_{ds11}^2 = \frac{4K^{3/2}}{\lambda^2 I_O^{1/2}} = G_{m5} = G_{m6} = G_{m7} = G_{m8} \quad (4.155)$$

- sursa de curent $T_4 - T_{11}$ realizată în variantă cascod pentru creșterea impedanței de ieșire;
- etajul de ieșire T_{12} de tip drenă comună, având amplificarea unitară în tensiune, cu rolul de a reduce impedanța de ieșire a amplificatorului operațional;
- sursa de curent $T_{14} - T_{17}$ necesară pentru polarizarea amplificatorului diferențial (prin T_3), a sursei cascod (prin potențialul grilei tranzistorului T_{16}), respectiv a etajului de ieșire (prin T_{13}).

Pentru determinarea curenților statici prin tranzistoarele circuitului se pot scrie relațiile:

$$V_{GS14} = V_{GS15} + I_O R \quad (4.158)$$

echivalent cu:

$$V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{K}} = V_T + \sqrt{\frac{2I_O}{4K}} + I_O R \quad (4.159)$$

deci:

$$I_O = \frac{I}{2KR^2} \quad (4.160)$$

Curenții de drenă ai tranzistoarelor circuitului au valorile:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D4} = \dots = I_{D9} = \frac{I_O}{2} \quad (4.161)$$

$$I_{D3} = I_O = I_{D10} = \dots = I_{D17} \quad (4.162)$$

$$I_{D4} = \frac{I_O}{2} = \frac{I}{4KR^2} = \frac{K}{2} (V_{C2} - V_T)^2 \quad (4.163)$$

rezultând:

$$V_{C2} = V_T + \frac{I}{\sqrt{2KR}} \quad (4.164)$$

Amplificarea structurii are expresia:

$$a = g_{m1} \{r_{ds7} g_{m7} r_{ds5} // [r_{ds9} g_{m9} (r_{ds11} // r_{ds2})]\} \quad (4.165)$$